

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Proyecto Final de Carrera

Implementación de la dispersión difusa sobre una herramienta de lanzado de rayos



AUTOR: Mariano Corbalán Guillén
DIRECTOR: José María Molina García-Pardo
Cartagena, Abril de 2006



Autor	Mariano Corbalán Guillén
E-mail del Autor	mcorbalan1981@hotmail.com
Director	José María Molina García-Pardo
E-mail del Director	josemaria.molina@upct.es
Resumen	
<p>Los sistemas de comunicaciones móviles celulares de tercera generación o los sistemas futuros requieren de gran capacidad de transmisión de datos en la interfaz radio. Por tanto, resulta necesario analizar el canal de radiocomunicaciones no sólo para estimar las pérdidas por propagación sino para evaluar la dispersión de la señal en el tiempo y en el espacio. Una forma de conocer el canal de radiocomunicaciones es proponiendo modelos de propagación basados en trazado de rayos y teorías electromagnéticas de óptica geométrica, cuyos resultados deben ser validados con medidas experimentales.</p> <p>Los modelos basados en trazado de rayos se emplean mucho para la predicción del campo lejano en entornos urbanos. Sin embargo, las herramientas convencionales para el trazado de rayos todavía presentan un tiempo de proceso e inexactitud excesivos para la predicción en banda ancha. Incrementando el número máximo de iteraciones sucesivas (reflexiones, difracciones) generalmente se mejoran poco los resultados mientras que el tiempo de proceso de crece exponencialmente. El objetivo de este proyecto es demostrar que integrando reflexión/difracción con la dispersión difusa, se pueden obtener buenos resultados tanto en banda ancha como estrecha con un número bajo de iteraciones.</p>	
Titulación	Ingeniero de Telecomunicación
Intensificación	Sistemas y Redes de Telecomunicaciones
Departamento	Tecnologías de la Información y las Comunicaciones
Fecha de Presentación	Abril-2006

Índice general

CAPÍTULO 1: Introducción

1.1. Introducción	8
1.2. Objetivos	9
1.3. Herramientas utilizadas	9
1.3. Contenidos.	9

CAPÍTULO 2: Modelos de propagación deterministas

2.1. Introducción	12
2.2. Óptica Geométrica (GO)	13
2.3. Teoría Uniforme de la Difracción (UTD)	19

CAPÍTULO 3: Implementación de la dispersión difusa

3.1. Introducción	27
3.2. Dispersión difusa (Diffuse Scattering)	28
3.3. Dispersión difusa desde <i>close walls</i> (paredes cercanas)	29
3.4. Dispersión difusa desde <i>far walls</i> (paredes lejanas).	32
3.5. Implementación de la dispersión difusa	32

CAPÍTULO 4: Resultados

4.1. Introducción	42
4.2. Aplicación a <i>far walls</i>	43
4.2.1. Simulaciones para la potencia recibida sólo con dispersión difusa.	44
4.2.2. Simulaciones para la potencia recibida sólo con reflexión y difracción.	48
4.2.3. Comparativa de los resultados	49

4.3. Aplicación a <i>close walls</i>	52
4.3.1. Simulaciones para la dispersión del retardo	53
4.3.1.1. Dispersión del retardo sin dispersión difusa	53
4.3.1.2. Dispersión del retardo con dispersión difusa	56
4.3.2. Simulaciones para la potencia recibida	58
4.3.2.1. Potencia recibida sin dispersión difusa	58
4.3.2.2. Potencia recibida con dispersión difusa	60
4.3.3. Comparativa de los resultados	62
4.4. Aplicación a un entorno urbano.	65
4.4.1. Simulaciones para la dispersión del retardo	66
4.4.1.1. Dispersión del retardo sin dispersión difusa	66
4.4.1.2. Dispersión del retardo con dispersión difusa de primer orden	69
4.4.1.3. Dispersión del retardo con dispersión difusa de segundo orden	71
4.4.2. Simulaciones para la potencia recibida	73
4.4.2.1. Potencia recibida sin dispersión difusa	73
4.4.2.2. Potencia recibida con dispersión difusa de primer orden	75
4.4.2.3. Potencia recibida con dispersión difusa de segundo orden	77
4.4.3. Comparativa de los resultados.	79

CAPÍTULO 5: Conclusiones

5.1. Resumen de las contribuciones consideradas.	84
5.2. Conclusiones y futuras líneas	86

Anexo 1: Herramienta de trazado de rayos.	89
----------------------------------------------------------	----

Bibliografía.	98
--------------------------------	----

Índice de figuras

Figura 1. Diagrama de una polarización horizontal o TE.	15
Figura 2. Diagrama de una polarización vertical o TM.	16
Figura 3. Regiones de transición y sistema de coordenadas para la cuña.[8].	20
Tabla 1. Regiones frontera de la difracción y las contribuciones asociadas a cada una de ellas.	20
Figura 4. Incidencia oblicua sobre una cuña de paredes conductoras.[8].	21
Figura 5. Dos terminales radio en una “close wall” con la elipse de Fresnel.[1].	30
Figura 6. (a) Vista de un elemento de superficie genérico. (b) Vista 2-D de un elemento de superficie dS.[1].	31
Figura 7. Rayo incidente que sufre dispersión bajo la ley de Lambertian.[26].	33
Figura 8. Vista 3-D de la dispersión lambertiana en función del ángulo de incidencia.[26].	33
Figura 9. Entorno para “far walls”.[1].	44
Figura 10. Posición de los transmisores y receptores para la simulación “far walls”.	44
Figura 11. Potencia recibida por dispersión frente al ángulo tx-rx.	46
Figura 12. Potencia recibida por dispersión frente al ángulo tx-rx para varias contribuciones.	47
Figura 13. Posición de los transmisores y receptores en el entorno para la difracción y la reflexión.	48
Figura 14. Potencia recibida por difracción y reflexión frente al ángulo transmisor-receptor.	49
Figura 15. Potencia recibida por difracción, reflexión y dispersión frente al ángulo transmisor-receptor.	50
Figura 16. Potencia recibida por difracción, reflexión y dispersión frente al ángulo transmisor-receptor.[1].	51
Figura 17. Entorno para “close walls”.[1].	52
Figura 18. Posición de los transmisores (aspas) y los receptores (círculos) en el entorno “close walls”.	53
Figura 19. Dispersión del retardo para el caso “close walls” sin dispersión difusa.	55
Figura 20. Dispersión del retardo para el caso “close walls” con dispersión difusa de primer orden.	57
Figura 21. Potencia recibida para el caso “close walls” sin dispersión difusa.	59
Figura 22. Potencia recibida para el caso “close walls” con dispersión difusa de primer orden.	61

Figura 23. Comparativa de la dispersión del retardo para el caso “close walls” sin dispersión difusa.[1].	62
Figura 24. Dispersión del retardo para el caso “close walls” con dispersión difusa de primer orden.[1].	64
Figura 25. Diferencia de potencia recibida introducida por la dispersión difusa para el caso “close walls”.	65
Figura 26. Posición de los transmisores (aspas) y receptores (círculos) sobre un entorno urbano.	66
Figura 27. Dispersión del retardo para un entorno urbano sin dispersión difusa.	68
Figura 28. Dispersión del retardo para un entorno urbano con dispersión difusa de primer orden.	70
Figura 29. Dispersión del retardo para un entorno urbano con dispersión difusa de segundo orden.	72
Figura 30. Potencia recibida para un entorno urbano sin dispersión difusa.	74
Figura 31. Potencia recibida para un entorno urbano con dispersión difusa de primer orden.	76
Figura 32. Potencia recibida para un entorno urbano con dispersión difusa de segundo orden.	78
Figura 33. Dispersión del retardo y potencia recibida para el transmisor 1 con diferentes ordenes (Ns) de la dispersión difusa.	79
Figura 34. Dispersión del retardo y potencia recibida para el transmisor 2 con diferentes ordenes (Ns) de la dispersión difusa.	80
Figura 35. Dispersión del retardo y potencia recibida para el transmisor 3 con diferentes ordenes (Ns) de la dispersión difusa.	81

Capítulo 1

Introducción

1.1. Introducción.

La propagación radio en entornos urbanos y suburbanos es un fenómeno complejo, que implica considerar muchos mecanismos diferentes. Existen diferentes modelos de propagación que estiman las pérdidas de propagación, y suelen clasificarse en modelos deterministas y empíricos. Los primeros están basados en aproximaciones de las ecuaciones de Maxwell, y los segundos en medidas experimentales. Dentro de los primeros, en entornos urbanos la propagación se suele dividir en propagación sobre edificios o propagación vertical, donde se produce una propagación por difracción múltiple sobre los edificios, y la propagación lateral, donde tenemos muchos rayos reflejados/difractados sobre paredes/esquinas verticales según la óptica geométrica [2]. Muchas de las herramientas desarrolladas para la predicción del campo recibido suelen implementar modelos de dos tipos: modelos de difracción múltiple para la propagación vertical [3] y modelos de trazado de rayos bidimensionales para la simulación de la propagación lateral [2],[4]. Desafortunadamente, en el caso común de una estación base situada encima o sobre el tejado de un edificio, la propagación vertical y lateral no están definidas claramente. En estas condiciones, las herramientas anteriores combinadas o por separado, no ofrecen buenos resultados, especialmente cuando son necesarias estimaciones de banda ancha. De hecho, los resultados de banda ancha están muy afectados por la presencia de “long-delay”, caminos oblicuos de “back-scattering” producidos por objetos lejanos como tejados o paredes de edificios, montañas, etc. , que no se encuentran en un plano vertical o lateral. A menudo estas contribuciones no se pueden clasificar como reflexiones o difracciones sino como dispersión difusa. Debido a la rugosidad de las superficies, balcones, cables, fachadas de edificios, a menudo la energía se dispersa en un rango amplio de direcciones aparentemente siguiendo las leyes de la óptica geométrica. La contribución correspondiente al campo total, aunque pequeña, puede tener un impacto significativo en la “cola” del perfil de retardo del enlace radio [2]. Como estos modelos, a menudo, están basados en la aproximación de Kirkhhoff, que sólo tiene en cuenta las desviaciones de la rugosidad mediante estadísticas Gaussianas y una curvatura limitada, no son muy apropiados para paredes de edificios reales.

En este proyecto, se ha desarrollado un módulo para simular la dispersión difusa sobre un trazador de rayos. El modelo empleado, junto con la difracción/reflexión, también tiene en cuenta la dispersión producida por los edificios, mediante una media estadística según el modelo de rugosidad efectiva (ER) [5],[6].

1.2. Objetivos.

El objetivo de este proyecto es la implementación de un modelo de dispersión difusa, su integración en una herramienta de trazado de rayos y su posterior validación mediante simulaciones.

1.3. Herramientas utilizadas.

A continuación, se enumera el material empleado en la realización de este proyecto:

- Ordenador con Procesador Intel Pentium 4 a 2.3 GHz, y con 1 Giga de memoria RAM.
- Compilador Borland C++ 5.0 para la programación del modelo de dispersión difusa.
- Autocad 2000 para la generación de los entornos simulados.
- Matlab 6.5 para la representación gráfica de los resultados.
- Microsoft Word 2003 para la documentación del proyecto.

1.4. Contenidos.

Este proyecto consta de cinco capítulos: introducción, modelos de propagación deterministas, implementación de la dispersión difusa, resultados y conclusiones.

En primer capítulo de introducción se pretende dar una idea general de los motivos y objetivos del proyecto, así como de las herramientas utilizadas y los contenidos del mismo.

En el segundo capítulo se explican la óptica geométrica y la teoría uniforme de la difracción, así como diferentes modelos de propagación deterministas como la reflexión y la difracción.

En el tercer capítulo se expone la formulación analítica elegida para modelar la dispersión así como el algoritmo empleado y se explica su desarrollo mediante diagramas de flujo.

En el cuarto capítulo se muestran las simulaciones realizadas y los resultados obtenidos.

En el último capítulo se presenta un resumen de las contribuciones consideradas en el receptor así como las conclusiones que se pueden extraer de los resultados. También se enumeran futuras líneas para continuar con el proyecto realizado.

Capítulo 2

Modelos de propagación deterministas

2.1. Introducción.

El trazado de rayos es un modelo determinista que se emplea para la predicción de la respuesta del canal de radiocomunicaciones. Se fundamenta en la aplicación de la *Óptica Geométrica (GO)* y la *Teoría Uniforme de la Difracción (UTD)* [9].

Los mecanismos fundamentales de propagación son la reflexión, la difracción y la dispersión. La reflexión se produce cuando una onda electromagnética incide sobre una superficie cuyas dimensiones son superiores a la longitud de onda, generándose también una onda transmitida. El fenómeno de la difracción surge cuando una onda es obstruida por una superficie con irregularidades abruptas (aristas), en este caso se generan ondas secundarias desde esta arista. Por último, la dispersión tiene lugar cuando una onda viaja por un medio con objetos de dimensiones similares a la longitud de onda, o cuando el número de objetos por unidad de volumen es alto.

La *Óptica Geométrica* caracteriza la reflexión mediante la ley de *Snell* [8], mientras que la *Teoría Uniforme de la Difracción* se encarga del estudio de la difracción basándose en el principio de *Hyugens*. El fenómeno de la dispersión, a menudo no considerado por su escaso valor frente a otras contribuciones, se analiza por medio de la ley de *Lambertian*.

El trazador de rayos considerado en este proyecto consiste en el lanzamiento de rayos desde la posición del transmisor con una separación angular constante, y en el posterior seguimiento de los mecanismos de propagación que experimenta cada rayo hasta su impacto en la posición del receptor. Si algún rayo impacta en una esquina, se sigue el mismo procedimiento que si se tratase de un nuevo transmisor, pero conservando los parámetros de propagación.

2.2. Óptica Geométrica (GO).

La Óptica Geométrica es una aproximación que considera los frentes de onda electromagnéticas como rayos que representan una onda esférica [8], obviando el comportamiento ondulatorio de los campos electromagnéticos para hacer un análisis del problema en forma de teoría de rayos. Esta es una aproximación válida siempre que se aplique a altas frecuencias, debido a que a medida que aumenta la frecuencia, la primera zona de *Fresnel*, que es la que concentra la mayor parte de la energía [10], tiende a estrecharse y se puede simular como un rayo [11],[12], simplificando enormemente el análisis con respecto al comportamiento ondulatorio descrito por las ecuaciones *Maxwell*. La Óptica Geométrica contempla las siguientes contribuciones:

Rayo directo

Las ondas se propagan en medios que van a estar caracterizados por un índice de refracción n . Estos medio suelen considerarse homogéneos (n constante dentro de un mismo medio), lo que quiere decir que el camino que siga cada rayo entre dos determinados puntos será siempre una línea recta (sin obstáculos). De esta forma, el frente de ondas que representa el rayo en cuestión no sufre ningún mecanismo de propagación adicional, y solamente sufrirá la atenuación con la distancia propia de una onda esférica. Es lo que se denomina situación de visión directa entre transmisor y receptor: *Line of Sight (LoS)*.

El campo electromagnético definido por el rayo directo es:

$$E_d(r) = E_o \frac{e^{-jkr_d}}{r_d} \quad (2.1)$$

donde E_0 es un factor que depende del transmisor, r_d es la distancia entre el transmisor y el receptor, y k es el número de onda $\left(k = \frac{2\pi}{\lambda}\right)$. La expresión se corresponde con el campo

propio de una onda esférica, el cual se atenúa inversamente con la distancia entre el transmisor y el receptor. El término exponencial indica la fase de la onda, que depende de la distancia recorrida.

Rayo reflejado

La reflexión se produce cuando una onda incide sobre la superficie que separa dos medios con diferentes propiedades electromagnéticas, representadas por índices de refracción (n_1 y n_2). Parte de la onda incidente es reflejada, y parte es transmitida al segundo medio. *GO* permite el cálculo de los campos (rayos) que se reflejan de forma especular en una superficie lisa de geometría cualquiera, basándose en las leyes de Snell para la reflexión. Para ello se define un coeficiente de reflexión, R , que relaciona la onda incidente y la onda reflejada, y que depende de las características eléctricas de la superficie de reflexión (permitividad y conductividad), de la polarización de la onda incidente, del ángulo de incidencia y de la frecuencia de la onda.

Según las leyes de *Snell* el rayo incidente y el reflejado están en el mismo plano, y el ángulo de incidencia (ψ_i) y el de reflexión (ψ_r) son iguales ($\psi_i = \psi_r = \psi$). Además aparece una onda transmitida con un ángulo (ψ_t) debido al fenómeno de la refracción, estando éste ángulo relacionado con el de incidencia mediante la siguiente expresión:

$$n_1 \sin(\psi_i) = n_2 \sin(\psi_t) \quad (2.2)$$

Siendo n_1 el índice de refracción del medio de donde procede la onda incidente y n_2 el del medio por donde se propaga la onda transmitida.

La onda reflejada se relaciona con la onda incidente por medio del coeficiente de reflexión (R), definido a partir de la permitividad y conductividad de la superficie, de la polarización de la onda incidente, del ángulo de incidencia y de la frecuencia de la onda.

El coeficiente de reflexión se puede definir en función de la polarización de la onda incidente:

- Polarización Soft.

También denominada polarización *horizontal* o *TE*, se produce cuando el vector campo eléctrico de la onda incidente es perpendicular al plano de incidencia (plano formado por la onda incidente y la reflejada).

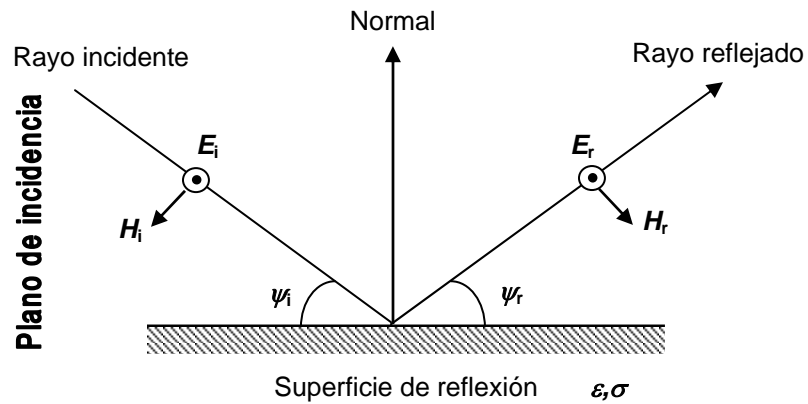


Figura1. Diagrama de una polarización horizontal o TE.

En este caso el coeficiente de reflexión tiene la siguiente expresión:

$$R_{\perp}(\psi) = \frac{\text{sen}\psi - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \psi}}{\text{sen}\psi + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \psi}} \quad (2.3)$$

Con
$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} = \epsilon_r' - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} = \epsilon_r' (1 - j \tan \delta_e) \approx \epsilon_r' - j 60 \lambda \sigma$$

Donde ϵ_r' es la permitividad relativa del medio sobre el que incide la onda, j es $\sqrt{-1}$, σ es su conductividad en Siemens/m, ω es la frecuencia angular, ϵ_0 es la

permitividad en el vacío, δ es la tangente de pérdidas y λ es la longitud de onda a la que se propaga la onda en metros.

- Polarización hard.

También llamada polarización *vertical* o *TM*, tiene lugar cuando el vector campo eléctrico está contenido en el plano de incidencia, y el campo magnético es perpendicular a éste.

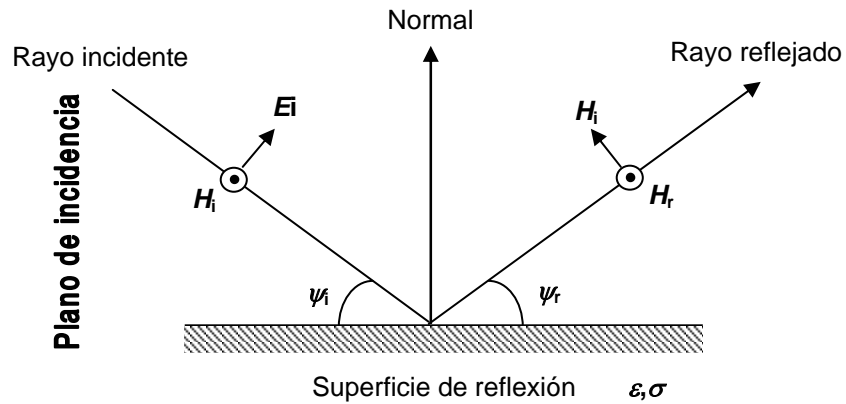


Figura2. Diagrama de una polarización vertical o TM.

El coeficiente de reflexión para una polarización hard es:

$$R_{\parallel}(\psi) = \frac{\epsilon_r \text{sen} \psi - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \psi}}{\epsilon_r \text{sen} \psi + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \psi}} \quad (2.4)$$

- Polarización mixta

En el caso de que la polarización sea mixta se deberá descomponer el campo incidente en una componente *soft* y otra *hard*, y utilizar los coeficientes definidos para cada una por separado, para finalmente sumarlos vectorialmente.

Una vez obtenido el coeficiente de reflexión, el campo eléctrico asociado a esta contribución se obtiene por medio de la siguiente expresión:

$$E_R(r) = E_o R \frac{e^{-jkr_r}}{r_r} \quad (2.5)$$

Donde E_o es un factor que depende del transmisor.

Si se produjesen múltiples reflexiones para una misma onda, el valor de R sería el producto acumulado de cada valor R_i correspondiente a la reflexión número i :

$$R = \prod_i R_i \quad (2.6)$$

Rayo transmitido

Para el rayo transmitido, también es válida la teoría de *Snell*. Se puede asumir sin cometer un gran error, que el ángulo de incidencia (ψ_i) y el ángulo de transmisión (ψ_t), también son iguales:

$$\psi_i = \psi_t = \psi$$

Esta aproximación es válida, siempre que el material antes y después de la pared sea el mismo. Además, se asume que el grosor de la pared es nulo. Por lo tanto, el nuevo rayo transmitido tiene la misma dirección que el rayo incidente. El coeficiente de transmisión

tiene el mismo significado físico que el coeficiente de reflexión, solo que ahora, el cálculo es distinto.

Así por tanto, según el tipo de polarización de la onda tenemos los siguientes valores para el coeficiente de transmisión:

- Polarización *soft*:

$$T_{\perp}(\psi) = \frac{2\operatorname{sen}\psi}{\operatorname{sen}\psi + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \psi}} \quad (2.7)$$

- Polarización *hard*:

$$T_{\parallel}(\psi) = \frac{2\operatorname{sen}\psi}{\epsilon_r \operatorname{sen}\psi + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \psi}} \quad (2.8)$$

- Polarización mixta:

En este caso se deberá descomponer el campo incidente en una componente *soft* y otra *hard*, pudiendo utilizar los coeficientes definidos para cada una de estas polarizaciones y sumarlos vectorialmente.

Una vez obtenido el coeficiente de transmisión, el campo eléctrico asociado a esta contribución se obtiene mediante la siguiente expresión:

$$E_T(r) = E_o T \frac{e^{-jkr_t}}{r_t} \quad (2.9)$$

En el caso de que se produjesen múltiples transmisiones de una onda, el coeficiente de transmisión se calcularía como el producto acumulado de todos los coeficientes individuales de transmisión:

$$T = \prod_i T_i \quad (2.10)$$

2.3. Teoría Uniforme de la Difracción (UTD).

La difracción de un frente de ondas se produce cuando éste se encuentra con algún obstáculo “afilado”, como puede ser una esquina en un entorno urbano. La esquina se convierte en un foco emisor secundario (principio de *Hyugens*), creando un nuevo frente de onda en la dirección de propagación [8].

La *óptica geométrica* no sirve para calcular los campos producidos por la difracción. Debido a que estos campos tienen una amplitud muy pequeña, no influyen en *LoS*, o en zonas donde los campos reflejados son elevados. Sin embargo, son importantes en las zonas de sombra.

Para frecuencias altas se puede utilizar un modelo para la difracción, donde éste depende únicamente de la geometría del objeto y de la amplitud, fase, polarización y frecuencia de la onda incidente en el punto de difracción, similarmente a como ocurría con el fenómeno de la reflexión. Se ha desarrollado lo que se conoce como *Teoría Uniforme de la Difracción (UTD)*.

Fronteras de Transición [13]

Existen tres regiones cuyas fronteras dependen de la posición de fuente (ρ' , ϕ'), del punto de observación (ρ , ϕ) y de la posición de la cuña (figura3).

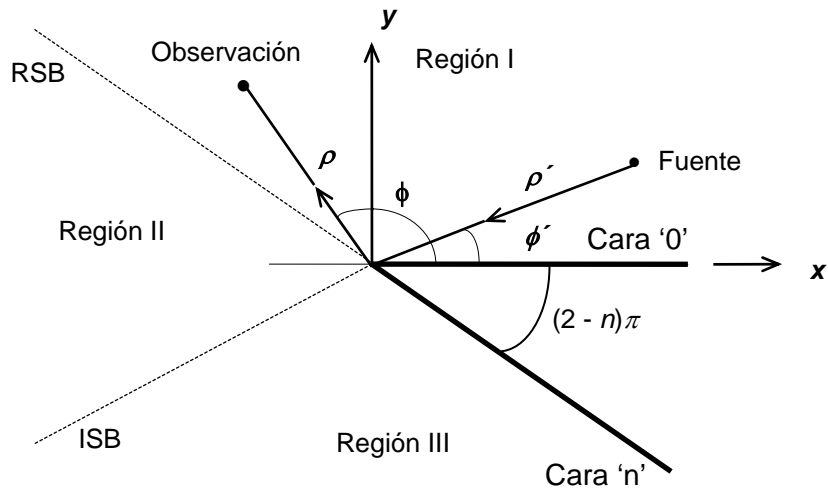


Figura 3. Regiones de transición y sistema de coordenadas para la cuña.[8].

A la frontera entre las regiones I y II se conoce como *Reflected Shadow Boundary (RSB)* y a la frontera entre las regiones II y III como *Incident Shadow Boundary (ISB)*. Las contribuciones que han de considerarse para calcular el campo total en cada una de las regiones se muestran en la siguiente tabla:

Región I	Región II	Región III
$0 < \phi < \pi - \phi'$	$\pi - \phi' < \phi < \pi + \phi'$	$\pi + \phi' < \phi < n\pi$
directo reflejado difractado	directo difractado	difractado

Tabla 1. Regiones frontera de la difracción y las contribuciones asociadas a cada una de ellas.

Campo Difractado

Se definen dos sistemas de coordenadas (figura 4): (s', β', ϕ') respecto al rayo incidente desde la fuente en el punto de difracción Q_D y (s, β, ϕ) respecto al rayo difractado desde Q_D hasta el punto de observación. El campo difractado puede expresarse entonces de la siguiente forma:

$$\bar{E}^d = \bar{E}^i(Q_D) \cdot \bar{D}(L; \phi, \phi'; \beta'_0) A(s', s) e^{-jks} \quad (2.11)$$

$$A(s', s) \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{s}} & \text{onda esférica} \\ \frac{1}{\sqrt{ss\sin\beta_0}} & \text{onda cilíndrica} \\ \sqrt{\frac{s'}{s(s+s')}} & \text{onda plana} \end{cases} \quad (2.12)$$

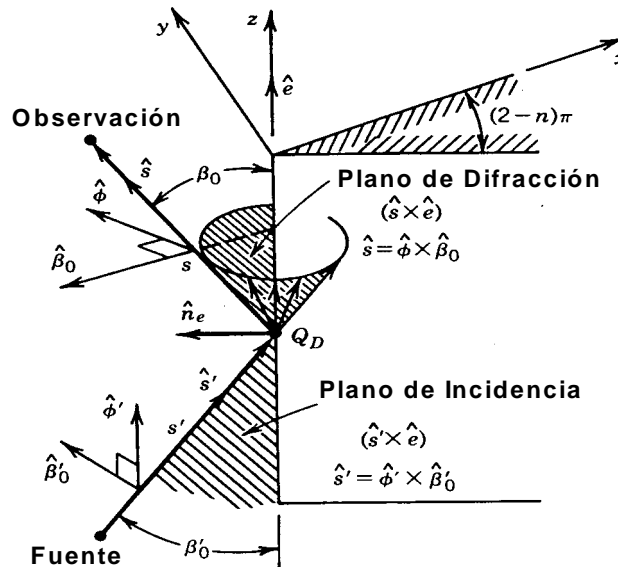


Figura 4. Incidencia oblicua sobre una cuña de paredes conductoras.[8].

donde $\vec{E}^i(Q_D)$ es el campo incidente en Q_D , $\bar{D}(L; \phi, \phi'; n; \beta'_0)$ es el coeficiente diádico de difracción (el cual tiene una expresión matricial para considerar cualquier polarización) y $A(s', s)$ es un término que tiene en cuenta la variación de la intensidad del campo a lo largo del rayo difractado. Cuando un rayo incide sobre una arista se producen múltiples rayos difractados (figura 4), cada uno de los cuales lleva asociado un campo, expresado por (2.11).

El Coeficiente Diádico de Difracción

Siguiendo la geometría de la figura 4, β'_0 y $\hat{\phi}'$ son dos vectores unitarios paralelo y perpendicular al plano de incidencia (definido por la fuente y la arista de la cuña) y β_0 y $\hat{\phi}$ son dos vectores unitarios paralelo y perpendicular al plano de difracción (definido por el punto de observación y la arista de la cuña). Además, estos vectores junto con los vectores s' y \hat{s} cumplen la siguiente relación:

$$s' = \hat{\phi}' \times \beta'_0 \quad (2.13)$$

$$s = \hat{\phi} \times \beta_0 \quad (2.14)$$

El coeficiente \bar{D} adopta la siguiente expresión:

$$\bar{D} = -\beta'_0 \hat{\beta}_0 D_s - \hat{\phi}' \hat{\phi} D_h \quad (2.15)$$

donde D_s y D_h son los coeficientes de difracción para el caso de polarización tipo *soft* o polarización tipo *hard* respectivamente que son definidos más adelante. Si se descomponen los campos en su componente paralela y perpendicular a los planos de difracción e incidencia queda

$$\left. \begin{aligned} \bar{E}^i &= E_{\beta_0}^i \beta_0' + E_{\phi, \phi'}^i \\ \bar{E}^d &= E_{\beta_0}^d \beta_0 + E_{\phi}^d \hat{\phi} \end{aligned} \right\} \quad (2.16)$$

que permite escribir en forma matricial

$$\begin{bmatrix} E_{\beta_0}^d(s) \\ E_{\phi}^d(s) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} D_s & 0 \\ 0 & D_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{\beta_0}^i(Q_D) \\ E_{\phi}^i(Q_D) \end{bmatrix} A(s', s) \exp(-jks) \quad (2.17)$$

Los coeficientes de Difracción se definen de la siguiente forma:

$$\left. \begin{aligned} D_s &= D^i - D^r \\ D_h &= D^i + D^r \end{aligned} \right\} \quad (2.18)$$

donde D^i y D^r se obtienen imponiendo condiciones de continuidad para el campo total en la *ISB* y la *RSB* respectivamente. Las expresiones de estos coeficientes son las siguientes:

$$\begin{aligned} D^i &= \frac{-\exp(-j\pi/4)}{2n\sqrt{2\pi k \text{sen}\beta_0}} \left\{ \cot \left[\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n} \right] F \left[kLa^+(\phi - \phi') \right] + \right. \\ &\quad \left. \cot \left[\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n} \right] F \left[kLa^-(\phi - \phi') \right] \right\} \end{aligned} \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} D^r &= \frac{-\exp(-j\pi/4)}{2n\sqrt{2\pi k \text{sen}\beta_0}} \left\{ \cot \left[\frac{\pi + (\phi + \phi')}{2n} \right] F \left[kLa^+(\phi + \phi') \right] + \right. \\ &\quad \left. \cot \left[\frac{\pi - (\phi + \phi')}{2n} \right] F \left[kLa^-(\phi + \phi') \right] \right\} \end{aligned} \quad (2.20)$$

L es un parámetro de distancia que puede encontrarse satisfaciendo la condición de que el campo total debe ser continuo a lo largo de la *ISB* y de la *RSB*. Para el caso de onda plana, cilíndrica o esférica incidente en una cuña de paredes planas y arista recta se tiene:

$$L = \begin{cases} s \operatorname{sen}^2 \beta_0 & \text{onda plana} \\ \frac{s' \operatorname{sen} \beta_0}{s' + s} & \text{onda cilíndrica} \\ \frac{s' \operatorname{sen}^2 \beta_0}{s' + s} & \text{onda esférica} \end{cases} \quad (2.21)$$

La función $F(x)$ recibe el nombre de *Función de Transición de Fresnel* y se define en términos de una integral de *Fresnel*

$$F(x) = 2j\sqrt{x} \exp(jx) \int_{\sqrt{x}}^{\infty} \exp(-j\tau^2) d\tau \quad (2.22)$$

La función $F(x)$ puede calcularse a partir de las integrales del *seno* y el *coseno*

$$S(x) = \int_0^x \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2} \tau^2\right) d\tau \quad (2.23)$$

$$C(x) = \int_0^x \operatorname{cos}\left(\frac{\pi}{2} \tau^2\right) d\tau \quad (2.24)$$

como sigue,

$$F(x) = j\sqrt{2\pi}\sqrt{x} \exp(jx) \left\{ \left[\frac{1}{2} - C\left(\sqrt{\frac{2}{\pi}}\sqrt{x}\right) \right] - j \left[\frac{1}{2} - S\left(\sqrt{\frac{2}{\pi}}\sqrt{x}\right) \right] \right\} \quad (2.25)$$

En las expresiones el argumento de $F(x)$ contiene a la función $a^\pm(\chi)$ que mide la separación angular entre el punto de observación y la *ISB* o la *RSB*. Su expresión es:

$$a^{\pm}(\chi) = 2 \cos^2 \left(\frac{2n\pi N^{\pm} - \chi}{2} \right), \chi = \phi \pm \phi' \quad (2.26)$$

siendo N^+ y N^- los números enteros que más cerca satisfagan las ecuaciones

$$2\pi n N^+ - \chi = \pi \quad (2.27)$$

$$2\pi n N^- - \chi = -\pi \quad (2.28)$$

Capítulo 3

Implementación de la dispersión difusa (Diffuse Scattering)

3.1. Introducción.

Como se ha explicado en el capítulo anterior, la Óptica Geométrica es una aproximación que considera los frentes de onda electromagnéticas como rayos que representan una onda esférica [8], obviando el comportamiento ondulatorio de los campos electromagnéticos para hacer un análisis del problema en forma de teoría de rayos. Esta es una aproximación válida siempre que se aplique a altas frecuencias, debido a que a medida que aumenta la frecuencia, la primera zona de *Fresnel*, que es la que concentra la mayor parte de la energía [10], tiende a estrecharse y se puede simular como un rayo [11],[12], simplificando enormemente el análisis con respecto al comportamiento ondulatorio descrito por las ecuaciones *Maxwell*.

Asumiendo la teoría de la Óptica Geométrica, se pueden distinguir distintos tipos de reflexión.

Cuando los rayos obedecen a la ley de la reflexión, tenemos la *reflexión especular*. Este es el caso de los espejos y de la mayoría de las superficies duras y pulidas. Al tratarse de una superficie lisa, los rayos reflejados son paralelos, es decir tienen la misma dirección.

La *reflexión difusa* es típica de superficies muy rugosas o sustancias granulosas como polvos. En el caso de la reflexión difusa los rayos son reflejados en distintas direcciones según la ley de Lambert.

Muchas reflexiones son una combinación de los dos tipos anteriores. Una manifestación de esto es una *reflexión extendida* que tiene una componente direccional dominante que se difunde parcialmente por las irregularidades de la superficie.

La *reflexión mixta* es una combinación de reflexión especular, extendida y difusa. Este tipo de reflexión es la que se da en la mayoría de los materiales.

La *reflexión esparcida* es aquella que no puede asociarse con la ley de Lambert ni con la ley de la reflexión regular.

3.2. Dispersión difusa.

Cuando una onda electromagnética incide sobre la pared de un edificio, el campo se dispersa en un rango de direcciones amplio. Si la pared es lisa y homogénea, bajo la hipótesis de la GO se pueden distinguir mecanismos de propagación básicos como la reflexión y la difracción. Lamentablemente, las paredes de los edificios reales están lejos de ser capas lisas y homogéneas, por lo que el problema es de mayor dificultad. Las irregularidades (ventanas, balcones, tubos de conducción, líneas eléctricas, refuerzos internos, etc.) son generalmente comparables en tamaño con la longitud de onda y no hay disponible una solución simple. Los métodos rigurosos (elementos finitos, diferencias finitas en el dominio del tiempo, método de los momentos) conllevan un coste computacional muy elevado, mientras que los métodos aproximados (GO, UTD, etc.) presentan dificultades para contemplar una componente de campo disperso, que es un caso común [21].

Además, el modelo de la dispersión que producen los edificios no se puede considerar como un problema determinista. Las irregularidades generalmente no son conocidas a priori. Solamente son conocidas las características generales de los edificios y de las irregularidades esperadas por lo que se pueden adoptar acercamientos estadísticos o híbridos.

Se han relatado muchas aproximaciones para la dispersión superficial [22],[23]. Sin embargo, la mayoría de ellas están limitadas a la rugosidad Guassiana y/o pequeñas desviaciones de la superficie con respecto a la longitud de onda o pequeñas pendientes superficiales con respecto a la superficie plana, y este no es un caso común para las paredes de los edificios.

En este proyecto se adopta una técnica nueva aproximación de rugosidad efectiva (ER) [5],[6]. Se asume que la dispersión difusa (“diffuse scattering”) se origina desde la superficie de las paredes de los edificios. Se asocia una clase de rugosidad efectiva a cada pared que tiene en cuenta no solo la rugosidad superficial real sino también las irregularidades superficiales/volumétricas antes mencionadas. La contribución de la dispersión de cada pared se calcula directamente a partir de la distancia y orientación de la pared respecto al transmisor y receptor, usando fórmulas analíticas que dependen solamente de un parámetro, el denominado parámetro de dispersión (S).

Para simplificar, a continuación solamente se va a considerar dispersión de primer orden. La extensión para dispersión múltiple es directa y se implementa en la herramienta de trazado de rayos. El modelo se usa de diferente manera dependiendo de la posición relativa de la pared considerada con respecto a los terminales radio.

3.3. Dispersión difusa desde *close walls* (paredes cercanas).

Cuando la pared esta *cerca* de los terminales radio, esto es, cuando la primera segunda o tercera elipse de Fresnel, cuyos focos son el transmisor y la imagen del receptor con respecto a la pared, son completamente intersectadas por la pared, la contribución de la reflexión puede asumirse igual a la reflexión especular desde una superficie infinita y por lo tanto dominante. Así, la contribución de la dispersión para paredes *cercanas* solo será apreciable cuando no exista el camino reflejado directo (cuando, por ejemplo, este obstruido)

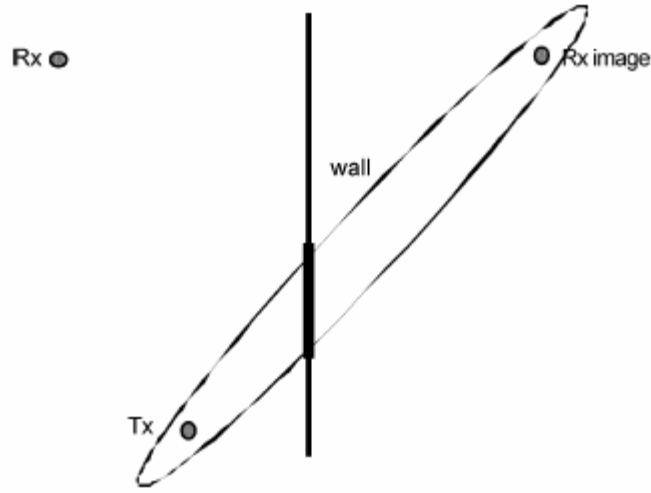


Figura 5. Dos terminales radio en una “close wall” con la elipse de Fresnel.[1].

Si consideramos ahora un tubo de rayos de abertura $d\Omega$ incidiendo sobre un elemento genérico de superficie, parte de la potencia se refleja en el tubo de rayos especular, también de abertura $d\Omega$, parte se transmite (P_s) y parte se dispersa (P_s) en la mitad superior del espacio. Se asume que cada elemento de superficie produce una onda dispersa esférica lambertiana no coherente cuya amplitud es $E_s = E_{so} \sqrt{\cos(\theta_s)}$. El coeficiente de dispersión S se define como el ratio entre la amplitud del campo dispersado y la amplitud del campo incidente en la superficie. Expresando el flujo de potencia a través del tubo como el producto de la densidad de potencia y la sección cruzada de tubo y realizando un balance de potencias simple [5]:

$$|R|^2 dE_i^2 d\Omega r_i^2 = dE_r^2 d\Omega (r_i + r_s)^2 \quad (\text{campo reflejado}) \quad (3.1)$$

$$S^2 dE_i^2 d\Omega r_i^2 = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_0^{2\pi} dE_s^2 r_s^2 \sin \theta_s d\theta_s d\phi \quad (\text{campo disperso}) \quad (3.2)$$

$$S^2 dE_i^2 d\Omega r_i^2 = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_0^{2\pi} E_{so}^2 \cos \theta_s r_s^2 \sin \theta_s d\theta_s d\phi = E_{so}^2 \pi r_s^2 \quad (3.3)$$

Donde dE_i , dE_r , dE_s son las amplitudes de los campos incidente, reflejado y disperso, respectivamente. Despejando obtenemos:

$$dE_s = K_o S \sqrt{\frac{d\Omega \cos \theta_s}{\pi} \frac{r_i}{r_s}} dE_i \tag{3.4}$$

Como E_i es proporcional a $(1/r_i)$ y $d\Omega = dS \cos \theta_i / r_i$. La contribución de campo disperso en el punto recibido se puede obtener según la siguiente expresión:

$$dE_s^2 = K_o^2 S^2 \frac{dS \cos \theta_i \cos \theta_s}{\pi} \frac{1}{r_i^2 r_s^2} ; \quad K_o = \sqrt{60 G_t P_t} \tag{3.5}$$

Donde G_t y P_t son la ganancia y la potencia de la antenna transmisora, respectivamente.

El valor del campo total dispersado se puede calcular integrando la expresión sobre la superficie de la pared. Para satisfacer el balance de potencias total, la reflexión especular y la difracción deben ser atenuadas de acuerdo con el factor de Rayleigh R .

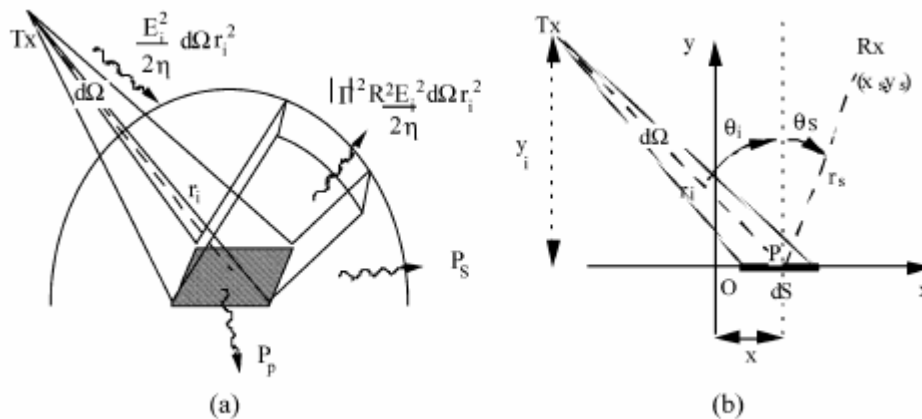


Figura 6. (a) Vista de un elemento de superficie genérico. (b) Vista 2-D de un elemento de superficie dS . [1].

3.4. Dispersión difusa desde *far walls* (*paredes lejanas*).

Cuando la pared esta *lejos* de los terminales radio, esto es, cuando la segunda o tercera elipse de Fresnel esta intersectada sólo parcialmente por la pared o no esta intersectada, adoptaremos una versión simplificada de la aproximación ER. Ya que ahora el ángulo de dispersión θ_s es casi el mismo para todos los elementos de la superficie, la integral de expresión se puede reemplazar por la siguiente expresión [5]:

$$E_{s(TOT)}^2 = K_o^2 S^2 \frac{A \cos \theta_i \cos \theta_s}{\pi} \frac{1}{r_i^2 r_s^2} \quad (3.6)$$

Donde A es el área de la superficie de la pared. Esta aproximación simplificada corresponde implica asumir un patrón de dispersión lambertiano para toda la superficie de la pared. Se supone que el rayo disperso se origina en el baricentro de la pared.

3.5. Implementación de la dispersión difusa.

Este proyecto se basa principalmente en la referencia[1] para implementar la dispersión difusa, y elegir algunos de los entornos para las simulaciones.

Como se ha explicado en el capítulo 2, se asume el modelo de la óptica geométrica bajo el cual tenemos rayos lanzados por cada transmisor. Éstos pueden impactar directamente sobre algún receptor, sobre una pared, en cuyo caso, tendríamos un rayo reflejado, otro transmitido, o puede incidir sobre una esquina, que a su vez se comporta como un nuevo transmisor. Lo que se pretende con este proyecto es añadir la dispersión difusa, es decir, tener además del rayo reflejado y transmitido cierto número de rayos dispersos.

El modelo analítico elegido para la dispersión es el patrón lambertiano, en el que la potencia recibida tiene un diagrama de radiación de forma coseno cuya amplitud es proporcional al coseno del ángulo de incidencia, como se puede observar en las siguientes figuras.

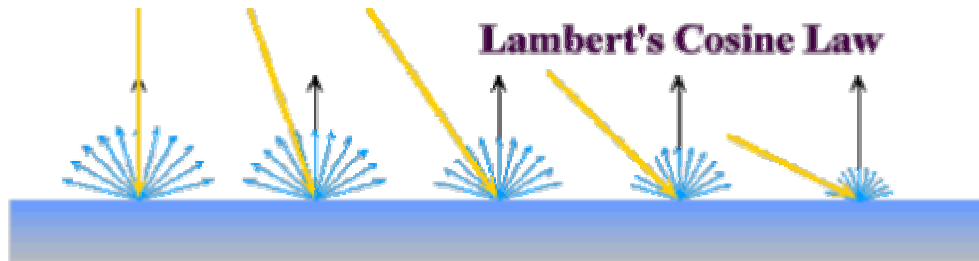


Figura 7. Rayo incidente que sufre dispersión bajo la ley de Lambertian.[26].

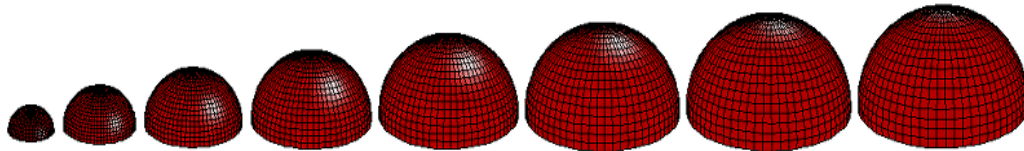


Figura 8. Vista 3-D de la dispersión lambertiana en función del ángulo de incidencia.[26].

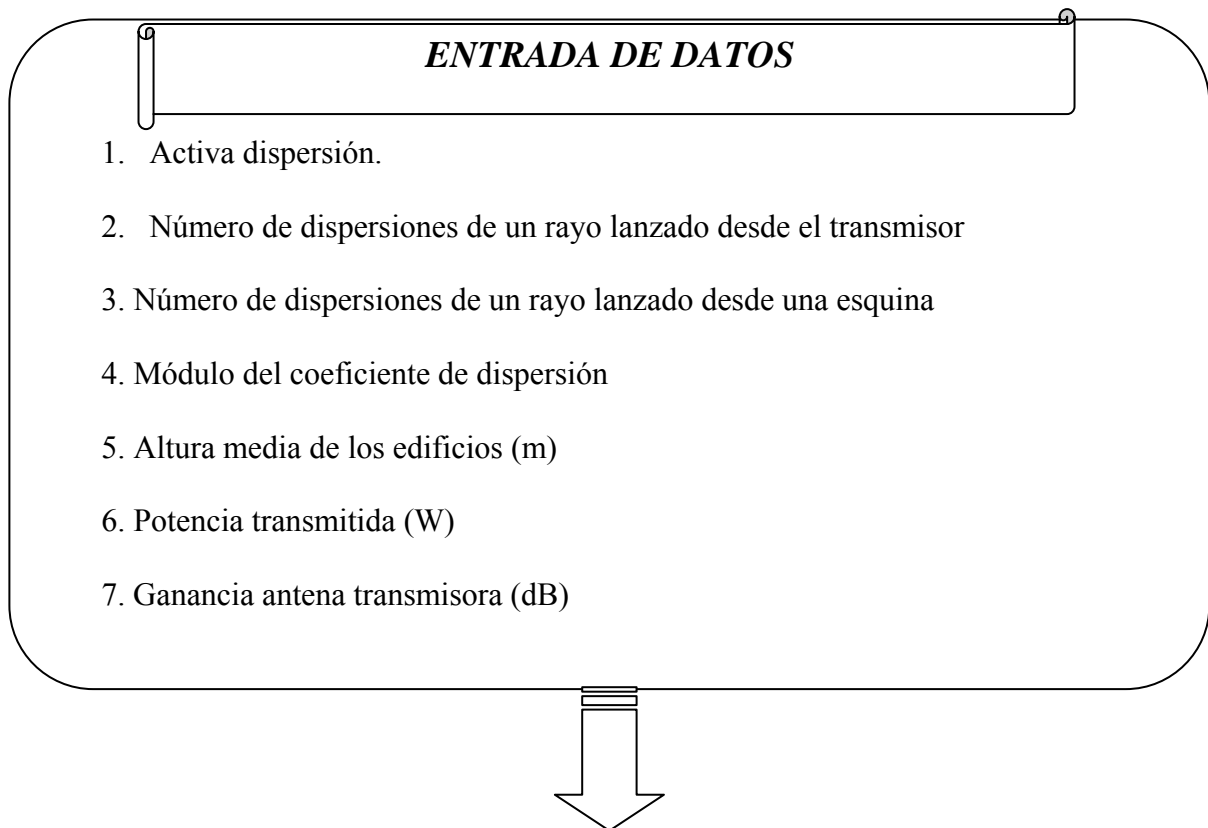
Hay que explicar que dado el gran número de impactos que se producen en un lanzamiento de rayos, es inviable hacer un nuevo lanzamiento por cada uno de ellos para poder modelar la dispersión con un diagrama de radiación tipo coseno, manteniendo el objetivo de que no aumente excesivamente el coste computacional. Por tanto, se elige lanzar un solo rayo por receptor, en su dirección o en la de su imagen dependiendo de cuál de las dos se encuentre dentro del rango de direcciones de salida posibles, atenuado en función de la dirección de salida según un diagrama tipo coseno.

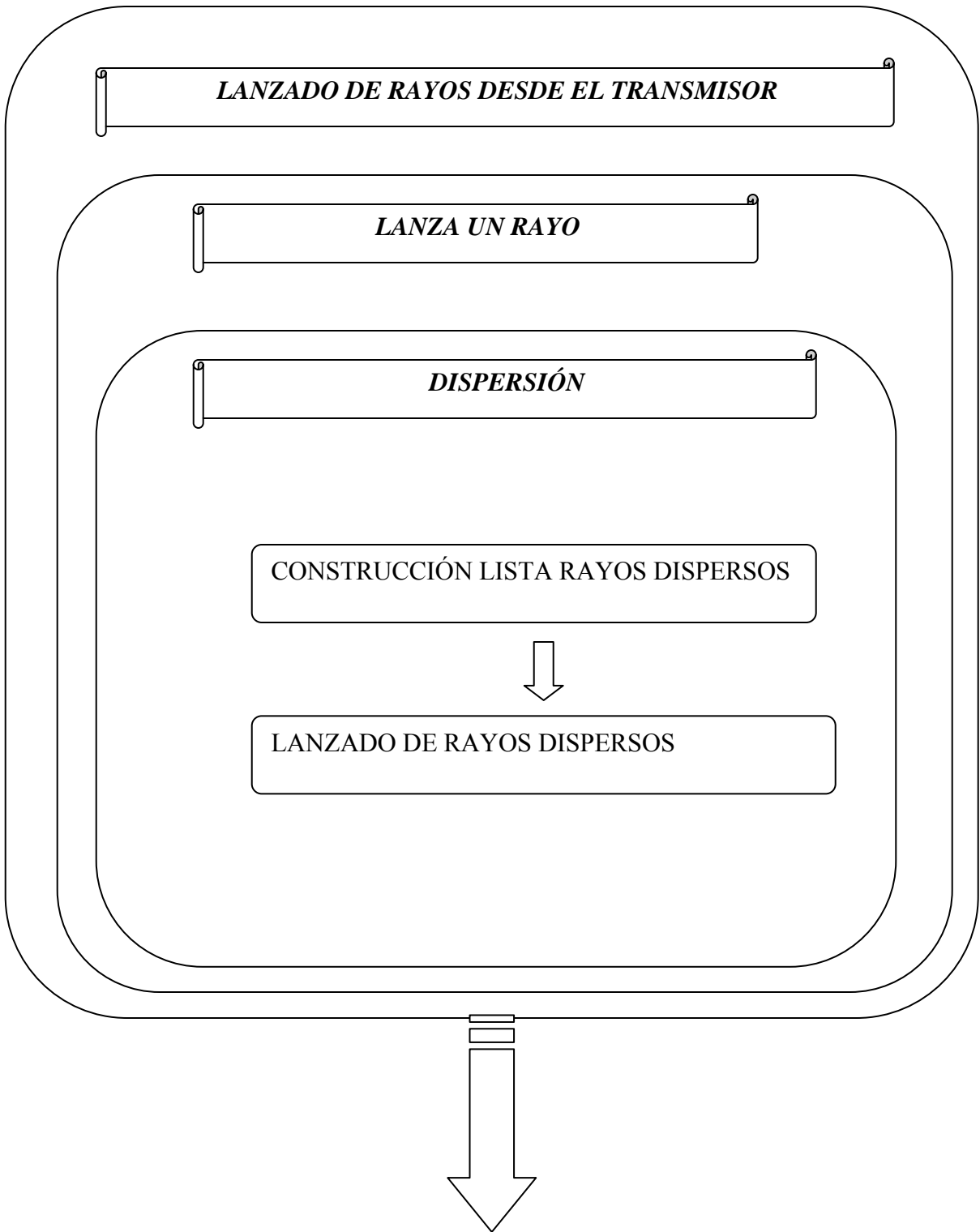
La implementación de la dispersión difusa realizada en este proyecto es una mezcla de la dispersión “far walls” y “close walls” explicadas anteriormente. El algoritmo

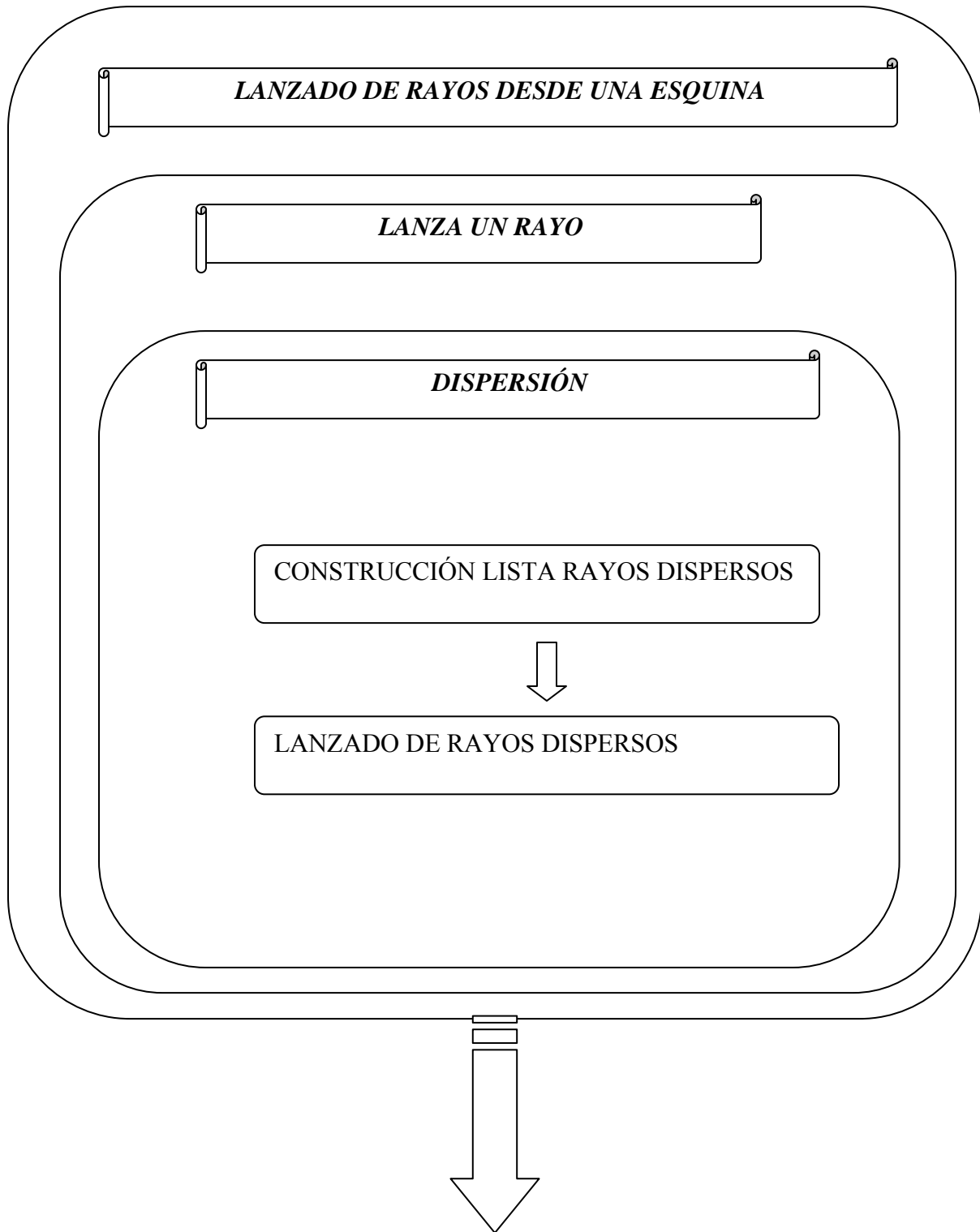
implementado toma para el cálculo del campo disperso la formulación del caso “far walls” (3.6) y contempla varias contribuciones desde una misma pared como el caso “close walls”. Por tanto, se tiene la ventaja de no tener que distinguir entre “far walls” y “close walls” con el consecuente ahorro en coste computacional en el cálculo de la integral (3.5), de las zonas de Fresnel e intersecciones de las elipses con las paredes, pero se presenta el inconveniente de una pequeña imprecisión de los resultados para casos “close walls”. No obstante, cuando la distancia entre transmisor y receptor comienza a ser elevada “far walls” y “close walls” convergen al mismo resultado.

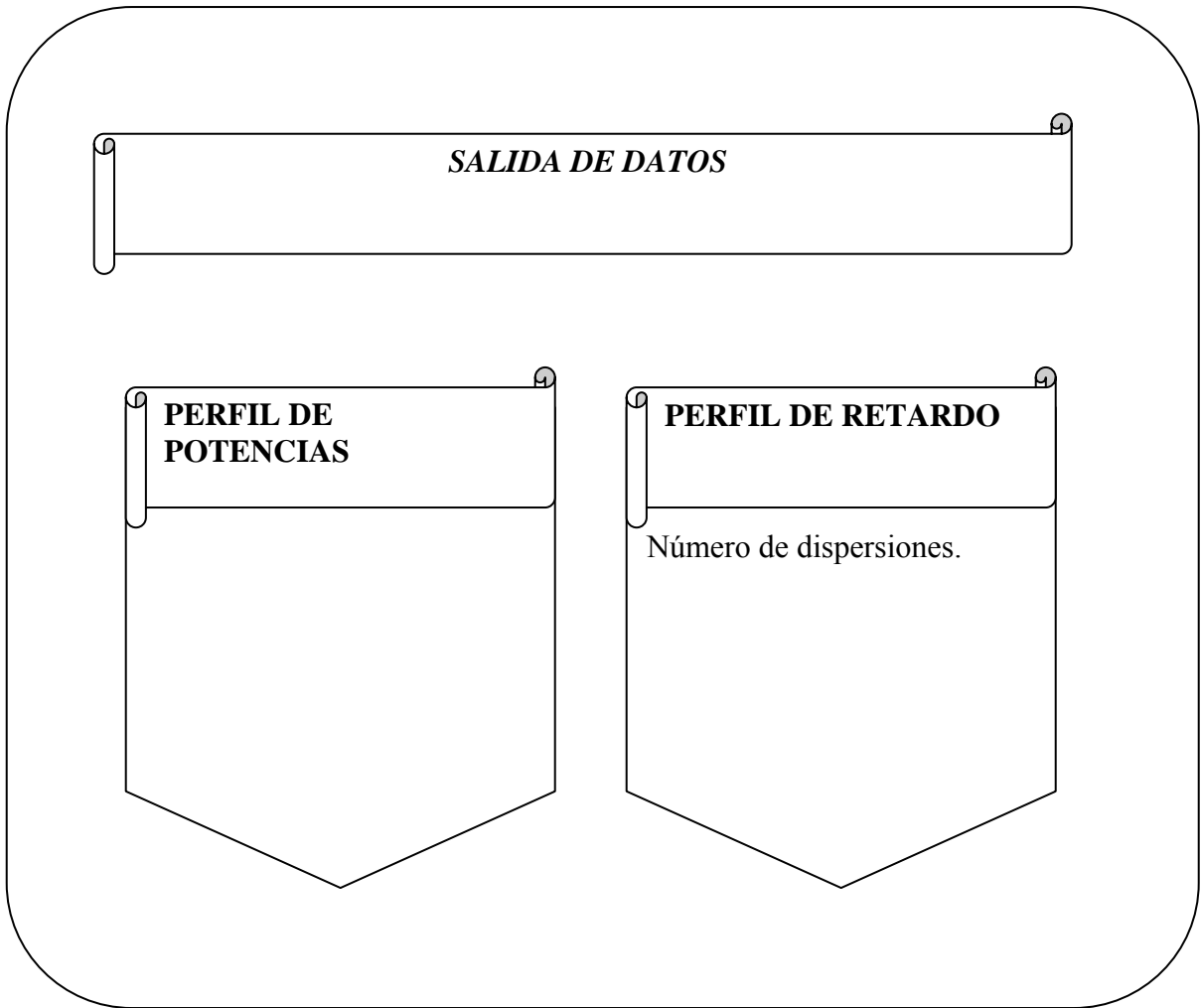
El trazador de rayos, explicado más ampliamente en el anexo 1, se divide fundamentalmente en cuatro grandes módulos: entrada de datos, lanzamiento de rayos desde el transmisor, lanzamiento de rayos desde una esquina y salida de datos. En objeto de este proyecto es desarrollar un módulo que implemente la dispersión difusa y que va a usarse en los dos módulos de lanzamiento de rayos.

A continuación se muestra un pequeño esquema de bloques del trazador de rayos con los lugares dónde se ha implementado la dispersión difusa.

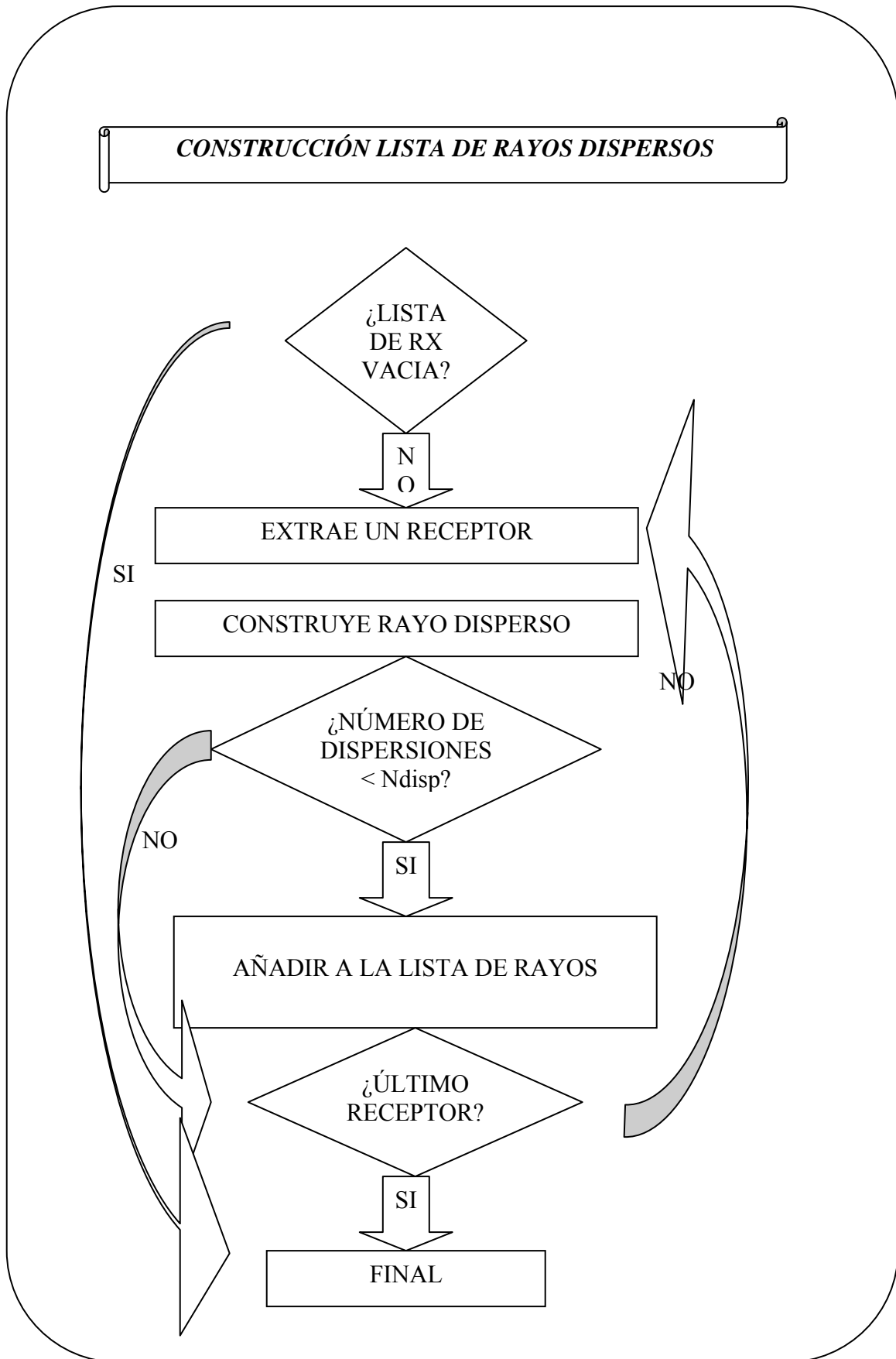


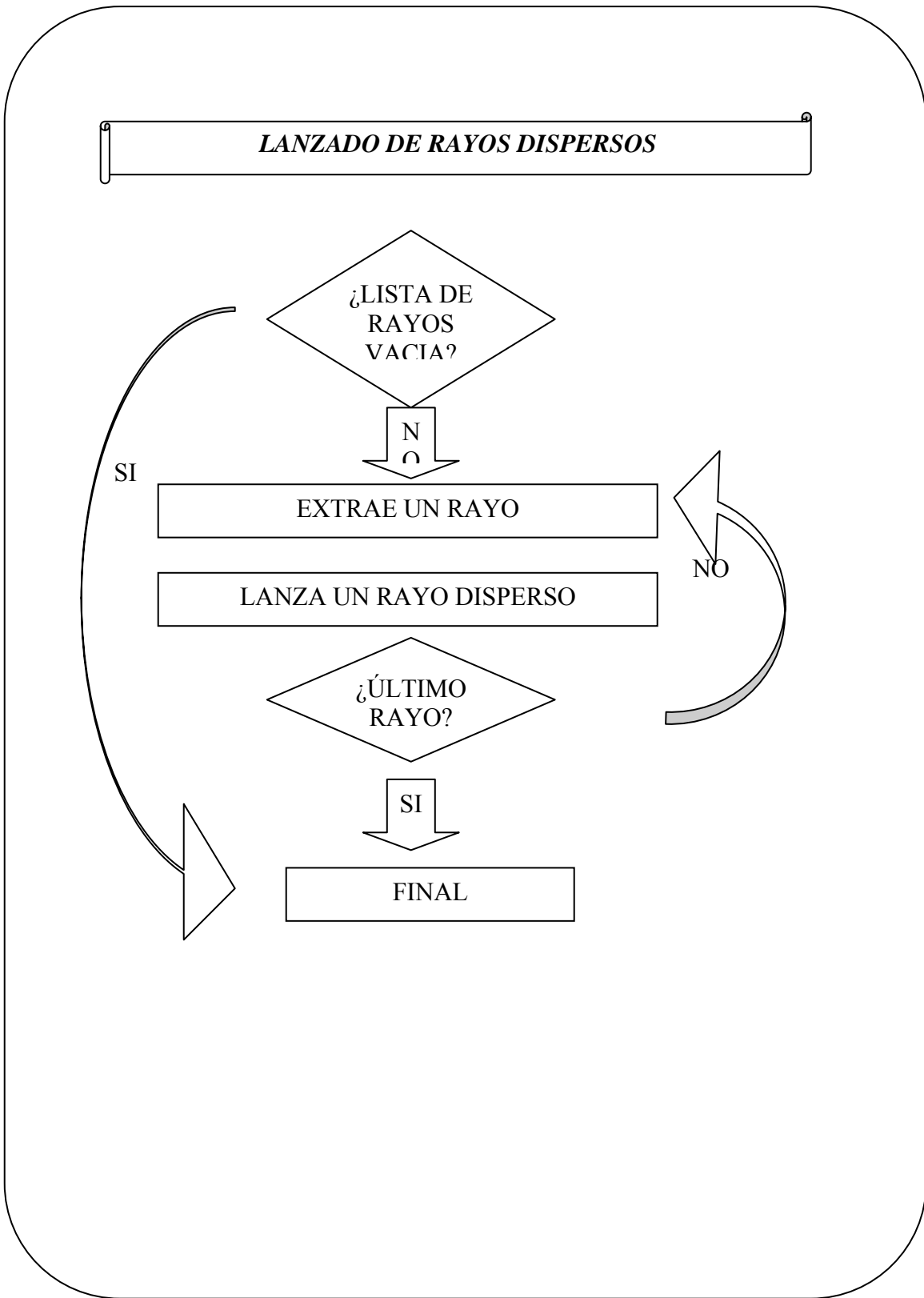






Ahora se detallan los submódulos, construcción de la lista de rayos dispersos y lanzamiento de rayos dispersos, que implementan la dispersión difusa:





Por último se describe el funcionamiento de la función *Construye_rayo_disperso*:

CONSTRUYE RAYO DISPERSO

1. Cálculo del ángulo de entrada.
2. Cálculo de ángulo de salida.
3. Cálculo de la distancia desde el último impacto.
4. Cálculo de la distancia hasta el próximo impacto.
5. Determinar el área como el producto de la altura media de los edificios y la longitud de la pared.
6. Obtener y acumular el campo disperso en nuevo rayo según (3.6).
7. Construcción del vector director del nuevo rayo (hacia el receptor o hacia su imagen).
8. Asignar los parámetros del rayo que ha impactado sobre la pared y los obtenidos al nuevo rayo disperso.

Capítulo 4

Resultados

4.1. Introducción.

Puesto que este proyecto se basa fundamentalmente en la referencia [1], en este capítulo se simulan algunos entornos expuestos en el mismo, comparando los resultados.

Para las simulaciones se toman tres entornos, uno para ilustrar el caso “far walls”, otro para el caso “close walls” y el último más complejo, que consiste en un pequeño entorno real de la ciudad de Murcia. En cada caso se realizan simulaciones SISO (una antena transmisora y una antena receptora) para la dispersión del retardo y la potencia recibida, con una comparativa entre simulaciones.

El caso de la simulación “far walls” consiste en un receptor y un transmisor alineados que varían su ángulo con respecto a la perpendicular de una pared. La distancia entre el transmisor y receptor es elevada para que estemos en el caso “far walls”. El entorno se ilustra en la figura 9.

En el caso “close walls” tenemos un cruce de dos calles con forma de “T”, donde situamos la ruta de un receptor con distintas posiciones del transmisor. En este caso la distancia entre cada transmisor y cada receptor debe ser pequeña para estar en un caso “close walls”. El entorno se ilustra en figura 17.

Por último se simula un pequeño entorno urbano, donde un receptor que sigue una ruta en la que hay tres transmisores. El entorno se ilustra en la figura 26.

Para procesar y representar los datos ofrecidos por el trazador se emplea Matlab 6.5. En el caso del cálculo de la dispersión del retardo la expresión empleada es la siguiente:

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (4.1)$$

$$\text{Con } \overline{\tau^2} = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} P_i \tau_i^2}{\sum_{i=0}^{N-1} P_i} = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} |a_i|^2 \tau_i^2}{\sum_{i=0}^{N-1} |a_i|^2} \quad (4.2)$$

$$\text{y } \overline{\tau} = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} P_i \tau_i}{\sum_{i=0}^{N-1} P_i} = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} |a_i|^2 \tau_i}{\sum_{i=0}^{N-1} |a_i|^2} \quad (4.3)$$

Siendo a_i el campo aportado por cada contribución recibida, τ_i el tiempo empleado por cada contribución recibida en alcanzar el receptor y N el número total de contribuciones recibidas.

Para el cálculo del perfil de retardo se emplea la fórmula para la potencia en banda estrecha:

$$P = \left| \sum_{i=0}^{N-1} a_i \right|^2 \quad (4.3)$$

4.2. Aplicación a “far walls”.

Como se ha comentado en la introducción, en esta simulación se colocan un receptor y un transmisor alineados y se varía su ángulo con respecto a la perpendicular de una pared. La pared se sitúa en el origen de coordenadas, con una distancia al transmisor de 2 Km y al receptor de 2.02 Km. El área de la pared es de 100 m².

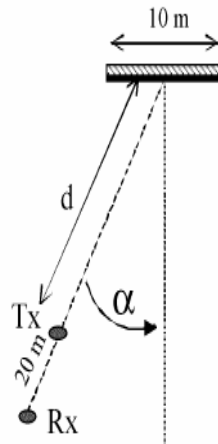


Figura 9. Entorno para “far walls”.[1].

4.2.1. Simulaciones para la potencia recibida sólo con dispersión difusa.

Para simular la potencia recibida con dispersión difusa de primer orden en su versión “far walls”, se realizan 21 simulaciones con las siguientes posiciones respecto a la pared:

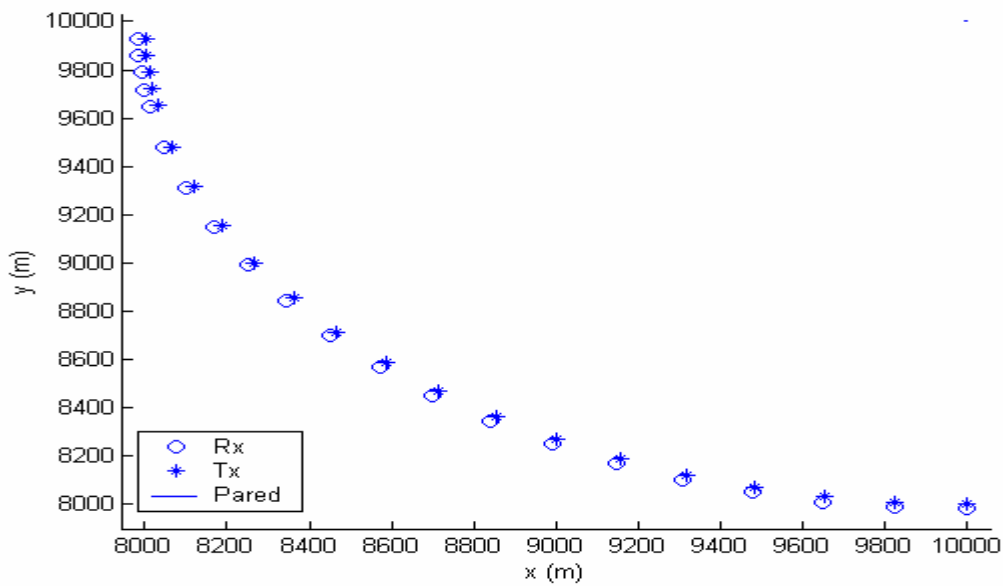


Figura 10. Posición de los transmisores y receptores para la simulación “far walls”.

Los parámetros de entrada toman los siguientes valores:

Parámetro	Valor
Tipo de Antena	Omnidireccional
Rayo directo	Desactivado
Sigma	0.01
Epsilon	5
Frecuencia central (Hz)	1800000000
Tipo de polarización	Hard
Número de antenas transmisoras	1
Número de antenas receptoras	1
Número de posiciones del receptor	1
Número de rayos	3600
Número de reflexiones	1
Difracción	Desactivada
Reflexión en el suelo	Desactivada
Número de reflexiones de los rayos difractados	0
Esquina afilada	Desactivada
Paredes conductoras	Desactivada
Tipo de receptor	Punto a punto
Separación angular de los rayos difractados (°)	0
Tipo de resultados	Perfil de potencias
Transmisión	Desactivada
Atenuación por pared atravesada (dB)	0
Número de transmisiones del rayo reflejado	0
Número de transmisiones del rayo difractado	0
Dispersión	Activada
Número de dispersiones del rayo desde un transmisor	1

Número de dispersiones del rayo desde una esquina	1
Altura media de los edificios (m)	10
Módulo del coeficiente de dispersión	0.4
Potencia transmitida (W)	1
Ganancia antena transmisora (dB)	1

En la siguiente figura se representan los resultados obtenidos:

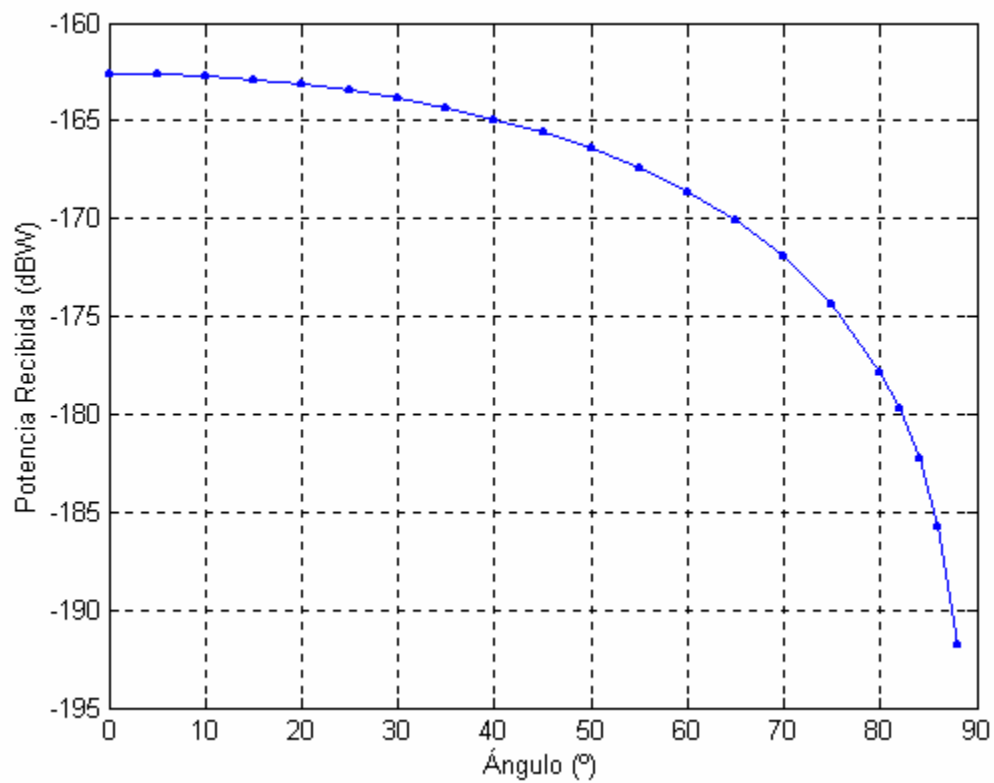


Figura 11. Potencia recibida por dispersión frente al ángulo tx-rx.

Se puede observar como la potencia disminuye conforme va aumentando el ángulo que forma el sistema transmisor-receptor con la perpendicular de la pared. Esto se debe a la ley de Lambertian, es decir, al aumentar al ángulo de entrada la potencia dispersada disminuye. En este caso particular, además tenemos que el ángulo de entrada y de salida son iguales, con lo que la potencia dispersada es aún menor.

Para la siguiente simulación se considera más de un rayo disperso recibido aumentando la resolución de trazador de rayos.

Los resultados son los siguientes:

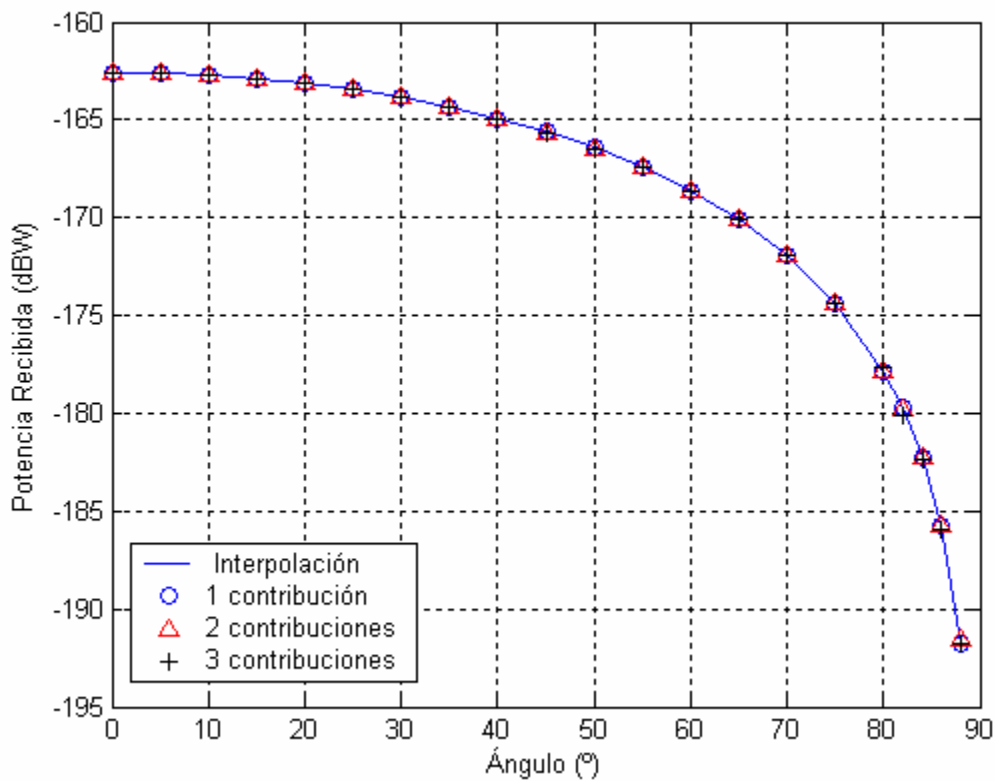


Figura 12. Potencia recibida por dispersión frente al ángulo tx-rx para varias contribuciones.

Se puede apreciar que en el caso “far walls” la potencia recibida no depende del número de contribuciones consideradas. Esto se debe a que, como la distancias al transmisor y el receptor son grandes, los ángulos de entrada y de salida de los impactos

sobre la pared son prácticamente iguales y la dispersión queda caracterizada con un solo impacto sobre la pared.

4.2.2. Simulaciones para el perfil de potencia sólo reflexión y difracción.

Para considerar la difracción y la reflexión se realizan 89 simulaciones con las siguientes posiciones respecto a la pared:

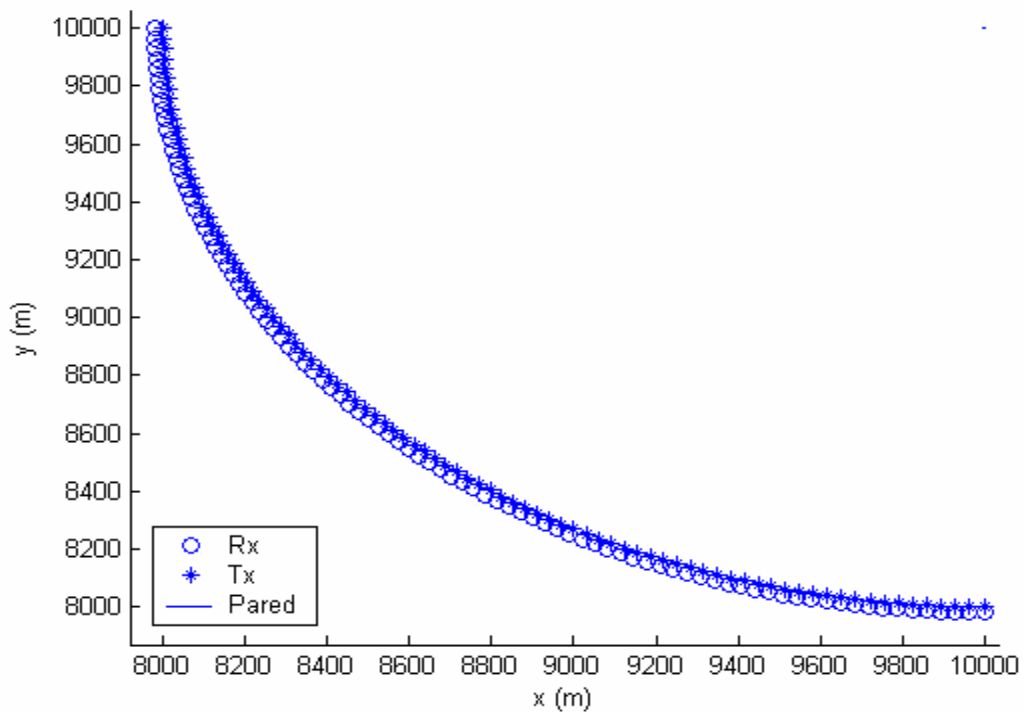


Figura 13. Posición de los transmisores y receptores en el entorno para la difracción y la reflexión.

Los resultados se muestran a continuación:

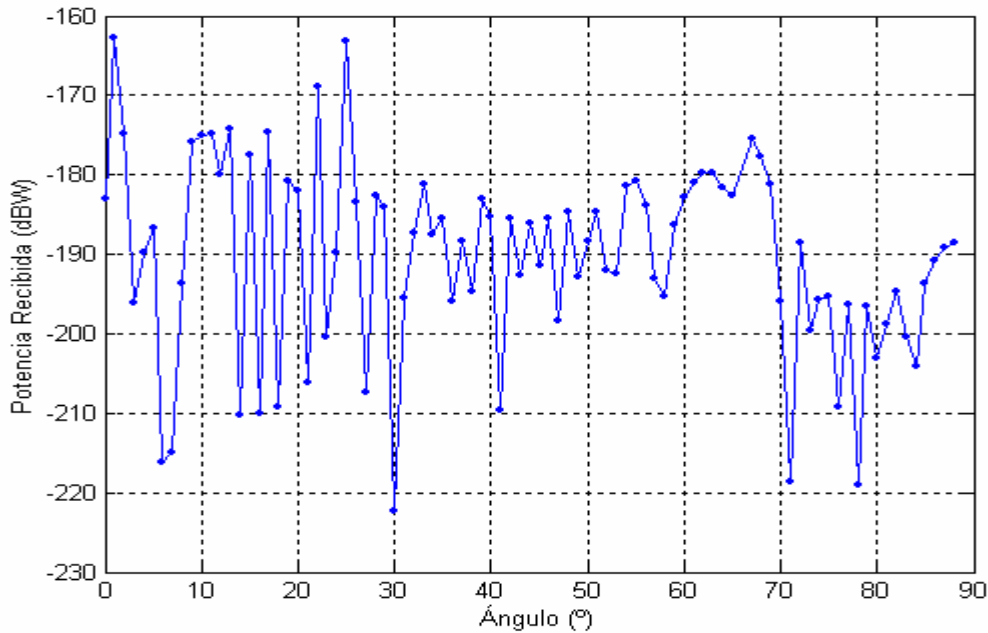


Figura 14. Potencia recibida por difracción y reflexión frente al ángulo transmisor-receptor.

Se pueden observar oscilaciones de la potencia recibida debido a que las dos contribuciones difractadas de las esquinas se van sumando en fase y contrafase. Notar que sólo hay contribución reflejada cuando estamos en ángulo cero.

4.2.3. Comparativa de los resultados.

Para concluir el caso “far walls” se representa en una misma gráfica el perfil de potencia con reflexión y difracción, y el perfil de retardo sólo con dispersión difusa de primer orden.

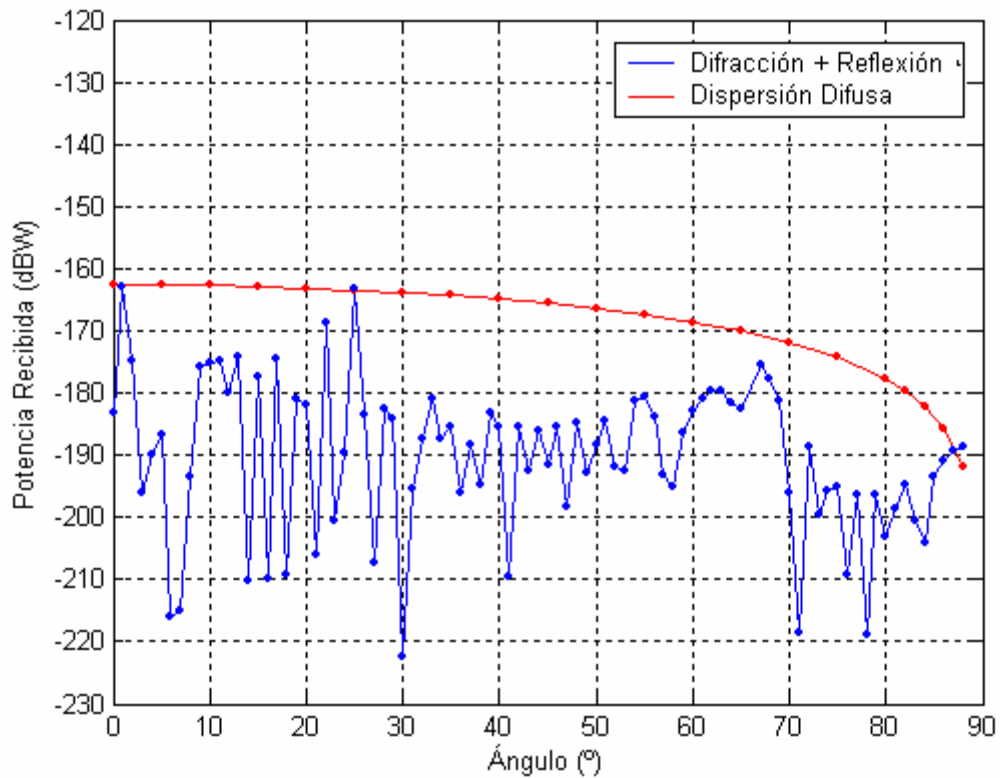


Figura 15. Potencia recibida por difracción, reflexión y dispersión frente al ángulo transmisor-receptor.

Se puede observar que la dispersión difusa es dominante frente a la potencia recibida con difracción y reflexión.

Ahora se representan los resultados presentados en el principal artículo[1] en que se basa este proyecto

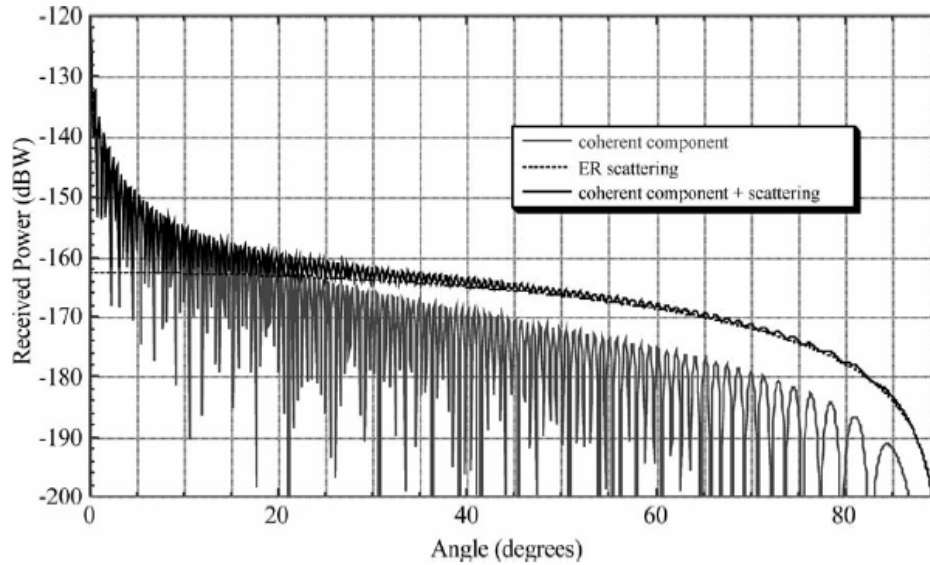


Figura 16. Potencia recibida por difracción, reflexión y dispersión frente al ángulo transmisor-receptor.[1].

Vemos que la potencia recibida solamente por dispersión difusa de primer orden es exactamente la misma, a pesar de que no se ha implementado un caso “far” puro en la herramienta de trazado de rayos, es decir, en vez de tener una única contribución dispersa en el receptor tenemos varias con la misma potencia. Esto se debe a la resolución empleada en el trazado de rayos y a una rutina de la herramienta que elimina los impactos en el receptor que están muy cercanos en el tiempo.

En cuanto al perfil de retardo obtenido solamente con reflexión y difracción, se puede observar que se encuentra dentro de los mismos órdenes de magnitud, aunque con oscilaciones más suaves debido a que se ha empleado una resolución menor en el lanzamiento de rayos desde una esquina y una herramienta 2D en vez de una 3D como en el artículo [1].

4.3. Aplicación a “close walls”.

Como se ha comentado en la introducción, en este caso se simula un cruce de dos calles en forma de “T”. El ancho de las mismas es de 20 metros. El origen de coordenadas se sitúa en el centro del cruce, siendo la distancia de cada transmisor al mismo “ D_t ” y la distancia de cada receptor “ D_r ”.

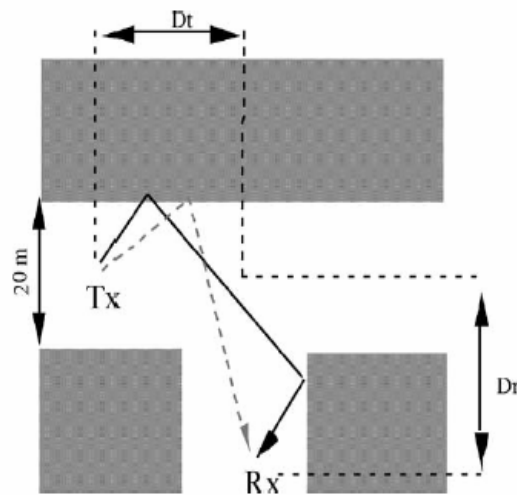


Figura 17. Entorno para “close walls”. [1].

Para simular este entorno se implementan 27 simulaciones con tres transmisores situados a 30, 110 y 190 metros del centro del cruce y nueve receptores, situados a 30, 50, 70, 90, 110, 150 y 190 metros del cruce.

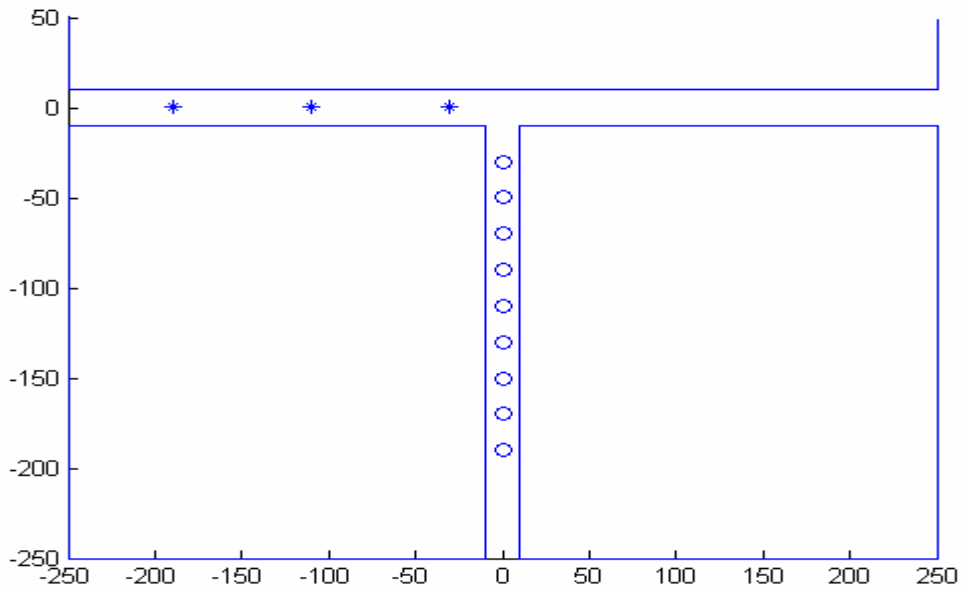


Figura 18. Posición de los transmisores (aspas) y los receptores (círculos) en el entorno “close walls” .

Para caracterizar la dispersión difusa en su caso “close walls” se realizan dos simulaciones para el perfil de retardo y dos para la potencia recibida, una sin dispersión difusa y otra con dispersión difusa de primer orden, respectivamente.

4.3.1. Simulaciones para la dispersión del retardo.

4.3.1.1. Dispersión del retardo sin dispersión difusa.

En la simulación para el perfil de retardo sin dispersión difusa se fija los siguientes valores para los parámetros de entrada.

Parámetro	Valor
Tipo de Antena	Omnidireccional
Rayo directo	Desactivado
Sigma	0.01

Epsilon	5
Frecuencia central (Hz)	1800000000
Tipo de polarización	Hard
Número de antenas transmisoras	3
Número de antenas receptoras	9
Número de posiciones del receptor	0
Número de rayos	3600
Número de reflexiones	4
Difracción	Activada
Reflexión en el suelo	Desactivada
Número de reflexiones de los rayos difractados	4
Esquina afilada	Activada
Paredes conductoras	Desactivada
Tipo de receptor	Punto a punto
Separación angular de los rayos difractados (°)	0.01
Tipo de resultados	Perfil de retardo
Transmisión	Desactivada
Atenuación por pared atravesada (dB)	0
Número de transmisiones del rayo reflejado	0
Número de transmisiones del rayo difractado	0
Dispersión	Desactivada
Número de dispersiones del rayo desde un transmisor	0
Número de dispersiones del rayo desde una esquina	0
Altura media de los edificios (m)	0
Módulo del coeficiente de dispersión	0
Potencia transmitida (W)	0
Ganancia antena transmisora (dB)	0

Los resultados obtenidos son los siguientes:

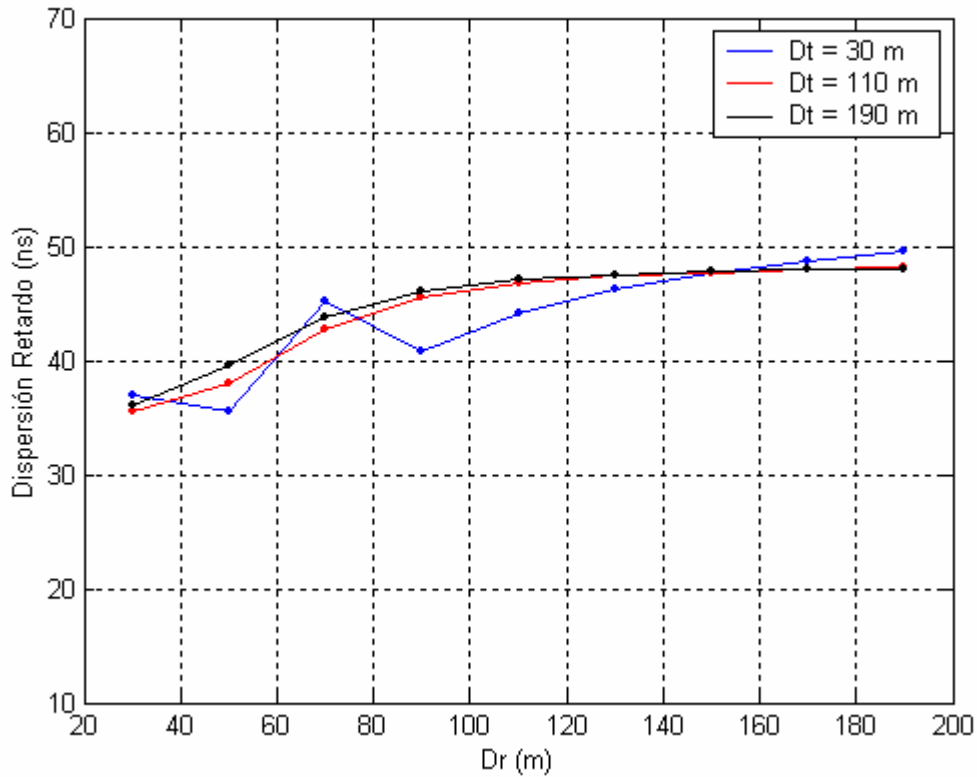


Figura 19. Dispersión del retardo para el caso “close walls” sin dispersión difusa.

Se puede observar que mientras que la dispersión para una distancia al cruce de 190 y 110 es prácticamente la misma, para una distancia de 30, la dispersión oscila alrededor de las otras dos.

También, para los tres transmisores la dispersión presenta una tendencia creciente conforme aumenta la distancia del receptor la cruce, siendo este aumento mayor al principio y estabilizándose al final. Notar que el incremento de la dispersión en 180m es de aproximadamente 15 ns.

4.3.1.2. Dispersión del retardo con dispersión difusa.

En una nueva simulación incorporamos la dispersión difusa de primer orden a la reflexión y la difracción. Los valores de los parámetros de entrada son los siguientes:

Parámetro	Valor
Tipo de Antena	Omnidireccional
Rayo directo	Desactivado
Sigma	0.01
Epsilon	5
Frecuencia central (Hz)	1800000000
Tipo de polarización	Hard
Número de antenas trasmisoras	3
Número de antenas receptoras	9
Número de posiciones del receptor	0
Número de rayos	3600
Número de reflexiones	4
Difracción	Activada
Reflexión en el suelo	Desactivada
Número de reflexiones de los rayos difractados	4
Esquina afilada	Activada
Paredes conductoras	Desactivada
Tipo de receptor	Punto a punto
Separación angular de los rayos difractados (°)	0.01
Tipo de resultados	Perfil de retardo
Transmisión	Desactivada
Atenuación por pared atravesada (dB)	0
Número de transmisiones del rayo reflejado	0
Número de transmisiones del rayo difractado	0
Dispersión	Activada

Número de dispersiones del rayo desde un transmisor	1
Número de dispersiones del rayo desde una esquina	1
Altura media de los edificios (m)	10
Módulo del coeficiente de dispersión	0.316
Potencia transmitida (W)	1
Ganancia antena transmisora (dB)	1

Los resultados obtenidos son los siguientes:

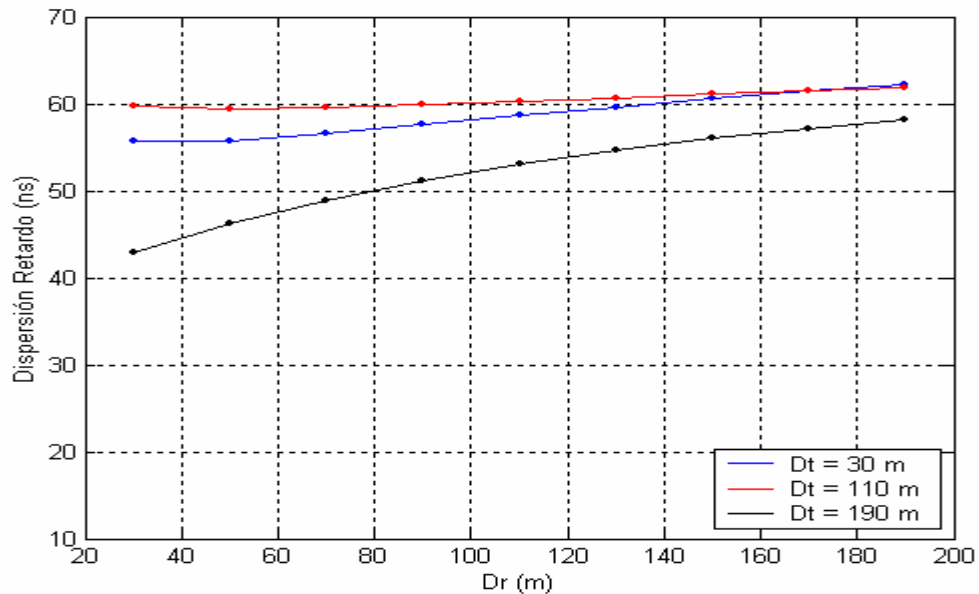


Figura 20. Dispersión del retardo para el caso “close walls” con dispersión difusa de primer orden.

Se puede observar que la dispersión del retardo con dispersión difusa aumenta suavemente a medida que aumenta la distancia del receptor a cruce, para los tres transmisores tendiendo a converger cuando la distancia entre transmisor y receptor empieza a acercarse al caso “far walls”.

4.3.2. Simulaciones para la potencia recibida.

4.3.2.1. Potencia recibida sin dispersión difusa.

A continuación se realiza una nueva simulación para observar la potencia recibida sin dispersión difusa. Los valores para los parámetros de entrada son los siguientes:

Parámetro	Valor
Tipo de Antena	Omnidireccional
Rayo directo	Desactivado
Sigma	0.01
Epsilon	5
Frecuencia central (Hz)	1800000000
Tipo de polarización	Hard
Número de antenas trasmisoras	3
Número de antenas receptoras	9
Número de posiciones del receptor	0
Número de rayos	3600
Número de reflexiones	4
Difracción	Activada
Reflexión en el suelo	Desactivada
Número de reflexiones de los rayos difractados	4
Esquina afilada	Activada
Paredes conductoras	Desactivada
Tipo de receptor	Punto a punto
Separación angular de los rayos difractados (°)	0.01
Tipo de resultados	Perfil de potencia
Transmisión	Desactivada
Atenuación por pared atravesada (dB)	0
Número de transmisiones del rayo reflejado	0

Número de transmisiones del rayo difractado	0
Dispersión	Desactivada
Número de dispersiones del rayo desde un transmisor	0
Número de dispersiones del rayo desde una esquina	0
Altura media de los edificios (m)	0
Módulo del coeficiente de dispersión	0
Potencia transmitida (W)	0
Ganancia antena transmisora (dB)	0

Los resultados obtenidos son los siguientes:

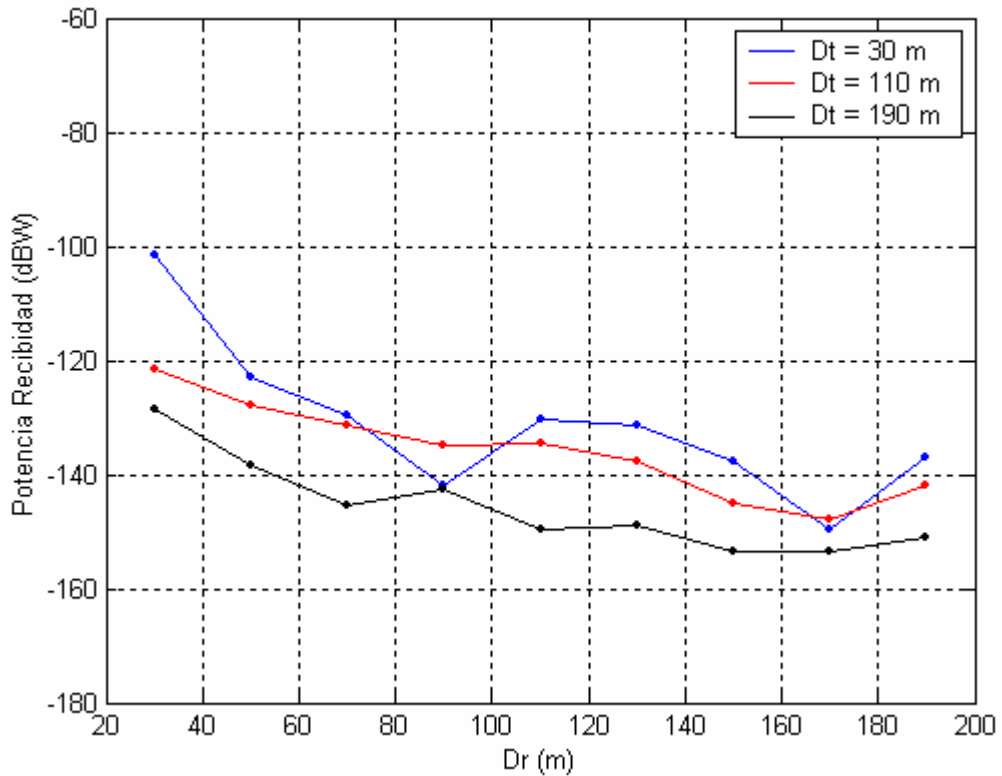


Figura 21. Potencia recibida para el caso “close walls” sin dispersión difusa.

Se puede apreciar que la potencia recibida tiene una tendencia descendente conforme aumenta la distancia del receptor al cruce, ya que tenemos menos contribuciones y con menos potencia debido a la atenuación con la distancia. También es menor la potencia recibida conforme mayor es la distancia del transmisor al cruce.

4.3.2.2. Potencia recibida con dispersión difusa.

A continuación se realiza una nueva simulación para observar potencia recibida incorporando la dispersión difusa de primer orden a la reflexión y la difracción. Los valores para los parámetros de entrada son los siguientes:

Parámetro	Valor
Tipo de Antena	Omnidireccional
Rayo directo	Desactivado
Sigma	0.01
Epsilon	5
Frecuencia central (Hz)	1800000000
Tipo de polarización	Hard
Número de antenas trasmisoras	3
Número de antenas receptoras	9
Número de posiciones del receptor	0
Número de rayos	3600
Número de reflexiones	4
Difracción	Activada
Reflexión en el suelo	Desactivada
Número de reflexiones de los rayos difractados	4
Esquina afilada	Activada
Paredes conductoras	Desactivada
Tipo de receptor	Punto a punto
Separación angular de los rayos difractados (°)	0.01
Tipo de resultados	Perfil de potencia

Transmisión	Desactivada
Atenuación por pared atravesada (dB)	0
Número de transmisiones del rayo reflejado	0
Número de transmisiones del rayo difractado	0
Dispersión	Activada
Número de dispersiones del rayo desde un transmisor	1
Número de dispersiones del rayo desde una esquina	1
Altura media de los edificios (m)	10
Módulo del coeficiente de dispersión	0.316
Potencia transmitida (W)	1
Ganancia antena transmisora (dB)	1

Los resultados son los siguientes:

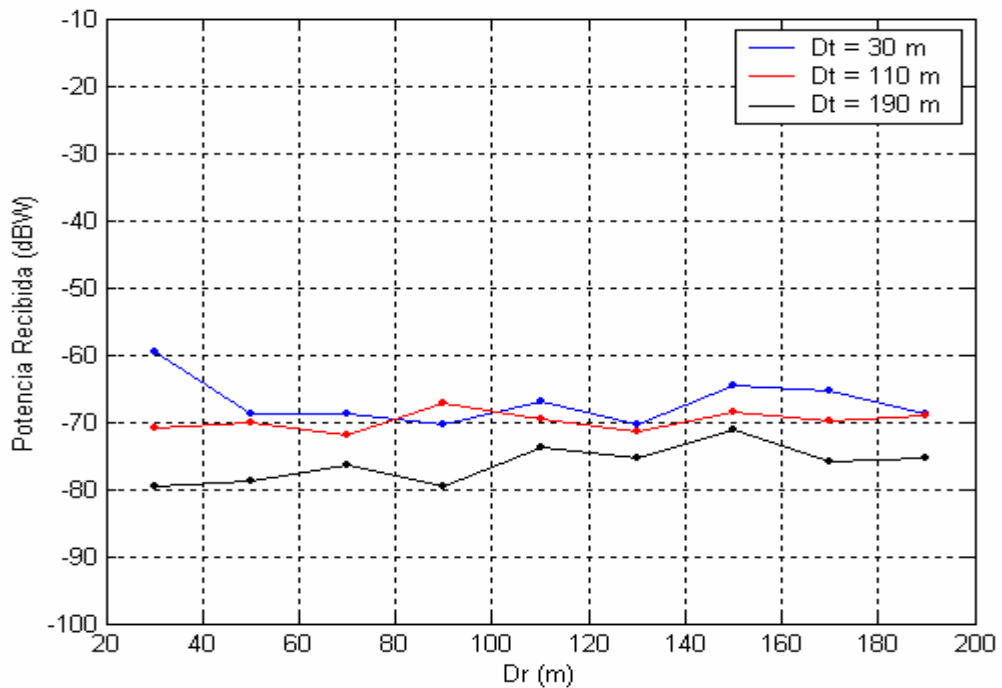


Figura 22. Potencia recibida para el caso “close walls” con dispersión difusa de primer orden.

Se puede apreciar que la potencia recibida es prácticamente independiente de la distancia del receptor al cruce. También se puede observar que la potencia es menor cuanto mayor es la distancia del transmisor al cruce, debido a la atenuación que sufre con la distancia.

4.3.3. Comparativa de los resultados.

Comparamos ahora estos resultados obtenidos con los ofrecidos en la referencia [1], respecto al la dispersión del retardo sin dispersión difusa.

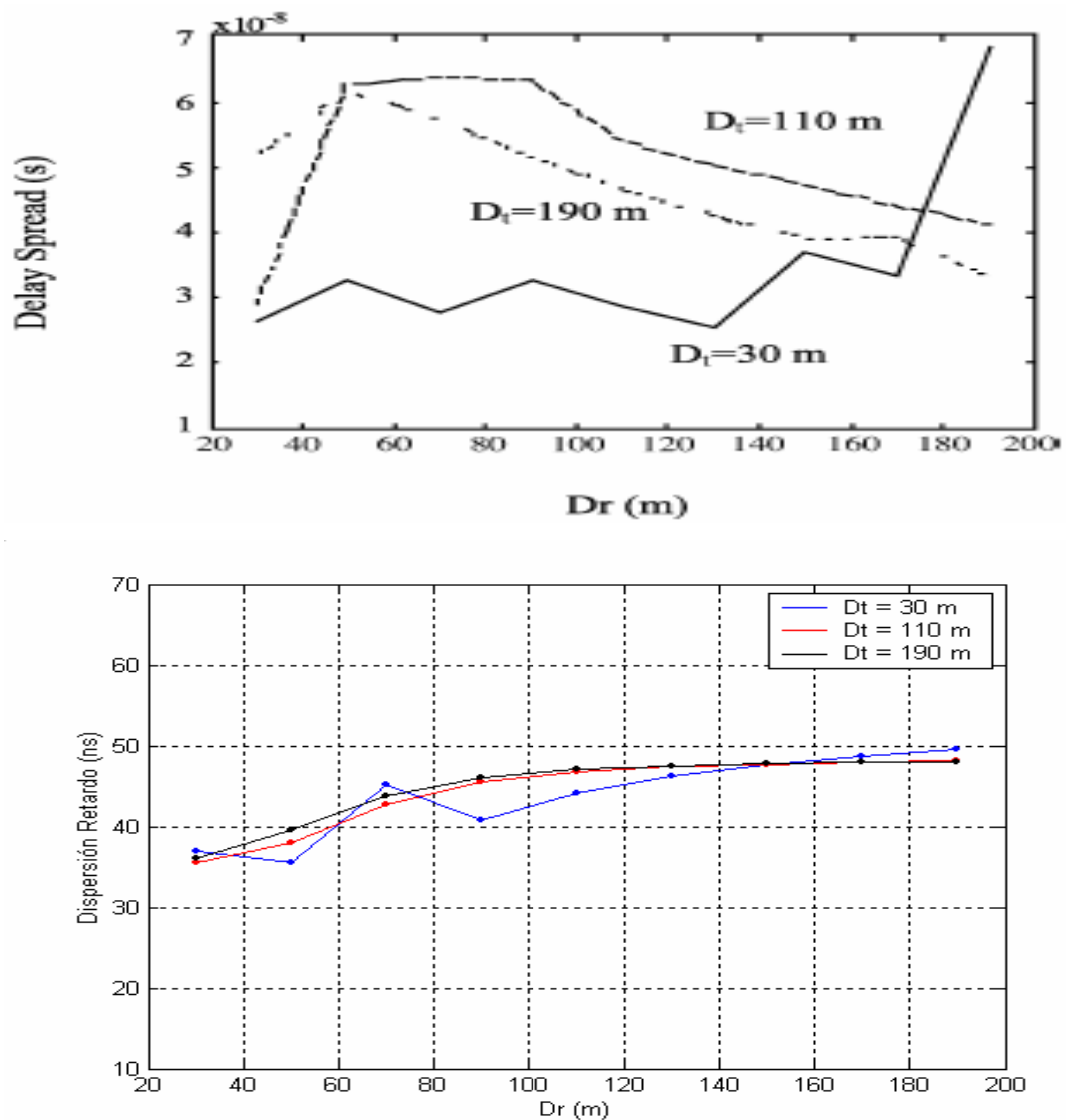


Figura 23. Comparativa de la dispersión del retardo para el caso “close walls” sin dispersión difusa.[1].

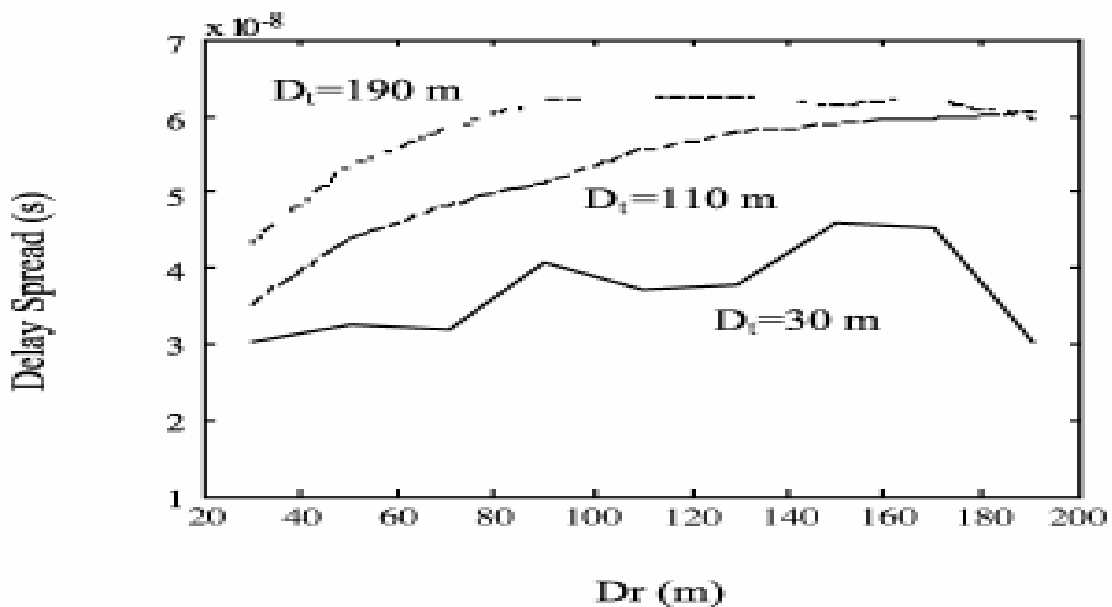
Se puede observar que los resultados son del mismo orden de magnitud aunque con formas ligeramente distintas.

Para el caso de una distancia del transmisor al cruce de 110 y 190 m. en ambas gráficas vemos que los resultados son muy similares, y aunque en los resultados de la referencia [1] tengan una tendencia descendente y los aportados aquí tengan una tendencia ascendente, ambos tienden a converger cuando aumenta la distancia del receptor al cruce.

En el caso de una distancia del transmisor al cruce de 30 m., la dispersión del retardo oscila con una tendencia creciente en ambas gráficas, pero alrededor de valores ligeramente distintos.

No obstante, la diferencia puede deberse a que se han considerado distintas resoluciones en el lanzamiento de rayos y distinto número total de eventos sucesivos de un mismo rayo, lo que explica que en [1] la dispersión disminuya al aumentar la distancia del receptor al cruce para 110 y 190 m.

Comparamos ahora estos resultados obtenidos para el perfil de retardo incorporando la dispersión difusa de primer orden a la reflexión y la difracción, con los obtenidos en [1].



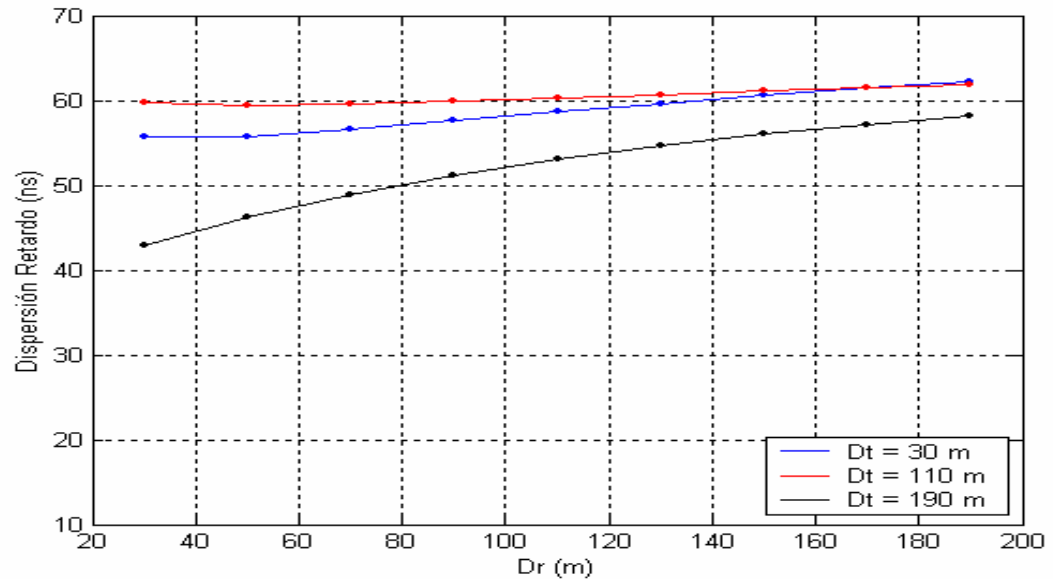


Figura 24. Dispersión del retardo para el caso “close walls” con dispersión difusa de primer orden.[1].

Se puede observar que, de nuevo, los resultados son del mismo orden de magnitud y sus formas se parecen aún más que en caso de no tener dispersión difusa.

En este caso para una distancia del transmisor al cruce de 110 y 190 metros en ambas gráficas hay una tendencia creciente con el aumento de la distancia del receptor al cruce con una convergencia final.

Y para una distancia del transmisor al cruce de 30 m aunque en la gráfica de la referencia [1] oscila también tiene una tendencia creciente conforme aumenta la distancia del receptor al cruce, al igual que la presentada aquí.

Por último, para comparar el efecto incorporar la dispersión difusa de primer orden en la potencia recibida, se representa la diferencia de potencia recibida respecto a la potencia recibida sin dispersión difusa.

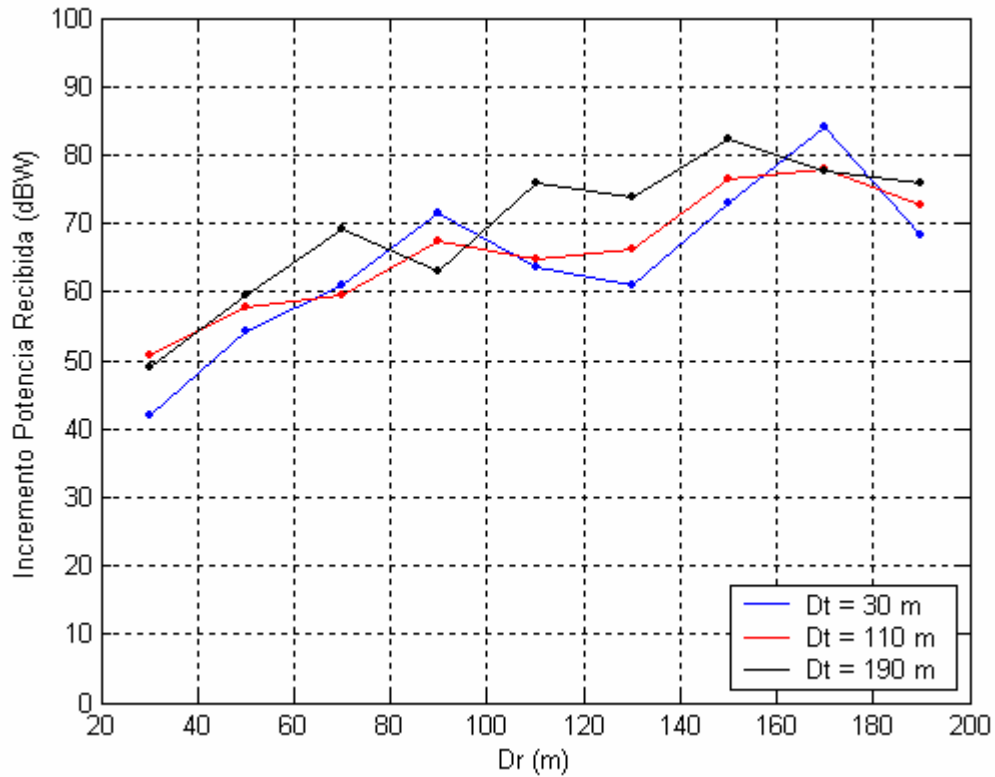


Figura 25. Diferencia de potencia recibida introducida por la dispersión difusa para el caso “close walls”.

Se puede observar que la potencia recibida aumenta al considerar la dispersión difusa de primer orden. Este aumento es mayor conforma aumenta la distancia del receptor al cruce y conforma aumenta la distancia del transmisor al cruce.

4.4. Aplicación a un entorno urbano.

En este caso se modela la potencia recibida por un receptor que se mueve por las calles de una ciudad, cuando están transmitiendo desde tres puntos distintos. Para su implementación se construyen 24 sistemas SISO con tres transmisores y ocho receptores.

Se realizan tres simulaciones para el perfil de retardo y otras tres para el perfil de potencia, una sin dispersión difusa, otra con dispersión difusa de primer orden y una última con dispersión difusa de segundo orden.

La posición de los transmisores y receptores sobre el entorno es la siguiente:

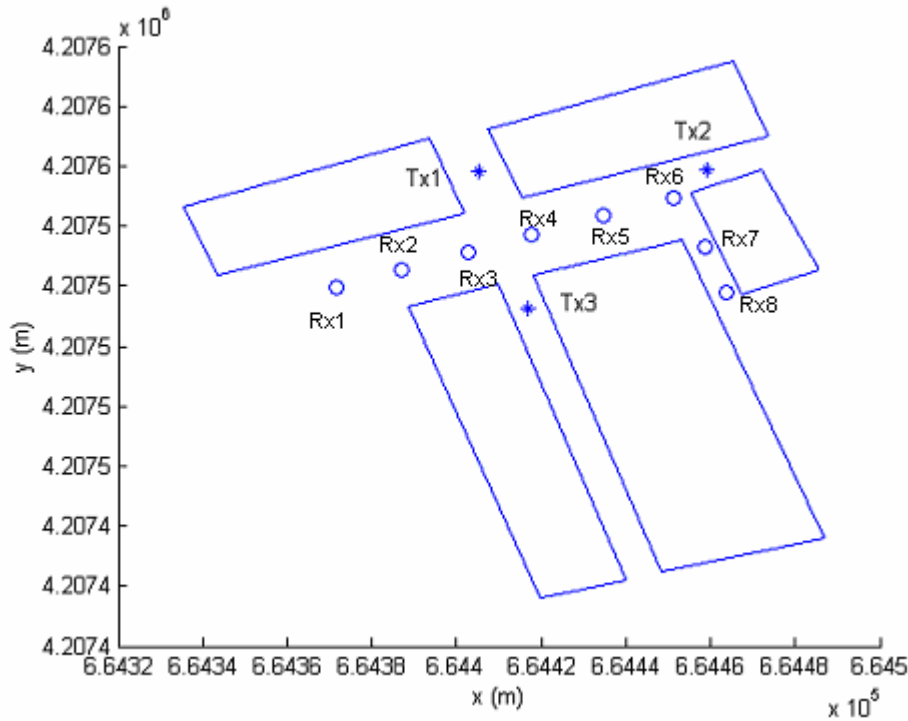


Figura 26. Posición de los transmisores (aspas) y receptores (círculos) sobre un entorno urbano.

4.4.1. Simulaciones para la dispersión del retardo.

4.4.1.1. Dispersión del retardo sin dispersión difusa.

En primer lugar se realiza una simulación para observar el perfil de retardo sin considerar la dispersión difusa. Los valores de los parámetros de entrada son los siguientes:

Parámetro	Valor
Tipo de Antena	Omnidireccional
Rayo directo	Desactivado

Sigma	0.01
Epsilon	5
Frecuencia central (Hz)	1800000000
Tipo de polarización	Hard
Número de antenas trasmisoras	3
Número de antenas receptoras	9
Número de posiciones del receptor	0
Número de rayos	3600
Número de reflexiones	4
Difracción	Activada
Reflexión en el suelo	Desactivada
Número de reflexiones de los rayos difractados	4
Esquina afilada	Activada
Paredes conductoras	Desactivada
Tipo de receptor	Punto a punto
Separación angular de los rayos difractados (°)	0.01
Tipo de resultados	Perfil de retardo
Transmisión	Desactivada
Atenuación por pared atravesada (dB)	0
Número de transmisiones del rayo reflejado	0
Número de transmisiones del rayo difractado	0
Dispersión	Desactivada
Número de dispersiones del rayo desde un transmisor	0
Número de dispersiones del rayo desde una esquina	0
Altura media de los edificios (m)	0
Módulo del coeficiente de dispersión	0
Potencia transmitida (W)	0
Ganancia antena transmisora (dB)	0

Los resultados obtenidos son los siguientes:

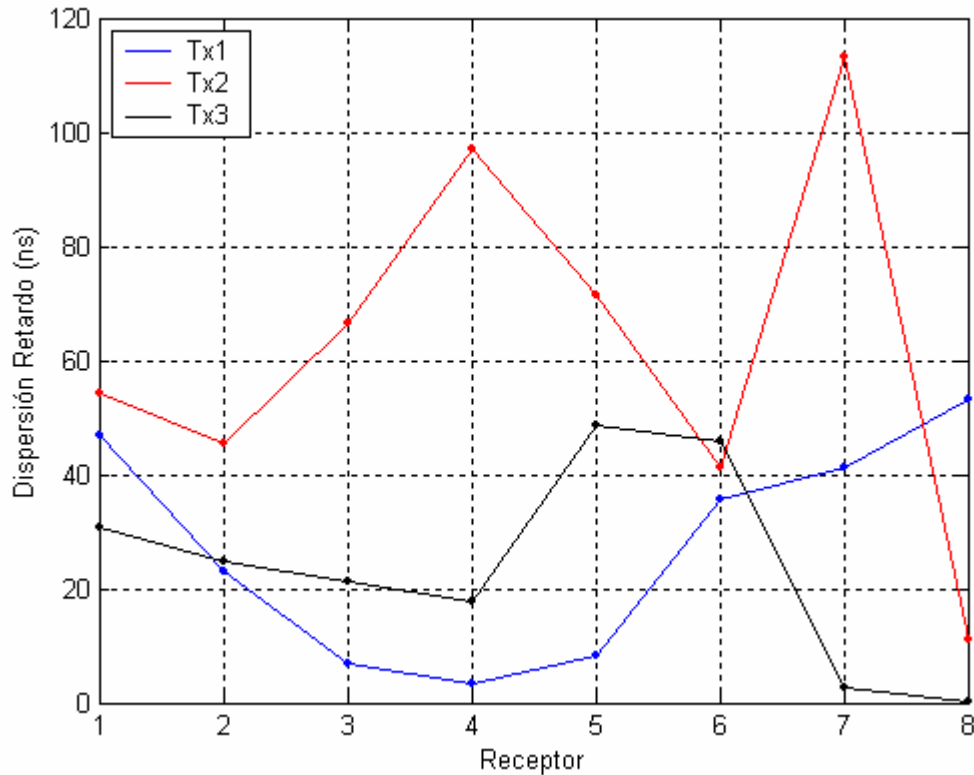


Figura 27. Dispersión del retardo para un entorno urbano sin dispersión difusa.

Se puede observar que para el transmisor número uno la dispersión del retardo va descendiendo conforme nos acercamos al receptor más cercano (número cuatro) y va aumentando conforme nos alejamos de él.

Para el segundo transmisor vemos que la dispersión del retardo oscila y toma valores más elevados para los otros dos transmisores, puesto que hay mayores distancias a los receptores, también observamos que su valor mínimo es para su receptor más cercano (número 6).

En el caso del transmisor en la posición número tres, se puede apreciar que la dispersión del retardo va disminuyendo según nos acercamos a su receptor más cercano (número 4), aumentando según nos alejamos del mismo. Su dispersión es superior a la del primer transmisor, a pesar de estar al otro lado de la calle, debido a que la calle en la que se encuentra situado es más estrecha.

4.4.1.2. *Dispersión del retardo con dispersión difusa de primer orden.*

A continuación se realiza una simulación para observar el perfil de retardo considerando, además de la reflexión y la difracción, la dispersión difusa de primer orden. Los valores de los parámetros de entrada son los siguientes:

Parámetro	Valor
Tipo de Antena	Omnidireccional
Rayo directo	Desactivado
Sigma	0.01
Epsilon	5
Frecuencia central (Hz)	1800000000
Tipo de polarización	Hard
Número de antenas transmisoras	3
Número de antenas receptoras	9
Número de posiciones del receptor	0
Número de rayos	3600
Número de reflexiones	4
Difracción	Activada
Reflexión en el suelo	Desactivada
Número de reflexiones de los rayos difractados	4
Esquina afilada	Activada
Paredes conductoras	Desactivada
Tipo de receptor	Punto a punto
Separación angular de los rayos difractados (°)	0.01
Tipo de resultados	Perfil de retardo
Transmisión	Desactivada
Atenuación por pared atravesada (dB)	0
Número de transmisiones del rayo reflejado	0
Número de transmisiones del rayo difractado	0
Dispersión	Activada

Número de dispersiones del rayo desde un transmisor	1
Número de dispersiones del rayo desde una esquina	1
Altura media de los edificios (m)	10
Módulo del coeficiente de dispersión	0.316
Potencia transmitida (W)	1
Ganancia antena transmisora (dB)	1

Los resultados obtenidos son los siguientes:

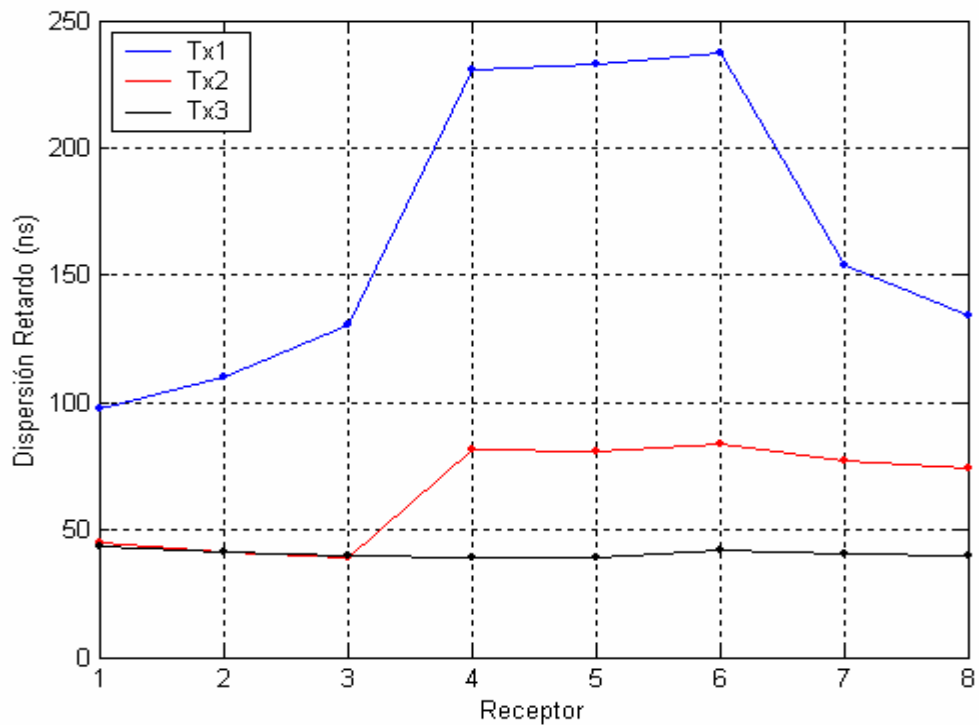


Figura 28. Dispersión del retardo para un entorno urbano con dispersión difusa de primer orden.

Se puede observar como para el primer transmisor la dispersión del retardo el mayor para los trasmisores que tiene mas cerca, mientras que para el tercer transmisor, a pesar de estar al otro lado de la calle, debido a que esta es más estrecha su dispersión es menor y prácticamente constante.

Para el segundo transmisor tenemos que la dispersión aumenta conforme los receptores están más cerca.

4.4.1.3. Dispersión del retardo con dispersión difusa de segundo orden.

A continuación se realiza una simulación para observar el perfil de retardo considerando la dispersión difusa de segundo orden, junto con la reflexión y la difracción. Los valores de los parámetros de entrada son los siguientes:

Parámetro	Valor
Tipo de Antena	Omnidireccional
Rayo directo	Desactivado
Sigma	0.01
Epsilon	5
Frecuencia central (Hz)	1800000000
Tipo de polarización	Hard
Número de antenas trasmisoras	3
Número de antenas receptoras	9
Número de posiciones del receptor	0
Número de rayos	3600
Número de reflexiones	4
Difracción	Activada
Reflexión en el suelo	Desactivada
Número de reflexiones de los rayos difractados	4
Esquina afilada	Activada
Paredes conductoras	Desactivada
Tipo de receptor	Punto a punto
Separación angular de los rayos difractados (°)	0.01
Tipo de resultados	Perfil de retardo
Transmisión	Desactivada
Atenuación por pared atravesada (dB)	0

Número de transmisiones del rayo reflejado	0
Número de transmisiones del rayo difractado	0
Dispersión	Activada
Número de dispersiones del rayo desde un transmisor	2
Número de dispersiones del rayo desde una esquina	2
Altura media de los edificios (m)	10
Módulo del coeficiente de dispersión	0.316
Potencia transmitida (W)	1
Ganancia antena transmisora (dB)	1

Los resultados obtenidos son los siguientes:

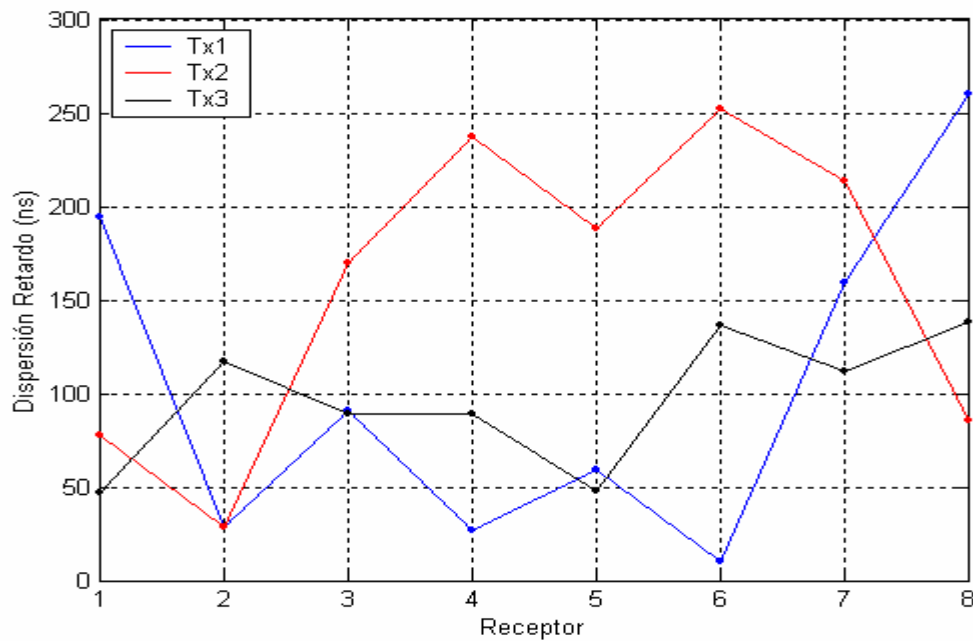


Figura 29. Dispersión del retardo para un entorno urbano con dispersión difusa de segundo orden.

En el caso de la dispersión difusa de segundo orden, vemos que para el primer transmisor disminuye la dispersión del retardo para los receptores que tiene más cerca, al igual que para el tercer transmisor, siendo esta disminución de menor magnitud.

En el caso del segundo transmisor, sucede al contrario, la dispersión aumenta para los receptores que tiene más cerca.

4.4.2. Simulaciones para la potencia recibida.

4.4.2.1. Potencia recibida sin dispersión difusa.

A continuación se realiza una simulación para observar la potencia recibida sin considerar la dispersión difusa. Los valores de los parámetros de entrada son los siguientes:

Parámetro	Valor
Tipo de Antena	Omnidireccional
Rayo directo	Desactivado
Sigma	0.01
Epsilon	5
Frecuencia central (Hz)	1800000000
Tipo de polarización	Hard
Número de antenas trasmisoras	3
Número de antenas receptoras	9
Número de posiciones del receptor	0
Número de rayos	3600
Número de reflexiones	4
Difracción	Activada
Reflexión en el suelo	Desactivada
Número de reflexiones de los rayos difractados	4
Esquina afilada	Activada
Paredes conductoras	Desactivada
Tipo de receptor	Punto a punto
Separación angular de los rayos difractados (°)	0.01

Tipo de resultados	Perfil de potencia
Transmisión	Desactivada
Atenuación por pared atravesada (dB)	0
Número de transmisiones del rayo reflejado	0
Número de transmisiones del rayo difractado	0
Dispersión	Desactivada
Número de dispersiones del rayo desde un transmisor	0
Número de dispersiones del rayo desde una esquina	0
Altura media de los edificios (m)	0
Módulo del coeficiente de dispersión	0
Potencia transmitida (W)	0
Ganancia antena transmisora (dB)	0

Los resultados obtenidos son los siguientes:

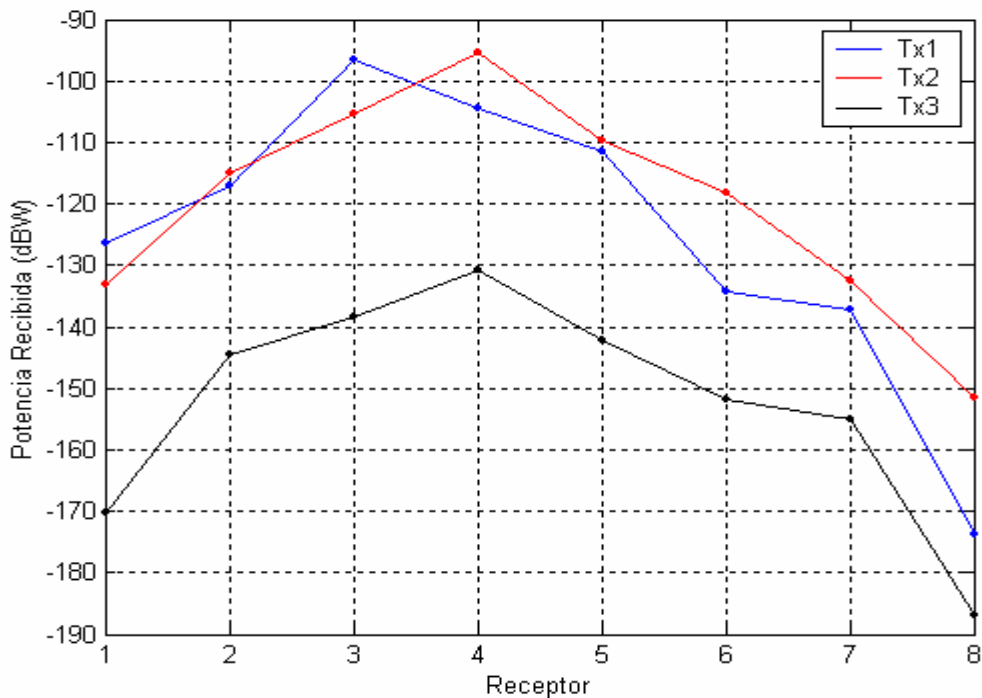


Figura 30. Potencia recibida para un entorno urbano sin dispersión difusa.

Se puede observar que la potencia recibida va aumentando conforme nos acercamos al receptor central (número cuatro) y disminuye conforme nos alejamos del mismo. Para los dos primeros transmisores es de magnitud parecida, ya que ambos están situados a ambos extremos de la calle y para el tercero debido a su posición, más lejana y con la esquina ocultando los últimos receptores, es de menor magnitud.

4.4.2.2. *Potencia recibida con dispersión difusa de primer orden.*

A continuación se realiza una simulación para observar la potencia recibida considerando la dispersión difusa de primer orden, junto con la reflexión y la difracción. Los valores de los parámetros de entrada son los siguientes:

Parámetro	Valor
Tipo de Antena	Omnidireccional
Rayo directo	Desactivado
Sigma	0.01
Epsilon	5
Frecuencia central (Hz)	1800000000
Tipo de polarización	Hard
Número de antenas trasmisoras	3
Número de antenas receptoras	9
Número de posiciones del receptor	0
Número de rayos	3600
Número de reflexiones	4
Difracción	Activada
Reflexión en el suelo	Desactivada
Número de reflexiones de los rayos difractados	4
Esquina afilada	Activada
Paredes conductoras	Desactivada
Tipo de receptor	Punto a punto

Separación angular de los rayos difractados (°)	0.01
Tipo de resultados	Perfil de potencia
Transmisión	Desactivada
Atenuación por pared atravesada (dB)	0
Número de transmisiones del rayo reflejado	0
Número de transmisiones del rayo difractado	0
Dispersión	Activada
Número de dispersiones del rayo desde un transmisor	1
Número de dispersiones del rayo desde una esquina	1
Altura media de los edificios (m)	10
Módulo del coeficiente de dispersión	0.316
Potencia transmitida (W)	1
Ganancia antena transmisora (dB)	1

Los resultados obtenidos son los siguientes:

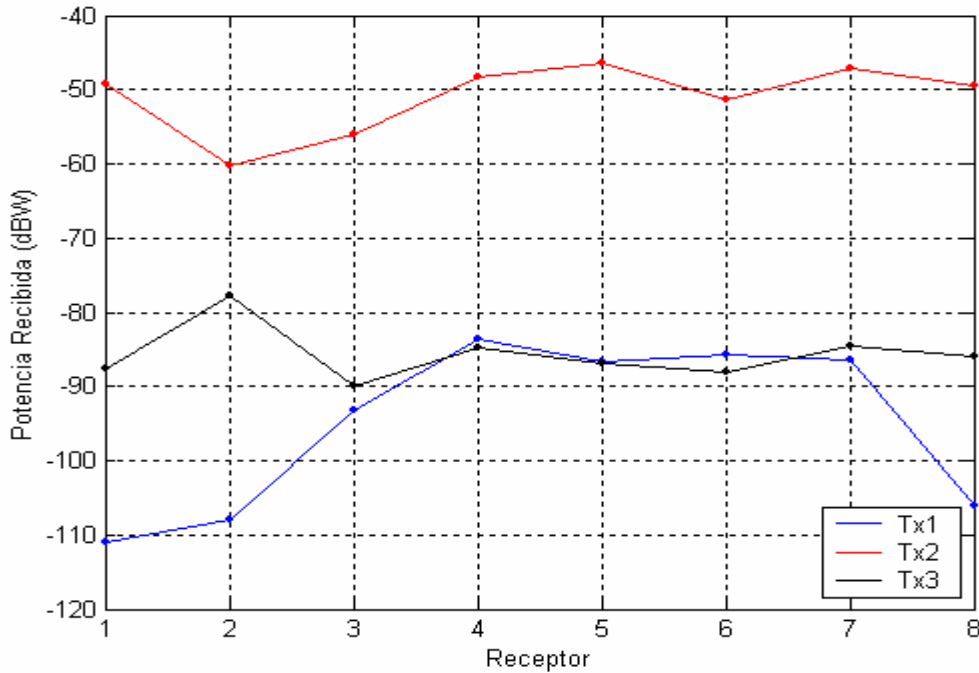


Figura 31. Potencia recibida para un entorno urbano con dispersión difusa de primer orden.

En este caso, se puede observar que en el caso del primer transmisor la potencia disminuye para los receptores de los extremos, para los dos primeros porque están en un espacio semiabierto, y para el último por su lejanía y ocultación respecto al transmisor.

Para el segundo transmisor tenemos una potencia prácticamente constante, debido a posición en el cruce de las dos calles.

Con respecto al tercer transmisor, la potencia es también prácticamente constante pero de menor magnitud que para el segundo transmisor, debido a la estrechez de la calle en la que esta situado y su mayor distancia a los receptores.

4.4.2.3. Potencia recibida con dispersión difusa de segundo orden.

Por último, se realiza una simulación para observar la potencia recibida considerando la dispersión difusa de segundo orden, junto con la reflexión y la difracción. Los valores de los parámetros de entrada son los siguientes:

Parámetro	Valor
Tipo de Antena	Omnidireccional
Rayo directo	Desactivado
Sigma	0.01
Epsilon	5
Frecuencia central (Hz)	1800000000
Tipo de polarización	Hard
Número de antenas trasmisoras	3
Número de antenas receptoras	9
Número de posiciones del receptor	0
Número de rayos	3600
Número de reflexiones	4
Difracción	Activada
Reflexión en el suelo	Desactivada

Número de reflexiones de los rayos difractados	4
Esquina afilada	Activada
Paredes conductoras	Desactivada
Tipo de receptor	Punto a punto
Separación angular de los rayos difractados (°)	0.01
Tipo de resultados	Perfil de potencia
Transmisión	Desactivada
Atenuación por pared atravesada (dB)	0
Número de transmisiones del rayo reflejado	0
Número de transmisiones del rayo difractado	0
Dispersión	Activada
Número de dispersiones del rayo desde un transmisor	2
Número de dispersiones del rayo desde una esquina	2
Altura media de los edificios (m)	10
Módulo del coeficiente de dispersión	0.316
Potencia transmitida (W)	1
Ganancia antena transmisora (dB)	1

Los resultados obtenidos son los siguientes:

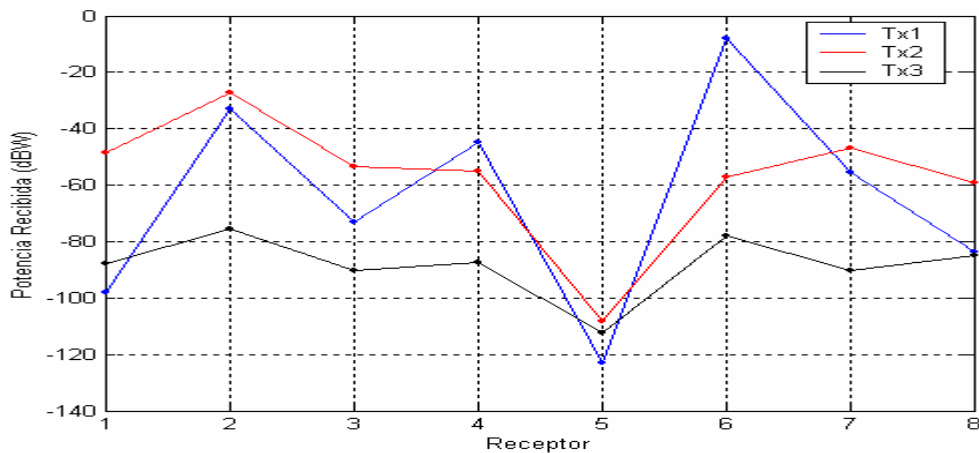


Figura 32. Potencia recibida para un entorno urbano con dispersión difusa de segundo orden.

Se puede observar que para los tres transmisores disminuye la potencia conforme nos acercamos al receptor central para los tres (número 5), y aumenta conforme nos alejamos.

4.4.3. Comparativa de los resultados.

Ahora se comparan el efecto del orden de la dispersión difusa para cada transmisor.

En el caso del *primer transmisor* tenemos los siguientes resultados:

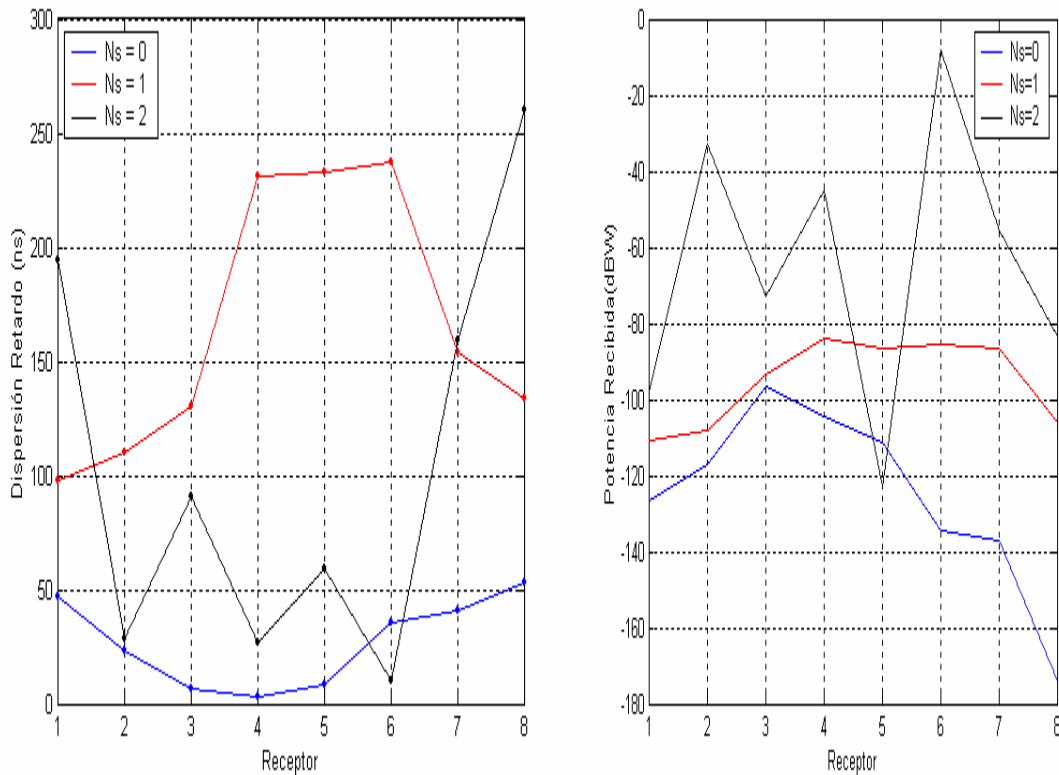


Figura 33. Dispersión del retardo y potencia recibida para el transmisor 1 con diferentes ordenes (N_s) de la dispersión difusa.

Como se ha comentado antes, sin dispersión difusa tenemos que conforme nos acercamos al receptor más cercano (número 4) la dispersión del retardo disminuye y la potencia aumenta. Al alejarnos de éste, la dispersión del retardo aumenta y la potencia disminuye.

Al incorporar la dispersión difusa de primer orden, conforme nos acercamos al receptor más cercano aumenta la dispersión del retardo y también lo hace la potencia recibida. Cuando nos alejamos tanto la dispersión del retardo como la potencia recibida disminuyen.

En el caso de la dispersión difusa de segundo orden, disminuye la dispersión del retardo para los receptores centrales al igual que también disminuye la potencia recibida. Sin embargo el valor de la potencia recibida es mayor que para los casos de dispersión difusa de primer orden y sin dispersión difusa.

En el caso del *segundo transmisor* tenemos los siguientes resultados:

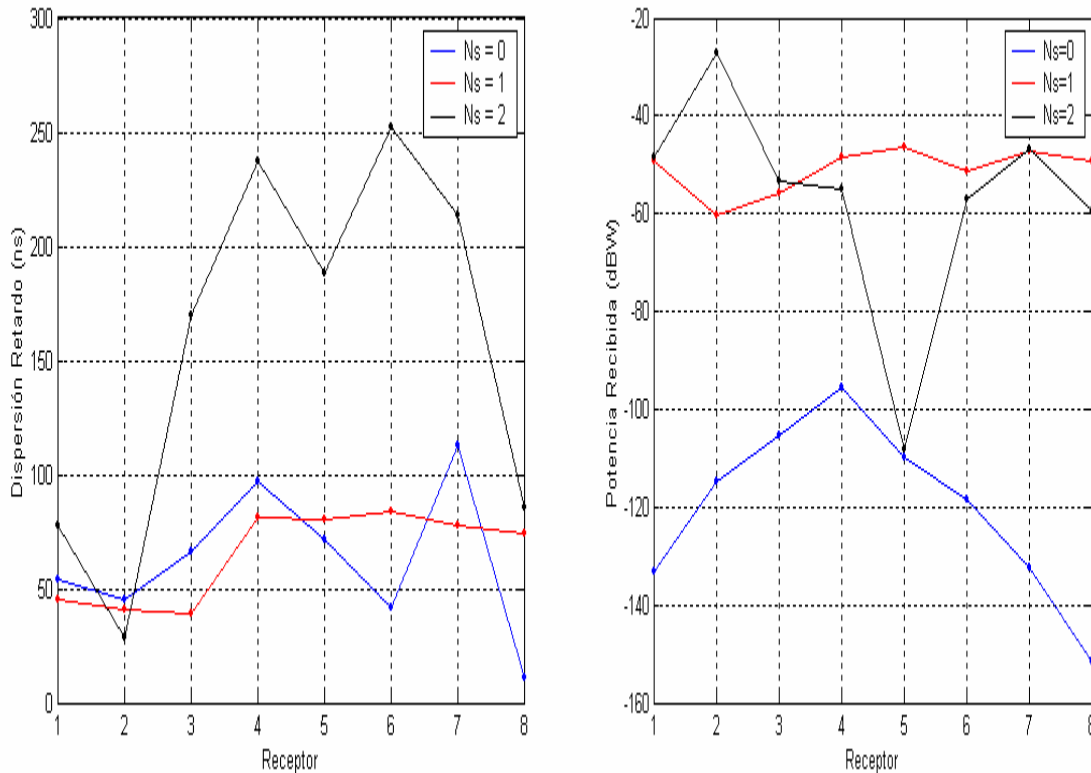


Figura 34. Dispersión del retardo y potencia recibida para el transmisor 2 con diferentes ordenes (N_s) de la dispersión difusa.

En este caso tenemos dispersiones de retardo similares para la simulación sin dispersión difusa y con dispersión difusa de primer orden, sin embargo, la potencia recibida con dispersión difusa de primer orden es mayor que sin dispersión difusa.

Para la dispersión difusa de segundo orden, vemos que mientras que la dispersión del retardo aumenta para los receptores centrales, la potencia recibida disminuye.

Para el *tercer transmisor* tenemos los siguientes resultados:

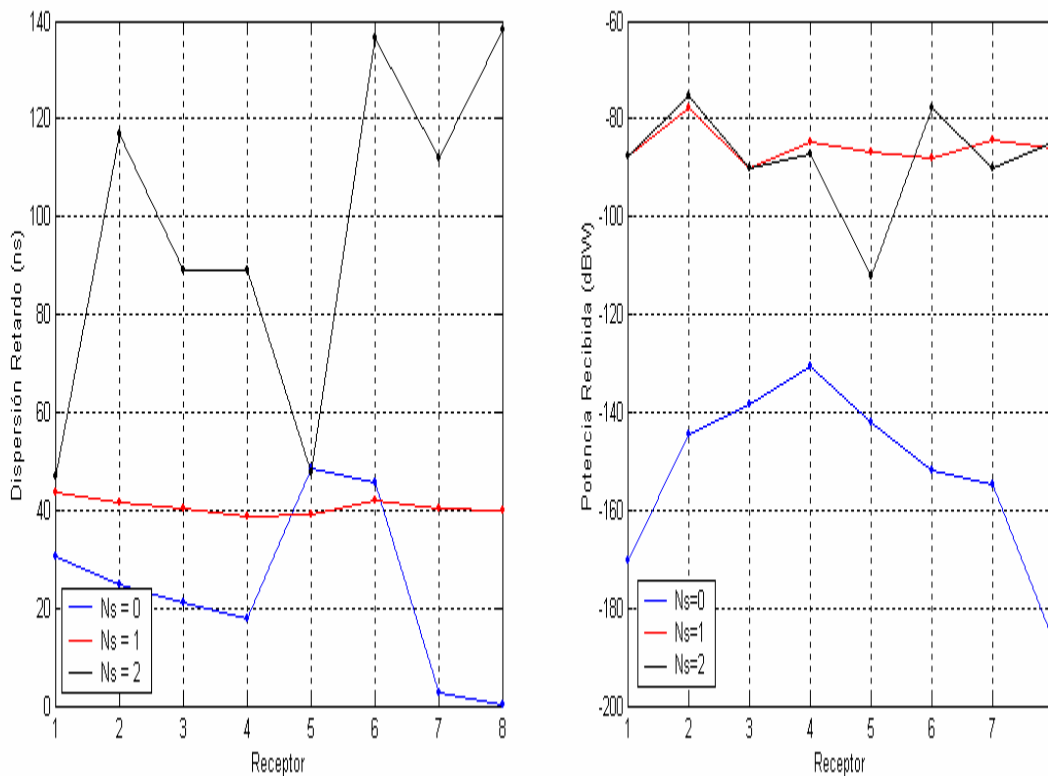


Figura 35. Dispersión del retardo y potencia recibida para el transmisor 3 con diferentes ordenes (N_s) de la dispersión difusa.

Se puede observar que para la simulación sin dispersión difusa, la dispersión del retardo aumenta para los últimos receptores, mientras que la potencia recibida es mayor en los receptores centrales.

Al incorporar la dispersión difusa de primer orden la dispersión del retardo y la potencia recibida son mayores y constantes.

En el caso de la dispersión difusa de segundo orden, la dispersión del retardo es mayor que en los casos anteriores, mientras que la potencia recibida es similar a la recibida con la dispersión difusa de primer orden.

Con todo esto, podemos concluir que al incorporar la dispersión difusa de primer orden aumenta la potencia recibida, aunque también lo hace la dispersión del retardo. Sin embargo, el aumentar el orden de la dispersión difusa ,en general no mejora la potencia recibida y si aumenta mucho la dispersión del retardo.

Capítulo 5

Conclusiones

5.1. Resumen de las contribuciones más importantes.

El trazado de rayos es un modelo determinista que se emplea para la predicción de la respuesta del canal de radiocomunicaciones. Se fundamenta en la aplicación de la *Óptica Geométrica (GO)* y la *Teoría Uniforme de la Difracción (UTD)* [9].

El trazador de rayos considerado en este proyecto consiste en el lanzamiento de rayos desde la posición del transmisor con una separación angular constante, y en el posterior seguimiento de los mecanismos de propagación que experimenta cada rayo hasta su impacto en la posición del receptor. Si algún rayo impacta en una esquina, se sigue el mismo procedimiento que si se tratase de un nuevo transmisor, pero conservando los parámetros de propagación.

En el receptor habrá que sumar todas las contribuciones para el cálculo del campo total recibido. Ésta son las estudiadas anteriormente en el capítulo 2 que a continuación se presentan a modo de resumen.

Si el rayo representa la contribución de onda directa, el campo que describe es el siguiente:

$$E_d = E_0 \frac{e^{jkr_d}}{r_d} \quad (5.1)$$

donde E_0 es la amplitud de la onda esférica radiada, k es el número de onda y r_d es la distancia entre transmisor y receptor.

Cuando el rayo se refleja una o varias veces, el campo de la onda recibida viene dado por:

$$E_r = E_0 R \frac{e^{jkr_r}}{r_r} \quad (5.2)$$

donde R es el coeficiente de reflexión total, producto acumulado de cada uno de los coeficientes de reflexión, viniendo su expresión dada en función del tipo de polarización (*soft* o *hard*). El parámetro r_r hace referencia a la distancia total recorrida por el rayo reflejado.

Si el rayo el rayo se transmite una o varias veces, el campo de la onda recibida se puede expresar como:

$$E_t = E_0 T \frac{e^{jk r_t}}{r_t} \quad (5.3)$$

donde T es el coeficiente de transmisión total, producto acumulado de cada uno de los coeficientes de transmisión, viniendo su expresión dada en función del tipo de polarización (*soft* o *hard*). El parámetro r_t hace referencia a la distancia total recorrida por el rayo transmitido.

En el caso de que se produzca difracción en una cuña, y considerando ondas esféricas, el campo recibido viene dado por la expresión:

$$E_D = \frac{E_0}{s'} D \sqrt{\frac{s'}{s(s+s')}} e^{-jk(s+s')} \quad (5.4)$$

donde s' es la distancia que recorre el rayo antes de alcanzar el punto de difracción, s es la distancia que recorre después del punto de difracción y D es el coeficiente de difracción.

En el caso de que se produzca dispersión, la contribución recibida es:

$$E_S = \frac{K_0}{r_i r_s} S \sqrt{\frac{A \cos \theta_i \cos \theta_s}{\pi}} e^{-jk(r_i+r_s)} \quad (5.5)$$

5.2. Conclusiones y futuras líneas.

Como se ha explicado en el capítulo 3, la implementación de la dispersión difusa realizada en este proyecto es una mezcla de la dispersión difusa “far walls” y “close walls” del artículo [1]. El algoritmo desarrollado toma para el cálculo del campo disperso la formulación del caso “far walls” (3.6) y contempla varias contribuciones desde una misma pared como el caso “close walls”. Por tanto, se tiene la ventaja de no tener que distinguir entre “far walls” y “close walls” con el consecuente ahorro en coste computacional en el cálculo de la integral (3.5), de las zonas de Fresnel e intersecciones de las elipses con las paredes, pero se presenta el inconveniente de una pequeña imprecisión de los resultados para casos “close walls”. No obstante, cuando la distancia entre transmisor y receptor comienza a ser elevada “far walls” y “close walls” convergen al mismo resultado.

Por tanto, ahora la herramienta de lanzamiento de rayos contempla la posibilidad de la dispersión n-ésima de un rayo lanzado desde el transmisor o desde una esquina, teniendo en cuenta que por cada impacto sobre una pared, existe la posibilidad de lanzar un rayo reflejado, uno transmitido y uno disperso (en la dirección del receptor o en la de su imagen), atenuados con sus coeficientes correspondientes al mecanismo por el que se propagan.

En lo que se refiere a los resultados para el caso “far walls”, se puede concluir la gran importancia de la dispersión difusa, puesto que la potencia recibida por medio de este mecanismo esta siempre por encima de la recibida por reflexión y reflexión.

En resultados obtenidos para el caso “close walls”, se ha podido constatar que a pesar del aumento de la dispersión del retardo con el aumento de la distancia entre transmisor y receptor, éste tiende a estabilizarse, que aumenta la potencia recibida. Y también, que los resultados tienden a convergen con los “far walls”.

Como se ha mencionado antes, al incorporar la dispersión difusa de primer orden aumenta la potencia recibida, aunque también lo hace la dispersión del retardo. Sin embargo, el aumentar el orden de la dispersión difusa, en general no mejora la potencia recibida y si aumenta mucho la dispersión del retardo.

Para finalizar, se proponen como futuras vías de este proyecto, incorporar la estimación del coeficiente de dispersión o su selección en función de las propiedades de los materiales del entorno, y su incorporación dentro del entorno gráfico de la herramienta de lanzamiento de rayos.

Por último, se puede concluir que se han alcanzado los objetivos de este proyecto puesto que se ha implementado el mecanismo de propagación por dispersión difusa sobre la estructura de una herramienta de lanzamiento de rayos, sin que aumente excesivamente el coste computacional gracias a las simplificaciones utilizadas, pudiendo caracterizar mejor la propagación a través del canal radio.

Anexo 1

Trazador de rayos

A1.1. Introducción.

La herramienta utilizada realiza un trazado de rayos basado en Óptica Geométrica y Teoría Uniforme de la Difracción. Gracias a estos métodos se simplifica bastante el problema electromagnético, puesto que estos métodos suponen la utilización de teoría de rayos, con el consiguiente ahorro en el coste computacional. El uso de GO y UTD solo es posible si se usan frecuencias altas.

El trazador de rayos utilizado se basa en el realizado por Jorge Luis Rodríguez [24], modificado por Alberto Ruiz Moreno [25] para introducir la transmisión, en que ahora se ha implementado la dispersión del rayo al impactar con un obstáculo.

La forma de operar es realizando un trazado de rayos desde cada antena transmisora a cada antena receptora, pudiendo calcular de esta forma cada elemento de la matriz de transferencia.

A1.2. Características principales del trazador utilizado.

El trazador de rayos realiza un lanzamiento de rayos en dos dimensiones, desde el transmisor indicado hasta el receptor correspondiente. A partir del transmisor divide una circunferencia centrada en él en sectores constantes y lanza los rayos en incrementos del ángulo determinado.

El hecho de que el trazado de rayos se realice en dos dimensiones es debido a que los resultados obtenidos se ajustan muy bien a los experimentales en entornos microcelulares, bajando el cómputo de la simulación en comparación con el necesario en el caso de usar un lanzamiento en tres dimensiones.

Para un mejor ajuste el trazador añade la contribución correspondiente a la reflexión en el suelo, con lo que se consigue un lanzamiento pseudo 3-D, mejorando los resultados con la realidad. La altura de los edificios no es considerada, ya que en entornos microcelulares las antenas, tanto la transmisora como la receptora, están por debajo de la altura de los edificios. El trazador tiene en cuenta las paredes verticales para los mecanismos de reflexión y transmisión, y las esquinas, formadas por estas paredes, para el mecanismo de difracción.

El trazador está preparado para realizar simulaciones sobre canales MIMO. Un parámetro de entrada será la posición de cada elemento, tanto del transmisor como del receptor, y en función del elemento de la matriz a calcular, tomará las coordenadas de los elementos correspondientes para realizar el lanzamiento de rayos entre esos elementos.

A1.3. Entrada de datos.

El trazador de rayos necesita conocer en primer lugar las características físicas del entorno a simular. La descripción del entorno se basa en una discretización del mismo, sin incluir irregularidades en edificios o fachadas. El paso del entorno a la aplicación se hace mediante el formato de información vectorial, de forma que se dibuja la planta de los edificios o estructuras por medio de líneas rectas. Cada línea representa una pared vertical en el entorno a simular, pudiendo ésta corresponder a una pared de un edificio, donde la altura de ésta no tiene relevancia ya que, como se ha comentado anteriormente, el trazado de rayos se realiza en dos dimensiones y no se considera la propagación por encima de los edificios.

La introducción de la información del entorno se ha de hacer mediante ficheros con formato DXF. Estos ficheros se representan mediante caracteres ASCII y contienen información vectorial, pudiendo ser generados mediante programas como AUTOCAD.

El trazador implementado únicamente reconoce dos tipos de entidades, con las que se tendrán que representar todo el entorno. Estas entidades son LINE y POLILINE, y ambas sirven para representar rectas, con la diferencia que en la primera se describe una recta entre dos puntos y en la segunda se describen un conjunto de segmentos consecutivos.

Una vez introducido el entorno, el trazador lo descompone en segmentos básicos y les asigna propiedades eléctricas definidas por la conductividad y la permitividad dieléctrica, previamente introducida por el usuario, a partir de las cuales se calculan los coeficientes de reflexión, transmisión y de difracción.

Es posible realizar dos tipos de simulaciones, según los datos que se quieran obtener. En el caso de que se desee estudiar la potencia recibida en la determinada zona, como en un recorrido lineal o en unos puntos en concreto, se elige un perfil de potencias. Si por el contrario, se quiere hacer un estudio de las diferentes contribuciones y su retardo en cada receptor, se puede hacer eligiendo un perfil de retardo. En cualquier caso, es necesaria la información de donde se encuentran los elementos del receptor y del transmisor previamente al inicio de la simulación. En el caso de que se elija un perfil de retardo, únicamente se tendrá que indicar una posición del receptor, pero si se elige un perfil de potencias se tendrá que indicar cada una de las posiciones del receptor, o bien, si se elige un recorrido lineal, el número de puntos y la distancia entre ellos (en la dirección x e y).

Otra de las opciones, permite al trazador elegir el tipo de antena que corresponde a cada elemento del transmisor y receptor. Podemos así, elegir entre diagrama omnidireccional, dipolo en $\lambda/2$ horizontal y dipolo en $\lambda/2$ vertical.

Por último, dado que el trazador ha sido ampliado para poder analizar canales MIMO(Múltiple-Input Múltiple-Output), existe la posibilidad calcular un único elemento de la matriz o calcularlos todos. En función del elemento a calcular, el trazador toma las posiciones de los elementos considerados y realiza un lanzamiento de rayos desde el transmisor

hasta el receptor, devolviendo los resultados en el fichero correspondiente (**Hnm.txt**, desde el elemento n del transmisor hasta el m del receptor).

Todos estos parámetros, se introducen en el trazador antes de iniciar la simulación por medio de ficheros de texto. Los ficheros necesarios los genera la herramienta MIMO. Todos estos ficheros deben tener el nombre indicado y se tienen que guardar en el directorio donde se encuentre el fichero ejecutable *trazador.exe*, que es el programa que se encarga de realizar el lanzamiento de rayos. A continuación se detallan algunos parámetros no comentados hasta ahora.

A1.3.1. Fichero de entrada **parametos.txt**.

En este fichero se debe indicar, siguiendo el orden indicado, los siguientes parámetros a tener en cuenta al realizar la simulación:

Parámetro	Valor	Significado
Tipo de Antena	0	Omnidireccional
	1	$\lambda/2$ vertical
	3	$\lambda/2$ horizontal
Rayo directo	0	Desactivado
	1	Activado
Sigma	-	-
Epsilon	-	-
Frecuencia central (Hz)	-	-
Tipo de polarización	0	Hard
	1	Soft
Número de antenas trasmisoras	-	-
Número de antenas receptoras	-	-
Número de posiciones del receptor	-	-

Número de rayos	-	-
Número de reflexiones	-	-
Difracción	0	Desactivada
	1	Activada
Reflexión en el suelo	0	Desactivada
	1	Activada
Número de reflexiones de los rayos difractados	-	-
Esquina afilada	0	Desactivada
	1	Activada
Paredes conductoras	0	Desactivada
	1	Activada
Tipo de receptor	0	Punto a punto
	1	Lineal
Separación angular de los rayos difractados (°)	-	-
Tipo de resultados	0	Perfil de retardo
	1	Perfil de potencias
Transmisión	0	Desactivada
	1	Activada
Atenuación por pared atravesada (dB)	-	-
Número de transmisiones del rayo reflejado	-	-
Número de transmisiones del rayo difractado	-	-
Dispersión	0	Desactivada
	1	Activada
Número de dispersiones del rayo desde un transmisor	-	-
Número de dispersiones del rayo desde una esquina	-	-
Altura media de los edificios (m)	-	-
Módulo del coeficiente de dispersión	-	-
Potencia transmitida (W)	-	-
Ganancia antena transmisora (dB)	-	-

A1.3.2. Fichero de entrada postx.txt.

En este fichero se indican las coordenadas 3D de cada uno de los elementos del transmisor. El formato que se debe seguir se muestra a continuación:

```
Coord_x_elem1 Coord_y_elem1 Coord_z_elem1  
Coord_x_elem2 Coord_y_elem2 Coord_z_elem2  
...  
Coord_x_elemN Coord_y_elemM Coord_z_elemM
```

Como se puede observar, las coordenadas de cada elemento se introducen separadas por un espacio, y cada línea corresponde a un elemento.

A1.3.3. Fichero de entrada posrx.txt.

En este fichero se indican las coordenadas 3D de cada uno de los elementos del receptor. El formato es el mismo que para el caso del fichero **postx.txt** y se muestra a continuación:

```
Coord_x_elem1 Coord_y_elem1 Coord_z_elem1  
Coord_x_elem2 Coord_y_elem2 Coord_z_elem2  
...  
Coord_x_elemN Coord_y_elemM Coord_z_elemM
```

A1.3.4. Fichero de entrada matriz.txt

Este fichero indica la componente de la matriz de transferencia que se desea calcular. En primer lugar se indica la antena que recibe (elemento n) y en segundo lugar la que transmite (elemento m), obteniendo así el elemento $G(n,m)$ de la matriz. Si se desean calcular todos los componentes de la matriz poner como primer elemento el '0'.

A1.3.5. Fichero de entrada puntos.txt

Si en el fichero **parametros.txt** indicamos que el tipo de receptor es punto a punto, es decir, que se desea especificar las coordenadas donde se posicionarán los receptores, es necesario este fichero como parámetro de entrada. El fichero **puntos.txt** contendrá las coordenadas en la dirección x e y, a las que se sumarán las posiciones de los elementos del receptor. Esto quiere decir que en este tipo de simulación las coordenadas de los elementos del receptor deben estar calculadas teniendo en cuenta que después se les va a sumar las coordenadas del punto donde se situará, por lo que deben ser creadas como si fuera a estar centrado en el origen.

El formato de este fichero es similar al empleado para los ficheros **postx.txt** y **posrx.txt**. Cada línea corresponde a una posición del receptor y las coordenadas están separadas por espacios. En este caso no se especifica la coordenada z.

A1.4. Salida de datos.

La salida de datos, se realiza a través de ficheros ASCII, ubicado en el directorio \resultados dentro del directorio donde se encuentre el archivo ejecutable del trazador (**trazador.exe**). El nombre que toman estos ficheros es **Hnm.txt**, siendo n el elemento del receptor considerado y m el elemento del transmisor. Según el tipo de simulación (perfil de retardo o de potencias) este fichero contendrá una información u otra.

En el caso de que se realice una simulación de tipo perfil de potencias, cada una de las filas escritas en el fichero de salida corresponde a un receptor y las columnas contienen la siguiente información:

1. Valor de las pérdidas en el elemento n del receptor cuando transmite el elemento m del transmisor, en dB.
2. Número de contribuciones que impactan.

3. Valor de la parte real del campo eléctrico recibido, en V/m.
4. Valor de la parte imaginaria del campo eléctrico recibido, en V/m.
5. Módulo del campo eléctrico recibido, en V/m.
6. Coordenada x del elemento n del receptor.
7. Coordenada y del elemento n del receptor.

Esta información está contenida en cada uno de los ficheros de salida **Hnm.txt**, correspondiendo cada fila a cada uno de los elementos de la matriz de transferencia G en el punto del receptor considerado.

Si por el contrario se elige una simulación de tipo perfil de retardo en una determinada posición, cada fila corresponderá a una contribución que impacta en el receptor y cada columna contendrá la siguiente información:

1. Valor de las pérdidas para cada impacto sobre el elemento n del receptor cuando el m transmite, en dB.
2. Valor de la parte real del campo eléctrico recibido por ese impacto, en V/m.
3. Valor de la parte imaginaria del campo eléctrico, en V/m.
4. Módulo del campo eléctrico recibido, en V/m.
5. Tiempo que tarda en llegar el rayo desde el transmisor hasta el receptor, en nseg.
6. Número de reflexiones que sufre el rayo.

7. Número de transmisiones que sufre el rayo.
8. Número de dispersiones que sufre el rayo.
9. Número de difracciones que sufre el rayo.
10. Coordenada x del origen del impacto.
11. Coordenada y del origen del impacto.
12. Coordenada x del elemento n del recetor.
13. Coordenada y del elemento n del receptor.
14. Ángulo en elevación de procedencia del impacto, en radianes.
15. Número del rayo.
16. Parámetro s (distancia recorrida por el rayo antes del punto de difracción). Si no hay difracción su valor es 0.
17. Parámetro s' (distancia recorrida por el rayo después del punto de difracción). Si no hay difracción su valor es 0.
18. Coordenada x de la última reflexión.
19. Coordenada y de la última reflexión.

Bibliografía

- [1] Degli-Esposti, V.; Guiducci, D.; de'Marsi, A.; Azzi, P.; Fuschini, F., "An advanced field prediction model including diffuse scattering," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.52, no.7pp. 1717- 1728, July 2004.
- [2] Kurner, T.; Cichon, D.J.; Wiesbeck, W., "Concepts and results for 3D digital terrain-based wave propagation models: an overview," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on* , vol.11, no.7pp.1002-1012, Sep 1993.
- [3] Walfisch, J.; Bertoni, H.L., "A theoretical model of UHF propagation in urban environments," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.36, no.12pp.1788-1796, Dec 1988.
- [4] Rizk, K.; Wagen, J.-F.; Gardiol, F., "Two-dimensional ray-tracing modeling for propagation prediction in microcellular environments," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* , vol.46, no.2pp.508-518, May 1997.
- [5] Degli-Esposti, V.; Bertoni, H.L., "Evaluation of the role of diffuse scattering in urban microcellular propagation," *Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999 - Fall. IEEE VTS 50th* , vol.3, no.pp.1392-1396 vol.3, 1999.
- [6] Degli-Esposti, V., "A diffuse scattering model for urban propagation prediction," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.49, no.7pp.1111-1113, Jul 2001.
- [7] Al-Nuaimi, M.O.; Ding, M.S., "Prediction models and measurements of microwave signals scattered from buildings," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.42, no.8pp.1126-1137, Aug 1994.
- [8] C. A. Balanis. *Advance Engineering Electromagnetics*. New York, 1989.
- [9] R. J. Luebbers. *Finite conductivity uniform GTD versus knife edge diffraction in prediction of propagation path loss*. IEEE Trans. Antennas and Propagat., vol. 32, no. 1., Jan. 1984.
- [10] H. L. Bertoni. *Radio Propagation for Modern Wireless Systems*. New Jersey: Prentice Hall, 2000.

- [11] G.A. Deschamps. *Ray techniques in electromagnetics*. Proceedings of the IEEE, Vol. 60, No. 9, 1972.
- [12] GLASSNER and ANDREW S. *An introduction to Ray Tracing*. Academic Press. Harcourt Brace Jovanovich Publishers. New York, Tercera edición 1990.
- [13] R. G. Kouyoumjian and P. H. Pathak. *A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface*. Proc. IEEE, vol. 62, no. 11, pp. 1448-1461, Nov. 1974.
- [14] C. E. Shannon. *A mathematical theory of communication*. Bell System Technical Journal, Vol. 27, 1948.
- [15] J. M. Hernández Rábanos. *Comunicaciones Móviles*. Madrid: De. Centro de Estudios Ramón Areces, 1997.
- [16] D. Gesbert, M. Shafiq, D S Shiu, P. Smith, and A. Nagueib. *From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 21, No.3, April 2003.
- [17] G. J. Foschini and J. Gans. *On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas*. Bell Labs Technical Journal, Vol. 1, No. 2, Lucent Technologies, Autumn 1996.
- [18] I.E. Telatar. *Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channel*. European Trans. on Telecommunications, Vol. 10, No. 6, 1999.
- [19] P. Almers, F. Tufvesson, P. Karlsson, and A. Molish. *The Effect of Horizontal Array Orientation on MIMO Channel Capacity*. Mitsubishi, TR-2003-39, July 2003.
- [20] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank. *Space-time block codes from orthogonal designs*. IEEE Transactions on Information Theory, vol 45 no 5, July 1999.
- [21] Borsboom, P.-P.; Zebic-Le Hyaric, A., "RCS predictions using wide-angle PE codes," *Antennas and Propagation, Tenth International Conference on (Conf. Publ. No. 436)* , vol.2, no.pp.191-194 vol.2, 14-17 Apr 1997.
- [22] Nayar, S.K.; Ikeuchi, K.; Kanade, T., "Surface reflection: physical and geometrical perspectives," *Pattern Analysis and Machine Intelligence, IEEE Transactions on* , vol.13, no.7pp.611-634, Jul 1991

[23] Fuks, I.M., "Wave diffraction by a rough boundary of an arbitrary plane-layered medium," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.49, no.4pp.630-639, Apr 2001.

[24] Jorge Luis Rodríguez. *Predicción de parámetros básicos de propagación en entornos microcelulares mediante técnicas de trazado de rayos*. Proyecto Fin de Carrera, Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universidad Politécnica de Valencia, Julio 1999.

[25] Alberto Ruiz Moreno. *Programación de una Herramienta para el cálculo de coberturas indoor en canales MIMO*. Proyecto Fin de Carrera, Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universidad Politécnica de Cartagena, Febrero 2005.

[26] www.computergraphics.com.