



Universidad
Industrial de
Santander

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER



**IMPLEMENTACIÓN EN JAVA DE UN ALGORITMO DE
RADIOPROPAGACIÓN BASADO EN EL MODELO DE DE JONG Y EN
LOS REQUISITOS DE PROPAGACIÓN DESCRITOS POR IMT-
ADVANCED**

**YURI HERCILIA MEJÍA MELGAREJO
MARCOS DUVÁN PINEDA ALHUCEMA**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICOMECAÑICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2011**



UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER



**IMPLEMENTACIÓN EN JAVA DE UN ALGORITMO DE
RADIOPROPAGACIÓN BASADO EN EL MODELO DE DE JONG Y EN
LOS REQUISITOS DE PROPAGACIÓN DESCRITOS POR IMT-
ADVANCED**

**YURI HERCILIA MEJÍA MELGAREJO
MARCOS DUVÁN PINEDA ALHUCEMA**

**Proyecto de investigación presentado para obtener el título de:
Ingeniero(a) Electrónico(a)**

Director

PhD Homero Ortega Boada

Codirectores

PhD Andrés Navarro Cadavid

MSc(c) Celso Andrés Forero Flórez

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICOMECAÑICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2011**

Queremos hacer homenaje a todas aquellas personas cuyos aportes permitieron la culminación exitosa de este trabajo; nuestra familia, nuestros profesores, compañeros de estudio y del grupo de investigación Radiogís. También a Dios, pues gracias a Él somos quienes somos y estamos donde estamos.



TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN	16
1 PRELIMINARES	17
1.1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	17
1.2 OBJETIVOS.....	18
1.3 JUSTIFICACIÓN.....	19
1.4 ESTADO DEL ARTE.....	19
2 IMPLEMENTACIÓN DE LA VERSIÓN MODIFICADA DEL MODELO DE DE JONG	24
2.1 GENERALIDADES DEL MODELO	24
3 MODIFICACIONES ADICIONALES EN EL MODELO	35
3.1 JUSTIFICACIÓN DE LAS MODIFICACIONES.....	35
3.2 REFLEXIÓN CON LOS EDIFICIOS.....	35
3.3 REFLEXIÓN CON LA SUPERFICIE TERRESTRE.....	36
3.4 EFECTOS DE LOS ÁRBOLES EN LAS ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS.....	38
3.5 IMPLEMENTACIÓN DE LOS PATRONES DE RADIACIÓN.....	41
4 CANAL PARA LOS SISTEMAS IMT-ADVANCED (ENTORNOS MICROCELULARES).....	44
4.1 APROXIMACIÓN DEL MODELO DEL CANAL.....	44
4.2 MODELO GENÉRICO DEL CANAL.....	45
4.3 MODELADO DE LOS PARÁMETROS	46
4.4 ESCENARIOS DE PROPAGACIÓN	47
4.5 ENTORNOS MICROCELULARES.....	50
4.6 MODELOS DE PÉRDIDAS POR TRAYECTORIA	52
5 ADAPTACIÓN DE UN MODELO TEÓRICO DE PREDICCIÓN DE POTENCIA EN ENTORNOS MICROCELULARES PARA LOS SISTEMAS IMT-ADVANCED....	58
6 RESULTADOS	61
6.1 SOFTWARE DESARROLLADO	61
6.2 COMPARACIONES	65
7 ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	72
7.1 CONCLUSIONES.....	72
7.2 LIMITACIONES.....	72
7.3 RECOMENDACIONES.....	73



Universidad
Industrial de
Santander

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER



BIBLIOGRAFÍA	74
ANEXOS	78

LISTA DE TABLAS

Tabla 1 Descripción de los parámetros de las fuentes virtuales.....	24
Tabla 2 Descripción de los parámetros adicionales para la FVD.....	27
Tabla 3 Escenarios de propagación IMT-Advanced.....	48
Tabla 4 Modelos de pérdidas por trayectoria.....	53
Tabla 5 Probabilidad de LoS.....	56
Tabla 6 Comparaciones campaña de medición los Prados Ruta 1.....	66
Tabla 7 Comparaciones campaña de medición los Prados Ruta 2.....	67
Tabla 8 Comparaciones campaña de medición los Prados Ruta 3.....	68
Tabla 9 Comparaciones campaña de medición los Prados Ruta 4.....	69
Tabla 10 Comparaciones campaña de medición espacio libre.....	70

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 Creación de una fuente virtual de reflexión (FVR)	25
Figura 2 Creación de dos FVR cuando se toma en cuenta la transmisión por edificios.....	26
Figura 3 Todas las FVR resultantes de una BS	26
Figura 4 Escenario para la difracción	27
Figura 5 Resultado visual de una FVD	28
Figura 6 Resultado visual de una FVS.....	29
Figura 7 Representación de la transmisión a través de edificios.....	30
Figura 8 Ejemplo de árbol de descendencia para FVR.....	31
Figura 9 Entorno de muestra para el análisis de la reflexión	31
Figura 10 Árbol de fuentes general (hasta fuentes de orden 2).....	32
Figura 11 Pixel de Jong, φn y φm son los AoA de las ondas n y m al pixel de superficie S.	33
Figura 12 Representación de la reflexión en los edificios	36
Figura 13 Reflexión con la tierra.....	36
Figura 14 Comparación de medidas contra modelos exponenciales lineales	37
Figura 15 Modelo de árbol-componente difractada por la parte superior.....	40
Figura 16 Modelo de árbol-componente difractada por los lados.....	40
Figura 17 Escenario de reflexión.....	42
Figura 18 Patrón de radiación para una FVR.....	42
Figura 19 Escenario de difracción	42
Figura 20 Patrón de radiación para una FVD.....	42
Figura 21 Escenario de difracción	43
Figura 22 Patrón de radiación para una FVD.....	43
Figura 23 Modelo del canal IMT-Advanced.....	44
Figura24 Proceso de creación del modelo del canal.....	46
Figura 25 Geometría para las distancias d_1 - d_2 en el modelo de pérdidas por trayectoria ...	57
Figura 26. Diagrama de clases de la aplicación diseñada.	61
Figura 27 Escenario de ejemplo.	62
Figura 28 Escenario después de la simulación.	62

Figura 29 Diagrama de secuencia general del preprocesamiento.....	62
Figura 30 Diagrama de secuencia para la creación de fuentes virtuales.....	63
Figura 31 Fuentes que irradian al punto de interés.....	64
Figura 32 Diagrama de secuencia para calcular la potencia en un punto de interés	64
Figura 33 Zona de medición edificios, barrio El Prado. Vista superior.	65
Figura 34 Comparaciones campaña de medición los Prados Ruta 1	66
Figura 35 Comparaciones campaña de medición los Prados Ruta 2	67
Figura 36 Comparaciones campaña de medición los Prados Ruta 3	68
Figura 37 Comparaciones campaña de medición los Prados Ruta 4	69
Figura 38 Esquema de rutas para mediciones en espacio libre. Fuente [34].	70
Figura 39 Comparaciones campaña de medición espacio libre.....	71

LISTA DE ANEXOS

ANEXO 1 REFLEXIÓN EN UN MEDIO CON PÉRDIDAS.....	78
ANEXO 2 REVISIÓN DE LOS MODELOS DE ÁRBOLES.....	81
ANEXO 3 SISTEMAS IMT-ADVANCED	94
ANEXO 4 DIAGRAMA DE CLASES UML.....	98

RESUMEN

TÍTULO: IMPLEMENTACIÓN EN JAVA DE UN ALGORITMO DE RADIOPROPAGACIÓN BASADO EN EL MODELO DE DE JONG Y EN LOS REQUISITOS DE PROPAGACIÓN DESCRITOS POR IMT-ADVANCED*

AUTORES: Yuri Hercilia Mejía Melgarejo, Marcos Duván Pineda Alhucema**

Palabras claves: radio propagación, microceldas urbanas, patrón de radiación, canal inalámbrico, canal de propagación IMT.

En este proyecto se presenta un modelo de radio propagación para entornos microcelulares. El modelo se fundamenta en la creación de diferentes fuentes virtuales, cuando una simulación se enfoca en la creación de fuentes virtuales, la cantidad de fuentes puede fácilmente ser de miles. Por esta razón se propone un control sobre el proceso de creación de fuentes basado en el umbral de radiocomunicaciones y se implementa con buenos resultados.

El propósito principal de este modelo es alcanzar una implementación del algoritmo fácil y confiable, entonces se muestra la asignación de un patrón de radiación; usando *ray-tracing*, la teoría de la energía radiada (RET, de su sigla en inglés) o la teoría de la difracción uniforme (UTD, de su sigla en inglés) dependiendo del fenómeno; como una propiedad de la fuente.

En los entornos microcelulares los efectos relacionados con los árboles son significantes, especialmente cuando los árboles están cerca a las intersecciones de las calles, por lo tanto despreciar estos efectos, transmisión y *scattering*, no darán resultados exactos. Se propone dividir los efectos de los árboles en dos modos, primero, como fuentes virtuales de *scattering*; y segundo, como obstáculos en el canal virtual.

Adicionalmente la predicción de las pérdidas por trayectoria se mejora teniendo en cuenta la reflexión con la tierra e incluyendo los efectos de atenuación y transmisión por edificios y árboles. Este modelo podría jugar un papel importante en la planificación de redes inalámbricas en la banda UHF que es el caso de la implementación de los futuros sistemas IMT-Advanced porque está en capacidad de calcular los parámetros esenciales a gran escala y toma en cuenta algunos componentes de *shadow fading*.

* Trabajo de grado.

** Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas, Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: PhD Homero Ortega Boada. Codirectores: MSc(c) Celso Andrés Forero y PhD Andrés Navarro Cadavid.

SUMMARY

TITLE: A JAVA IMPLEMENTATION OF A RADIOPROPAGATION ALGORITHM BASED ON MODEL OF DE JONG AND THE REQUIREMENTS OF THE PROPAGATION DESCRIBED BY IMT-ADVANCED*

AUTHORS: Yuri Hercilia Mejía Melgarejo, Marcos Duván Pineda Alhucema**

Keywords: radio propagation; urban microcells; ray-tracing; radiation pattern; wireless channel; IMT propagation channel.

In this project a radio propagation model for microcellular environments is presented. The model foundation is the creation of many different virtual sources, when a simulation is focused on the creation of virtual sources, the amount of sources can easily reach thousands. For that reason a control over the sources creation process based on the radio communication threshold is proposed and implemented with the expected good results.

The main purpose of this model is achieve an easy and reliable algorithm implementation, then the assignment of a radiation pattern; using ray-tracing, radiative energy transfer (RET) theory or uniform diffraction theory (UTD) depending on the phenomenon; as a source's property is shown.

In microcellular environments the effects related with the trees are significant, especially when the trees are near street intersections, thus disregard them, transmission and scattering, will not give accurate results. Our proposal is dividing trees' effect, i.e. separate it in two modes; first, as virtual scattering sources; and second, as channel's obstacles.

Additionally the path loss prediction is improved regarding ground reflection and including the attenuation effects of crossing trees and buildings. This model would play a key role in planning UHF wireless networks that is the case of future implementation of IMT-Advanced because it computes the essential large scale parameters and regard some shadow fading components.

* Thesis work.

** School of Physicomechanical Engineering, Department of Electrical, Electronics and Telecommunications Engineering. Director: PhD Homero Ortega Boada. Co-directors: MSc(c) Celso Andrés Forero y PhD Andrés Navarro Cadavid.

INTRODUCCIÓN

Actualmente, con el crecimiento del número de estaciones base para aplicaciones de telecomunicaciones, con el objetivo de mejorar la calidad del servicio y brindar cobertura, es importante realizar una planificación exacta de las redes inalámbricas, especialmente por la próxima llegada de los sistemas de cuarta generación, y para lograr este propósito se requieren modelos más exactos. Una parte importante en la planificación de redes es la predicción de la atenuación de la señal y el análisis de interferencias, por lo general se usan dos tipos de modelos; modelos determinísticos y empíricos.

Los modelos empíricos son usados habitualmente debido a su velocidad de respuesta y porque trabajan sin información explícita del entorno. Por otro lado, los modelos determinísticos requieren mayor consumo computacional y elevadas cantidades de datos de entrada, pero sus resultados son más exactos. Sin embargo, la tecnología actual permite evaluar procesos complejos en corto tiempo por lo que los modelos determinísticos pueden producir resultados más rápido que antes, ahora bien, esto acelerará también a los modelos empíricos, sin embargo, la razón entre tiempo y exactitud les dará la ventaja a los modelos determinísticos.

Usualmente, los modelos determinísticos propuestos para simulaciones son bastante complejos por lo que la elaboración de un algoritmo resulta ser un gran desafío en el que se puede perder exactitud a causa de las suposiciones realizadas sobre algunas variables. El modelo que se presenta en este proyecto se enfoca directamente en la implementación de un algoritmo que use la menor cantidad de aproximaciones en sus variables.

En este proyecto se propone un nuevo modelo, basado en *ray-tracing* y las recomendaciones de la UIT, para la predicción de la radio propagación en entornos microcelulares. Este modelo considera los tres principales fenómenos del canal inalámbrico terrestre; reflexión, difracción y *scattering*; como fuentes virtuales.

1 PRELIMINARES

1.1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

En Colombia actualmente es muy difícil encontrar algoritmos de radio propagación para microceldas, implementados en software libre multiplataforma, lo suficientemente exactos para predecir la radiación en los entornos urbanos. Los más importantes desarrollos de este tipo de algoritmos se realizan en ciudades europeas y norteamericanas, en donde las características del medio son distintas a las de los entornos andinos.

Por otro lado, si se tiene en cuenta el hecho de que los efectos de la radiación no ionizante sobre la salud de las personas han sido objeto de diversos estudios, críticas y demandas (Tanwar), (Kumar)), se espera que las antenas de alta potencia sean remplazadas por microceldas (cap. 12, (Saunders & Aragón-Zavala, 2007)), por lo tanto es importante enfocarse en este tipo de redes inalámbricas. Las microceldas son sistemas que proveen una cobertura menor, una circunferencia con radio de máximo 1km, lo que implica menor potencia de la antena transmisora comparada con las macroceldas que tienen una cobertura que puede llegar hasta los 35km de radio (cap. 1, (Pérez Fontán & Mariño Espiñeira, 2008)).

Ahora bien, con la llegada de los sistemas de cuarta generación los modelos de propagación deben adaptarse para no quedar obsoletos, por esta razón los nuevos algoritmos que se diseñen deben tener en cuenta las recomendaciones de la UIT para las tecnologías de cuarta Generación, denominadas también Telecomunicaciones Móviles Internacionales Avanzadas (IMT-Advanced¹, por sus siglas en inglés). Los sistemas descritos por IMT-Advanced están enfocados a ofrecer servicios móviles de alta calidad, aumentando las tasas de transmisión de datos, para admitir aplicaciones y servicios avanzados.

De acuerdo a la recomendación ITU-R M.2135 (ITU-R M.2135, 2008) los modelos del canal deben ser lo más exactos posibles dado que esto produce un significativo impacto en la tasa de transmisión de datos, especialmente cuando se trata de sistemas múltiple-entrada múltiple-salida (MIMO). Por tanto es muy importante que los parámetros clave del canal inalámbrico estén muy cercanos a la realidad.

En los sistemas de radio comunicaciones, el *shadowing* (cap. 9, (Saunders & Aragón-Zavala, 2007)) en las trayectorias de propagación tiene un gran impacto sobre la calidad de la señal transmitida. Usualmente los edificios son la principal fuente de atenuación en las áreas metropolitanas y los árboles, que causan dispersión y absorción de la señal de radio, lo son en los entornos urbanos y suburbanos. Sin embargo, dado que en las áreas metropolitanas de Colombia hay muchos árboles se deben tener en cuenta sus efectos en la propagación de la señal de radio.

¹ International Mobile Telecommunication - Advanced



El modelo del canal que requiere IMT-Advanced tiene que ser más realista, no es suficiente simular sólo enlaces de transmisor-receptor como lo hacen la mayoría de modelos de propagación conocidos; tales como el Walfisch-Ikegami, COST-231, entre otros (cap. 8, (Saunders & Aragón-Zavala, 2007)), pues el desempeño de los enlaces de radiocomunicación también se ve afectado por la interferencia generada por otros enlaces, *fast fading* (Saunders & Aragón-Zavala, 2007) y el *shadowing*.

Una solución que está en desarrollo es la herramienta de planificación celular CELLGIS, que cuenta con varios algoritmos de propagación para simular distintos entornos, sin embargo estos modelos aún se encuentran lejos de cumplir los requisitos de IMT-Advanced, es por este motivo que se seleccionó el algoritmo que está en capacidad de utilizar un canal cumpliendo estos requisitos. Este fue denominado algoritmo Radio MicroCell (RMC) (Navarro, Pineda, & Ortega, 2010), este algoritmo también será incluido en la parte de simulación de la plataforma de servicio del grupo de investigación Radiogis.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo general

Implementar en Java un algoritmo de radio propagación basado en la versión modificada del modelo De Jong² y realizar cambios en los parámetros y funcionalidad del canal de acuerdo a los requisitos de radio propagación que demandan los sistemas IMT Advanced.

1.2.2 Objetivos específicos

- Implementar la primera versión completa del algoritmo de de Jong en Java, considerando los efectos de reflexión con la tierra y el ángulo de incidencia.
- Implementar el efecto de los árboles a partir de técnicas novedosas y más eficientes.
- Realizar un análisis del modelado del canal inalámbrico establecido en los estudios de radio propagación para los sistemas IMT-Advanced.
- Incluir dentro del algoritmo aquellos requisitos de radio propagación descritos por IMT-Advanced que no excedan las limitaciones del modelo de de Jong Modificado.

² En un trabajo previo realizado por el grupo Radiogis se desarrolló una adaptación del modelo De Jong que fue llamado versión modificada del modelo de de Jong, publicado en el I2TS 2010.



1.3 JUSTIFICACIÓN

En el modelado del canal inalámbrico es cierto que considerar la mayor cantidad de efectos del entorno dará como resultado un modelo mucho más cercano a la realidad, sin embargo, debido a la naturaleza estocástica de los entornos urbanos y rurales la elaboración de un modelo completamente teórico es intrincada, además de ineficaz. A pesar de lo anterior, es posible abstraer las cualidades relevantes del entorno para lograr un modelo que brinde excelentes resultados. Los problemas que generalmente se le presentaban a los diseñadores de algoritmos, para este tipo de modelos, eran el bajo desempeño computacional y la poca capacidad de abstracción de los fenómenos, hoy en día se cuentan con las herramientas computacionales necesarias para la ejecución de *software* de alto consumo y se han elaborado modelos para cada uno de los elementos que afectan el canal. El propósito de este proyecto es unir estos modelos y elaborar el algoritmo junto con su implementación para obtener una aplicación cuyos resultados sean lo suficientemente cercanos a la realidad.

Aunque los modelos de radio propagación han evolucionado significativamente con el paso del tiempo la mayoría de estos aportes han sido implementados en centros de investigación y universidades, mientras que la industria de las telecomunicaciones terrestres se ha limitado a usar los modelos tradicionales. Las redes actuales (3G) no han necesitado mucha exactitud en la planeación para ser establecidas, sin embargo, con la actualización a la siguiente generación de redes (4G) la exactitud pasa de ser una necesidad a una obligación por lo que la elaboración de una aplicación para el modelado de redes inalámbricas con alta exactitud ayudará a las empresas a mejorar su capacidad de planeación y así agilizar el establecimiento de las redes inalámbricas de cuarta generación.

1.4 ESTADO DEL ARTE

1.4.1 Situación Global

1.4.1.1 Modelos de propagación

La elaboración de modelos de propagación ha sido una gran preocupación desde que se introdujo el concepto de tecnología inalámbrica, pues ya desde la época del telégrafo inalámbrico y los primeros días del nacimiento de la radio existía una preocupación: ¿Cómo hacer que la señal llegue a todos?

Basados en las investigaciones de Maxwell y Hertz se estableció el primer modelo básico de propagación, lo que actualmente se conoce como fórmula de Friis (1), que funcionaba para antenas isotrópicas con altura mayor a 30m.

$$\frac{P_t}{P_r} = G_a G_b \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad (1)$$

Más adelante se incluyó un patrón de radiación al emisor y a este efecto en el canal se le llamó pérdidas por trayectoria (*path loss*) que aún ahora es parte fundamental en el modelado del canal inalámbrico.

Pero las predicciones realizadas con la ecuación de Friis no eran lo suficientemente satisfactorias, el problema no era la formulación de la ecuación sino los parámetros considerados dentro del canal, había ciertas condiciones del medio que no estaban siendo estimadas. La forma exacta de modelar el canal es siguiendo las ecuaciones de Maxwell, pero esto resulta imposible aún con los vastos servicios de información con los que se cuenta actualmente. Es por esta razón que Ikegami (F. Ikegami, T. Takeuchi and S. Yoshida, 1991) diseñó un modelo determinístico que consideraba casos especiales de difracción y reflexión entre ondas y edificios. Después, en el modelo Walfisch-Bertoni (J. Walfisch, and H. L. Bertoni, 1988) se incluyeron, de forma sencilla, los efectos de transmisión de los edificios. También se desarrollaron modelos completamente empíricos como el modelo Okumura-Hata (Hata, 1980).

Sin embargo, el desarrollo de software determinístico³ no se detuvo, puesto que los modelos empíricos no tienen en cuenta a plenitud las condiciones variantes del medio, se siguió avanzando con los parámetros para el modelado del canal, se elaboraron nuevos modelos que consideran también los efectos sobre la superficie terrestre, árboles, e interferencia con otras fuentes.

El modelo de radio propagación propuesto por Yvo de Jong en su tesis de doctorado (Y. L. C. deJong, 2001) implementaba una novedosa forma de *ray-tracing*⁴ bajo el concepto de fuentes virtuales, sugería la implementación de algoritmos para el cálculo de la difracción y realizaba grandes aportes en la propagación a través de edificios (Y.L.C. de Jong, M.H.A.J. Herben et al, 1999) y efectos de los árboles (Y.L.C. de Jong, M.H.A.J. Herben, 2004).

La técnica de *ray-tracing* ha sido bastante utilizada por las ventajas que ofrece en cuanto a su implementación, en algunos casos ha sido posible implementarla a partir de algoritmos iterativos (Y. L. C. deJong, 2001), orientados a objetos (Navarro, Pineda, & Ortega, 2010) o de computación paralela (Athanaileas, Athanasiadou, Tsoulos, & Kaklamani, 2010).

Por otro lado, el modelado de los efectos de los árboles en la radio propagación ha sido un área bastante estudiada, se han diseñado modelos empíricos, semiempíricos y teóricos. Basándose en modelos de decaimiento exponencial, Weissberger desarrolló un modelo aplicado a los casos en los que la onda es completamente bloqueada por un bosque denso

³ La palabra dereminístico no está aprobada en la RAE, sin embargo debido a la imprecisión de usar palabras similares se adoptó la definición dada por el observatorio OSMAN de Andalucía. <http://www.osman.es/ficha/12245>

⁴ La técnica de ray-tracing para el modelado de la radio propagación se ha mejorado constantemente, el concepto usado en este trabajo es el explicado en (Rizk, Wagen, & Gardiol, 1997).

(Weissberger, 1982). También se creó un modelo semiempírico para ondas milimétricas (Seville, 1997) que ofrecía mejores resultados que los modelos empíricos existentes. En el 2003 mediciones realizadas por Cavdar (Cavdar, 2003) mostraron que la atenuación promedio producida por un árbol es de 8.6 dB en la banda UHF, con una atenuación específica de $\alpha_{dB} = 1.00$ dB/m.

Por otra parte, modelos teóricos han sido ampliamente desarrollados, en 1998 Torrico, Bertoni y Lang (TBL) desarrollaron un modelo que calcula las pérdidas por trayectoria en áreas residenciales con árboles (Torrico, Bertoni, & Lang, 1998). En 1999 modelos basados en la teoría geométrica de la difracción fueron elaborados (Matschek, Linot, & Sizun, 1999). En el 2001 aparece un nuevo modelo basado en la teoría de energía radiada (Michael, Al-Nuaimi, & Caldeirinha, 2001) que proporcionaba muy buenos resultados de predicción.

Modelos más complejos para la predicción de la atenuación debida a los árboles han sido desarrollados en los últimos años. En 2004 de Jong propuso un modelo tensorial basado en la ecuación integro diferencial de Foldy-Twersky (Y.L.C. de Jong, M.H.A.J. Herben, 2004). Más adelante, en el 2006, un modelo basado en el método combinado de *ray-tracing* y difracción para zonas residenciales (X. Huang, et al., 2006) fue desarrollado. En 2007 la unión internacional de telecomunicaciones reiteró su apoyo al modelo basado en la teoría de energía radiada (RET) junto con la teoría uniforme de difracción que demuestra en su recomendación vigente UIT-R P.833-6 (UIT-R P.833-6, 2007). Ya en 2010, el consorcio europeo COST estableció un modelo basado en geometrías (Schubert, Fleury, & Prieto-Cerdeira, PROPAGATION MODEL FOR WAVE SCATTERING EFFECTS CAUSED BY TREES, 2010) enfocado principalmente en el efecto de los árboles sobre la respuesta al impulso del canal inalámbrico.

1.4.1.2 Generaciones de comunicaciones móviles

Con la popularización de la segunda generación de sistemas móviles o sistemas de comunicación digital, en 1988 se abren las puertas de la comunidad europea al proyecto COST 231 (COST), desarrollado por la unión de varios países europeos, que estaba enfocado en la migración de los sistemas de segunda generación hacia los sistemas de tercera generación, propagación en la banda UHF y sistemas de banda ancha (ratas de 2 Mbit/s), para su época era un proyecto ambicioso que se inició en 1989 y terminó aproximadamente en 1996. Los objetivos del proyecto COST 231 se enfocaban en la movilidad de los puntos de acceso, movilidad de los terminales y movilidad de las personas, que era el objetivo de las UPT⁵. El proyecto COST 231 tenía la misión de especificar los sistemas de tercera generación enfocándose en tres aspectos, primero, las bases teóricas para especificar, simular y medir los parámetros del canal inalámbrico, segundo, la descripción de las antenas y los diferentes tipos de celdas, y tercero, el modelado de las pérdidas del canal.

⁵ Universal Personal Telecommunication

Pero ya en 1992 la UIT daba los primeros pasos para la caracterización de los sistemas de tercera generación en la *World Administrative Radio Conference 92 (WARC'92)* donde se creó el precursor del IMT-2000, *Future Public Land Mobile Telecommunication Systems (FPLMTS)* que buscaba los objetivos muy similares a los que buscaron los sistemas IMT-2000 (Fukuda, Noda, & Higuchi, 2002). Ya en víspera del siglo XXI era muy notoria la importancia de los sistemas de comunicaciones de tercera generación y los requisitos para este tipo de sistemas, en estos se dejaban de lado la prioridad de la voz y se empezó a pensar también en datos, en conectividad mundial. Las características principales de los sistemas basados en IMT-2000 son:

- El incremento de la implementación de tecnologías digitales para radio programables.
- Utilización de frecuencias comunes a nivel mundial para componentes satelitales y terrestres.
- Aumentar los elementos comunes y la optimización de las interfaces de radio para diferentes entornos de operación.
- Aumentar el *roaming*⁶ global mediante la coordinación de frecuencias alrededor del mundo.

Actualmente se encuentra en proceso de normalización el estándar IMT-Advanced. Con este estándar los sistemas móviles de cuarta generación deberán manejar altas tasas de transmisión de datos, conectividad y comunicación de telefonía móvil en redes heterogéneas.

Los sistemas que cumplan los requisitos de IMT-Advanced deben tener las siguientes prestaciones (Malaysian Technical Standards Forum Bhd, 2010):

- Alto grado de uniformidad de diseños en todo el mundo mientras se mantiene flexibilidad de admitir una amplia gama de servicios y aplicaciones rentables.
- Compatibilidad de servicios con las IMT y las redes fijas.
- Servicios móviles de elevada calidad.
- Equipo de usuario adecuado para el uso en todo el mundo.
- Aplicaciones, servicios y equipos de fácil utilización.
- Capacidad de *roaming* mundial.
- Capacidad de inter-funcionamiento con otros sistemas de acceso radioeléctrico.
- Velocidades máximas de transmisión de datos mejoradas para admitir aplicaciones y servicios avanzados (se han establecido tasas de 100 Mbps para una movilidad alta y de 1 Gbps para una movilidad baja).

⁶ Uso de los equipos de comunicación fuera de su área local de cobertura aún si es en un país extranjero.
<http://oxforddictionaries.com/definition/roam>

1.4.2 Grupo de investigación Radiogís

1.4.2.1 Modelos de propagación

En el año 2005 el grupo de investigación Radiogís desarrolló un modelo de radio propagación para entornos andinos, AndinoUIS® (Lizarazo, 2005), especializado en macroceldas que hace énfasis en el efecto de difracción con la tierra y los edificios en ciudades montañosas. En ese mismo año un modelo de radio propagación para interiores, MATINDOOR® (Castellanos, Talero, Rugeles, & Ortega, 2005), basado principalmente en el fenómeno de reflexión fue desarrollado. Luego, en el año 2009 Radiogís inició la implementación de un algoritmo basado en el modelo de de Jong (Navarro, Pineda, & Ortega, 2010) para obtener un modelo especializado en microceldas y complementar la ya avanzada herramienta de planeación celular, CELLGIS®, desarrollada por el grupo de investigación I2T de la universidad ICESI.

1.4.2.2 Generaciones de comunicaciones móviles

Como grupo de investigación en radiocomunicaciones, Radiogís se propone estar al tanto de las regulaciones internacionales actuales para los sistemas de comunicaciones. En los años 2004 y 2005, con la vigencia del estándar IMT-2000 cuyas interfaces de radio se basaron en CDMA, se elaboraron trabajos de investigación enfocados en el desarrollo de servicios (Rios G., 2005) y el modelado del canal (Garcia L. & Melendez M., 2004) en sistemas CDMA.

2 IMPLEMENTACIÓN DE LA VERSIÓN MODIFICADA DEL MODELO DE DE JONG

2.1 GENERALIDADES DEL MODELO

Yvo Léon Christiaan de Jong elaboró su tesis doctoral con el objetivo de demostrar que era posible crear un modelo de radio propagación determinístico para microceldas con buenos resultados en entornos urbanos, diseñó varios experimentos para identificar los factores más importantes en el modelado del canal inalámbrico. En su tesis quedó demostrado que es importante considerar los emisores bloqueados, cuando no hay línea de vista entre el emisor y el receptor, así como la difracción de la onda con el borde externo de la esquina del edificio y el *scattering*⁷, coherente e incoherente, producido por los árboles.

Más adelante, Pineda et al. desarrollaron un modelo de acuerdo a los estudios realizados por de Jong (Navarro, Pineda, & Ortega, 2010), este modelo, basado en *ray-tracing*, se funda en la creación de varios emisores, denominados fuentes virtuales pues en su posición no existe un emisor físico sino uno creado por el algoritmo para simular los efectos de reflexión, difracción o *scattering*, cuyas contribuciones de potencia simultaneas sobre un punto dará como resultado su nivel de señal.

2.1.1 Fuentes virtuales

Son aquellos emisores que no existen físicamente pero que ayudan a modelar el canal simulando los efectos del entorno sobre las ondas electromagnéticas. Este tipo de fuente tiene una serie de parámetros característicos descritos en la Tabla 1, el más importante es el que identifica a la fuente que lo creó, ya sea virtual o real.

Tabla 1 Descripción de los parámetros de las fuentes virtuales

Parámetro	Descripción
Posición	Ubicación espacial de la fuente.
Señal	Está compuesta por la amplitud de la señal que se emite en Volts, la fase de la señal y la longitud de onda.
Zona de iluminación (ZI)	Es la región en la que tiene validez la fuente, es importante aclarar que las fuentes virtuales irradian en todas las direcciones.
Fuente padre	Es la fuente que dio origen a la fuente virtual.

Cabe resaltar que cada fuente virtual puede tener parámetros adicionales dependiendo del fenómeno que represente.

⁷ En física, proceso en el que la radiación electromagnética o las partículas sufren una deflexión o se propagan en varias direcciones sobre un área determinada. <http://oxforddictionaries.com/definition/scattering>

2.1.1.1 Fuentes virtuales de reflexión

De Jong basa su proposición de *ray-tracing* en trabajos previos (Rizk, Wagen, & Gardiol, 1997) y (Athanasiadou, Nix, & McGeehan, 2000), donde el concepto de fuentes virtuales que resultan de la reflexión ha sido tratado por primera vez. La contribución de de Jong consiste en demostrar la importancia de las interacciones de un rayo no solo con las paredes de los edificios que están frente a la antena transmisora sino también con las paredes que están detrás de estos edificios frontales.

Para identificar la posición de las fuentes virtuales de reflexión se emplea la teoría electromagnética de las imágenes, en este caso, una pared juega el papel de espejo para la onda incidente. En la Figura 1 el espejo M1 irradia energía como si una fuente virtual de reflexión (FVR), que se genera a partir del eje de rotación, existiera de manera independiente a la estación base (BS). Un punto de interés (PoI) localizado dentro de la zona de iluminación (ZI) de la fuente virtual de reflexión puede recibir potencia de la FVR y de la BS. Se asume que la potencia de la señal de la FVR es la potencia que llega al punto medio del espejo, sin tener en cuenta las pérdidas por espacio libre, además para cada reflexión se resta un valor constante de 5 dB a la potencia.

La ZI de una FVR es el espacio formado por todos los posibles rayos que alcanzan parte o totalidad del espejo y son reflejados, la ZI empieza en el espejo y finaliza en las fronteras de la región de interés (RoI).

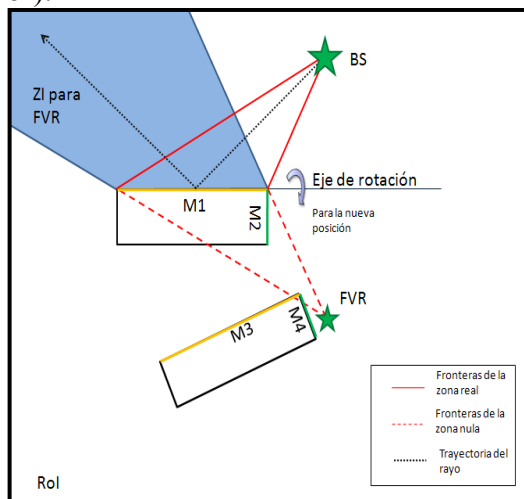


Figura 1 Creación de una fuente virtual de reflexión (FVR)

La Figura 2 muestra un caso de estudio con cuatro diferentes espejos, de M1 a M4, correspondientes a las paredes de los edificios localizadas en frente de la BS. Antes de de Jong sólo se tenían en cuenta las paredes que no tuvieran obstáculos en frente, es decir el espejo M3 generaría una única FVR. El hecho de que el espejo M3 genere dos fuentes virtuales de reflexión corresponde a un caso especial, que toma en cuenta la transmisión por edificios. El espejo M3 recibe dos potencias diferentes, realmente la señal recibida para la FVR2 además de tener pérdidas por espacio libre presenta las pérdidas por cruzar los

edificios. Por esta razón aparecen dos FVR en la misma posición, pero son diferentes en ZI y potencia.

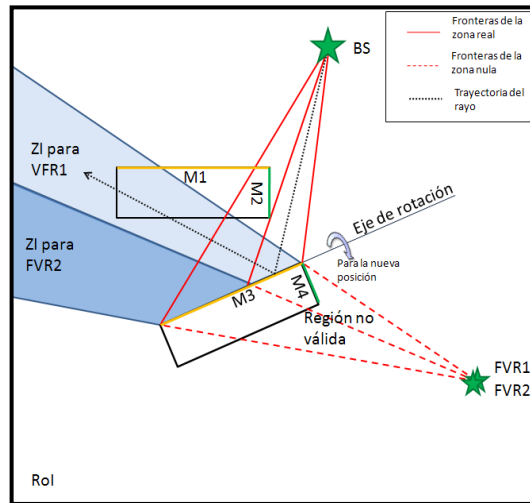


Figura 2 Creación de dos FVR cuando se toma en cuenta la transmisión por edificios

Por último, si se toman en cuenta los espejos M2 y M3, se obtienen todas las FVR para la RoI como se muestra en la Figura 3.

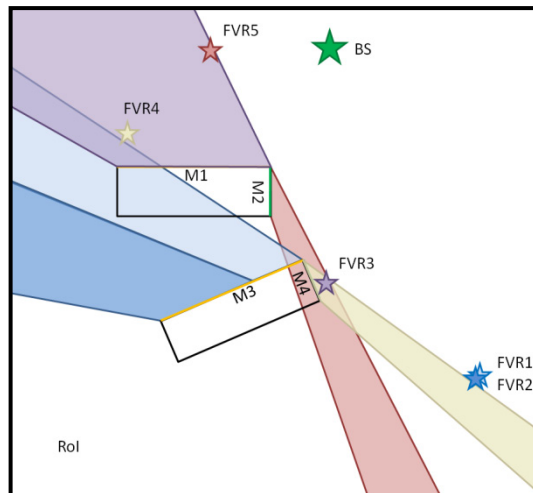


Figura 3 Todas las FVR resultantes de una BS

2.1.1.2 Fuentes virtuales de difracción (FVD)

Los edificios son los elementos que más afectan a las ondas de radio en las zonas urbanas, cuando sus alturas son muy superiores a las de los transmisores en sus esquinas se presenta el fenómeno de difracción. Desde una vista superior del entorno, las esquinas se verían como cuñas cuyo proceso de difracción se encuentra bien definido por la teoría uniforme de difracción recomendada por la UIT (Cap. 6, (UIT-R P.526-11, 2009)). La difracción es

relevante cuando se encuentra en las zonas no iluminadas, o zonas de sombra, del edificio. Tal y como se muestra en la Figura 4.

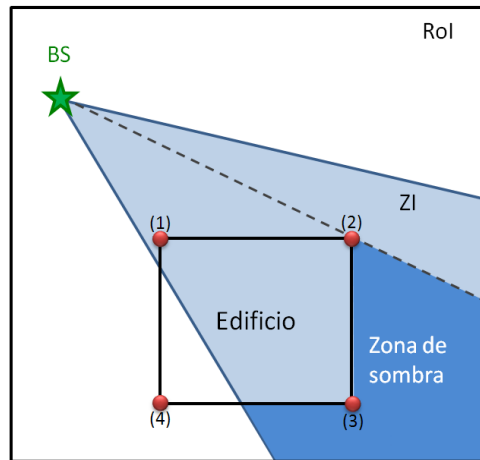


Figura 4 Escenario para la difracción

Las fuentes virtuales de difracción se crean a partir de las esquinas de los edificios. Sin embargo, no todas las esquinas de un edificio pueden ser fuentes virtuales de difracción, sólo aquellas que limitan con la zona de sombra y están en línea de vista con la estación base (BS) pueden ser fuentes de difracción. Un ejemplo de análisis de esquinas para determinar las FVDs de la Figura 4 es descrito a continuación:

- La esquina (1) no puede ser FVD porque está completamente en línea de vista con la BS y no está cerca de ninguna zona de sombra.
- La esquina (2) sí es una FVD porque está en línea de vista y limita con la zona de sombra y la línea que va de (1) a (2) sería su pared relacionada.
- La esquina (3) no puede ser FVD porque no tiene línea de vista.
- La esquina (4) no puede ser FVD porque está por fuera de la zona de iluminación de la BS.

Luego de determinar la posición de la FVD es necesario abstraer sus atributos. En la Tabla 2 se muestran los parámetros adicionales que necesita esta fuente.

Tabla 2 Descripción de los parámetros adicionales para la FVD

Parámetro	Descripción
Edificio asociado	Edificio sobre el que sucedió la difracción
Pared relacionada	Pared del edificio que fue iluminada durante la difracción.

Es necesario calcular los parámetros de la FVD, primero, para la señal se usa el canal virtual (será definido más adelante) para calcular la amplitud y fase de la señal desde la fuente padre hasta la posición de la esquina. La zona de iluminación es un cuadrado cuyos lados tienen una longitud que es directamente proporcional a la distancia que recorrería la

onda con la potencia en la esquina hasta alcanzar un umbral preestablecido de -80 dBm ⁸. En la Figura 5 se muestra el resultado visual de una FVD con su respectiva zona de iluminación (ZI FVD) y pared iluminada.

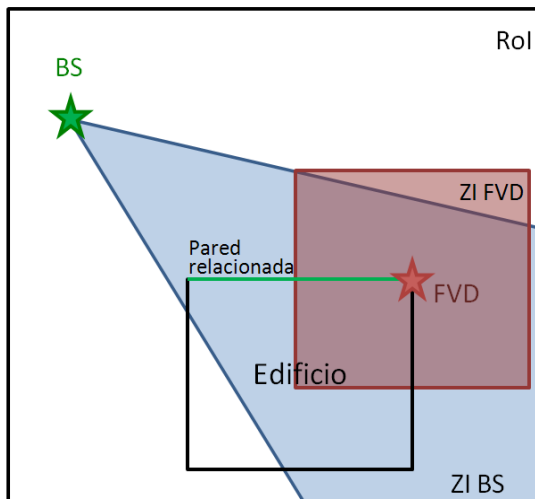


Figura 5 Resultado visual de una FVD

2.1.1.3 Fuentes virtuales de *scattering* (FVS)

En los entornos urbanos, típicos para microceldas, la cantidad de árboles presentes es considerable y su efecto sobre las ondas de radio no debe ser despreciado, especialmente en las frecuencias empleadas para telefonía celular, entre 0.8 y 2.2 GHz, donde la longitud de onda es similar a las dimensiones de las hojas y ramas, o incluso es menor. Teniendo en cuenta que cada árbol afectará directamente al canal es posible crear un emisor en la posición del árbol que irradie de forma omnidireccional el componente incoherente del *scattering*, como se explica en (Y. L. C. deJong, 2001).

En este orden de ideas, cada vez que un emisor o una fuente irradie un árbol, en la posición del árbol se creará una fuente virtual de *scattering*, (FVS). La potencia de una FVS se obtiene a partir del valor de atenuación incoherente causado por el árbol, usando las ecuaciones tensoriales descritas en (Y.L.C. de Jong, M.H.A.J. Herben, 2004), multiplicado por la potencia que llega a su posición desde la fuente o emisor que irradia al árbol. Por otro lado, la zona de iluminación se obtiene de la misma forma que se hace para las fuentes virtuales de difracción. En la Figura 6 se muestra el resultado visual de una FVS con su respectiva zona de iluminación (ZI FVS).

⁸ Umbral típico para las comunicaciones móviles inalámbricas, sin embargo depende de la precisión del equipo receptor.

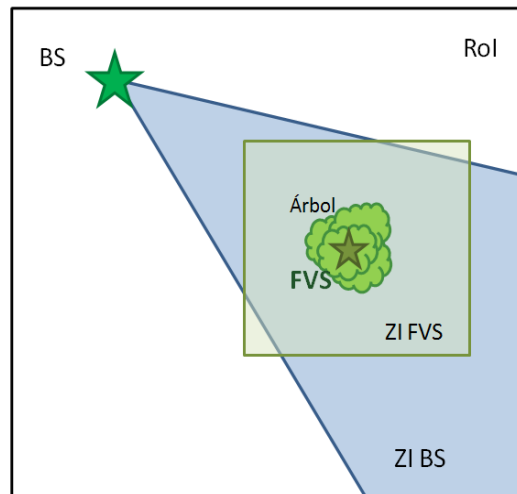


Figura 6 Resultado visual de una FVS

2.1.2 Canal virtual

De acuerdo con la clásica definición de canal inalámbrico (Cap. 1, (Saunders & Aragón-Zavala, 2007)) todos los efectos que modifican a la señal en su trayectoria hacen parte de él. El concepto expuesto anteriormente no se debe malinterpretar, por lo tanto se crea un canal inalámbrico virtual, llamado canal virtual, que se encarga de una cantidad reducida de efectos, propagación a través de los edificios, pérdidas por trayectoria y transmisión. Otra de las características del canal virtual es que se encarga únicamente del cálculo de la potencia de la señal en un punto debida a una sola fuente, sea virtual o una BS.

- **Propagación a través de los edificios:** Los principales obstáculos en las zonas urbanas son los edificios, como ya se ha dicho previamente, debido a sus propiedades eléctricas y grandes proporciones. Entre los fenómenos que causan están la reflexión, la difracción y la absorción. Dentro de las investigaciones realizadas por de Jong, en cuanto a los edificios se estableció que el efecto de absorción, causado por la propagación a través de éstos, puede ser aproximado mediante un coeficiente de atenuación efectiva, α_b , en dB/m (Y.L.C. de Jong, M.H.A.J. Herben et al, 1999) que actúa sobre la onda a medida que cruza el edificio, por lo tanto la atenuación está dada por la ecuación (2). En la Figura 7 se muestra un ejemplo de propagación a través de un edificio.

$$L_t(dB) = \alpha_b d_{in} \quad (2)$$

- **Transmisión:** El fenómeno de reflexión con los edificios tiene un efecto consecuente y proporcional causado por la refracción de la onda. El coeficiente de transmisión, que es la atenuación que sufre la señal al cambiar de medio desde el aire al edificio, se calcula a partir del coeficiente de reflexión como se muestra en la ecuación (3). En esta ecuación se tiene en cuenta el efecto de reflexión de la onda

cuando entra al edificio, Reflexión 1, y cuando sale, Reflexión 2, de acuerdo con (Y. L. C. deJong, 2001) son valores cercanos.

$$T(\theta) = 1 - R(\theta)^2 \quad (3)$$

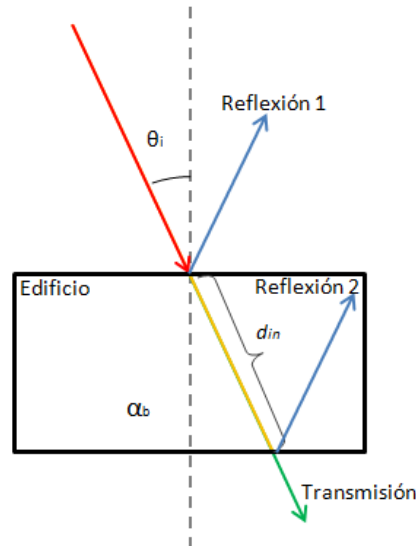


Figura 7 Representación de la transmisión a través de edificios

- **Pérdidas por trayectoria:** Las pérdidas por trayectoria se calculan usando la ecuación de Friis (1).

El canal virtual debe identificar el tipo de fuente que está empleando; BS, FVR, FVD o FVS; para usar ecuaciones adicionales. Esto solo ocurre en el caso de que la fuente sea una FVD debido a que se usa la teoría uniforme de difracción (UTD) tal y como se define en (UIT-R P.526-11, 2009).

2.1.3 Orden de descendencia

A pesar de que el *ray-tracing* ha sido usado desde hace mucho tiempo sus ventajas no habían sido debidamente implementadas pues se caía en el dilema de exactitud contra tiempo de cómputo. Yvo de Jong, en su tesis de doctorado, estableció la importancia que tiene considerar más de dos reflexiones por trayectoria mostrando que los resultados en la predicción mejoraban significativamente con respecto a los modelos anteriores que sólo consideraban una sola reflexión por trayectoria.

Pero para de Jong, considerar más de dos reflexiones significa generar más fuentes virtuales de reflexión. Una forma de explicar la manera en que las fuentes virtuales son generadas es mediante un árbol de fuentes⁹, que funciona de la misma forma en que lo hace un árbol

⁹ Árbol de fuentes (*tree sources*): Es un concepto establecido por de Jong en su tesis de doctorado

genealógico. Un ejemplo de árbol de fuentes es el mostrado en la Figura 8 obtenido a partir del mapa ilustrado en la Figura 9.

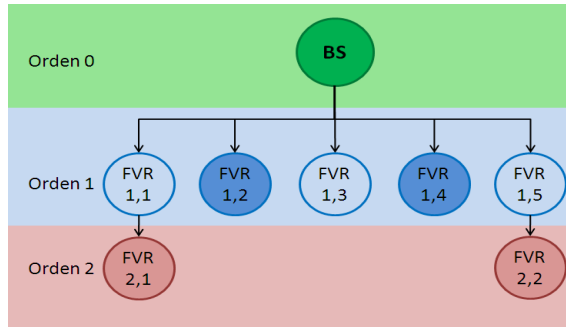


Figura 8 Ejemplo de árbol de descendencia para FVR

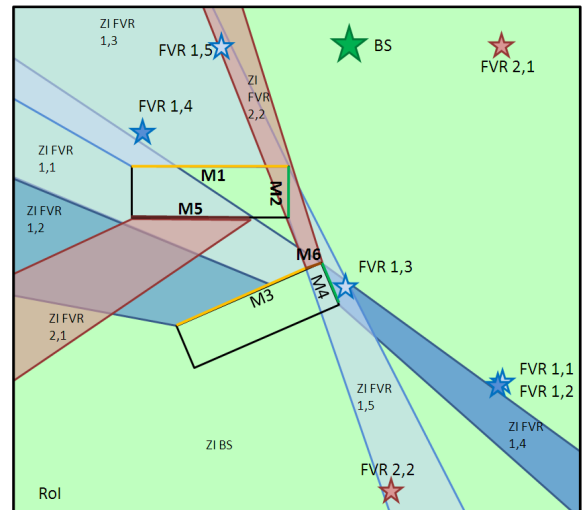


Figura 9 Entorno de muestra para el análisis de la reflexión

Las fuentes virtuales de reflexión fueron creadas, siguiendo el proceso explicado anteriormente, El orden definido para las fuentes, dado en la Figura 8, se obtiene mediante el concepto de descendencia sobre las fuentes virtuales creadas. En ese orden de ideas, la BS es la fuente padre y las FVR de color azul son sus hijas. Todas las fuentes reales, en este caso la BS, son fuentes de orden cero, por consiguiente sus fuentes hijas serán de orden uno. Nótese también que no todas las fuentes hijas pueden tener hijos depende de la geometría del entorno, en este caso la cantidad de fuentes de orden 2 es menor que la cantidad de fuentes de orden 1.

Sin embargo, este orden no se aplica sólo a las fuentes de reflexión el concepto de descendencia se aplica en general para todas las fuentes virtuales indiscriminadamente. Un ejemplo de árbol de descendencia para todas las fuentes virtuales es muestra en la Figura 10 considerando que todas las fuentes tendrán fuentes virtuales hijas de todo tipo, reflexión, difracción y *scattering*.

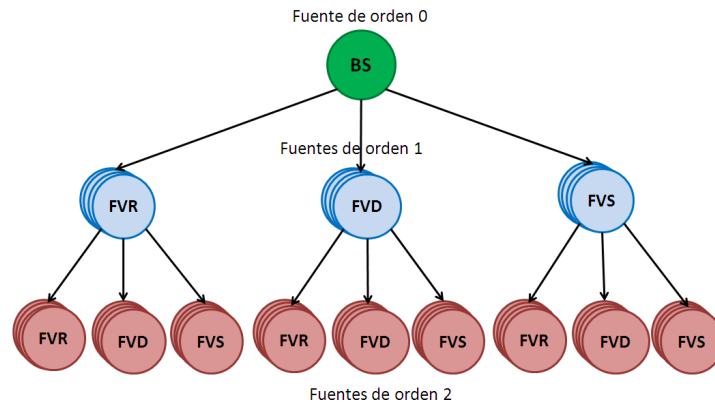


Figura 10 Árbol de fuentes general (hasta fuentes de orden 2)

En la Figura 10 se muestran círculos superpuestos por cada FVR, FVD y FVS indicando que más de una fuente virtual de cada tipo puede ser creada, además se muestra que sin importar el tipo de fuente padre sus fuentes hijas pueden ser de cualquiera de los tres tipos ya definidos. Es importante tener en cuenta que antes de avanzar en el orden de las fuentes hijas hay que finalizar completamente con las fuentes del orden actual, es decir completar la determinación de absolutamente todas las FVRs, FVDs y FVSs del orden actual. Trabajos previos que usan el concepto de fuentes virtuales para modelar los fenómenos en la radio propagación no tienen definido un límite de creación (Y. L. C. deJong, 2001), una nueva tendencia es detener la generación cuando se alcance un umbral, esto implica una notable reducción en el número de fuentes creadas.

2.1.4 Cálculo de la potencia media local

La potencia media local (LMP, del inglés *local mean power*) es la potencia representativa de una zona sobre el espacio en el que se están realizando las simulaciones. Actualmente existen varias formas de calcular la potencia local media dependiendo de la cantidad de datos disponibles, del tiempo de cómputo y de la exactitud requerida como se muestra en (Bo, Zhang-dui, Gang, & Jian-ping, 2009). Sin embargo, de Jong propone un método basado en un promedio espacial usando la suma correlacionada de señales y los ángulos de llegada (de Jong & Herben, 2001). A partir de este método se calcula la potencia de la señal en un área elemental de observación, que puede ser cuadrada o circular, denominada Pixel de Jong. Las dimensiones del pixel dependen de la resolución espacial de predicción deseada, pero típicamente es del orden de varias decenas de longitudes de onda. Un ejemplo que usa pixeles cuadrados de $5\text{m} \times 5\text{m}$ se muestra en (Y. L. C. deJong, 2001).

La amplitud, fase, longitud y ángulos de llegada (AoAs, del inglés *angles of arrival*) de cada uno de los rayos trazados son usados para estimar diversos parámetros del canal.

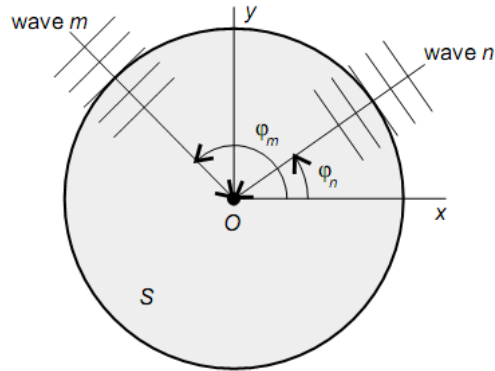


Figura 11 Pixel de Jong, φ_n y φ_m son los AoA de las ondas n y m al pixel de superficie S.

Fuente: (Y. L. C. deJong, 2001)

La estimación de la LMP se basa en el promedio espacial de la potencia recibida en un área de observación o pixel, Figura 11, no se requiere *ray-tracing* para más de un punto de observación por pixel, es más general y exacto que el método comúnmente usado que realiza una suma individual de las potencias de los rayos. Se proponen los siguientes pasos:

- Selección de los pixeles de interés de la trayectoria o área predefinida por un usuario. Un punto de observación (PO) debe corresponder con el centro del pixel, en la Figura 11 el PO es O.
- Cálculo de las amplitudes del campo eléctrico complejo contribuido por cada fuente al PO.
- Cálculo de la potencia media de cada pixel.
- Cálculo del AoA de la onda incidente sobre el pixel. Este es el ángulo entre la línea horizontal y la dirección de la onda.

En primer lugar, de Jong empieza con una proposición de amplitudes complejas para los rayos (4):

$$s(x, y) = \sum_{n=1}^N u_n e^{j(k(x \cos \varphi_n + y \sin \varphi_n) + \varphi_n)} \quad (4)$$

A partir de lo anterior la potencia recibida está dada por (5):

$$p(x, y) = |s(x, y)|^2 \quad (5)$$

La proposición de de Jong para calcular la LMP a partir del método de promedio espacial es (6):

$$\bar{P} = \sum_{n=1}^N u_n^2 + 2 \sum_{m=1}^N \sum_{n < m} u_m u_n \text{Re}\{\rho_{mn}\} \quad (6)$$

Donde ρ_{mn} es la correlación entre las m -ésimas y las n -ésimas señales multitrayectoria dentro de la superficie S , dada por (7).

$$\rho_{mn} = \iint_S e^{j(k(x \cos \varphi_n + y \sin \varphi_n) + \phi_n)} \times e^{-j(k(x \cos \varphi_m + y \sin \varphi_m) + \phi_m)} f_x(x, y) dx dy \quad (7)$$

Si todas las señales multitrayectoria son casi completamente correlacionadas ($|\rho_{mn}| \cong 1, m \neq n$), entonces $\text{Re}\{\rho_{mn}\} \cong \cos(\phi_m - \phi_n)$, y la LMP puede aproximarse a una potencia recibida en el PO O , se calcula como la suma vectorial de potencia de las señales individuales, determinado por (8):

$$\bar{P} = \left| \sum_{n=1}^N u_n e^{j\phi_n} \right|^2 \quad (8)$$

Para una región de observación rectangular centrada en 0 , de lados D_x y D_y alineados con los ejes x y y , respectivamente, ρ_{mn} se puede expresar como (9):

$$\rho_{mn} = \frac{\sin[kD_x(\cos \varphi_m - \cos \varphi_n)/2]}{kD_x(\cos \varphi_m - \cos \varphi_n)/2} \times \frac{\sin[kD_y(\sin \varphi_m - \sin \varphi_n)/2]}{kD_y(\sin \varphi_m - \sin \varphi_n)/2} e^{j(\phi_m - \phi_n)} \quad (9)$$

3 MODIFICACIONES ADICIONALES EN EL MODELO

3.1 JUSTIFICACIÓN DE LAS MODIFICACIONES

La versión modificada del modelo de de Jong (Navarro, Pineda, & Ortega, 2010) se implementó con varias limitaciones en búsqueda de acelerar el tiempo de respuesta de los resultados. En este trabajo se busca realizar un modelo más exacto en el que se incluyan los fenómenos de manera teórica y no a partir de resultados experimentales, sin embargo no es posible lograrlo con todos los efectos del canal.

3.2 REFLEXIÓN CON LOS EDIFICIOS

Aunque un coeficiente de atenuación constante por cada rebote brindaba buenos resultados en el modelo planteado en (Navarro, Pineda, & Ortega, 2010), es importante tener en cuenta que el coeficiente de reflexión depende del ángulo de incidencia del rayo sobre la superficie, ver ANEXO 1. Además, si se quiere ser un poco más cuidadoso con los detalles de implementación, los edificios tienen la capacidad de dispersar energía en varias direcciones dependiendo de la escabrosidad de la superficie y ángulo de incidencia.

Sin embargo, al implementar un coeficiente de reflexión que dependa del ángulo de incidencia hay que tener en cuenta que la onda se propaga vectorialmente, dependiendo de la polarización de la antena, y que la reflexión con un obstáculo cambia su dirección de forma también vectorial como se explica en el ANEXO 1. Teniendo en cuenta que el objetivo de este proyecto es realizar un modelo semitridimensional no se trabajará a plenitud la tercera dimensión pues, finalmente, para el análisis de los resultados será la componente vertical del campo la que irradia la antena, por ser una antena polarizada verticalmente, sin embargo se debe tener cuidado con usar el plano de reflexión adecuando, en este caso es el plano del mapa desde una vista superior, ver Figura 12.

Para el caso de los coeficientes de reflexión se usa el coeficiente de reflexión perpendicular, ecuación (4) del ANEXO 1, debido a que la polarización de la onda es perpendicular al plano de reflexión como se observa en la Figura 12. Es necesario calcular el ángulo de incidencia cada vez que el rayo atraviese un edificio de un arreglo, pues no necesariamente es el mismo, depende completamente de la geometría de los edificios y de su ubicación.

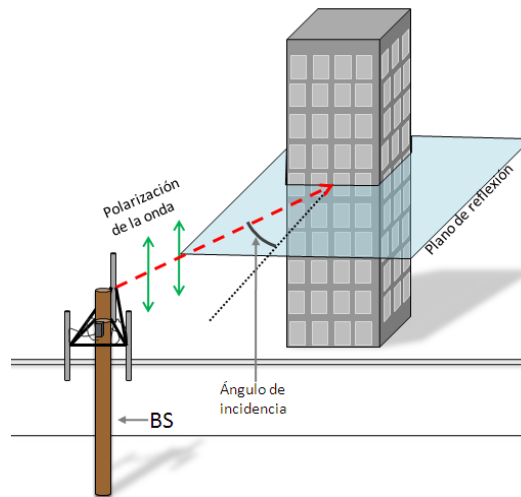


Figura 12 Representación de la reflexión en los edificios

3.3 REFLEXIÓN CON LA SUPERFICIE TERRESTRE

Cuando las antenas están muy cerca de la tierra, por debajo de los 10 m, la superficie terrestre afecta a la onda directamente mediante la reflexión. En la Figura 13 se muestra porque la reflexión con el plano terrestre afecta a la intensidad de la onda recibida.

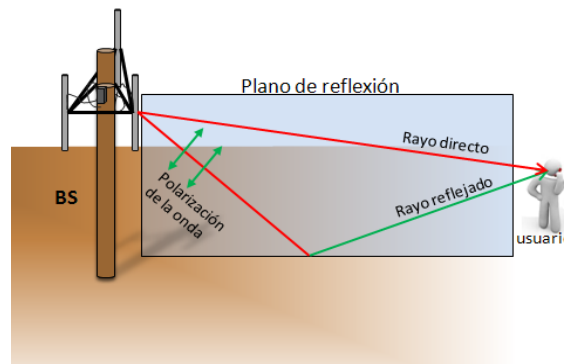


Figura 13 Reflexión con la tierra

Son muchos los detalles que se requieren para modelar adecuadamente este efecto, sin embargo, para entornos microcelulares es posible considerar que la tierra, en su área de cobertura, es plana manteniendo como fenómeno predominante, sobre la onda, a la reflexión.

Anteriores investigaciones sobre la atenuación de las ondas en entornos microcelulares que tenían como objetivo establecer un modelo semideterminístico encontraron que el modelo de pérdidas de espacio libre no era adecuadamente modelado por ley de decaimiento

exponencial (10), pues a medida que se alejaba del transmisor la atenuación aumentaba mucho más rápido como se observa en la Figura 14.

$$\frac{1}{L} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^n \quad (10)$$

Donde λ es la longitud de onda, d es la distancia desde es transmisor y n es el exponente que indica la rapidez con que se atenúa la señal.

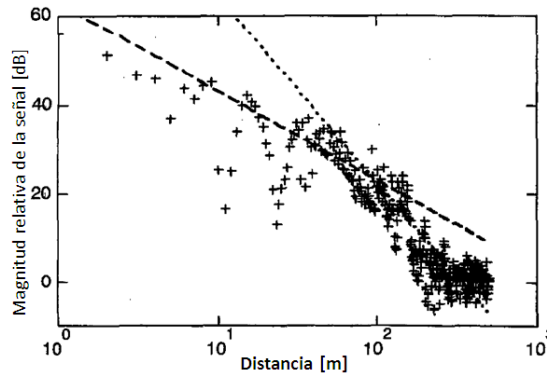


Figura 14 Comparación de medidas contra modelos exponenciales lineales

Donde:

+++ Son datos medidos .

— — Es la aproximación de la (10), con $n=2.0$.

..... Es la aproximación de la (10), con $n=4.2$.

Este efecto es causado por la interferencia causada por la porción de señal reflejada con la tierra (Cap 12, (Saunders & Aragón-Zavala, 2007)). Anteriormente se presentaban modelos para simular este efecto a partir de un punto de ruptura, *breakpoint*, que usaban diferentes valores de n en la ecuación (10) dependiendo de la distancia a la que se está del transmisor (Perera, Williamson, & Rowe, 1999). En este trabajo se tendrá en cuenta el efecto de la reflexión con la tierra mediante la ecuación (11) descrita en (Cap 12, (Saunders & Aragón-Zavala, 2007)).

$$\frac{1}{L} = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| \frac{e^{-jkr_1}}{r} + R_{\parallel} \frac{e^{-jkr_2}}{r_2} \right|^2 \quad (11)$$

Nótese que en este caso el coeficiente de reflexión paralela ecuación (5) del ANEXO 1, R_{\parallel} , es usado debido a que el plano de reflexión es ahora paralelo a la polarización de la onda, ver Figura 13.



3.4 EFECTOS DE LOS ÁRBOLES EN LAS ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS

Para calcular la atenuación que producen los árboles en las ondas electromagnéticas se tuvo en cuenta la dispersión y la difracción que causa el árbol a la onda incidente, aplicando la teoría de transferencia de energía radiada (TER) y el método para calcular las pérdidas por difracción para dos aristas aisladas (UIT-R P.526-11, 2009), respectivamente.

La ecuación de la TER requiere cuatro parámetros para calcular la atenuación debida a la vegetación a una profundidad dada, estos parámetros varían de acuerdo a las especies de plantas, al tamaño de las hojas, a la densidad del follaje y a la frecuencia de la onda transmitida. En primera instancia, los parámetros se determinan experimentalmente. En la literatura existen tablas para ciertas especies a ciertos rangos de frecuencias específicos (UIT-R P.833-6, 2007). La vegetación puede ser modelada como un medio aleatorio estadísticamente homogéneo de dispersores ds , caracterizados por un coeficiente de absorción σ_a , un coeficiente de dispersión σ_s y la función de dispersión o de fase $p(\gamma)$. El modelo considera una onda plana incidente a un medio plano de vegetación.

La ecuación básica de la TER permite calcular la intensidad I y toma la forma (12):

$$\cos \theta \frac{\partial I}{\partial z}(z, \theta) + (\sigma_A + \sigma_S)I(z, \theta) = \frac{\sigma_s}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi p(\gamma)I(z, \theta') \sin \theta' d\theta' d\phi', \quad (12)$$

para $z > 0$, donde $I(z, \theta)$ es la intensidad específica del campo.

Se asume que la función de dispersión o función de fase consiste en un significativo lóbulo estrecho principal, con perfil Gaussiano; y una potencia de fondo isotrópica. Esta función se puede expresar como (13):

$$p(\gamma) = \alpha \left(\frac{2}{\Delta\gamma} \right)^2 e^{-\left(\frac{\gamma}{\Delta\gamma}\right)^2} + (1 - \alpha) \quad (13)$$

Donde

$$\gamma = \cos^{-1}(\hat{s} - \hat{s}') \quad (14)$$

y $\Delta\gamma$ es el ancho de haz del lóbulo principal y α es la relación entre la potencia dispersada hacia adelante y la potencia total.

Para la solución de la ecuación básica de la TER la intensidad específica de campo en un punto dado, I , se divide en dos partes, la componente de campo coherente, I_{ri} , y la componente de campo incoherente, I_a , que se dispersa en todas las direcciones.

Usualmente la componente I_a se divide en dos partes, la primera, I_1 , se determina por el lóbulo principal de la función de dispersión y la segunda, I_2 , por el *scattering* en el fondo isotrópico. Entonces (15):

$$I = I_{ri} + I_d = I_{ri} + I_1 + I_2 \quad (15)$$

Donde

$$I_{ri}(z, \theta) = \frac{S_p \delta(\theta)}{2\pi \sin \theta} e^{-\tau}, \quad \text{for } z > 0 \quad (16)$$

$$I_1(z, \theta) = \frac{S_p}{4\pi} e^{-\tau} \sum_{m=1}^M \frac{1}{m!} (\alpha W \tau)^m q_m(\theta), \quad \text{para } z > 0 \text{ y} \quad (17)$$

$$q_m(\theta) = \frac{1}{m} \left(\frac{2}{\Delta y} \right)^2 \exp \left[-\frac{1}{m} \left(\frac{\theta}{\Delta y} \right)^2 \right]$$

e

$$I_2(z, \theta) = \frac{S_p}{2\pi} A \frac{s-1}{s-\cos \theta} e^{-\tau}, \quad \text{for } z \rightarrow \infty \quad (18)$$

Ahora, para determinar el valor de la intensidad del campo en un punto dado se requiere conocer los siguientes valores o parámetros:

S_p : Magnitud del vector de Poynting de la onda incidente.

$\tau = (\sigma_A + \sigma_S)z$: Densidad óptica τ en función de la distancia z .

z : Distancia que atraviesa el árbol.

M : Número entero. El término I_1 es más exacto para valores altos de M aunque no se ve un cambio significativo para $M > 10$.

N : Número impar, $11 < N < 21$, los valores altos de N incrementan el procesamiento computacional de manera drástica.

Una explicación de la forma como se resolvió la ecuación para este proyecto se puede encontrar en el ANEXO 2.

Las pérdidas por difracción experimentadas por el trayecto de la señal difractada sobre la vegetación se dividen dos partes, la componente difractada por la parte superior, L_{top} , y la componente difractada lateral. Éstas pueden ser tratadas como una geometría de arista en filo de cuchillo aislada doble.

La representación del modelo del árbol y la componente difractada por la parte superior se muestra en la Figura 15.

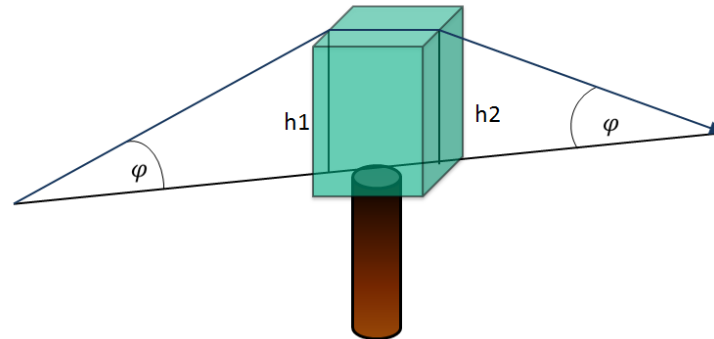


Figura 15 Modelo de árbol-componente difractada por la parte superior

Se calcula usando la ecuación (19):

$$L_{top} = L_{top_diff} + G_{Tx}(\varphi) + G_{Rx}(\varphi) \quad (19)$$

El cálculo de esta componente se determina tomando en cuenta las pérdidas debidas a los ángulos de la onda difractada emitida por la antena transmisora, $G_{Tx}(\varphi)$, y que llega a la antena receptora, $G_{Rx}(\varphi)$, además las pérdidas de difracción total L_{top_diff} para bordes doblemente aislados, siguiendo la Recomendación ITU-R 526, en el ANEXO 2 se muestra el método de manera más detallada.

Aplicar el método anterior a la ecuación (19) da como resultado la siguiente ecuación (20):

$$L_{top} = 6.9 + 20 \log \left(\sqrt{(v(h_1) - 0.1)^2 + 1} + v(h_1) - 0.1 \right) + G_{Tx}(\varphi) + 6.9 + 20 \log \left(\sqrt{(v(h_2) - 0.1)^2 + 1} + v(h_2) - 0.1 \right) + L_C + G_{Rx}(\varphi) \quad (20)$$

Las pérdidas por difracción, L_{sidea} y L_{sideb} , experimentadas por la señal difractada alrededor del árbol, también pueden ser tratadas como una geometría de arista en filo de cuchillo aislada doble, como se ilustra en la Figura 16.

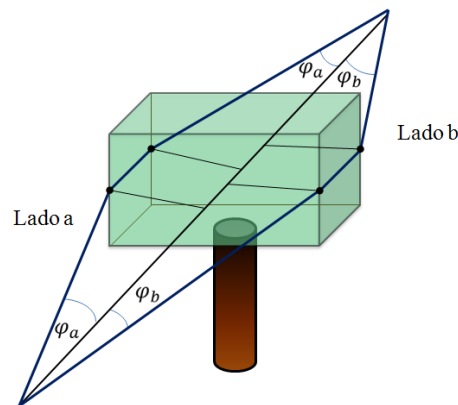


Figura 16 Modelo de árbol-componente difractada por los lados



Estas componentes se calculan empleando el mismo principio, dando como resultado (21) y (22):

$$L_{sidea} = 6.9 + 20 \log \left(\sqrt{(v(h_{1a}) - 0.1)^2 + 1} + v(h_{1a}) - 0.1 \right) + G_{Tx}(\theta_{Txa})$$

$$+ 6.9 + 20 \log \left(\sqrt{(v(h_{2a}) - 0.1)^2 + 1} + v(h_{2a}) - 0.1 \right) + L_C + G_{Rx}(\theta_{Rxa}) \quad (21)$$

$$L_{sideb} = 6.9 + 20 \log \left(\sqrt{(v(h_{1b}) - 0.1)^2 + 1} + v(h_{1b}) - 0.1 \right) + G_{Tx}(\theta_{Txb})$$

$$+ 6.9 + 20 \log \left(\sqrt{(v(h_{2b}) - 0.1)^2 + 1} + v(h_{2b}) - 0.1 \right) + L_C + G_{Rx}(\theta_{Rxb}) \quad (22)$$

Donde $G_{Tx}(\theta_{Txa}, \theta_{Txb})$ y $G_{Rx}(\theta_{Txa}, \theta_{Txb})$ son las pérdidas debidas a los ángulos en los cuales la señal deja la antena transmitida y entra a la antena receptora, para los lados a y b del árbol, respectivamente.

3.5 IMPLEMENTACIÓN DE LOS PATRONES DE RADIACIÓN

Los patrones de radiación se incluyeron como propiedades de cada una de las fuentes virtuales para cada fenómeno específico, a continuación se dará una breve descripción del planteamiento usado para determinar el patrón de radiación de una FVR, una FVD y una FVS.

3.5.1 Patrón de radiación para una FVR

El patrón de radiación de una FVR se crea por medio una regresión polinómica con los valores de potencia para diferentes puntos sobre el espejo, realizando así una función que depende del ángulo. Los valores de potencia se calculan usando en canal virtual, despreciando las pérdidas por espacio libre y la reflexión con la tierra. El acimut es el ángulo del rayo que va de la BS a la mitad del espejo. Después de obtener el polinomio que caracteriza el patrón, se calculan los valores de interés, esto es, solo en el sector donde la FVR actúa (espejo), el resto de valores se mantiene en una ganancia mínima de -180 dB. La Figura 18 representa el patrón de radiación de la FVR creada en el escenario de la Figura 17.

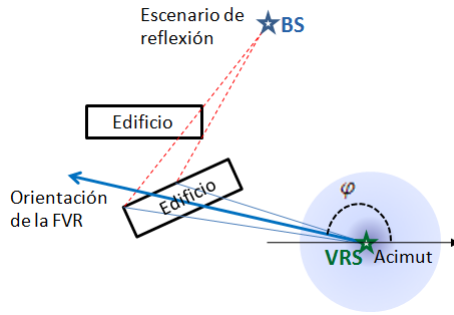


Figura 17 Escenario de reflexión

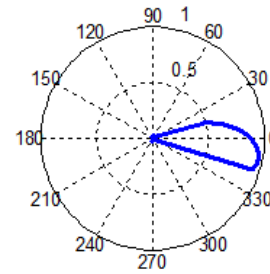


Figura 18 Patrón de radiación para una FVR

3.5.2 Patrón de radiación para una FVD

Usando la ecuación para la difracción en cuñas (UIT-R P.526-11, 2009), es posible calcular la magnitud del campo en un PoI para cada ángulo entre el rayo incidente y el rayo difractado. En primer lugar, para crear el patrón de radiación de una FVD, se selecciona el acimut como el ángulo del rayo que va de la BS a la esquina del edificio que crea la FVD. Después se calcula el valor del patrón de radiación para cada ángulo, sin tener en cuenta el sector que cubre el edificio, de manera similar al patrón de las FVRs. La Figura 20 representa el patrón de radiación de la FVD creada en el escenario de la Figura 19.

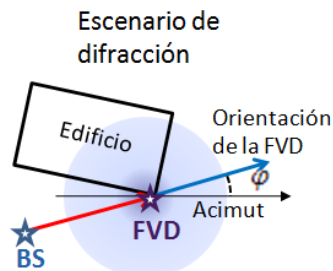


Figura 19 Escenario de difracción

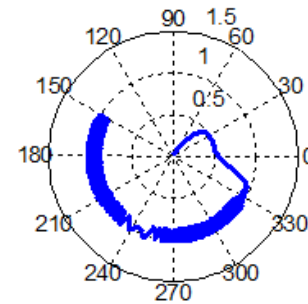


Figura 20 Patrón de radiación para una FVD

3.5.3 Patrón de radiación para una FVS

El patrón de radiación de una FVS depende de la función de fase y del campo incoherente, una parte de este último es la contribución de potencia de fondo, I_2 , y la otra parte es una atenuación en la orientación del patrón de radiación, I_1 , que toma la forma de una función Gaussiana. Entonces, el resultado del patrón de radiación es $I_2 - I_1$. La función Gaussiana se orienta en la dirección del acimut. La Figura 22 representa el patrón de radiación de la FVD creada en el escenario de la Figura 21.

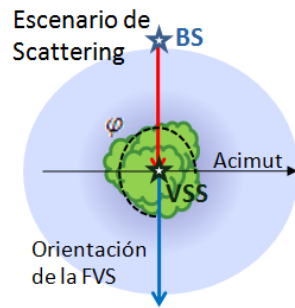


Figura 21 Escenario de difracción

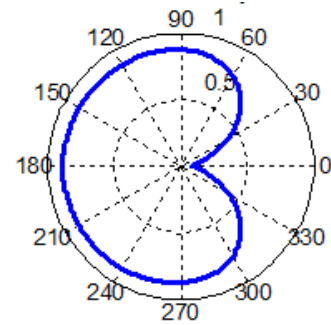


Figura 22 Patrón de radiación para una FVD

4 CANAL PARA LOS SISTEMAS IMT-ADVANCED (ENTORNOS MICROCELULARES)

En este capítulo se describe el canal según los requerimientos de los sistemas IMT-Advanced, enfatizando en el canal para los entornos microcelulares urbanos.

4.1 APROXIMACIÓN DEL MODELO DEL CANAL

En el reporte ITU-R M.2135 (ITU-R M.2135, 2008) denominado “*Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-Advanced*” se describe el modelo de canal para los sistemas IMT-Advanced, la propuesta consiste en un módulo primario y un módulo de extensión. Este último, se usa para incluir todos aquellos escenarios que en primera instancia no fueron tenidos en cuenta en el proyecto WINNER II (Kyösti, P., et al., 2007), proyecto en el que se describe el módulo primario. La estructura general para el análisis del canal se muestra en la Figura 23.

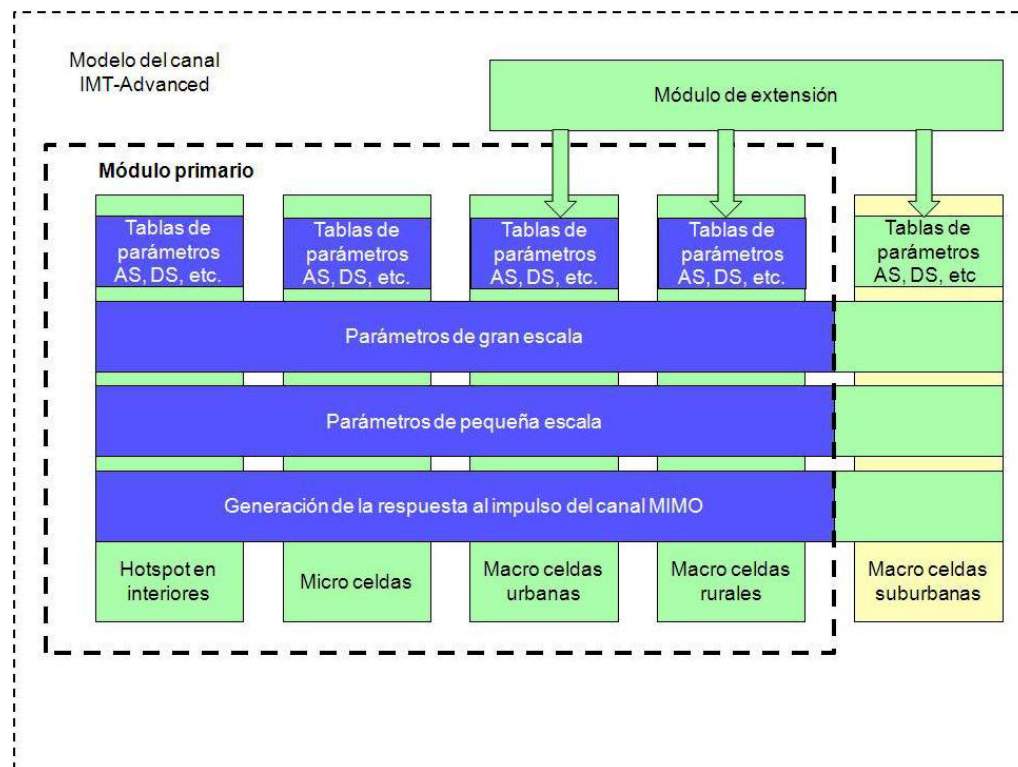


Figura 23 Modelo del canal IMT-Advanced

En la Figura 23 se muestra que el módulo de extensión es usado principalmente para el modelado del canal en las macro celdas suburbanas, además este módulo ajusta algunos de los parámetros para los entornos macro celulares urbanos y rurales. El módulo primario

contiene los modelos del canal y tablas de parámetros para los diferentes entornos que se tuvieron en cuenta en la segunda fase del proyecto WINNER (Kyösti, P., et al., 2007).

El modelo de canal de WINNER es un modelo estocástico basado en geometrías, el ser basado en geometrías le permite la separación de las antenas y parámetros de propagación. Los parámetros del canal para cada instante de tiempo son determinados estocásticamente, basados en las distribuciones estadísticas obtenidas de las mediciones del canal. La geometría de la antena y el patrón de radiación pueden ser definidos por el usuario del modelo. Las características del canal son generadas por el principio de superposición, sumando las contribuciones de los rayos (ondas planas) con los parámetros específicos de pequeña escala como retardo, potencia, AoA y AoD. Esta superposición debe tener en cuenta la correlación entre los aportes de las antenas y el desvanecimiento temporal de la señal debida al efecto Doppler.

El módulo primario se constituye de un modelo genérico, un conjunto de parámetros así como modelos de pérdidas por trayectoria.

4.2 MODELO GENÉRICO DEL CANAL

El modelo genérico del canal debe ser un modelo bidireccional¹⁰ estocástico basado en geometrías capaz de operar con múltiples radio enlaces, celdas y terminales. Puede describir un número ilimitado de soluciones para ambientes de propagación para radio enlaces múltiples o sencillos, todos los escenarios definidos y diferentes configuraciones de antenas, en un marco matemático con diferentes conjuntos de parámetros.

Este modelo estocástico tiene dos o tres niveles de aleatoriedad, se eligen aleatoriamente los valores de, en el primero, los parámetros de gran escala (LS) de tablas de funciones de distribución, en el segundo, los parámetros de pequeña escala (SS) de tablas de funciones de distribución teniendo en cuenta los parámetros LS, y en el tercero, se eligen las diferentes fases iniciales de los dispersores. El tercer nivel de aleatoriedad se usa solamente cuando la configuración geométrica es fija y las únicas variables libres son las fases iniciales, si las fases iniciales también son fijas no se utiliza el tercer nivel.

En la Figura 24 se muestra el esquema general para la creación del modelo del canal. En la primera etapa se deben seguir dos pasos. Primero se selecciona el escenario de propagación y luego se determinan la capa de red y la configuración de las antenas. En la segunda etapa se definen los parámetros de grande y pequeña escala. Finalmente, en la tercera etapa se calcula la respuesta al impulso del canal.

¹⁰ Es uno en el cual los parámetros de propagación de las componentes de multitrayectoria, tanto en el transmisor como en el receptor, son tenidos en cuenta para describir el canal inalámbrico. Estos parámetros incluyen los retrasos, potencias y los ángulos únicos de llegada y salida por cada uno de los componentes de la multitrayectoria

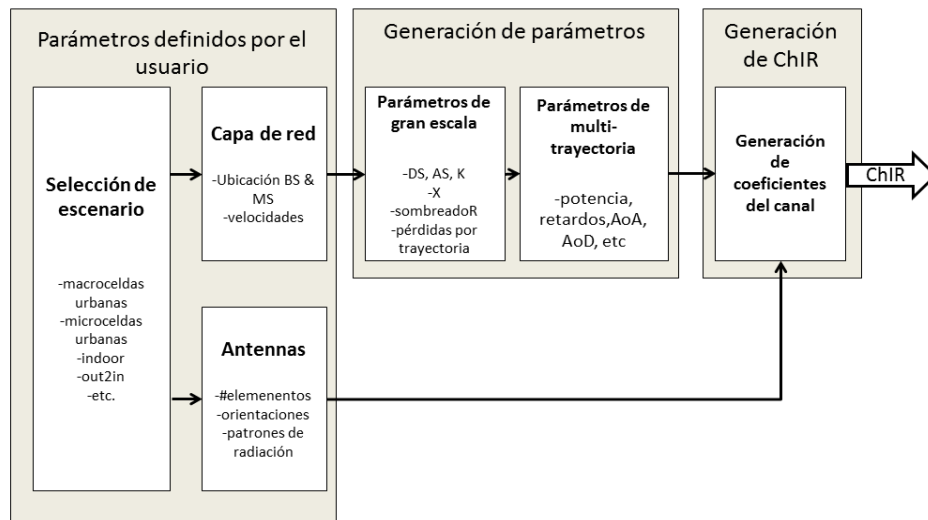


Figura24 Proceso de creación del modelo del canal

4.3 MODELADO DE LOS PARÁMETROS

Para el modelado del canal en los sistemas IMT-Advanced deben considerarse una lista de parámetros tabulados en el proyecto WINNER, estos parámetros se clasifican en dos grandes grupos, los parámetros de gran y pequeña escala.

Todos estos parámetros se obtienen de resultados experimentales y, en algunos casos, en la literatura. Se asume que estos parámetros no dependen de la distancia, lo que no es completamente cierto, sin embargo, es muy útil para simplificar el modelo.

Parámetros de gran escala

Se le conoce como parámetros de gran escala a aquellos que pueden considerarse como constantes sobre un segmento corto de un canal típico, estos parámetros son:

- Distribución y propagación de los retrasos
- Distribución y propagación de los ángulos de salida
- Distribución y propagación de los ángulos de llegada
- Desviación estándar del *Shadow fading*
- Factor K de Ricean

Parámetros de pequeña escala

A diferencia de los anteriores, estos parámetros son sensibles a las variaciones de las condiciones del canal. Estos parámetros son:

- Parámetros escalados para la distribución de retrasos



- Ratios de potencia en polarización cruzada
- Número de *clusters*
- Grupo de los ángulos propagados de salida (ASD)
- Grupo de los ángulos propagados de llegada (ASA)
- Auto correlación de los parámetros de gran escala
- Correlación cruzada de los parámetros de gran escala
- Número de rayos por *cluster*

4.4 ESCENARIOS DE PROPAGACIÓN

En WINNER II los escenarios se clasificaron por medio del concepto de grupos (CG), estos CG son: Área Local (LA), Área Metropolitana (MA) y de Área Amplia (WA). En la Tabla 3 se muestran los escenarios de propagación modelados en WINNER y se clasifican de acuerdo al concepto de grupos, en la columna CG.

Es importante tener en cuenta dos hechos relevantes acerca de los escenarios y los modelos de canal adaptados a éstos.

1. Los escenarios representan algunos casos típicos. Ellos no intentan cubrir todas las condiciones y posibles entornos: por ejemplo los escenarios montañosos no se toman en cuenta. De igual manera no se cubren todos los valores de altura de antena que se consideran razonables. En términos generales, los entornos de WINNER son cómo los encontrados en las áreas urbanas de los países de Europa y Norte América.
2. Los entornos se describen en dos niveles de detalle: en el primero, la mayoría de los escenarios usan la forma ordinaria de poner transmisores y receptores, por lo tanto el único parámetro de ubicación es la distancia entre el transmisor y el receptor, estos modelos se denominan no basados en cuadrículas. En segundo lugar, el otro grupo de escenarios son basados en cuadrículas, esto significa que hay una cuadrícula de calles o una capa de edificios, o las dos, dónde los transmisores y receptores se pueden localizar por ejemplo a partir de coordenadas cartesianas. Este último grupo de escenarios incluye A1, A2, B1, B2 y B4. Los otros escenarios pertenecen al primer grupo.



Tabla 3 Escenarios de propagación IMT-Advanced

Escenario	Definición	LOS/ NLOS	Mov. km/h	Frec. (GHz)	CG	Notas
A1 En edificios	Interior de oficinas / Residencial	LOS/ NLOS	0 – 5	2 – 6	LA	
A2	Interior a exterior	NLOS	0 – 5	2 – 6	LA	AP adentro, UT afuera. Entorno exterior urbano
B1 Hotspot	Entorno típico microcelular	LOS NLOS	0 – 70	2 – 6	LA, MA	
B2	Entorno urbano microcelular irregular	NLOS	0 – 70	2 – 6	MA	Funciona igual que el B1 pero con mayores retardos
B3 Hotspot	Grandes salones en interiores	LOS/ NLOS	0 – 5	2 – 6	LA	
B4	Exterior a interior. Microcelular	NLOS	0 – 5	2 – 6	MA	-Para exteriores igual que B1 -Para interiores A1
B5a Hotspot metropolit.	LOS repetidores estáticos, techo a techo	LOS	0	2 – 6	MA	Es el mismo canal B1 para áreas metropolitanas
B5b Hotspot metropolit.	LOS repetidores estáticos, calle a calle	LOS	0	2 – 6	MA	
B5c Hotspot metropolit.	LOS repetidores estáticos, debajo del techo a calle	LOS	0	2 – 6	MA	Modelo B1 extendido



Tabla 4.1 (continuación)

B5d Hotspot metropolit.	LOS repetidores estáticos, sobre el techo a calle	NLOS	0	2 – 6	MA	Modelo C2 extendido
B5f	Enlace de realimentación BS →FRS. Aprox. techo a techo	LOS/ OLOS/ NLOS	0	2 – 6	WA	Enlace deseado LOS o OLOS Enlace que interfiere LOS/ (OLOS)/ NLOS FRS → MS = B1*
C1 Metropolit.	Suburbano	LOS/ NLOS	0 – 120	2 – 6	WA	
C2 Metropolit.	Entorno típico macrocelular	LOS/ NLOS	0 – 120	2 – 6	MA, WA	
C3	Entorno urbano macrocelular irregular	NLOS	0 – 70	2 – 6	-	Igual que C2 con retardos adicionales
C4	Exteriores a interiores, en macroceldas	NLOS	0 – 5	2 – 6	MA	Modelo típico C2 para exteriores Para interiores A1
D1 Rural	Entorno rural macrocelular	LOS/ NLOS	0 – 200	2 – 6	WA	
D2	a) Redes en movimiento: BS → MRS, rural	LOS	0 – 350	2 – 6	WA	Variabilidad Doppler muy alta
	b) Redes en movimiento: MRS → MS, rural	LOS/ OLOS/ NLOS	0 – 5	2 – 6	LA	Igual que A1 en NLOS



4.5 ENTORNOS MICROCELULARES

B1-Microceldas urbanas

En los entornos microcelulares urbanos se asume que la altura de las antenas BS y la MS es muy por debajo de la parte superior de los edificios circundantes. Las dos antenas son exteriores en un área donde las calles están dispuestas en una cuadrícula como las de Manhattan. Las calles en la cobertura se clasifican en: la calle principal, donde hay LOS para todas las ubicaciones de la BS, con excepción de los casos en que la LOS se encuentre bloqueada temporalmente por el tráfico en la calle; las calles perpendiculares, que son las calles que interceptan la calle principal y las calles paralelas, que son paralelas a la calle principal. Los casos de LOS y de NLOS definen este escenario. Las formas de la célula se definen por los edificios circundantes, y la energía llega a las calles NLOS como consecuencia de la propagación alrededor de las esquinas, a través de los edificios y entre ellos.

B2- Entorno urbano microcelular irregular

El diseño del escenario urbano microcelular irregular es idéntico al del escenario de microceldas urbanas, descrito anteriormente. Sin embargo, las características de propagación son tales que la energía de multitrayectoria de los objetos distantes puede ser recibida en algunas ubicaciones. Esta energía puede ser agrupada o distinguida, tiene una potencia significativa y exhibe mayores retardos. Este tipo de situaciones se presentan típicamente cuando hay trayectorias de radio claras en áreas abiertas, por ejemplo en grandes plazas, parques o cuerpos de agua.

B3- Grandes salones en interiores

Este entorno representa las condiciones de propagación en un escenario con hotspots en interiores, con una amplia, pero no ubicua cobertura y baja movilidad (0-5 km/h). Es de esperarse que en este tipo de escenario exista tráfico y la amplia densidad, como por ejemplo en salones de conferencia, fábricas, estaciones de tren y aeropuertos, donde los entornos interiores se caracterizan por contar con espacios abiertos y los rangos entre una antena BS y una MS o entre dos MS pueden ser significativos. Las dimensiones típicas de tales áreas podrían oscilar hasta 20m de alto y entre 20m x 20m hasta más de 100m de longitud y ancho. Las condiciones de propagación de LOS y NLOS pueden existir.

B4- Exterior a interior.

En el entorno urbano microcelular exterior a interior se asume que la altura de la MS es de 1-2m (más la altura del piso), y la altura de la BS está por debajo de la altura de la azotea, a 5-15m dependiendo de los edificios circundantes (normalmente más de cuatro pisos de altura). El entorno exterior se modela como un área metropolitana B1, es decir un entorno urbano típico microcelular donde la densidad de usuarios es normalmente alta, por lo tanto

los requisitos de rendimiento del sistema y la eficiencia espectral son altos. El entorno interior correspondiente es el A1, entorno interior típico de pequeñas oficinas.

B5- Realimentadores estáticos

En este escenario los dos terminales son fijos. Bajo esta característica, los escenarios se dividen en cuatro categorías.

B5a

Se puede asumir que la señal en el escenario B5a consiste de una onda fuerte en LOS y una única reflexión. También pueden ocurrir reflexiones lejanas. La conexión es casi como en espacio libre, por lo tanto las pérdidas por trayectoria no dependen considerablemente de la altura de las antenas. Para este escenario se aplican los valores de ángulo de propagación fijo, el retardo de propagación y de XPR. Las antenas directivas son muy efectivas en la reducción del retardo de propagación y de otros impactos de la multitrayectoria. Sin embargo, el modelo es aplicable a las antenas omnidireccionales para un máximo de 300 metros de distancia. Mediante el uso de antenas directivas el rango se puede extender a 8 km.

Se añade un componente estático del canal a la respuesta al impulso, seleccionando el valor de potencia en 10dB. El perfil de retardo de potencia (para todas las trayectorias excepto la directa) es exponencial. El *shadow fading* es Gaussiano con media cero y desviación estándar de 3.4 dB.

B5b

Se asume que el transmisor y el receptor tienen muchos dispersores en sus inmediaciones. Además, pueden existir grandes ecos del final de la calle. Cuando la trayectoria en LoS entre el transmisor y el receptor es fuerte, la contribución de los dispersores es pequeña. Sin embargo, más allá del punto de ruptura los dispersores empiezan a jugar un papel importante.

En el modelo B5b la frecuencia no se tiene en cuenta, debido a que los resultados para diferentes frecuencias de portadoras son muy similares. El principio adoptado por el modelo de WINNER fase 1 permite diversas correlaciones entre diferentes parámetros, tales como ángulo de propagación, *shadow fading* y retardo de propagación. En este caso, se aplica la dependencia entre las pérdidas por trayectoria y el retardo de propagación, esta dependencia está a cargo de la selección de uno de los tres diferentes modelos de CDL. Se selecciona el retardo de propagación en 30ns cuando la pérdida en el trayecto sea menor a 85 dB, 110 ns cuando está entre 85 dB y 110 dB y finalmente en 380 ns cuando sea mayor a 110 dB. Estos intervalos se denominan rango1, rango2 y rango3.

En términos de pérdidas por trayectoria, el punto de ruptura se calcula siguiendo la ecuación (23):

$$r_b = \frac{4(h_b - h_0)(h_b - h_0)}{\lambda} \quad (23)$$

El perfil de retardo de potencia (para todas las trayectorias, excepto la directa) es exponencial. Se usa un *shadow fading* por trayectoria de 3 dB para obtener algunas variaciones en la respuesta al impulso. Se añade un componente estático del canal a la respuesta al impulso, este parámetro es 10 en el rango1, 2 en el rango2 y 1 en el rango3. Además, el factor K cambia de acuerdo al rango.

B5c y B5d

Estos escenarios se pueden considerar como LOS de B1 y NLOS de C2 respectivamente. Solo se deber tener en cuenta el espectro Doppler para los casos estacionarios. B5c es casi idéntico al escenario de microceldas urbanas en LOS. La única diferencia de este entorno es que se asume la altura de la antena móvil o la repetidora. El mismo modelo del canal cubrirá los dos casos, excepto la diferencia en el espectro Doppler (la movilidad). El final de los enlaces de realimentación son estacionarios y la frecuencia Doppler se produce por el movimiento del entorno. En el escenario B5c algunos clusters representan vehículos con velocidad de aproximadamente 50km/h y el resto de los clusters objetos estacionario como paredes y esquinas de edificios.

Realmente, el escenario B5d parece menos útil para un escenario con enlace de realimentación.

B5f

El escenario B5f consiste de los casos con antenas repetidoras ubicadas algunos metros sobre o bajo la cima de los edificios. Es importante considerar si el escenario es LOS o NLOS. Se considera que los enlaces BS a FRS son LOS o por lo menos OLOS, y que el enlace FRS a MS es un escenario cubierto por el modelo B1. Puede existir interferencia con otros enlaces.

4.6 MODELOS DE PÉRDIDAS POR TRAYECTORIA

Los modelos de pérdidas por trayectoria para los diversos escenarios se desarrollaron basados en los resultados de campañas de medición realizadas por WINNER, además de resultados encontrados en la literatura. Estos modelos son típicamente de la forma (4), donde d es la distancia entre el transmisor y el receptor en metros, f_c es la frecuencia del sistema en [GHz], el parámetro de ajuste A incluye el exponente de pérdidas por trayectoria, el parámetro B es la interceptación, el parámetro C describe la dependencia en frecuencia de las pérdidas por trayectoria y X es un término opcional específico del entorno (por ejemplo la atenuación a través de las paredes en el escenario A1 NLOS).

$$PL = A \log_{10}(d[m]) + B + C \log_{10}\left(\frac{f_c[\text{GHz}]}{5}\right) + X \quad (24)$$

Estos modelos pueden ser aplicados en el rango de frecuencias de 2-6 GHz y para diferentes alturas de antena. La Tabla 4 presenta un resumen de los modelos de pérdidas por trayectoria para los diferentes escenarios.

Tabla 4 Modelos de pérdidas por trayectoria.

Escenario	Pérdidas por trayectoria (dB) fc en GHz y distancia en m	Shadow fading std (dB)	Rango de aplicabilidad, valores por defecto de altura de las antenas
Hotspot en interiores (InH)	LoS $PL = 16.9 \log_{10}(d) + 32.8 + 20 \log_{10}(f_c)$	$\sigma = 3$	$3m < d < 100m$ $h_{BS} = 3 - 6m$ $h_{UT} = 1 - 2.5m$
	NLoS $PL = 43.3 \log_{10}(d) + 11.5 + 20 \log_{10}(f_c)$	$\sigma = 4$	$10m < d < 150m$ $h_{BS} = 3 - 6m$ $h_{UT} = 1 - 2.5m$
Microceldas Urbanas (UMi)	LoS $PL = 22 \log_{10}(d) + 28 + 20 \log_{10}(f_c)$ $PL = 40 \log_{10}(d_1) + 7.8 - 18 \log_{10}(h'_{BS}) - 18 \log_{10} h_{UT} + 2 \log_{10}(f_c)$	$\sigma = 3$ $\sigma = 3$	$10m < d < d'_{BP}^{(1)}$ $d'_{BP} < d_1 < 5000m^{(1)}$ $h_{BS} = 10m^{(1)}$, $h_{UT} = 1.5m^{(1)}$
	NLoS Disposición de cuadrícula tipo Manhattan: $PL = \min(PL(d_1, d_2), PL(d_2, d_1))$ Dónde: $PL(d_k, d_l) = PL_{LoS}(d_k) + 17.9 - 12.5n_j + 10n_j \log_{10}(d_l) + 3 \log_{10}(f_c)$ y $n_j = \max(2.8 - 0.0024d_k, 1.84)$ PL_{LoS} : pérdidas por trayectoria del escenario UMi LOS y $k, l \in \{1,2\}$.	$\sigma = 4$	$10m < d_1 + d_2 < 5000m$, $\frac{w}{2} < \min(d_1, d_2)^{(2)}$ $w = 20m$ (ancho de la calle) $h'_{BS} = 10m, h_{UT} = 1.5m$. Cuando $0 < \min(d_1, d_2) < \frac{w}{2}$ se aplica LoS PL.
	Disposición en celdas hexagonales: $PL = 36.7 \log_{10}(d) + 22.7 + 26 \log_{10}(f_c)$	$\sigma = 4$	$10m < d < 2000m$ $h_{BS} = 10m$ $h_{UT} = 1 - 2.5m$



Tabla 4.2 (continuación)

Escenario	Pérdidas por trayectoria (dB) fc en GHz y distancia en m	Shadow fading std (dB)	Rango de aplicabilidad, valores por defecto de altura de las antenas
(UMi) O-to-I	$PL = PL_b + PL_{tw} + PL_{in}$ Disposición de cuadrícula tipo Manhattan (θ conocido): $\begin{cases} PL_b = PL_{B1}(d_{out} + d_{in}) \\ PL_{tw} = 14 + 15(1 - \cos(\theta))^2 \\ PL_{in} = 0.5d_{in} \end{cases}$ Para una disposición hexagonal (θ conocido) $PL_{tw} = 20$, los otros valores permanecen iguales	$\sigma = 7$	$10m < d_{out} + d_{in} < 1000m$, $0m < d_{in} < 25m$, $h_{BS} = 10m, h_{UT} = 3(n_{Fl} - 1) + 1.5m$, $n_{Fl} = 1$ Explicaciones ver ⁽³⁾
Macroclédas urbanas (UMa)	LoS	$PL = 22 \log_{10}(d) + 28 + 20 \log_{10}(f_c)$ $PL = 40 \log_{10}(d_1) + 7.8 - 18 \log_{10}(h'_{BS}) - 18 \log_{10} h_{UT}' + 20 \log_{10} f_c$	$\sigma = 4$ $\sigma = 4$ $10m < d < d'_{BP}^{(1)}$ $d'_{BP} < d < 5000m^{(1)}$ $h_{BS} = 25m^{(1)}$, $h_{UT} = 1.5m^{(1)}$
	NLoS	$PL = 161.04 - 7.1 \log_{10}(W) + 7.5 \log_{10}(h) - 24.37 - 3.7h h_{BS} 2 \log_{10} h_{BS} + 43.42 - 3.1 \log_{10} h_{BS} (\log_{10} d - 3 + 20 \log_{10} f_c - 3.2 \log_{10}(11.75 h_{UT}^2 - 4.97))$	$\sigma = 6$ $10m < d < 5000m$ $h =$ promedio altura del edificio $W =$ ancho de la calle $h_{BS} = 25m, h_{UT} = 1.5m, W = 20m, h = 20m$ Los rangos de aplicación son: $5m < h < 50m$ $5m < W < 50m$ $10m < h_{BS} < 150m$ $1m < h_{UT} < 10m$



Tabla 4.2 (final)

Escenario	Pérdidas por trayectoria (dB) fc en GHz y distancia en m	Shadow fading std (dB)	Rango de aplicabilidad, valores por defecto de altura de las antenas
Macroceldas suburbanas (SMa, opcional)	$PL_1 = 20 \log_{10} \left(\frac{40\pi d f_c}{3} \right) + \min(0.03 h^{1.72}, 10) \log_{10}(d) - \min(0.044 h^{1.72}, 14.77 + 0.002 \log_{10}(h)) d$	$\sigma = 4$	$10m < d < d_{BP}^{(4)}$
	LoS $PL_2 = PL_1(d_{BP}) + 40 \log_{10} \left(\frac{d}{d_{BP}} \right)$	$\sigma = 6$	$d_{BP} < d < 5000m$ $h_{BS} = 35m, h_{UT} = 1.5m, W = 20m, h = 10m$ Los rangos de aplicación de h, W, h_{BS}, h_{UT} son los mismos que para UMA NLoS.
Macroceldas suburbanas (SMa, opcional)	$PL = 161.04 - 7.1 \log_{10}(W) + 7.5 \log_{10}(h) - 24.37 - 3.7$ $hh_{BS} 2 \log_{10} h_{BS} + 43.42 - 3.1 \log_{10} h_{BS} \log_{10} d - 3 + 2 \log_{10} f_c - (3.2 \log_{10} 11.75 h_{UT} 2 - 4.97)$	$\sigma = 8$	$10m < d < 5000m$ $h_{BS} = 35m, h_{UT} = 1.5m, W = 20m, h = 10m$ Los rangos de aplicación de h, W, h_{BS}, h_{UT} son los mismos que para UMA NLoS.
	NLoS		
Macroceldas rurales (RMa)	$PL_1 = 20 \log_{10} (40\pi d f_c / 3) + \min(0.03 h^{1.72}, 10) \log_{10}(d) - \min(0.044 h^{1.72}, 14.77 + 0.002 \log_{10}(h)) d$	$\sigma = 4$	$10m < d < d_{BP}^{(4)}$
	LoS $PL_2 = PL_1(d_{BP}) + 40 \log_{10}(d/d_{BP})$	$\sigma = 6$	$d_{BP} < d < 10000m,$ $h_{BS} = 35m, h_{UT} = 1.5m, W = 20m, h = 10m$ Los rangos de aplicación de h, W, h_{BS}, h_{UT} son los mismos que para UMA NLoS.
Macroceldas rurales (RMa)	$PL = 161.04 - 7.1 \log_{10}(W) + 7.5 \log_{10}(h) - 24.37 - 3.7$ $hh_{BS} 2 \log_{10} h_{BS} + 43.42 - 3.1 \log_{10} h_{BS} \log_{10} d - 3 + 2 \log_{10} f_c - (3.2 \log_{10} 11.75 h_{UT} 2 - 4.97)$	$\sigma = 8$	$10m < d < 5000m$ $h_{BS} = 35m, h_{UT} = 1.5m, W = 20m, h = 10m$ Los rangos de aplicación de h, W, h_{BS}, h_{UT} son los mismos que para UMA NLoS.
	NLoS		

Notas de la Tabla 4:

- (1) Distancia del punto de corte $d'_{BP} = 4 h'_{BS} h'_{UT} f_c / c$, donde f_c es la frecuencia central (Hz), $c = 3 \times 10^8 m/s$ es la velocidad de propagación en el espacio libre y h'_{BS} y h'_{UT} son las alturas efectivas de las antenas de BS y de UT, respectivamente. La altura efectiva de las antenas se calcula como:

$$h'_{BS} = h_{BS} - 1m, \quad h'_{UT} = h_{UT} - 1m$$

Donde: h_{BS} y h_{UT} son las alturas reales de las antenas y se asume que la altura efectiva del ambiente en un entorno urbano es igual a 1m.

- (2) La distancia d_1 y d_2 se definen en la Figura 25.
- (3) PL_b : pérdidas por trayectoria básicas, PL_{B1} : pérdidas de un escenario UMi exterior, PL_{tw} : pérdidas a través de las paredes, PL_{in} : pérdidas dentro de los edificios, d_{out} : distancia entre la BS y la pared del edificio de interés del UT, d_{in} : distancia perpendicular entre la pared del edificio de interés y el UT (entre 0 y 25m), θ : ángulo de incidencia a la pared del edificio de interés.
- (4) Distancia del punto de corte $d_{BP} = 2\pi h_{BS} h_{UT} f_c / c$.

Las probabilidades de LoS están dadas en la Tabla 5 estas probabilidades se usan solo para simulaciones de sistemas de nivel.

Tabla 5 Probabilidad de LoS

Escenario	Probabilidad de LoS en función de la distancia, $d(m)$
InH	$P_{LOS} = \begin{cases} 1, & d \leq 18 \\ \exp(-(d-18)/27), & 18 < d < 37 \\ 0.5, & d \geq 37 \end{cases}$
UMi	$P_{LOS} = \min(18/d, 1) \cdot (1 - \exp(-d/36)) + \exp(-d/36)$ <p>Para uso en exteriores solamente.</p>
UMa	$P_{LOS} = \min(18/d, 1) \cdot (1 - \exp(-d/36)) + \exp(-d/36)$
SMa	$P_{LOS} = \begin{cases} 1, & d \leq 10 \\ \exp(-(d-10)/200), & d > 10 \end{cases}$
RMa	$P_{LOS} = \begin{cases} 1, & d \leq 10 \\ \exp\left(-\frac{d-10}{1000}\right), & d > 10 \end{cases}$

El modelo de pérdidas por trayectoria NLoS para el escenario UMi depende de dos distancias, d_1 y d_2 en el caso de una disposición de cuadrícula tipo Manhattan. Estas distancias se definen con respecto a una red de calles rectangulares, como se ilustra en la Figura 25, donde el UT se mueve a través de la calle perpendicular, medida desde el centro de la calle de LoS.

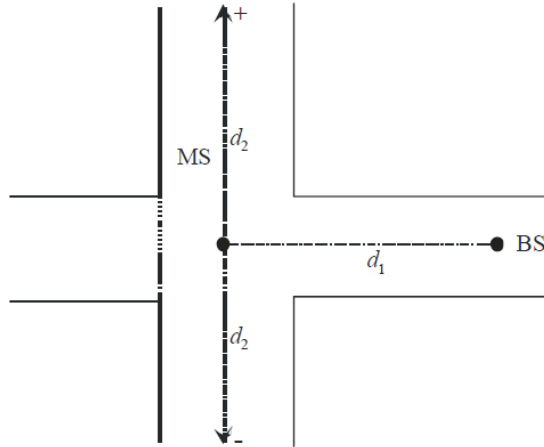


Figura 25 Geometría para las distancias d_1 - d_2 en el modelo de pérdidas por trayectoria

5 ADAPTACIÓN DE UN MODELO TEÓRICO DE PREDICCIÓN DE POTENCIA EN ENTORNOS MICROCELULARES PARA LOS SISTEMAS IMT-ADVANCED

No existe un esquema general para la elaboración de modelos de canal que cumplan satisfactoriamente los requisitos de los sistemas de cuarta generación, sin embargo, de la estructura de los modelos propuestos para la evaluación de las interfaces de radio es relativamente fácil deducir las necesidades que se presentan en cuanto al modelado del canal inalámbrico.

En general, los modelos de predicción de potencia propuestos para la evaluación de las interfaces de radio son estocásticos. Se definieron de esa forma debido a que su propósito va más allá de predecir los niveles de potencia, su propósito final es modelar el canal a plenitud y para esto se requiere combinar modelos estocásticos obligatorios para la determinación de las tasas de bits, tasas de error, entre otros, de un sistema de comunicación en el que es improbable determinar teóricamente como llegarán todos los posibles mensajes transmitidos a través del canal.

Sin embargo, no es obligatorio realizar la predicción de potencia del canal de forma estocástica, esta práctica es muy común en las comunicaciones debido a la rapidez de respuesta y facilidad de implementación de este tipo de modelos, pero sí es necesario dar los parámetros suficientes para diseñar la respuesta al impulso del canal Figura24.

El interés principal de este capítulo, así como de este trabajo de investigación, es diseñar el modelo de predicción de la radio propagación para entornos microcelulares por lo que no se evaluará ni se modelará la respuesta al impulso del canal, lo que sí se pretende es obtener los parámetros de salida requeridos del modelo de radio y para ello hay que tener en cuenta el modelo de la respuesta al impulso del canal.

Para modelar un canal MIMO deben tenerse en cuenta los múltiples enlaces que lo conforman, sumando las contribuciones individuales por enlace.

La función de transferencia del canal MIMO, de acuerdo con (Kyösti, P., et al. , 2007), está dada por:

$$H(t; \tau) = \sum_{n=1}^N H_n(t; \tau) \quad (25)$$

Donde

$$H_n(t; \tau) = \iint F_{rx}(\varphi) h_n(t; \tau, \phi, \varphi) F_{tx}^T(\phi) d\phi d\varphi \quad (26)$$

F_{tx} : Matrices de respuesta del arreglo de antenas transmisoras.



F_{rx} : Matrices de respuesta del arreglo de antenas receptoras.

h_n : La matriz de respuesta del canal de propagación para un cluster n .

El canal desde el elemento s de la antena transmisora, Tx , al elemento u de la antena receptora, Rx , para un cluster n es:

$$H_{u,s,n}(t; \tau) = \sum_{m=1}^M \begin{bmatrix} F_{rx,u,V}(\varphi_{n,m}) \\ F_{rx,u,H}(\varphi_{n,m}) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \alpha_{n,u,VV} & \alpha_{n,u,VH} \\ \alpha_{n,u,HV} & \alpha_{n,u,HH} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{tx,s,V}(\phi_{n,m}) \\ F_{tx,s,H}(\phi_{n,m}) \end{bmatrix} \times \exp\left(\frac{j2\pi}{\lambda_0}(\bar{\varphi}_{n,m} \cdot \bar{r}_{rx,u})\right) \left(\frac{j2\pi}{\lambda_0}(\bar{\phi}_{n,m} \cdot \bar{r}_{tx,s})\right) \times \exp(j2\pi v_{n,m}t) \delta(\tau - \tau_{n,m}) \quad (27)$$

Donde $F_{rx,u,V}$ y $F_{rx,u,H}$ son los patrones de radiación para la polarización vertical y horizontal de la antena u respectivamente, $\alpha_{n,m,VV}$ y $\alpha_{n,m,VH}$ son las ganancias complejas para la polarización vertical-vertical y vertical-horizontal respectivamente para un rayo n , m . También λ_0 es la longitud de onda de la portadora, $\bar{\varphi}_{n,m}$ es el vector unitario del AoD y $\bar{\phi}_{n,m}$ es el vector unitario del AoA, $\bar{r}_{rx,u}$ y $\bar{r}_{tx,s}$ son los vectores de posición de los elementos s y u respectivamente, y $v_{n,m}$ es la componente de frecuencia Doppler para el rayo n , m . Si el canal se modela de forma dinámica, todos los parámetros de pequeña escala mencionados anteriormente son variantes en el tiempo.

En ese orden de ideas, los parámetros de la ecuación (27) que se deben extraer del modelo son, despreciando la componente de frecuencia Doppler por afectar la parte temporal, $\bar{\varphi}_{n,m}$, $\bar{\phi}_{n,m}$, $\bar{r}_{rx,u}$, $\bar{r}_{tx,s}$, $F_{tx,s,V}$, $F_{tx,s,H}$, $F_{rx,u,V}$, $F_{rx,u,H}$, $\alpha_{n,m,VV}$, $\alpha_{n,m,HV}$, $\alpha_{n,m,VH}$ y $\alpha_{n,m,HH}$.

Ya desde la versión modificada del modelo de de Jong era posible conocer los valores de los ángulos de llegada y de salida, a partir de ellos puede ser creado un vector unitario para definir los valores de $\bar{\varphi}_{n,m}$ y $\bar{\phi}_{n,m}$. Además con estos valores se pueden evaluar las funciones $F_{tx,s,V}$, $F_{tx,s,H}$ y $F_{rx,u,V}$, $F_{rx,u,H}$ cuyos resultados se obtienen a partir de los patrones de radiación de las antenas transmisora y receptora respectivamente.

Por otro lado, no es tan sencillo determinar los valores de $\alpha_{n,m,VV}$, $\alpha_{n,m,HV}$, $\alpha_{n,m,VH}$, $\alpha_{n,m,HH}$ y es precisamente por esta razón que se crean modelos estocásticos para obtenerlos. Pero en el marco de este trabajo de investigación se muestra que es completamente viable hallarlos de manera determinística debido a las cualidades del modelo propuesto en este trabajo, listadas a continuación:

- El modelo está preparado para operar con las componentes verticales y horizontales de la polarización de la onda, simultáneamente inclusive, debido a que se realizó una implementación semitridimensional en la que se usan coeficientes de reflexión



paralelos y perpendiculares para simular los principales fenómenos relacionados con los edificios y el plano terrestre, reflexión y difracción, que son los que modifican la fase y dirección de la onda, parámetros requeridos para la evaluación de estos coeficientes.

- El modelo esta intrínsecamente basado en el concepto de propagación multitrayectoria, su fundamento es la creación de fuentes virtuales, por lo que un algoritmo que determine la respuesta al impulso del canal, de acuerdo con lo presentado en la (27), sería fácil de complementar con el modelo presentado en este trabajo.
- El modelo está fundamentado en crear fuentes virtuales para simular los diferentes efectos que pueda producir el canal sobre la onda, esto le permite ser modificado para considerar fenómenos adicionales, tales como efectos de los postes o vehículos entre otros, con el objetivo de buscar respuestas más exactas.

6 RESULTADOS

6.1 SOFTWARE DESARROLLADO

En la Figura 26 se presenta el diagrama de clases de la aplicación diseñada en lenguaje Java.

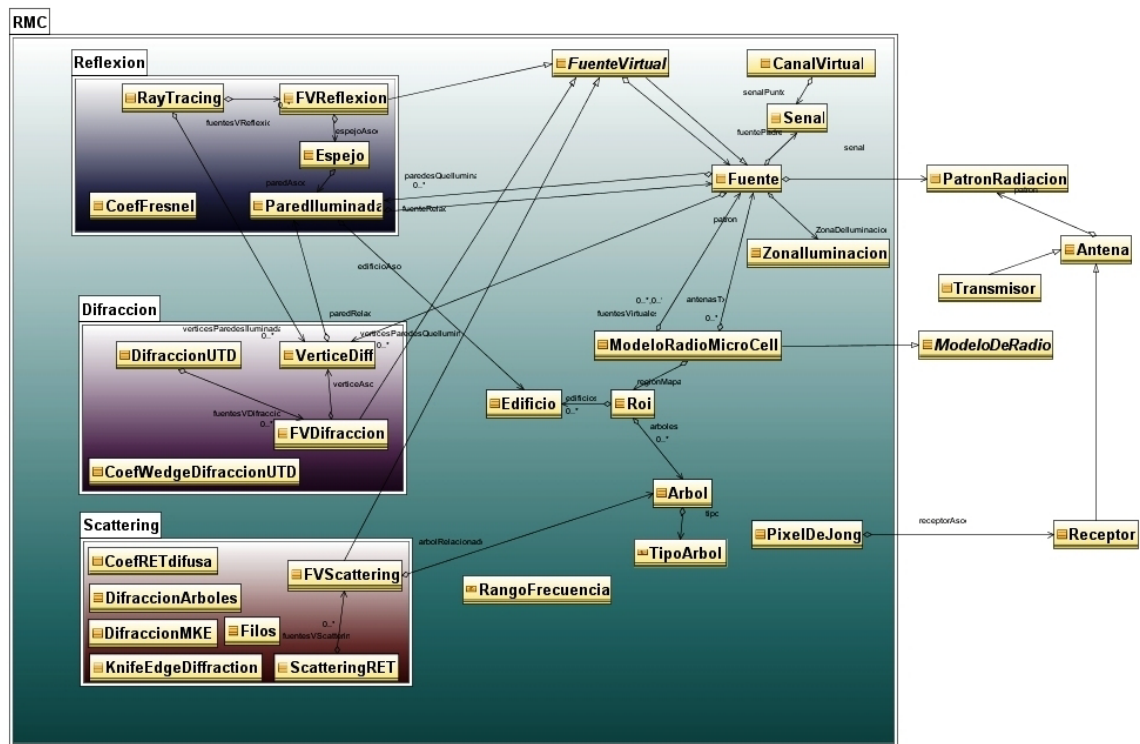


Figura 26. Diagrama de clases de la aplicación diseñada.

En el ANEXO 4 se encuentra una versión ampliada de este diagrama con la descripción completa de cada una de sus clases.

El funcionamiento de la aplicación se ha dividido, por conveniencia, en dos partes llamadas preprocesamiento y procesamiento.

6.1.1 Preprocesamiento

El preprocesamiento tiene como objetivo calcular todas las fuentes virtuales que puedan surgir en un escenario y almacenarlas junto con las fuentes reales usadas para la

simulación. Por ejemplo, observe que en el escenario propuesto en la Figura 27 se generan varias fuentes virtuales ilustradas en la Figura 28.

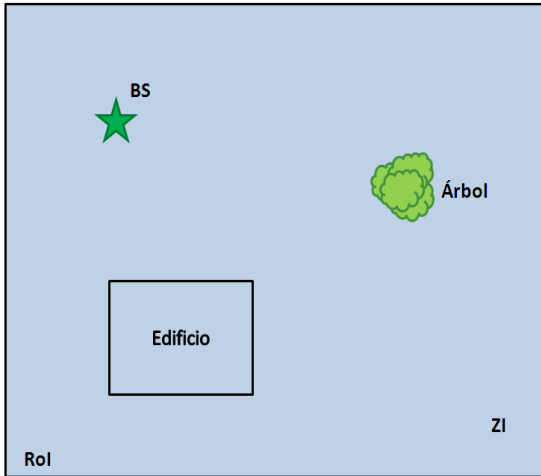


Figura 27 Escenario de ejemplo.

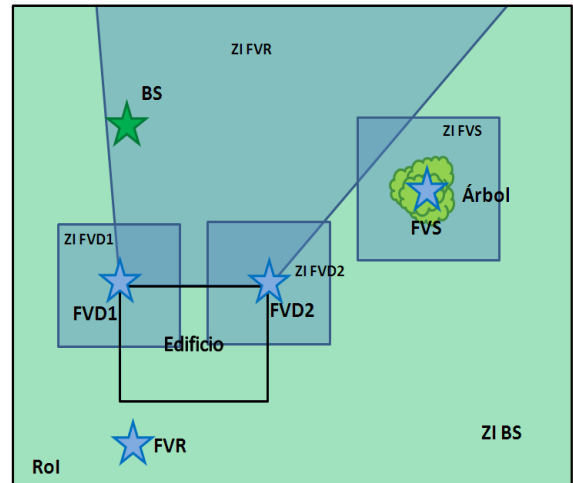


Figura 28 Escenario después de la simulación.

En la Figura 28 se observa que la totalidad de fuentes virtuales que pueden ser creadas en ese escenario son 4; 1 FVR, 2 FVD, y 1 FVS; por lo tanto el preprocesamiento da como resultado 5 fuentes, agregando la BS. En el diagrama de secuencia de la Figura 29 se ilustra el proceso de la aplicación durante el preprocesamiento.

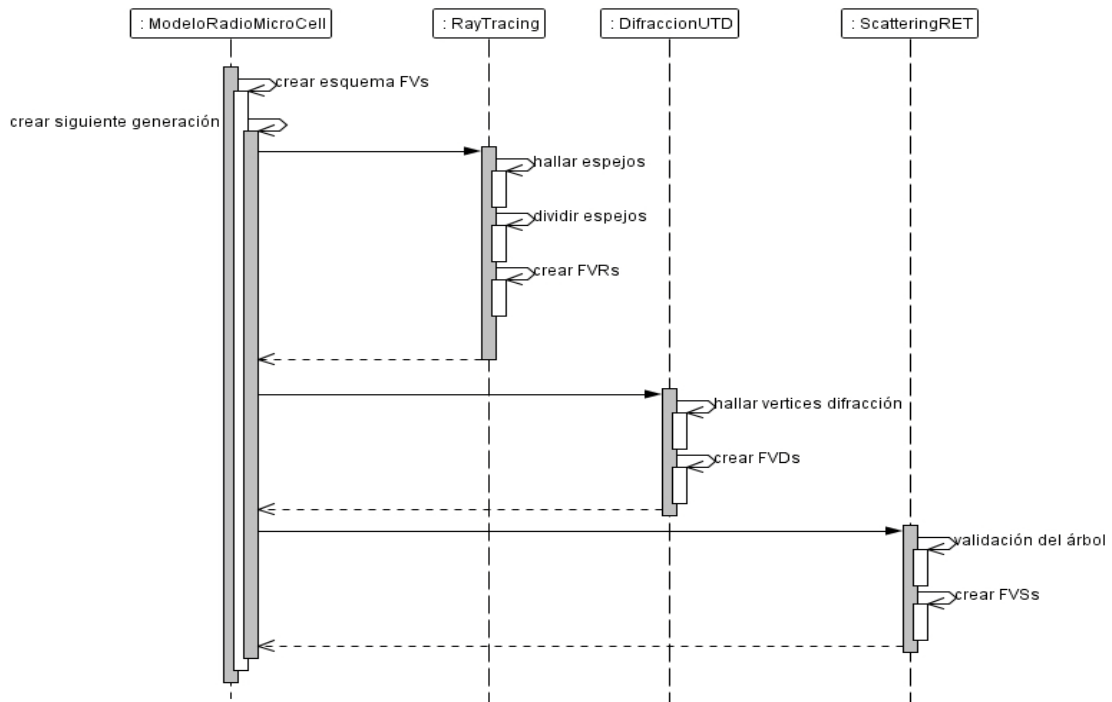


Figura 29 Diagrama de secuencia general del preprocesamiento

En la Figura 29 las clases RayTracing, DifraccionUTD y ScatteringRET tienen métodos especiales para la creación de fuentes virtuales; crearFVRs, crearFVDs, y crearFVSS respectivamente. Todas las fuentes virtuales siguen el mismo algoritmo para ser creadas, usando métodos con funciones ligeramente diferentes, que se muestra en el diagrama de secuencia de la Figura 30.

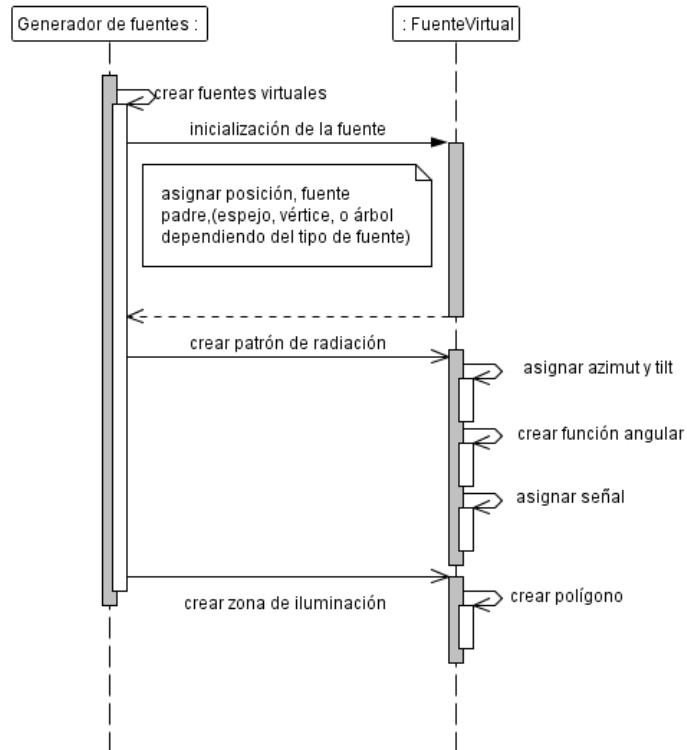


Figura 30 Diagrama de secuencia para la creación de fuentes virtuales

6.1.2 Procesamiento

El procesamiento tiene como objeto obtener las características de la señal, amplitud, fase, ángulos de salida y llegada, en un punto de la región de interés definida. En esta parte de la aplicación se suman las señales de las diferentes fuentes virtuales almacenadas en una base de datos y que fueron obtenidas en el preprocesamiento. Siguiendo el ejemplo de la Figura 27 y ubicando un punto de interés en un lugar cualquiera dentro de la región de interés, como se muestra en la Figura 31, se analizan las fuentes virtuales que irradian al punto y se suman los aportes de potencia.

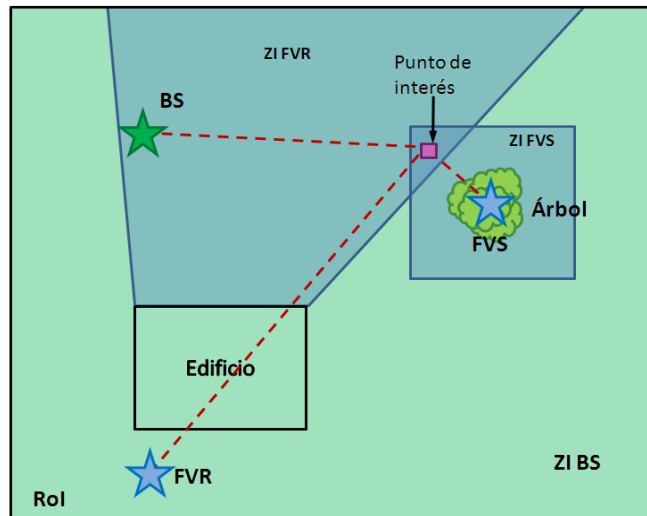


Figura 31 Fuentes que irradian al punto de interés

Nótese que no todas las fuentes virtuales creadas, ver Figura 28, llegan a irradiar un punto, ver Figura 31, solo lo hacen aquellas cuya zona de iluminación cubra el punto de interés. Por otro lado, aunque la distancia recorrida de la señal se mide desde la posición de la fuente, el canal solo afecta a la señal durante la porción del rayo que se interseca con la zona de iluminación. El diagrama de secuencia para el cálculo de la potencia en el punto de interés se muestra en la Figura 32.

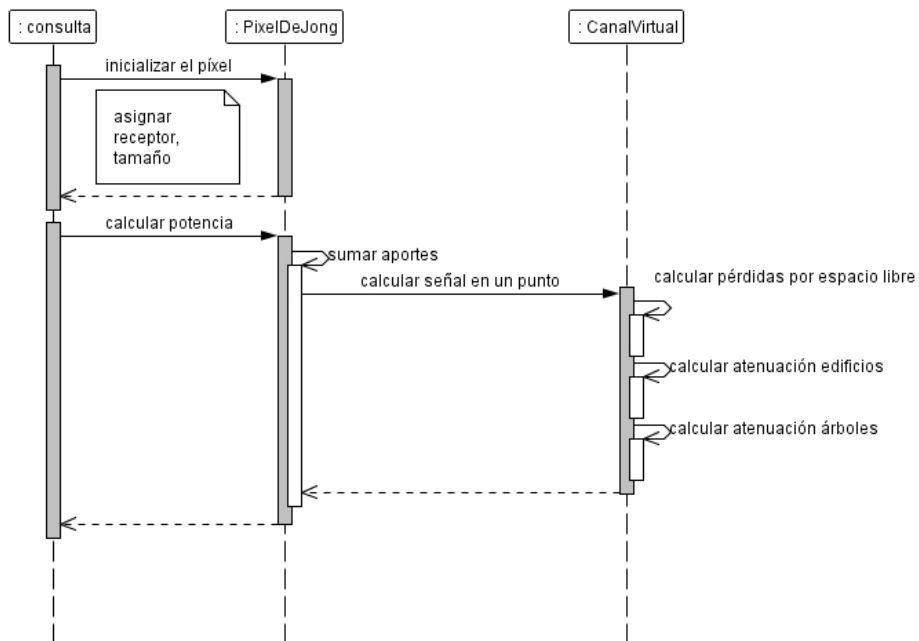


Figura 32 Diagrama de secuencia para calcular la potencia en un punto de interés

En la Figura 32, la clase consulta es una clase externa al algoritmo implementado que se encarga de obtener los datos calculados en el preprocesamiento y llamar al procesamiento para calcular el valor de potencia en un punto.

6.2 COMPARACIONES

Por medio de mediciones realizadas en dos tipos de escenarios, el primero, un sector urbano en el barrio El Prado y el segundo un espacio libre en la cancha principal de la Universidad Industrial de Santander (Moreno V, J., & Luis, 2010), se recolectaron datos que a su vez fueron comparados con las simulaciones realizadas en el modelo RMC y en el modelo de WINNER. A continuación se presentan las tablas con los resultados de las mediciones y simulaciones, además se realizan gráficas comparativas entre los diferentes datos.

Para validar los datos presentados y medir la precisión de la simulación se utilizará el error cuadrático medio (RMSE), que mide las diferencias en promedio entre los valores pronosticados y observados, se puede definir de la siguiente forma (28):

$$RMSE = \sqrt{\sum_{i=1}^N \frac{(\phi_i - \phi_{iobs})^2}{N}} \quad (28)$$

Donde

ϕ_i es el valor pronosticado (simulado)

ϕ_{iobs} es el valor observado (medido)

N es el número de valores analizados



Figura 33 Zona de medición edificios, barrio El Prado. Vista superior. Imagen tomada con google earth. Fuente (Moreno V, J., & Luis, 2010).

Como se puede observar en la Figura 33, en el primer escenario se trazaron cuatro rutas de medición, las siguientes tablas y gráficas ilustran el comportamiento de los datos en las diferentes rutas, mostrando los resultados de simular el modelo RMC sin tener en cuenta el efecto de los árboles, teniendo en cuenta todos los efectos y haciendo una comparación con la simulación del canal de WINNER.

Tabla 6 Comparaciones campaña de medición los Prados Ruta 1

POSICIÓN		DATOS TEÓRICOS [dBm]			MEDIDAS [dBm]
x [m]	y [m]	RMC Sin árboles	RMC	WINNER	
850	845	-41,25453126	-35,3274348	-61,47155462	-43,1
835	839	-50,26113021	-39,2542722	-59,19404948	-43,1
779	803	-87,24046774	-79,9636447	-32,72320779	-75,7
790	745	-83,15550029	-75,0283207	-40,13997258	-73,6
794	728	-89,5076247	-80,3124521	-42,92833737	-79,2
830	673	-73,7739681	-70,3226521	-64,69393291	-73,6
875	683	-43,20176054	-37,3659531	-76,0847095	-67,4
882	680	-43,8993705	-37,2724422	-77,28572887	-38,6
933	732	-80,13527365	-80,8694506	-81,4538292	-81,7
928	769	-71,88131708	-70,3560757	-79,16336949	-69,53
900	765	-72,21574811	-69,1801941	-76,4866971	-67,5
Error cuadrático medio		6,257848375	3,516900346	24,74019987	

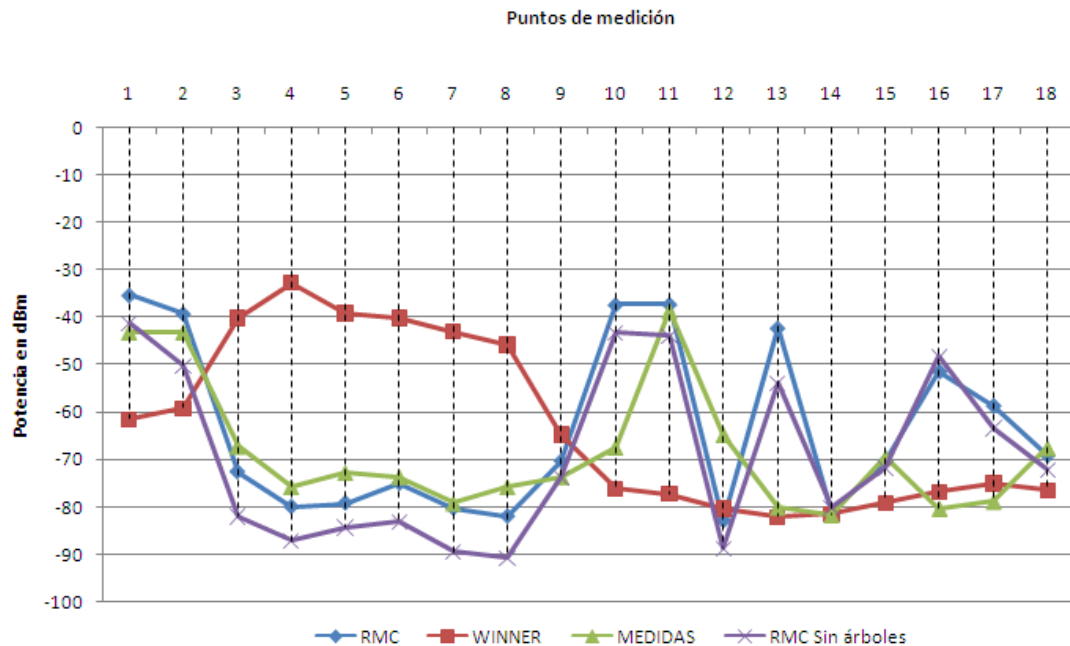


Figura 34 Comparaciones campaña de medición los Prados Ruta 1

Tabla 7 Comparaciones campaña de medición los Prados Ruta 2

POSICIÓN		DATOS TEÓRICOS [dBm]			MEDIDAS [dBm]
x [m]	y [m]	RMC Sin árboles	RMC	WINNER	
891	763	-43,43224142	-39,7826219	-55,49712254	-43,5
865	761	-44,97101418	-37,3959113	-51,77964005	-34,6
852	760	-54,31011722	-44,6314409	-49,4188566	-43,8
834	758	-62,08764085	-55,0712379	-45,29611751	-54,8
817	753	-70,35424875	-65,6172406	-39,85440194	-65,8
798	751	-80,74340483	-71,6532755	-29,29135619	-64,6
756	741	-96,3457611	-88,9144273	-66,65033078	-68,7
738	739	-63,19391527	-56,3141716	-72,87914953	-72,4
761	737	-58,51660756	-49,8396228	-64,84588209	-71,3
862	760	-46,87025893	-37,8158884	-51,30841485	-41,7
859	784	-39,62497498	-34,0128327	-49,44002398	-30,8
856	796	-37,77589094	-35,812801	-48,06782323	-25,3
853	810	-34,71338323	-30,0334883	-46,35905032	-12,3
Error cuadrático medio		9,062955239	3,492699473	19,10697788	

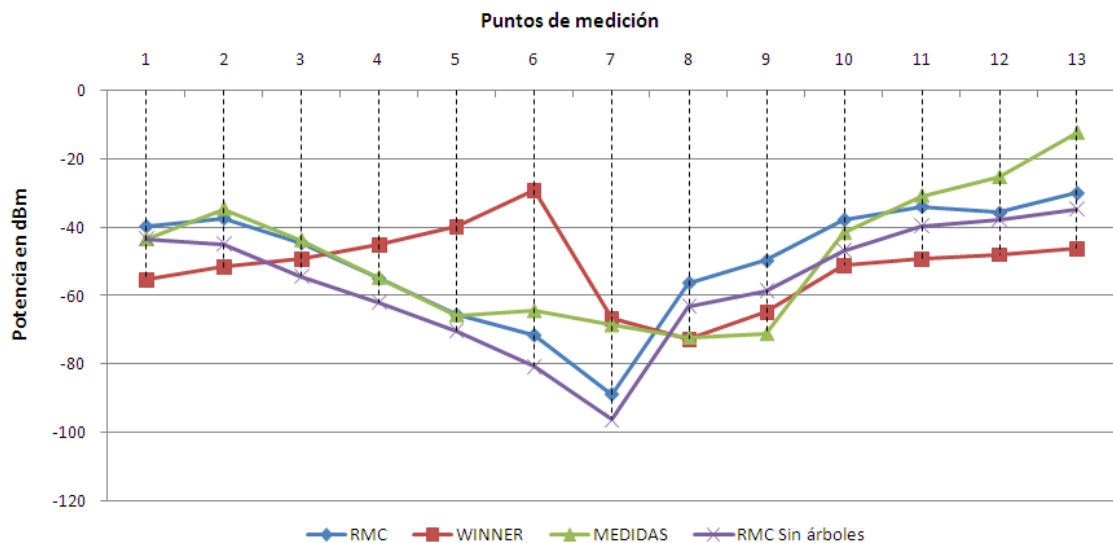


Figura 35 Comparaciones campaña de medición los Prados Ruta 2

Tabla 8 Comparaciones campaña de medición los Prados Ruta 3

POSICIÓN		DATOS TEÓRICOS [dBm]			MEDIDAS [dBm]
x [m]	y [m]	RMC Sin árboles	RMC	WINNER	
921	871	-71,53878177	-66,4279266	-87,12055569	-65,9
896	854	-66,7885783	-64,7512656	-87,35821089	-53,9
877	850	-61,07593391	-51,3638429	-85,32265797	-43,6
860	846	-42,44205497	-36,7365442	-83,18492049	-41,7
839	844	-41,54179785	-34,9986748	-79,31771742	-43,7
816	839	-53,00438178	-45,1617208	-74,01026997	-62,2
792	837	-68,39000185	-63,7495721	-64,24267549	-54,9
756	828	-74,46893111	-67,7501918	-88,17288927	-62,6
742	826	-78,06217862	-72,4590955	-97,18310436	-71,9
722	823	-90,83826625	-83,0859372	-103,5074524	-74,2
701	817	-93,09252514	-85,4627316	-108,0153881	-73,9
767	663	-85,60762549	-81,2336212	-112,8690097	-79
798	669	-95,90578429	-89,4154361	-55,03351766	-78,7
809	645	-87,02790617	-98,2914193	-68,70067497	-81,1
813	599	-76,88916127	-72,7224263	-64,93694861	-81,6
Error cuadrático medio		9,244153979	6,23482409	29,78809104	

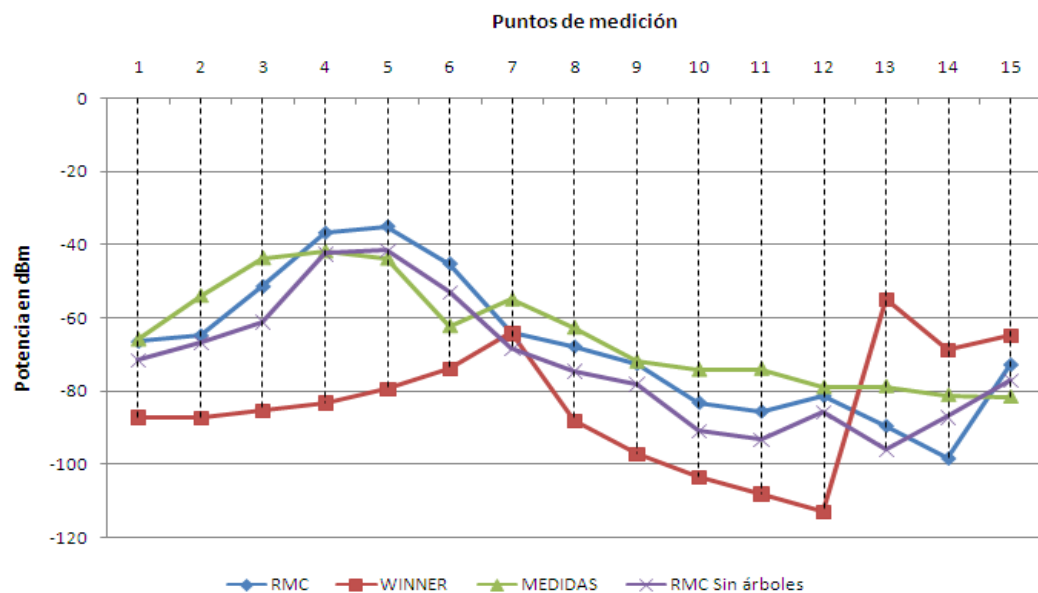


Figura 36 Comparaciones campaña de medición los Prados Ruta 3

Tabla 9 Comparaciones campaña de medición los Prados Ruta 4

POSICIÓN		DATOS TEÓRICOS [dBm]			MEDIDAS
x [m]	y [m]	RMC Sin árboles	RMC	WINNER	
890	610	-42,16196571	-40,5752364	-49,6693323	-55,6
884	642	-45,35555347	-37,2484237	-48,3073567	-45,2
874	705	-45,31650547	-36,4575722	-45,37708032	-44
870	725	-44,32777057	-39,1444868	-44,09907281	-40,8
865	749	-48,31606113	-42,819273	-42,33322725	-38,6
861	780	-44,55411547	-39,5646762	-40,04395869	-37,6
856	798	-37,25529543	-30,5179797	-37,91649948	-24,6
855	812	-33,59256777	-30,0189269	-36,54653867	-14,9
Error cuadrático medio		10,29024704	5,47024081	6,050826051	

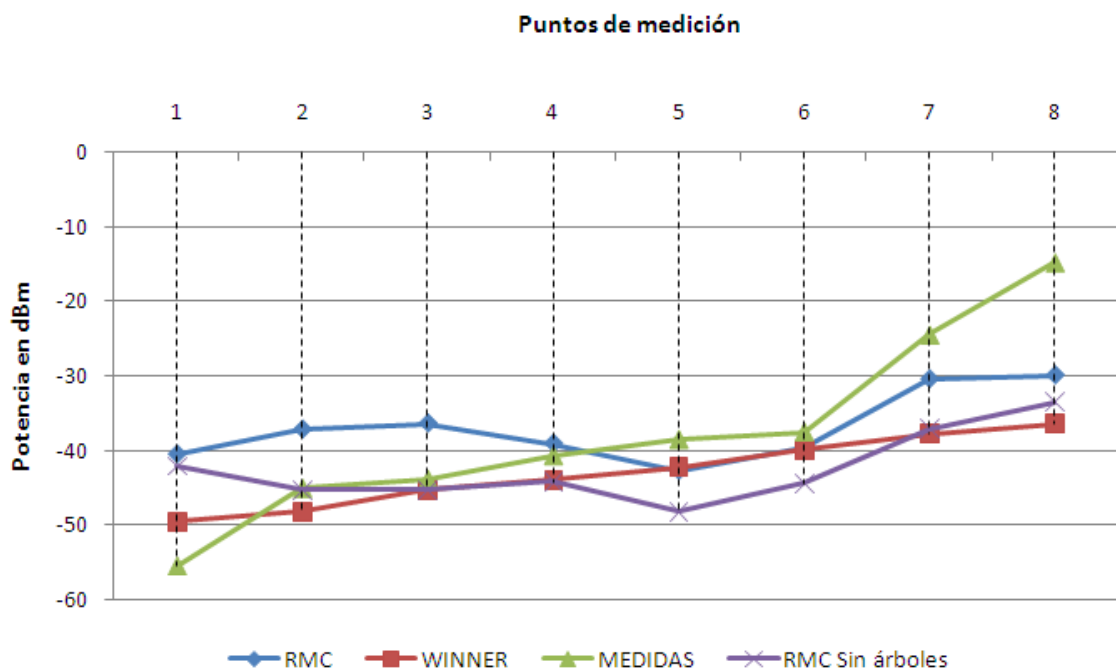


Figura 37 Comparaciones campaña de medición los Prados Ruta 4

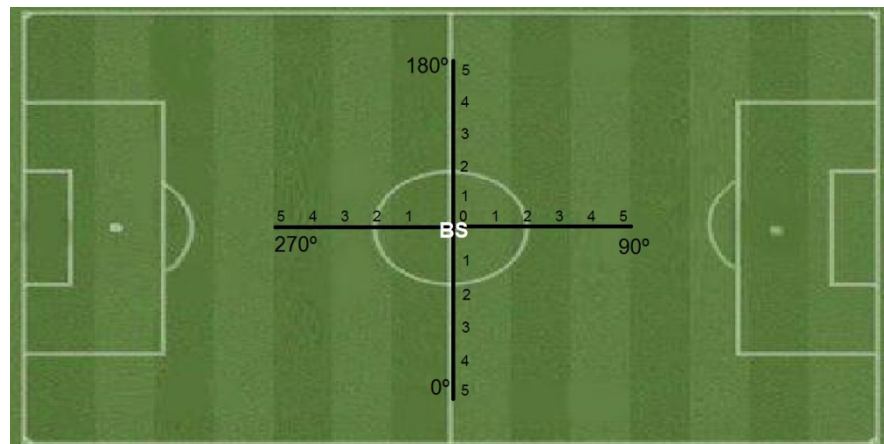


Figura 38 Esquema de rutas para mediciones en espacio libre. Fuente (Moreno V, J., & Luis, 2010).

En el segundo escenario se realizó una medición en espacio libre siguiendo la ruta ilustrada en la Figura 38.

Tabla 10 Comparaciones campaña de medición espacio libre

POSICIÓN		DATOS TEÓRICOS [dBm]	EXPERIMENTALES [dBm]
x [m]	y [m]	RMC	MEDIDAS
4,5	0	-17,40639216	-11,7950019836425
9	0	-18,94575866	-18,1056003570556
13,5	0	-21,07808939	-19,6464881896972
18	0	-24,2872332	-22,9857482910156
22,5	0	-26,69856354	-27,64864922
0	4,5	-15,79321366	-15,7058925628662
0	9	-18,94575866	-17,5940113067626
0	13,5	-22,24000631	-22,1625537872314
0	18	-24,2872332	-23,7208633422851
0	22,5	-22,60035265	-26
-4,5	0	-17,40639216	-16,4128913879394
-9	0	-18,94575866	-18,3201713562011
-13,5	0	-21,07808939	-19,55598831
-18	0	-24,2872332	-21,4480648040771
-22,5	0	-26,69856354	-25,4208106994628
0	-4,5	-15,79321366	-15,5866088867187
0	-9	-18,94575866	-20,9236946105957
0	-13,5	-22,24000631	-23,3141059875488
0	-18	-24,2872332	-27,97050858
0	-22,5	-22,60035265	-27,83444023



Error cuadrático medio

2,34540312

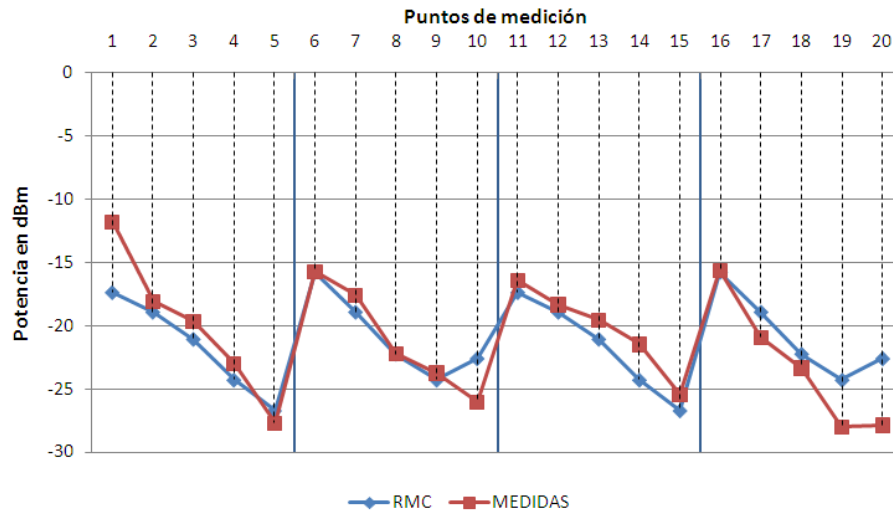


Figura 39 Comparaciones campaña de medición espacio libre.

Los datos obtenidos de la campaña de medición en espacio libre se muestran en la Tabla 10 y se grafican los resultados en la Figura 39.

7 ANÁLISIS DE RESULTADOS

7.1 CONCLUSIONES

Es este trabajo se demostró que el error producido por el modelo del canal de WINNER, con respecto a una campaña de medición, es mayor que el del implementado en este trabajo. Esto se debe principalmente a que el modelo del canal de WINNER no tiene en cuenta el fenómeno producido por los árboles y simula las calles como una malla simétrica ideal mientras que el modelo implementado en este trabajo tiene en cuenta varios de los obstáculos irregulares presentes en el canal.

El preprocesamiento es el módulo que más tiempo de ejecución requiere debido a que debe crear y caracterizar miles de fuentes virtuales, proceso que en el algoritmo desarrollado toma unos cuantos minutos. El tiempo de ejecución depende del procesador del equipo, la cantidad de edificios y árboles presentes en el mapa y, debido a que fue implementado en Java, de la capacidad designada a la máquina virtual de Java (JVM). Durante las pruebas realizadas en este trabajo se obtuvo que en un equipo con sistema operativo Windows XP (sp3) el tiempo de ejecución fue el doble al obtenido en el mismo equipo usando un sistema operativo Linux (Ubuntu 10.04). Por otro lado, durante el procesamiento, el cálculo de la amplitud de la señal en un punto es de aproximadamente 0.05 s, es decir que el tiempo de adquisición de datos depende de la cantidad de puntos de interés en el mapa.

Los árboles demostraron ser un elemento influyente sobre las ondas radioeléctricas en entornos microcelulares, al simular ignorado la presencia de los árboles se obtiene un error cuadrático medio superior al obtenido cuando se tiene en cuenta el efecto de los árboles, tanto de atenuación como de *scattering*.

Es mucho más sencillo lograr una abstracción completa usando la programación orientada a objetos, pues su estructura permite la modificación e inclusión de fenómenos y obstáculos presentes en el canal.

Los canales propuestos para los sistemas IMT-Advanced son estadísticos debido a que su intención es funcionar en cualquier escenario alrededor del mundo, pero esto no los cierra a incluir modelos de canal más precisos, siempre y cuando se utilicen de la forma correcta y puedan acoplarse adecuadamente.

7.2 LIMITACIONES

Uno de los principales inconvenientes de la implementación es que, al ser basado en geometrías, dependiendo de la cantidad de líneas rectas con las que se elabore un edificio dentro de un mapa vectorial se crearán fuentes virtuales de reflexión. Los mapas usados han

sido optimizados para reducir la cantidad de líneas por pared del edificio, sin embargo, el algoritmo está en capacidad de simular con tantas líneas como sea posible, claro está que la cantidad de fuentes creadas sería tan elevada que un computador regular no daría respuestas en el corto tiempo esperado.

El algoritmo implementa una cantidad limitada de tipos de árboles, por lo que es poco probable que se puedan usar los árboles correctos para simulaciones, cabe resaltar que estas propiedades dependen principalmente de la geometría de las hojas y tallos por lo que se pueden usar árboles similares. Por otro lado es necesario elaborar una base de datos de árboles que se debe actualizar con frecuencia debido a que en los entornos urbanos es difícil asegurar la posición y dimensiones de los árboles por largos períodos de tiempo.

Este modelo hereda varias de las limitaciones propias de la versión modificada del modelo de de Jong, entre ellas; el transmisor y receptor deben ser ubicados por debajo de la altura de los edificios, la frecuencia de operación debe ser superior a los 800MHz y la polarización de la onda debe ser lineal, generalmente para aplicaciones de comunicaciones se usa polarización vertical.

7.3 RECOMENDACIONES

Aunque la estructura del modelo fue creada orientada a objetos, es posible adaptar el modelo a un sistema de computación paralela pues el proceso de creación de las fuentes virtuales es extenso y da como resultado miles de fuentes virtuales, además no existe dependencia mutua entre fuentes virtuales durante su proceso de creación por generación (orden de las fuentes) solo dependen de la fuente padre, que a su vez puede crear descendencia independientemente de las descendencias de otras fuentes.

En el transcurso del trabajo se demostró la viabilidad de implementar una respuesta al impulso del canal usando la aplicación diseñada, al completar este modelo se podría obtener una herramienta muy útil para la evaluación de las interfaces de radio de IMT-Advanced.

La aplicación presentada en este trabajo está diseñada para hacer parte de un servicio web en el que la consulta geoespacial es fundamental, pues de la precisión de los mapas dependerá en gran parte la exactitud de los resultados de simulaciones, trabajos enfocados en obtener datos georeferenciados son de vital importancia para la culminación satisfactoria del propósito de esta aplicación.

BIBLIOGRAFÍA

- Athanaileas, T., Athanasiadou, G., Tsoulos, G., & Kaklamani, D. (2010). Parallel radio-wave propagation modeling with image-based ray tracing techniques. *Parallel Computing* , 36 (12), 679-695.
- Athanasiadou, G., Nix, A., & McGeehan, J. (2000). A microcellular ray-tracing propagation model and evaluation of its narrow-band and wide-band predictions. *IEEE J. Select. Areas Commun.* , 18 (3), 322–335.
- Bo, A., Zhang-dui, Z., Gang, Z., & Jian-ping, L. (2009). Novel Statistical Processing Methods for Wireless Field Strength Prediction. *IEEE Transactions on Consumer Electronics* , 55 (4), 1805-1809.
- Castellanos, E., Talero, J., Rugeles, J., & Ortega, H. (2005). Análisis de propagación electromagnética en espacios cerrados: herramienta software en MATLAB para predicción y simulación. *Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada* , 2 (6).
- Cavdar, I. H. (2003). UHF and L band propagation measurements to obtain log-normal shadowing parameters formobile satellite link design. *IEEE Trans. Antennas Propag.* , 51 (1).
- COST. (s.f.). Digital mobile radio toward future generation systems. *COST 231 final report* .
- de Jong, Y., & Herben, M. (2001). Prediction of local mean power using 2-D ray-tracing-based propagation models. *Veh. Technol., IEEE Trans. on* , 50 (1), 325-331.
- F. Ikegami, T. Takeuchi and S. Yoshida. (1991). Theoretical prediction of mean field strength for urban mobile radio. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* .
- Fukuda, E., Noda, A., & Higuchi, M. (2002). *Overview of global standardization of IMT-2000 and its evolution*.
- Garcia L., C. A., & Melendez M., J. L. (2004). *Radiopropagacion en las comunicaciones móviles con tecnología CDMA en presencia de terreno escarpado*. Tesis de grado, Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga.
- Hata, M. (1980). Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services . *Vehicular Technology, IEEE trans. on.* , VT-29 (3), 317-325.
- Huang, X., & all, e. (April de 2006). Radio-Propagation Model Based on the Combined Method of Ray Tracing and Diffraction. *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION* .

International Telecommunication Union (ITU). (2008). *Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-Advanced, Report ITU-R M.2135.*

ITU-R M.2135. (2008). *Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-Advanced.* Report, International Telecommunication Union .

J. Walfisch, and H. L. Bertoni. (1988). A theoretical model of UHF propagation in urban environments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* .

Kumar, N. (s.f.). Health effects of non-ionized electromagnetic radiation. *Recent Advances in Microwave Theory and Applications, 2008. International conference on MICROWAVE 2008* .

Kyösti, P., et al. . (2007). *WINNER II Channel Models.* EBITG, TUI, UOULU, CU/CRC, NOKIA.

Lizarazo, Y. I. (2005). *Desarrollo del modelo de propagación AndinoUIS.* Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga.

Malaysian Technical Standards Forum Bhd. (2010). *Technical standards for International Mobile Telecommunication (IMT).*

Matschek, R., Linot, B., & Sizun, H. (1999). Model for wave propagation in presence of vegetation based on the UTD associating transmitted and lateral waves. *IEEE Nat. Conf. Antennas Propag.* , 120-123.

Michael, H. S., Al-Nuaimi, M. O., & Caldeirinha, R. F. (2001). Radiative energy transfer prediction of excess attenuation of microwave radio signals in a regularly planted orchard. *IEEE 6th High Frequency Postgraduate Student Colloquium* , 130-135.

Moreno V, A., J., S., & Luis. (2010). *Verificación y Sintonización del Algoritmo de Radio-propagación DeJong-RadioGIS en una Zona Piloto de Bucaramanga.* Trabajo de grado, Universidad Industrial de santander, Bucaramanga.

Navarro, A., Pineda, M. D., & Ortega, H. (2010). Modified version of de Jong propagation model. *I2TS 2010* , 1 (1), 141-147.

Nechayev, Y. I., & all, e. (s.f.). SCATTERING BY TREES IN MICROCELLULAR ENVIRONMENTS. *11th International Conference on Antennas and Propagation* .

Perera, S., Williamson, A., & Rowe, G. (1999). Prediction of breakpoint distance in microcellular environments. *ELECTRONICS LETTERS* , 35 (14), 1135-1136.

Pérez Fontán, F., & Mariño Espiñeira, P. (2008). *Modelling the wireless propagation channel: A simulation approach with Matlab.* Willey.

- Rios G., J. (2005). *Un análisis de las oportunidades que ofrece BREW (en el sistema CDMA) para el desarrollo de servicios en Colombia*. Tesis de grado, Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga.
- Rizk, K., Wagen, J.-F., & Gardiol, F. (1997). Two-dimensional ray-tracing for propagation prediction in microcellular environments. *Veh. tech., IEEE trans. on* , 46 (2), 508-518.
- Rogers, N., & all, e. (2002). *A Generic Model of 1-60 GHz Radio Propagation through Vegetation - Final Report*. QINETIQ.
- Saunders, S. R., & Aragón-Zavala, A. (2007). *ANTENNAS AND PROPAGATION FOR WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS* (2 ed.). John Wiley & Sons, Ltd.
- Schubert, F. M., & all, e. (2010). *PROPAGATION MODEL FOR WAVE SCATTERING EFFECTS CAUSED BY TREES*. COST.
- Schubert, F. M., Fleury, B. H., & Prieto-Cerdeira, R. (2010). *PROPAGATION MODEL FOR WAVE SCATTERING EFFECTS CAUSED BY TREES*. Action IC0802, COST.
- Seville, A. (1997). Vegetation attenuation: Modeling and measurements at millimetric frequencies. *ICAP* , 2, 5-8.
- Tanwar, V. (s.f.). Guidelines for control of non ionized radiation pollution. *Recent Advances in Microwave Theory and Applications, 2008. International conference on MICROWAVE 2008* .
- Torrico, S., Bertoni, H., & Lang, R. (1998). Modeling tree effects on path loss in a residential environment. *IEEE Trans. Antennas Propag.* , 46 (6), 872-880.
- UIT-R P.526-11. (2009). *Propagación por difracción*. Recomendación, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Geneva.
- UIT-R P.833-6. (2007). *Atenuación debida a la vegetación*. Recomendación, Unión Internacional de Telecomunicaciones.
- Weissberger, M. (1982). *An initial critical summary of models for predicting the attenuation of radio waves by trees*. Reporte, Electromagnetic Compatibility Analysis Centre, Annapolis.
- X. Huang, et al. (2006). Radio-Propagation Model Based on the Combined Method of Ray Tracing and Diffraction. *Antennas and propagation, IEEE trans on.* , 54 (4), 1284-1291.
- Y. L. C. deJong. (2001). *Measurement and modelling of radiowave propagation in urban microcells*. Technische Universiteit Eindhoven.



Y.L.C. de Jong, M.H.A.J. Herben. (2004). A tree scattering model for improved propagation prediction in urban microcells. *IEEE Transactions on Vehicular technology* , 53 (2).

Y.L.C. de Jong, M.H.A.J. Herben et al. (1999). Transmission of UHF radiowaves through buildings in urban microcell environments. *Electron. lett.* , 35 (9).

ANEXOS

ANEXO 1 REFLEXIÓN EN UN MEDIO CON PÉRDIDAS

Cuando una onda de radio incide en una superficie plana con parámetros del material diferentes al del medio de propagación, y dimensiones mayores a la longitud de onda, se presentan los efectos de transmisión y reflexión. Para el caso de dos medios homogéneos, la interacción entre las ondas se rige por la ley de Snell de reflexión y refracción, Figura A 1. Según esta ley, el ángulo del campo reflejado, θ_r , es igual al ángulo del campo incidente, θ_i , estos ángulos tienen como referencia el vector normal a la superficie.

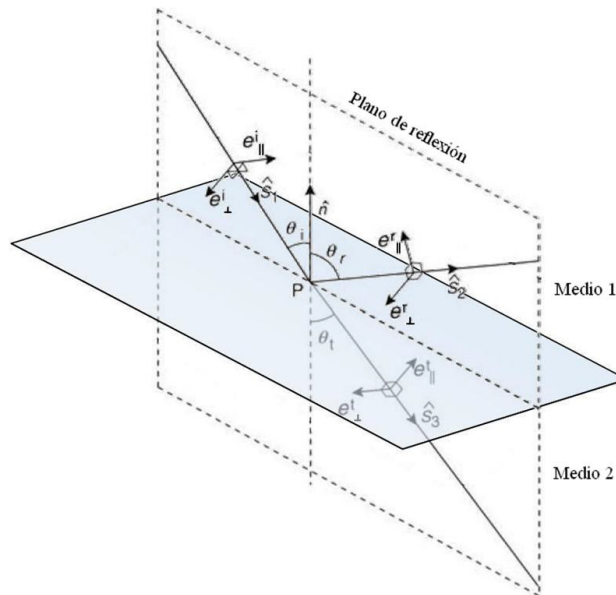


Figura A 1 Polarización en transmisión y reflexión.

La ley de Snell de refracción establece que el ángulo θ_t es función del ángulo de incidencia y del material de los dos medios. Se representa mediante la ecuación (1).

$$\frac{\sin \theta_i}{\sin \theta_t} = \sqrt{\frac{\epsilon_2 \mu_2}{\epsilon_1 \mu_1}} = \frac{n_2}{n_1} \quad (1)$$

donde n_1 y n_2 son los índices de refracción, ϵ_1 y ϵ_2 los valores de permitividad, y μ_1 y μ_2 los valores de permeabilidad, de los medios 1 y 2 respectivamente. El índice de refracción de un medio es la relación entre la velocidad de la luz en el espacio libre, c , y la velocidad de fase de la onda en el medio, como se muestra en la ecuación (2).

$$n = \frac{c}{v} = \sqrt{\frac{\epsilon\mu}{\epsilon_0\mu_0}} = \sqrt{\epsilon_r\mu_r} \quad (2)$$

Las constantes de fase de los dos medios, β_1 y β_2 , se relacionan con el índice de refracción a través de la frecuencia angular, ω , por medio de la ecuación (3).

$$\beta = \omega\sqrt{\mu\epsilon} = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}\sqrt{\mu_r\epsilon_r} = \omega\frac{n}{c} \quad (3)$$

Por otra parte, el rayo incidente, el vector normal al plano de incidencia y el rayo refractado están en el mismo plano.

Coefficientes de reflexión de Fresnel

Los coeficientes de reflexión y transmisión de Fresnel pueden emplearse para calcular el campo reflejado y transmitido. Estos coeficientes dependen de los parámetros constitutivos de los materiales, la polarización de la onda incidente y del ángulo de incidencia. Los coeficientes son diferentes para polarización paralela (\parallel) y perpendicular (\perp). La Figura A 1 ilustra la definición de los campos eléctricos paralelo y perpendicular. El plano de reflexión contiene las componentes paralelas, mientras que las componentes perpendiculares son transversales a este plano.

Para reflexiones en superficies que no son perfectamente conductoras, los coeficientes de reflexión de Fresnel para una onda plana están dados por las ecuaciones (4) y (5).

$$R_{\perp}(\theta) = \frac{E_{r\perp}}{E_{i\perp}} = \frac{\cos\theta_i - \sqrt{\epsilon' - \sin^2\theta_i}}{\cos\theta_i + \sqrt{\epsilon' - \sin^2\theta_i}} \quad (4)$$

y

$$R_{\parallel}(\theta) = \frac{E_{r\parallel}}{E_{i\parallel}} = \frac{\epsilon' \cos\theta_i - \sqrt{\epsilon' - \sin^2\theta_i}}{\epsilon' \cos\theta_i + \sqrt{\epsilon' - \sin^2\theta_i}} \quad (5)$$

donde $\epsilon' = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} - j\frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}$, con la permitividad del material dada por $\epsilon = \epsilon_r\epsilon_0$; σ la conductividad, y θ el ángulo de incidencia formado entre el rayo incidente y el vector normal a la superficie.

El campo incidente se puede expresar en términos de sus componentes paralelo y perpendicular, $\vec{e}_i = e_{i\parallel}\hat{a}_{\parallel} + e_{i\perp}\hat{a}_{\perp}$. El campo reflejado se puede dar en términos de estos dos componentes, y sus respectivos coeficientes de reflexión, como se muestra en la ecuación (6).



$$\vec{e}_r = e_{r\parallel}\hat{a}_{\parallel} + e_{r\perp}\hat{a}_{\perp} = e_{i\parallel}R_{\parallel}\hat{a}_{\parallel} + e_{i\perp}R_{\perp}\hat{a}_{\perp} \quad (6)$$

El campo transmitido se puede expresar de la misma manera, donde los coeficientes de transmisión están dados por las ecuaciones (10) y (11).

$$T_{\perp} = \frac{E_{t\perp}}{E_{i\perp}} = \frac{2 \cos \theta_i}{\cos \theta_i + \sqrt{\epsilon' - \sin^2 \theta_i}} \quad (7)$$

y

$$T_{\parallel} = \frac{E_{t\parallel}}{E_{i\parallel}} = \frac{2\sqrt{\epsilon'} \cos \theta_i}{\cos \theta_i + \sqrt{\epsilon' - \sin^2 \theta_i}} \quad (8)$$



ANEXO 2 REVISIÓN DE LOS MODELOS DE ÁRBOLES

Los árboles actúan como obstáculos en la trayectoria de la señal de radio causando la absorción y dispersión de la onda. Estudios analíticos basados en medidas experimentales (Rogers & all, 2002) muestran que los efectos de los árboles en la trayectoria de la onda de radio en un enlace punto a punto tiene influencia en los niveles de la señal recibida causando:

1. Una atenuación adicional a la del espacio libre
2. Dispersión que resulta en contribuciones laterales a la señal recibida
3. Despolarización de la onda incidente. Esto representa otro factor significativo en la reutilización de las frecuencias y la planeación del uso del espectro

Modelos empíricos, semiempíricos y analíticos están disponibles en la literatura, su objetivo principal es el de caracterizar los efectos de la vegetación en la propagación y la predicción de la atenuación. A continuación se dará una breve descripción de cada tipo de modelo.

Modelos empíricos

La principal ventaja de estos modelos radica en la simplicidad de las expresiones matemáticas que los describen, permitiendo su sencilla aplicación. Sin embargo, este tipo de modelo presenta muchos inconvenientes, son estrictamente dependientes de datos específicos medidos y fallan en lo relacionado con los procesos físicos envueltos. La dependencia de los parámetros para estos modelos, por ejemplo frecuencia, ángulos de incidencia y longitud del trayecto a través de la vegetación, es usualmente determinada a través de curvas de regresión ajustadas a los datos medidos.

Dentro de esta categoría son encontrados en la literatura los siguientes modelos:

- El modelo exponencial modificado (*The Modified Exponential Model, MED*) (Weissberger, 1982)
- El modelo ITU-R y sus derivados
- El COST 235
- El modelo ITU-R equipado

Modelos semiempíricos

Estos modelos son usualmente simples de aplicar. Ellos fueron formulados para dar mejor ajuste a los datos medidos. Aunque estos no consideran los procesos físicos que subyacen en la propagación en la vegetación, están basados en el conocimiento del comportamiento cualitativo de la absorción y la dispersión en medios de dispersión homogénea. Estos modelos son relativamente nuevos y han sido formulados usando datos medidos obtenidos recientemente. Dos modelos incluidos son:

- El modelo de gradiente no cero (*Non Zero Gradient, NZG*)

- El modelo del gradiente dual (*Dual Gradient, DG*)

El modelo DG considera la geometría específica e incluye un parámetro referido al ancho de iluminación. Esto da una medida del volumen común de la vegetación contenida por el ancho del haz de las antenas de transmisión y recepción. Uno de los inconvenientes del modelo DG radica en la inclusión de una relación inversa entre el exceso de atenuación y la frecuencia de la señal. Esto parece contradecir otros modelos, así como el comportamiento observado en los datos de atenuación medida.

Modelos teóricos.

En contraste con los modelos anteriores, los modelos analíticos ofrecen una visión de los procesos físicos involucrados en la radio propagación a través de la vegetación. Sin embargo, usualmente requieren el uso de métodos de análisis numérico para ofrecer soluciones a las formulaciones matemáticas. Dentro de esta categoría se incluyen los modelos basados en:

- La teoría de la difracción geométrica y uniforme.
- La teoría de transferencia de energía radiada TER (*Radiative Energy Transfer Theory, RET*).
- Soluciones completas para las ecuaciones de onda.
- Física óptica.

De estos, se ha encontrado que el modelo basado en la TER es muy eficiente, que puede ser aplicado a una variedad de geometrías en la trayectoria de radio y a frecuencias por encima de 1 GHz, requiere pocos parámetros que pueden ser determinados a través de medidas. El modelo en si requiere la evaluación y solución de un número de ecuaciones, cuando éstas son comparadas a las que envuelven los modelos empíricos, éste modelo parecen ser bastante complejo. Sin embargo, como la TER considera los procesos físicos envueltos en la propagación a través de la vegetación, se espera que las soluciones obtenidas del modelo tengan resultados más exactos para los componentes de atenuación y dispersión en la propagación de la señal.

Dentro de la revisión realizada se destacaron cuatro modelos y a continuación se realiza un breve resumen de cada uno.

Modelo basado en la combinación del método de difracción y de trazado de rayos. (Huang & all, 2006)

Este es un modelo de radio propagación basado en la combinación del método de difracción y de trazado de rayos. En este modelo una hilera de árboles se modela como un cilindro bidimensional (2-D), denominado objeto de fase equivalente (EPO, de sus siglas en inglés). Una hilera de edificios se reemplaza por una pantalla absorbente. La posición y el tamaño de la EPO así como la amplitud y la distribución de fase del campo incidente a la EPO son

determinadas por trazado de rayos. Después el campo disperso se calcula por medio de la teoría de difracción de Kirchhoff.

Este modelo propone dos escenarios el de propagación a través de los árboles y el de propagación a través de una combinación de árboles y edificios.

- 1. Propagación a través de los árboles.** Para este modelo se hace una aproximación de una columna de árboles a un cilindro elíptico o circular bidimensional, a partir de este cilindro se obtiene un objeto de fase equivalente.

Teniendo en cuenta que la onda incidente puede ser plana o cilíndrica y que el problema a resolver es meramente geométrico el campo dispersado, por trayectoria, puede ser calculado a partir de trazado de rayos. Luego, la suma de las amplitudes de cada trayectoria se hace usando la fórmula integral de la primera difracción de Rayleigh-Sommerfeld. (1)

$$u^{sc}(x, z) = \int_S u^i(x', z = b) \{a(x') e^{i\phi(x')} - 1\} \times h(x - x', z - b) dx' \quad (29)$$

Donde S es el tamaño de la EPO, $a(x')$ y $\phi(x')$ son la amplitud y la fase del campo incidente sobre la EPO, respectivamente, $h(x - x', z - b)$ es la respuesta al impulso.

- 2. Propagación a través de una combinación de árboles y edificios.** En este caso además de considerar la atenuación de la onda debida a los árboles se tiene en cuenta el efecto que tiene una hilera de edificios sobre la onda recibida detrás de los edificios y de los árboles.

Se especifica una constante de pérdidas por cruzar el edificio a una frecuencia dada. Por simplicidad, la hilera de edificios es reemplazada por una pantalla perfectamente absorbente, sin embargo esto funciona bien para frecuencias superiores a 900 MHz. Para la hilera de edificios se tiene en cuenta la difracción en las azoteas. La amplitud de la onda detrás de la combinación árboles-edificios se calcula teniendo en cuenta la ecuación (1).

Para calcular la amplitud y fase de la señal se debe tener en cuenta que el campo total incidente sobre los edificios detrás de la pantalla absorbente está dado por:

$$u^{in}(x'_2, z'_2) = \begin{cases} u^i(x'_2, z'_2) + u^{sc}(x'_2, z'_2), & x'_2 \geq 0 \\ 0, & -h_b \leq x'_2 < 0. \end{cases} \quad (30)$$

Donde $u^i(x'_2, z'_2)$ es el campo incidente en la cima de los edificios, $u^{sc}(x'_2, z'_2)$ es el campo dispersado por el árbol, z'_2 es la posición de la pantalla, el resto de las variables se pueden deducir de Figura A 2. Entonces, la ecuación para calcular el campo en un punto detrás de la pantalla se puede expresar como:

$$u(x, z) = \int_0^{\infty} u^i(x'_2, z'_2) h(x - x'_2, z - d) dx'_2 + \int_0^{\infty} \int_S u^i(x'_1, z = b) \{a(x'_1) e^{i\phi(x'_1)} - 1\} \times h(x'_2 - x'_1, d - b) dx'_1 \times h(x - x'_2, z - d) dx'_2 \quad (31)$$

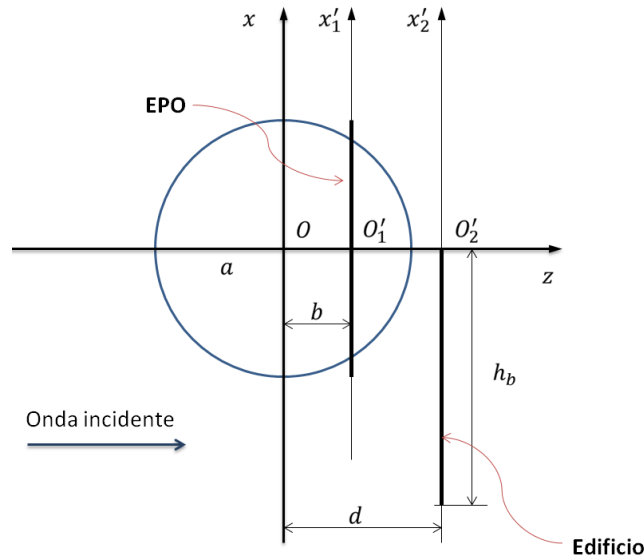


Figura A 2 Diagrama de una hilera de árboles con copa circular en frente de una hilera de edificios.

Modelo simple basado en mediciones (Nechayev & all)

Este modelo está basado en mediciones. Se empleó un analizador vectorial de redes, con el que se obtienen medidas directas de una función de transferencia compleja del canal, sobre un rango de frecuencias, en un número de ubicaciones de la antena receptora.

Los datos provenientes del proceso de medidas son: el tiempo absoluto de retardo τ , el ángulo acimutal φ , el ángulo de elevación θ y las pérdidas por trayectoria L (incluyendo las ganancias de las antenas) para recibir los componentes de multitrayectoria. La longitud del camino de propagación puede ser calculado como $d = c\tau$, donde c es la velocidad de la luz. Esta información facilita la determinación de las trayectorias de propagación correspondientes a las contribuciones individuales de la respuesta al impulso del canal, así como los centros de dispersión asociados.

El cálculo del exceso de pérdidas por trayectoria, L_e , con respecto al espacio libre es una medida de la fuerza del proceso de dispersión de los distintos objetos en el entorno. Cuando se realizan las mediciones se identifican los centros de dispersión.

La sección transversal de dispersión se define como (4):

$$\sigma = \lim_{r \rightarrow \infty} 2\pi r \frac{P_s}{P_I} \quad (32)$$

Donde P_I es la potencia del campo incidente y P_s es la potencia del campo disperso a una distancia r del dispersor, fueron calculados para cada árbol en algunos ángulos de dispersión suponiendo que las ondas cilíndricas son emitidas por los troncos.

Si se asume que el transmisor y el receptor están en una zona lejana la sección transversal se puede expresar como (5):

$$\sigma = -L_e + 10 \log_{10} 2\pi \frac{r_0 \cdot r}{r_0 + r} \quad (33)$$

Donde r_0 es la distancia entre el transmisor y el dispersor y L_e es la medida del exceso de pérdidas.

Modelo tensorial de de Jong (Y.L.C. de Jong, M.H.A.J. Herben, 2004)

Este modelo considera al árbol como un cilindro finito compuesto por varios discos, que modelan las hojas, y varios cilindros delgados, que modelan las ramas. Este cilindro se ubica en un punto de referencia r_0 , tiene propiedades de radio y alturas con las cuales se puede conocer el volumen aproximado de la copa. El árbol contiene N_b diferentes tamaños de ramas.

Cuando una onda polarizada verticalmente con una longitud de onda λ y una dirección de incidencia $\hat{\mathbf{k}}_i$, la fuente de estas ondas debe estar bastante alejadas del árbol. La onda se dispersa en todas las direcciones, es posible conocer la potencia de la señal dispersada en un punto con dirección $\hat{\mathbf{k}}_s$ asumiendo que $\hat{\mathbf{k}}_i$ y $\hat{\mathbf{k}}_s$ son perpendiculares a $\hat{\mathbf{z}}$.

En este modelo es importante tener en cuenta los efectos de elementos discretos de los árboles, es decir ramas y hojas, sobre las ondas incidentes. La propuesta de este modelo es calcular los campos coherente e incoherente.

1. **Cálculo del campo coherente.** Este campo puede ser calculado usando la ecuación integral de Foldy-Twersky para el campo dispersado coherente. Y se realiza despreciando los múltiples rebotes dentro del dispersor. La ecuación general para el cálculo del campo dispersado es:

$$E_s^{coh}(\mathbf{r}) = E_0 S \sqrt{\frac{r_1}{s(r_1 + s)}} e^{-iks} \quad (34)$$

En donde E_0 representa el campo de la fuente, r_1 es la distancia entre la fuente y el árbol, s es la distancia entre el árbol y el punto de interés, y el coeficiente de dispersión, S , es:



$$S = \left[\frac{2\pi}{k} \right]^{1/2} e^{-\frac{i\pi}{4}} F^{eq}(\hat{\mathbf{k}}_s, \hat{\mathbf{k}}_i) \iint_{x^2+y^2 < R^2} e^{-i(K-k)s_1(r')} \times e^{-ik \left[x'(1-\cos(\phi_s)) - y' \sin(\phi_s) + \frac{y^2}{2r_2} + \frac{(x' \sin(\phi_s) - y' \cos(\phi_s))^2}{2s} \right]} dx' dy' \quad (35)$$

En donde $F^{eq}(\hat{\mathbf{k}}_s, \hat{\mathbf{k}}_i)$ es el tensor de amplitud de scattering (Nechayev & all), ϕ_s es el ángulo entre $\hat{\mathbf{k}}_i$ y $\hat{\mathbf{k}}_s$, y

$$K = k + \frac{2\pi}{k} F^{eq}(\hat{\mathbf{k}}_s, \hat{\mathbf{k}}_i) = K' - iK'' \quad (36)$$

2. **Cálculo del campo incoherente.** El campo incoherente (o difuso) debido a la copa del árbol también puede ser calculado a partir de la ecuación integral de Twersky, pero en este caso con la teoría de múltiple scattering. La intensidad de campo incoherente está dada por:

$$E \left\{ |E_s^{dif}(r)|^2 \right\} = \frac{|E_0|^2}{4\pi s^2} \sigma^{eq}(\hat{\mathbf{k}}_s, \hat{\mathbf{k}}_i) I(\phi_s), \quad (37)$$

en donde σ^{eq} es *scattering* equivalente de sección transversal y

$$I(\phi_s) = \pi H R^2 \{1 + [K'' R]^2 (1 - \cos \phi_s)\} \times e^{\{-3.62 K'' R + 0.58 [K'' R]^2\}} \quad (38)$$

Modelo COST para un solo árbol (Schubert & all, PROPAGATION MODEL FOR WAVE SCATTERING EFFECTS CAUSED BY TREES, 2010)

Este modelo aproxima la copa del árbol a una geometría esférica que contiene una gran cantidad de puntos de dispersión distribuidos uniformemente dentro de su volumen. Además tiene en cuenta el efecto multirebote superior al tercer orden. Las posiciones de los dispersores se replantean cuando cambia el ángulo entre el rayo incidente y rayo dispersado.

Las características relevantes que se requieren de los árboles son la altura del tronco, t_h , radio del tronco, t_r , y radio de la copa, C_r . Se asume que el tronco y la copa tienen la misma constante de dispersión y que la tierra es plana. También se deben tener en cuenta los siguientes parámetros:

- Altura de la antena receptora.
- Distancia del transmisor al árbol $d_{tx-tree}(t)$.
- Distancia del árbol al receptor $d_{tree-rx}(t)$.
- Distancia total del rayo que va desde el transmisor al receptor que pasa por el árbol $d_{ref}(t)$.
- El exceso de trayectoria del rayo anterior $d_e(t) = d_{ref}(t) - d_{LOS}(t)$



- El exceso de retardo aportado por un componente dispersor $\tau_e(t) = d_e(t)/c_0$
- El ángulo $\alpha(t)$ es el ángulo entre el rayo incidente y el rayo dispersado.

La respuesta al impulso total del sistema se compone de las contribuciones de la respuesta al impulso del rayo de línea de vista y la respuesta al impulso del rayo dispersado. La componente de línea de vista está dada por:

$$h_{LOS}(t, \tau) = a_{LOS}(t)\delta(\tau - \tau_{LOS}(t)) \quad (39)$$

Mientras que la componente dispersada se calcula a partir de contribuciones individuales de cada uno de los dispersores dentro del volumen de la copa, así:

$$h_{tree}(t, \tau) = \sum_{i=1}^D a_i(t)\delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (40)$$

Donde D es el número de dispersores.

La componente total está dada por:

$$h(t, \tau) = h_{LOS}(t, \tau) + h_{tree}(t, \tau) \quad (41)$$

La constante de pérdidas por propagación dentro de la copa se asume que es de 2 dB/m y la atenuación de potencia por trayectoria se denota como $P_i(t)$.

Las magnitudes complejas $a_i(t)$ se determinan a partir de las pérdidas por trayectoria teniendo en cuenta:

$$a_{LOS}(t) = \sqrt{P_{LOS}} e^{\frac{i2\pi d_{LOS}(t)}{\lambda}}$$

$$a_i(t) = \sqrt{P_i} e^{\frac{i2\pi d_i(t)}{\lambda}} \quad (42)$$

Los resultados son válidos teniendo en cuenta que las señales de dispersión no deben estar correlacionadas.

El modelo de la recomendación ITU R -P.833 (UIT-R P.833-6, 2007)

La recomendación ITU R-REC-P.833 muestra un modelo de árbol genérico para simular la obstrucción por un solo obstáculo vegetal, a una frecuencia por encima de 1 GHz.

Para realizar una estimación del campo total, el modelo genérico combina los efectos de los siguientes modos individuales de propagación:

1. Difracción por los lados y por la parte superior de la copa del árbol.
2. Propagación directa (a través de la vegetación).

El árbol se modela como un hexaedro rectangular (caja). La difracción puede considerarse como en arista en filo de cuchillo aislada doble, siguiendo la recomendación ITU-R 526 (UIT-R P.526-11, 2009). La componente directa se modela usando la Teoría de Transferencia de Energía Radiada (RET) la cual toma en cuenta los efectos de dispersión y absorción.

La RET predice la atenuación con respecto a la profundidad del follaje usando parámetros que describen la sección de absorción y dispersión, albedo y la función de dispersión (función fase) de la vegetación. Estos parámetros se han determinado empíricamente para cada tipo de árbol en las curvas de ajuste de la RET a las medidas de una manera iterativa.

En la recomendación ITU-R P.833, atenuación debida a la vegetación, se presentan tablas con los parámetros de la RET para un número limitado de frecuencias y especies de árboles.

1. Cálculo de la componente difractada por la parte superior de la copa del árbol.

Las pérdidas por difracción, L_{top} , experimentadas por el trayecto de la señal difractada sobre la vegetación, pueden ser tratadas como una geometría de arista en filo de cuchillo aislada doble, como se ilustra en la Figura A 3.

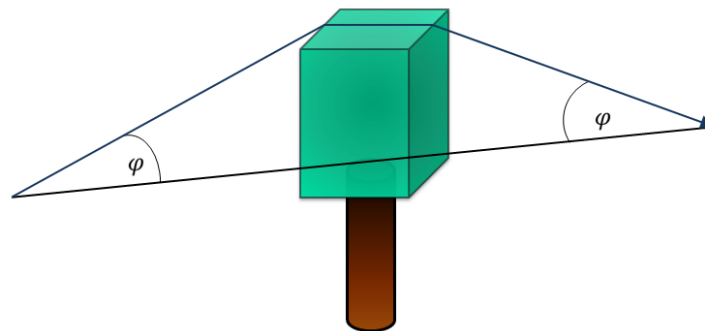


Figura A 3 Modelo de árbol-componente difractada por la parte superior

Se calcula usando la ecuación (15):

$$L_{top} = L_{top_diff} + G_{Tx}(\varphi) + G_{Rx}(\varphi) \quad (43)$$

El cálculo de esta componente se determina tomando en cuenta las pérdidas debidas a los ángulos de la onda difractada emitida por la antena transmisora, $G_{Tx}(\varphi)$, y que llega a la antena receptora, $G_{Rx}(\varphi)$, además las pérdidas de difracción total L_{top_diff} para bordes doblemente aislados, siguiendo la Recomendación ITU-R 526.

El método para calcular la difracción en dos aristas aisladas que se presenta en la Recomendación ITU-R 526, se ilustra en la Figura A 4, consiste en aplicar sucesivamente la teoría de la difracción en arista de filo de cuchillo a los dos obstáculos. El primer trayecto de difracción, definido por las distancias a y b y la altura h_1 , produce una pérdida L_1 (dB),

y el segundo, definido por las distancias b y c y la altura h_2' , una pérdida L_2 (dB). L_1 y L_2 se calculan utilizando las fórmulas para un obstáculo único en arista en filo de cuchillo. Debe añadirse un término de corrección L_c (dB) para tener en cuenta la separación b entre las dos aristas. L_c puede estimarse por la siguiente fórmula:

$$L_c = 10 \log \left[\frac{(a+b)(b+c)}{b(a+b+c)} \right] \quad (44)$$

Válida cuando L_1 y L_2 son ambas superiores a unos 15 dB. La pérdida por difracción total viene dada entonces por:

$$L = L_1 + L_2 + L_c \quad (45)$$

El método anterior es particularmente útil cuando ambas aristas producen pérdidas similares.

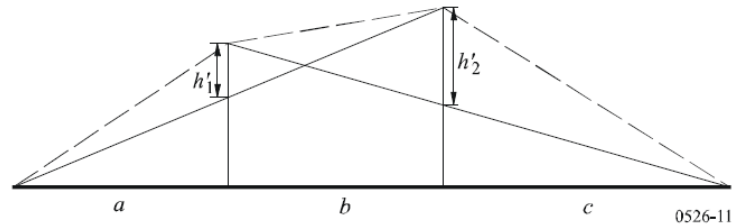


Figura A 4 Método de difracción para dos aristas aisladas

Aplicar el método anterior a la ecuación (15) da como resultado la siguiente ecuación (21):

$$L_{top} = 6.9 + 20 \log \left(\sqrt{(v(h_1) - 0.1)^2 + 1} + v(h_1) - 0.1 \right) + G_{Tx}(\varphi) + 6.9 + 20 \log \left(\sqrt{(v(h_2) - 0.1)^2 + 1} + v(h_2) - 0.1 \right) + L_c + G_{Rx}(\varphi) \quad (46)$$

2. Cálculo de la componente difractada por los lados del árbol.

Las pérdidas por difracción, L_{sidea} y L_{sideb} , experimentadas por la señal difractada alrededor del árbol, pueden ser tratadas como una geometría de arista en filo de cuchillo aislada doble, como se ilustra en la Figura A 5.

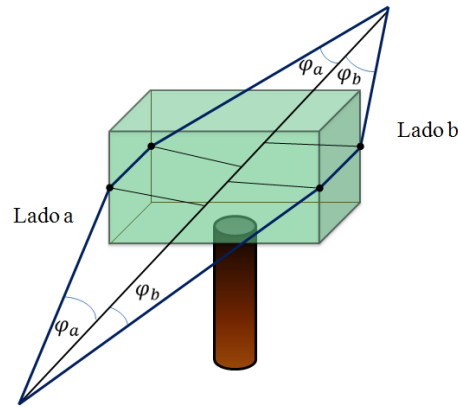


Figura A 5 Modelo de árbol-componente difractada por los lados

Estas componentes se calculan empleando las fórmulas (19) y (20).

$$L_{sidea} = 6.9 + 20 \log \left(\sqrt{(v(h_{1a}) - 0.1)^2 + 1} + v(h_{1a}) - 0.1 \right) + G_{Tx}(\theta_{Txa})$$

$$+ 6.9 + 20 \log \left(\sqrt{(v(h_{2a}) - 0.1)^2 + 1} + v(h_{2a}) - 0.1 \right) + L_C + G_{Rx}(\theta_{Rxa})$$
(47)

$$L_{sideb} = 6.9 + 20 \log \left(\sqrt{(v(h_{1b}) - 0.1)^2 + 1} + v(h_{1b}) - 0.1 \right) + G_{Tx}(\theta_{Txb})$$

$$+ 6.9 + 20 \log \left(\sqrt{(v(h_{2b}) - 0.1)^2 + 1} + v(h_{2b}) - 0.1 \right) + L_C + G_{Rx}(\theta_{Rxb})$$
(48)

Donde $G_{Tx}(\theta_{Txa}, \theta_{Txb})$ y $G_{Rx}(\theta_{Txa}, \theta_{Txb})$ son las pérdidas debidas a los ángulos en los cuales la señal deja la antena transmitida y entra a la antena receptora, para los lados a y b del árbol, respectivamente.

3. Cálculo de la componente que pasa a través de la vegetación o dispersada.

La ecuación RET (Radiative Energy Transfer) se emplea para hacer predicciones de atenuación en exceso debida a la vegetación, los parámetros principales de esta ecuación son:

- α : relación entre la potencia dispersada hacia adelante y la potencia total
- β : anchura de haz de la función fase (grados)
- σ_τ : coeficiente combinado de absorción y dispersión
- W : albedo



- $\Delta\gamma_R$: anchura de haz de la antena de recepción(grados)
- d : distancia a la vegetación(m)

Los parámetros α , β , W y $\sigma\tau$ pueden obtenerse a partir de los cuadros descritos en la recomendación (UIT-R P.833-6, 2007), dada la frecuencia (GHz) y el tipo de árbol.

La atenuación debida a la dispersión a través de la vegetación, L_{scat} , está dada por:

$$L_{scat} = -10\log_{10} \left(e^{-\tau} + \frac{\Delta\gamma_R^2}{4} \cdot \left\{ [e^{-\hat{\tau}} - e^{-\tau}] \cdot \bar{q}_M + e^{-\tau} \cdot \sum_{m=1}^M \frac{1}{m!} (\alpha W \tau)^m [\bar{q}_m - \bar{q}_M] \right\} + \frac{\Delta\gamma_R^2}{4} \cdot \left\{ -e^{-\tau} \cdot \frac{1}{P_N} + \sum_{k=\frac{N+1}{2}}^N \left[A_k e^{-\frac{\hat{\tau}}{s_k}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{\mu_N}{s_k}} \right] \right\} \right) \quad (49)$$

En esta ecuación se pueden diferenciar los siguientes términos:

Componente coherente:

$$I_{ri} = e^{-\tau} \quad (50)$$

Esta componente es la intensidad debida a la absorción y dispersión de la onda incidente.

Componente incoherente:

$$I_d = I_1 + I_2, \quad (51)$$

Donde

$$I_1 = \frac{\Delta\gamma_R^2}{4} \cdot \left\{ [e^{-\hat{\tau}} - e^{-\tau}] \cdot \bar{q}_M + e^{-\tau} \cdot \sum_{m=1}^M \frac{1}{m!} (\alpha W \tau)^m [\bar{q}_m - \bar{q}_M] \right\} \quad (52)$$

$$I_2 = \frac{\Delta\gamma_R^2}{4} \cdot \left\{ -e^{-\tau} \cdot \frac{1}{P_N} + \sum_{k=\frac{N+1}{2}}^N \left[A_k e^{-\frac{\hat{\tau}}{s_k}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{\mu_N}{s_k}} \right] \right\} \quad (53)$$

I_1 se determina a partir del lóbulo frontal de la función de dispersión e I_2 en el medio isotrópico.

- M : es el orden del término I_1 . El término I_1 es más exacto para valores altos de M , sin embargo no presenta cambios significativos para $M > 10$.
- N : tiene que ser un número entero impar mayor a 1, este número se elige teniendo en cuenta el tiempo de cálculo pues valores elevados de N aumentarán ese tiempo. Se considera que valores razonables se encuentran para $11 \leq N \leq 21$.
- $\tau = (\sigma_a + \sigma_s) \cdot z$: densidad óptica τ en función de la distancia z .
- $\Delta\gamma_R$: anchura de haz a 3dB de la antenna receptora.
- $\hat{\tau} = (1 - \alpha W)\tau$
- $\bar{q}_m = \frac{4}{\Delta\gamma_R^2 + m\beta_S^2}$; $\beta_S = 0.6 \cdot \beta$
- $P_n = \sin^2\left(\frac{\pi}{2N}\right)$; para $n = 0, N$
- $P_n = \sin\left(\frac{\pi}{N}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{N}\right)$; para $n = 1, 2, \dots, N - 1$
- $\mu_n = -\cos\left(\frac{n\pi}{N}\right)$
- $\hat{W} = \frac{(1-\alpha)W}{1-\alpha W}$
- Los coeficientes de atenuación s_k son las raíces de la siguiente ecuación característica:

$$\frac{\hat{W}}{2} \cdot \sum_{n=0}^N \frac{P_n}{1 - \frac{\mu_n}{s}} = 1 \quad (54)$$

Se obtendrán $N + 1$ raíces, las cuales se ordenan de menor a mayor y se rigen por la siguiente expresión:

$$s_{0, \dots, \frac{N-1}{2}} = -s_{N, \dots, \frac{N+1}{2}}$$

Para emplear las ecuaciones donde intervienen los coeficientes s_k se debe tener en cuenta que se utilizan los valores positivos.



- Los factores de amplitud, A_k , se determinan mediante un sistema de ecuaciones lineales dado por:

$$\sum_{k=\frac{N+1}{2}}^N \frac{A_k}{1 - \frac{\mu_n}{s_k}} = \frac{\delta_n}{P_N} \text{ para } n = \frac{N+1}{2} \dots N \quad (55)$$

Este sistema lineal de ecuaciones puede ser escrito en la forma matricial $A \cdot B = C$, de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} A_{\frac{N+1}{2}} \\ \vdots \\ A_N \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_{\frac{N+1}{2}, \frac{N+1}{2}} & \dots & b_{\frac{N+1}{2}, N} \\ \vdots & & \vdots \\ b_{N, \frac{N+1}{2}} & \dots & b_{N, N} \end{bmatrix} = \frac{\delta_n}{P_N}$$

Donde:

$$b_{n,k} = \frac{1}{1 + \frac{\mu_n}{s_k}} \text{ con } k, n = \frac{N+1}{2} \dots N$$

$$\delta_n = 0 \text{ para } n \neq N$$

y

$$\delta_n = 0 \text{ para } n \neq N$$

2. Combinación de los componentes individuales.

Las pérdidas totales, L_{total} , experimentadas por una señal que se propaga a través de árboles vienen dadas por la combinación de los términos de pérdidas:

$$L_{total} = -10 \log_{10} \left\{ 10^{\left(-\frac{L_{sidea}}{10}\right)} + 10^{\left(-\frac{L_{sideb}}{10}\right)} + 10^{\left(-\frac{L_{top}}{10}\right)} + 10^{\left(-\frac{L_{scat}}{10}\right)} \right\} \quad (56)$$

ANEXO 3 SISTEMAS IMT-ADVANCED

Las telecomunicaciones móviles internacionales avanzadas (IMT-Advanced, de sus siglas en inglés) son sistemas móviles que incluyen las nuevas capacidades de IMT, las cuales van más allá de las que caracterizaban a las IMT-2000. Tales sistemas proporcionan acceso a una amplia gama de servicios de telecomunicaciones, incluidos los servicios móviles avanzados, soportados por redes móviles y fijas, las cuales están cada vez más basadas en paquetes.

Los sistemas IMT-Advanced soportan aplicaciones de baja a alta movilidad en un amplio rango de velocidades de datos de acuerdo con las exigencias del usuario y los servicios en múltiples entornos de usuario. Además, estos sistemas tienen capacidades para ofrecer aplicaciones multimedia de gran calidad dentro de un amplio rango de servicios y plataformas, brindando un significativo mejoramiento en el rendimiento y en la calidad del servicio.

Siendo la UIT la organización más importante de las Naciones Unidas en lo que concierne a las tecnologías de la información y la comunicación, se le ha delegado definir las próximas generaciones de tecnologías inalámbrica globales, basándose en su trabajo sobre las IMT. Las actividades sobre las IMT se están realizando en el seno de la nueva Comisión de estudio 5, a la que pertenecen, entre otros, el Grupo de Trabajo 5D.

El Grupo de Trabajo 5D ha establecido un plan de acción para el futuro que va más allá de las comunicaciones móviles 3G y que abarca un equilibrio entre el espectro, los mercados y los servicios, por una parte, y los aspectos tecnológicos por otra.

Al indagar acerca de las IMT-Avanzadas se han definido metas que permiten abordar las características de los factores EMERT, el cual es un acrónimo formado por los elementos de Espectro, Mercado, Reglamentación y Tecnología, estas metas se ilustran en Figura A 6.

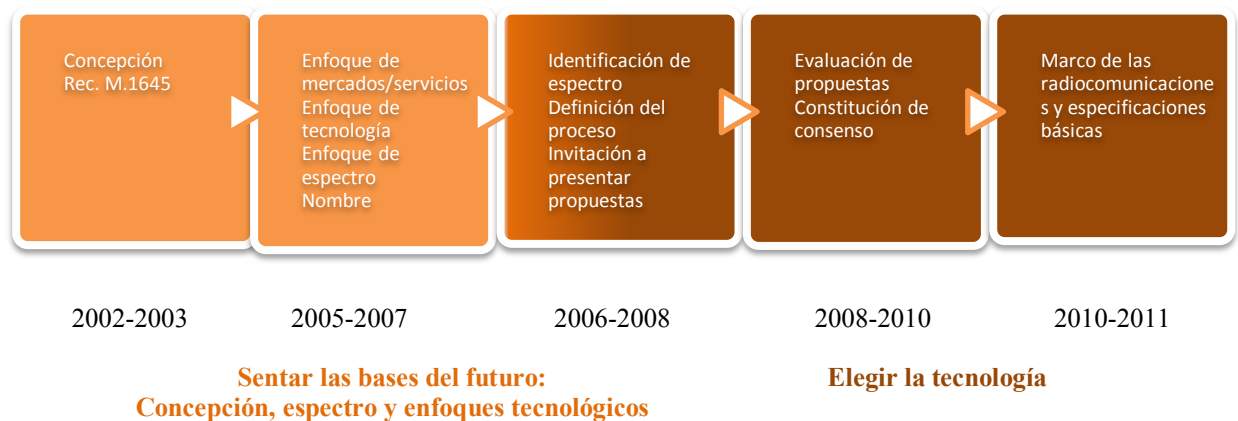


Figura A 6 Progresión a las IMT-Advanced

El UIT-R ha realizado un trabajo minucioso en el cual se define el próximo nivel de capacidades de comunicación inalámbrica, sobre la base de los factores EMeRT y con miras a su despliegue en todo el mundo, atendiendo al proceso y a los plazos correspondientes a las IMT-Advanced, todo esto por medio de un conjunto detallado de Recomendaciones e Informes.

Los documentos resultantes de las actividades de estudio de las IMT-Advanced pueden consultarse para hacerse una idea más clara de las IMT-Advanced. Por ahora, la Tabla A 1 muestra algunos resultados fundamentales del UIT-R que ilustran el concepto EMeRT.

Tabla A 1 Aplicación del concepto EMeRT a los trabajos sobre las IMT-Avanzadas

Aspectos de Espectro
<p>Recomendación UIT-R M.1768. Metodología de cálculo de las necesidades de espectro para el futuro desarrollo del componente terrenal de IMT-2000 y sistemas posteriores.</p> <p>Informe UIT-R M.2078. Necesidades de anchura de banda estimada para el futuro desarrollo de las IMT-2000 y las IMT-Avanzadas.</p> <p>Informe UIT-R M.2079. Información técnica y operacional para la identificación del espectro necesario para la componente terrenal del desarrollo futuro de las IMT-2000 y las IMT-Avanzadas.</p>
Aspectos de Mercado y necesidades del usuario
<p>Recomendación UIT-R M.1645. Marco y objetivos generales del desarrollo futuro de las IMT-2000 y de los sistemas posteriores.</p> <p>Recomendación UIT-R M.1822. Marco para los servicios soportados por las IMT.</p> <p>Informe UIT-R M.2072. Previsiones comerciales mundiales en materia de telecomunicación móvil.</p>
Aspectos de Reglamentación
<p>Recomendación UIT-R M.1036. Disposiciones de frecuencias para la implementación de la componente terrenal de las Telecomunicaciones Móviles Internacionales-2000 (IMT-2000) en las bandas 806-960 MHz, 1 710-2 025 MHz, 2 110-2 200 MHz y 2 500-2 690 MHz.</p> <p>Resolución UIT-R 56. Denominación de las telecomunicaciones móviles internacionales. Informes UIT-R M.2109, M.2110, M.2111, y M.2112 (Estudio de compartición relacionado con las IMT sobre varias bandas y tecnologías).</p>

Aspectos Tecnológicos

Resolución UIT-R 57. Principios para el proceso de desarrollo de las IMT-Avanzadas (Cuestión UIT-R 229/8).

Informe UIT-R M.2038. Tendencias de la tecnología.

Informe UIT-R M.2074. Aspectos radioeléctricos del componente terrenal de las IMT-2000 y sistemas posteriores.

Informe UIT-R M.2133. Necesidades, criterios de evaluación y plantillas de presentación para lo que concierne al desarrollo de las IMT-Avanzadas.

Informe UIT-R M.2134. Necesidades relacionadas con el funcionamiento de sistemas técnicos para interfaces de radiocomunicaciones de las IMT-Avanzadas.

Informe UIT-R M.2135. Directrices para evaluar las tecnologías de interfaz de radiocomunicaciones para las IMT-Avanzadas.

La invitación inicial a presentar propuestas sobre las tecnologías de interfaz radioeléctrica (RIT) o un conjunto de las mismas (SRIT), aplicadas a los componentes terrenales de las IMT-Advanced, fue realizada a través de la Carta Circular 5/LCCE/2 del UIT-R de 7 de marzo de 2008, por medio de esta invitación se inició el proceso para evaluar las RIT o SRIT que se propusieron en relación con las IMT-Advanced. Esta carta también invitó a la formación de grupos independientes de evaluación y la posterior presentación de los informes de evaluación sobre los candidatos RIT o SRIT. En la Figura A 7 se señalan las actividades programadas sobre las IMT-Advanced.

En el Apéndice 1 de la Carta Circular 5/LCCE/2 de 13 de agosto de 2008 se anunció la disponibilidad de información asociada a la presentación de las IMT-Advanced y su proceso de evaluación.

En el Apéndice 2 de la Carta Circular 5/LCCE/2 se anunció la disponibilidad de tres reportes UIT-R que proveen detalles de los requerimientos de los sistemas IMT-Advanced, los criterios de evaluación y los formatos de presentación.

En el Apéndice 3 de la Carta Circular 5/LCCE/2 se anunció la recepción de propuestas para los candidatos a tecnologías de interfaz radioeléctrica para los componentes terrestres de IMT-Advanced y los siguientes pasos en el proceso.

El reporte UIT-R M. 2198 es el registro del trabajo realizado después de la recepción de propuestas para las interfaces radioeléctricas candidatas a IMT-Advanced, incluyendo las actividades de evaluación y la creación de consenso. Este documento contiene los resultados y las conclusiones de los pasos 4 al 7 del proceso de desarrollo de las IMT-Advanced, proporciona las características técnicas de las tecnologías de interfaz

radioeléctrica y expone las decisiones adoptadas por la UIT-R en cada una de las propuestas de los candidatos.

Bajo el proceso de las IMT-Advanced, la UIT-R ha concluido la detallada evaluación, a través de los grupos evaluadores, de los candidatos RIT y SRITs (Fase 4), finaliza la revisión y coordinación de los resultados de las actividades de evaluación (Fase 5), concluye una revisión de para evaluar el cumplimiento de los requisitos mínimos (Fase 6) y completa la consulta sobre los resultados de evaluación y creación de consenso tomando una decisión (Fase 7) sobre las tecnologías que deben avanzar a la Fase 8.

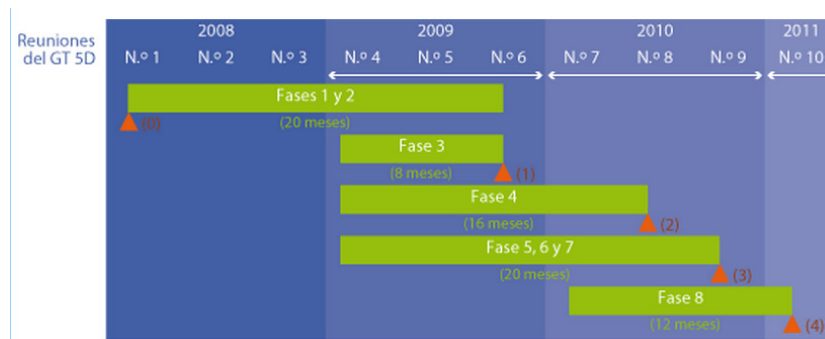


Figura A 7 Actividades del Grupo de Trabajo 5D en relación con las IMT-Avanzadas

Fases del proceso de desarrollo de la interfaz de radiocomunicaciones	
Fase 1	Publicación de la Carta Circular
Fase 2	Preparación de propuesta de RIT y SRIT
Fase 3	Envío y recepción de las propuestas RIT y SRIT y acuse de recibo
Fase 4	Evaluación de las propuestas de RIT y SRIT por parte de los grupos de evaluación
Fase 5	Examen y coordinación de las actividades de evaluación externas
Fase 6	Examen para evaluar el cumplimiento de los requisitos mínimos
Fase 7	Examen de los resultados de la evaluación, constitución de consenso y adopción de decisiones
Fase 8	Preparación de Recomendaciones de interfaces de radiocomunicaciones

Momentos destacados en el proceso de desarrollo de interfaces de radiocomunicación		
(0)	Envío de una invitación para proponer RIT	Marzo 2008
(1)	Propuesta a la UIT destinada a escoger de entre las propuestas de RIT y SRIT presentadas	Octubre 2009
(2)	Fecha de envío de los Informes de evaluación a la UIT	Junio 2010
(3)	Decisión por parte del GT 5D en lo que respecta al marco y las características clave de las RIT y los SRIT para las IMT-Avanzadas	Octubre 2010
(4)	Conclusión por parte del GT 5D en la preparación de Recomendaciones para especificaciones de la interfaz radioeléctrica	Febrero 2011

ANEXO 4 DIAGRAMA DE CLASES UML

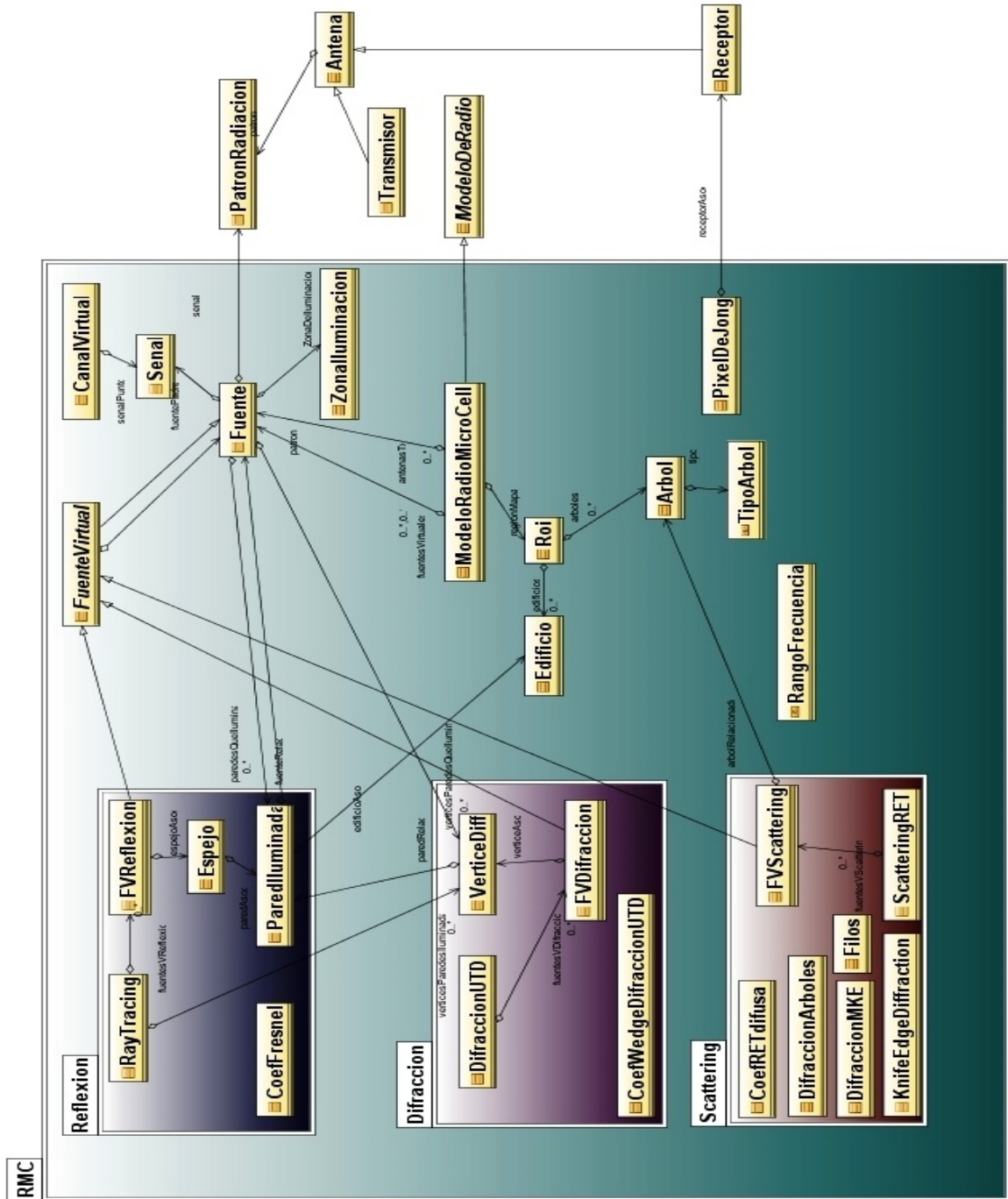


Figura A 8 Diagrama de clases en donde se muestran las relaciones de las clases.



```

Antena
Attributes
private double tamano
private double azimut
private double tilt
private double ganancia

Operations
public Antena( )
public Antena( double tamano, double ganancia
public Antena( double tamano, PatronRadiacion
public double getAzimut( )
public double getGanancia( )
public PatronRadiacion getPatron( )
public double getTamano( )
public double getTilt( )
public void setAzimut( double azimut )
public void setTilt( double tilt )

```

```

CoefFresnel
Attributes
Operations
public Complex coefReflexion( double theta, C
public Complex coefTransmision( double theta,

```

```

CoefRETdifusa
Attributes
private double I1
private double I2

Operations
public CoefRETdifusa( Arbol arbolInteres, doub
public double getI1( )
public double getI2( )

```

```

ConversionUnidades
Attributes
Operations
public double dBW2Volts( double potencia_db )
public double dBW2Watts( double potencia_db )
public double dBmW2Volts( double potencia_dbr
public double Watt2dBW( double potencia_watts
public double Watt2dBmW( double potencia_wat
public double atenua2Perdida( double valorAtenu
public double getLongitudDeOnda( double frecue
public double frecuencia( double longitudDeOnda

```

```

DifraccionMKE
Attributes
private double LkneD
private double fasekneD

Operations
public DifraccionMKE( double a, double b, double
public double getLkneD( )
public double getFasekneD( )

```

```

Arbol
Attributes
private Coordinate posicionArbol
private Polygon copaVistaSuperior
private double alturaTronco
private double alturaCopa
private double alpha
private double beta
private double sigmaSubTao
private double w
private double sk[0..*]
private double ak[0..*]

Operations
public Arbol( Coordinate posicionArbol )
public Arbol( Coordinate posicionArbol, double h
public Arbol( Coordinate posicionArbol, double h
private Polygon crearCopa( Coordinate posicio
private double[0..*] obtenerParametros( Rango
private double[0..*] obtenerRaicesSk( RangoFi
private double[0..*] obtenerCoefAk( RangoFre
public void setCategoria( double lambda )
public double getAlpha( )
public double getBeta( )
public double getSigmaSubTao( )
public double getW( )
public double[0..*] getAk( )
public double[0..*] getSk( )
public TipoArbol getTipo( )
public double getAlturaCopa( )
public void setAlturaCopa( double alturaCopa )
public double getAlturaTronco( )
public void setAlturaTronco( double alturaTronco
public Polygon getCopaVistaSuperior( )
public void setCopaVistaSuperior( Polygon copa
public Coordinate getPosicionArbol( )
public void setPosicionArbol( Coordinate posici
public boolean equals( Object obj )
public int hashCode( )

```

```

DifraccionArboles
Attributes
private double Ls1
private double Ls2
private double Ltotal

Operations
public DifraccionArboles( Arbol arbolInteres, Coo
public double getLs1( )
public double getLs2( )
public double getLtotal( )

```

```

DifraccionUTD
Attributes
Operations
public DifraccionUTD( VerticeDiff verticesDifrac
public FvDifraccion[0..*] getFuentesvDiffracci

```

```

CanalVirtual
Attributes
private double AoA
private double varClimatica = 1
private double anguloRayoDirecto = 0
private double angRayoTierra = 0

Operations
public CanalVirtual( Fuente fuente, Roi regionIn
public CanalVirtual( Fuente fuente, Roi regionIn
private double[0..*] calculaAtenuaDesfaseReb
private double calculaPerdidasEdificios( Edifici
private double calculaAtenuacionArboles( Arbol
public double getPotenciaPunto( )
private Senal pathLoss( Fuente fuente, Recept
private int[0..*] calculaAngulosPatrones( Coord
public double getAoA( )
public Senal getSenalPunto( )
public double getVarClimatica( )
public void setVarClimatica( double varClimatic
public String toString( )

```

```

CoefWedgeDifraccionUTD
Attributes
Operations
public CoefWedgeDifraccionUTD( double e0, dor
private double a( double beta, double n, String s
public Complex aproxIntFresnel( double x )
public Complex geteUTD( )

```

```

Complex
Attributes
private double x
private double y

Operations
public Complex( )
public Complex( double u, double v )
public double real( )
public double imag( )
public double mod( )
public double arg( )
public Complex conj( )
public Complex plus( Complex w )
public Complex minus( Complex w )
public Complex timesC( Complex w )
public Complex timesR( double a )
public Complex div( Complex w )
public Complex exp( )
public Complex log( )
public Complex sqrt( )
public Complex sin( )
public Complex cos( )
public Complex sinh( )
public Complex cosh( )
public Complex tan( )
public Complex chs( )
public String toString( )

```

Figura A 9 Contenido de clases diseñadas para la aplicación



Edificio
<i>Attributes</i>
private Polygon geometria private double altura = 0 private double alphaB = 1.5
<i>Operations</i>
public Edificio(Polygon geometria) public Edificio(Polygon geometria, double altura) public boolean equals(Object obj) public int hashCode() public double getAltura() public void setAltura(double altura) public Polygon getGeometria() public void setGeometria(Polygon geometria) public Complex getPermRelativa() public void setAlphaB(double alphaB) public void setPermRelativa(Complex permRel) public void setPermRelativa(double er, double i) public double getAlphaB() public Edificio[0..*] toEdificios(Polygon poligon)

Espejo
<i>Attributes</i>
private LineString geomEspejo
<i>Operations</i>
public Espejo(LineString geomEspejo, ParedIlum public LineString getGeomEspejo() public ParedIluminada getParedAsoc() public Fuente getFuenteRelac() public Coordinate getPosReflejoEspeclar()

Filos
<i>Attributes</i>
private Double alt private Double dist
<i>Operations</i>
public Filos(double alt, double dist) public Double getAlt() public Double getDist() public int compareTo(Filos filo) public String toString()

Fuente
<i>Attributes</i>
private Coordinate posicion private double azimut = 0 private double tilt = 0 private int orden = 0 private double altura = 5
<i>Operations</i>
public Fuente(Coordinate posicion, Senal senal public Fuente(Coordinate posicion, Senal senal, public Fuente(Coordinate posicion, Senal senal, public Fuente(Transmisor transmisor) public ZonaIluminacion getZonaDeIluminacion() public void setZonaDeIluminacion(ZonaIlumina public double getAzimut() public void setAzimut(double azimut) public PatronRadiacion getPatron() public void setPatron(PatronRadiacion patron) public Coordinate getPosicion() public void setPosicion(Coordinate posicion) public Senal getSenal() public void setSenal(Senal senal) public double getTilt() public void setTilt(double tilt) public int getOrden() public void setOrden(int orden) public ParedIluminada[0..*] getParedesQueIlum public VerticeDiff[0..*] getVerticesParedesQueI public double getAltura() public void iluminarParedes(Roi regionInteres) public String toString()

FuenteVirtual
<i>Attributes</i>
<i>Operations</i>
public FuenteVirtual(Coordinate posicion, Senal public void calcularPatronRad(Roi regionInteres) public void calcularZI(Roi regionDeInteres, dou public Fuente getFuentePadre()

FVDifraccion
<i>Attributes</i>
<i>Operations</i>
public FVDifraccion(VerticeDiff vertice)
<i>Operations Redefined From FuenteVirtual</i>
public void calcularPatronRad(Roi region public void calcularZI(Roi regionDeInter

FVReflexion
<i>Attributes</i>
<i>Operations</i>
public FVReflexion(Espejo espejoAsoci)
<i>Operations Redefined From FuenteVirtual</i>
public void calcularPatronRad(Roi region public void calcularZI(Roi regionDeInteres

FVScattering
<i>Attributes</i>
private double tau
<i>Operations</i>
public FVScattering(Fuente fuenPadre, Arbol art public Arbol getArbolRelacionado() public double getTau()
<i>Operations Redefined From FuenteVirtual</i>
public void calcularPatronRad(Roi region public void calcularZI(Roi regionDeInteres

KnifeEdgeDiffraction
<i>Attributes</i>
private double Jv private double faseKED private double outd1 private double outd2
<i>Operations</i>
public KnifeEdgeDiffraction(double a, double b, do public double getOutd1() public double getOutd2() public double getJv() public double getFaseKED()

Figura A 10 Contenido de clases diseñadas para la aplicación (continuación)

Algunas de las clases descritas no se muestran en el diagrama UML de la Figura A 8 debido que son funciones de matemática especializada, funciones vectoriales o de manejo de archivos que no hacen parte de la abstracción del modelo sino que son soportes que java no puede dar con respecto a las operaciones especiales requeridas.



<p>ModeloDeRadic</p> <p><i>Attributes</i></p> <p>private String sistemaReferencia private String sistemaProyeccion</p> <p><i>Operations</i></p> <p>public String getSistemaProyeccion() public void setSistemaProyeccion(String sistem public String getSistemaReferencia() public void setSistemaReferencia(String sistem public double[0..*,0..*] calcularPotencia()</p>	<p>ModeloRadioMicroCell</p> <p><i>Attributes</i></p> <p>private int limiteGeneracion private double umbralPotencia</p> <p><i>Operations</i></p> <p>public ModeloRadioMicroCell(Fuente antenasTx[public ModeloRadioMicroCell(Fuente antenasTx[public ModeloRadioMicroCell(Fuente antenasTx[private Fuente[0..*,0..*] CrearEsquemaFVs() private Fuente[0..*] CalculaFVsProxGen(Fuente public Fuente[0..*,0..*] getFuentesVirtuales()</p> <p><i>Operations Redefined From ModeloDeRadio</i></p> <p>public double[0..*,0..*] calcularPotencia(</p>	<p>OpGeometric</p> <p><i>Attributes</i></p> <p><i>Operations</i></p> <p>public Polygon construirPoligono(Coordinate vertic public double[0..*,0..*] rotar(double theta, String e public double[0..*,0..*] trasladar(double x, double</p>
<p>ParedIluminada</p> <p><i>Attributes</i></p> <p>private LineString geomPared private Coordinate posicionReflejoEspeclar</p> <p><i>Operations</i></p> <p>public ParedIluminada(Fuente fuenteRelac, Line private Coordinate calculaPosicionFVR() public Coordinate getPositionReflejoEspeclar(public Edificio getEdificioAsoc() public Fuente getFuenteRelac() public LineString getGeomPared()</p>	<p>OpVector</p> <p><i>Attributes</i></p> <p><i>Operations</i></p> <p>public double_productoPunto(Coordinate vector1, public double_norma(Coordinate vector) public double_proyeccion(Coordinate u, Coordinat public double_calcAnguloEVM(Coordinate vector1, C public Coordinate_prodEscalar(Coordinate vector, public double_angVector(Coordinate vector) public Coordinate_setOrigenVector(Coordinate vec</p>	<p>PatronRadiacion</p> <p><i>Attributes</i></p> <p>private double patronHorizontal[0..*] = new double[360 private double patronVertical[0..*] = new double[360</p> <p><i>Operations</i></p> <p>public PatronRadiacion() public PatronRadiacion(double patronHorizontal[0.. public double_getGananciaAzimut(int angulo) public double_getGananciaTilt(int angulo) public void setPatronHorizontal(double patronHoriz public double[0..*] getPatronVertical() public void setPatronVertical(double patronVertica public PatronRadiacion_sumarPatronReflex(Patron public PatronRadiacion_sumarPatron(PatronRadiac public boolean_equals(Object obj) public int_hashCode()</p>
<p>PoliReg</p> <p><i>Attributes</i></p> <p>private double x[0..*] private double y[0..*] private int nDatos package double m[0..*,0..*] package double t[0..*] public double a[0..*] public int grado</p> <p><i>Operations</i></p> <p>public PoliReg(double x[0..*], double y[0..*], int g private void coeficientes() public void calculaPolinomio()</p>	<p>PixelDeJong</p> <p><i>Attributes</i></p> <p>private double anchoPixel private double altoPixel</p> <p><i>Operations</i></p> <p>public PixelDeJong(Receptor receptor, double ancho public PixelDeJong(Receptor receptor) public double_getAltoPixel() public double_getAnchoPixel() public Coordinate_getCentro() public Receptor_getReceptorAsoc() package boolean_estaEnLaZl(Fuente fuente) public double_contribucionPotencia(Fuente fuentes</p>	<p>RayTracing</p> <p><i>Attributes</i></p> <p>private double umbralVolts</p> <p><i>Operations</i></p> <p>public RayTracing(Roi regionInteres, Fuente fuenteF private VerticeDiff[0..*] calcVerticesParedesSinRej private LineString[0..*] crearRayosDivisores(Vertic private FVReflexion[0..*] getFuentesVReflexion() public VerticeDiff[0..*] getVerticesParedesIluminad</p>
<p>Receptor</p> <p><i>Attributes</i></p> <p>private Coordinate posicion private double alturaReceptor = 1</p> <p><i>Operations</i></p> <p>public Receptor() public Receptor(double alturaReceptor, double ga public Receptor(double alturaReceptor, PatronRa public double_getAlturaReceptor() public Coordinate_getPosicion() public void_setPosicion(Coordinate posicion)</p>	<p>Rangofrecuencia</p> <p><i>Literals</i></p> <p>CATG1 CATG2 CATG3 CATG4 CATG5 CATG6</p> <p><i>Operations</i></p> <p>public Rangofrecuencia_getCategoria(c</p>	<p>ScatteringRET</p> <p><i>Attributes</i></p> <p><i>Operations</i></p> <p>public ScatteringRET(Roi regionInteres, Fuente fuer public FVScattering[0..*] getFuentesVScattering()</p>
		<p>SpMath</p> <p><i>Attributes</i></p> <p><i>Operations</i></p> <p>public double_truncar(double numero, double cant public double_ctg(double theta) public double_factorial(double numero)</p>

Figura A 11 Contenido de clases diseñadas para la aplicación (continuación)

```

Transmisor
Attributes
private double potencia
private double frecuencia
private Coordinate posicion
private double alturaTorre

Operations
public Transmisor( double potencia, double frecuer
public Transmisor( double potencia, double frecuer
public Transmisor( double potencia, double frecuer
public double getAlturaTorre( )
public double getFrecuencia( )
public Coordinate getPosicion( )
public double getPotencia( )
    
```

```

Senal
Attributes
private double amplitud
private double fase
private double longitudDeOnda

Operations
public Senal( double amplitud, double fase, dout
public double getAmplitud( )
public void setAmplitud( double amplitud )
public double getFase( )
public void setFase( double fase )
public double getLongitudDeOnda( )
public void setLongitudDeOnda( double longituc
public double getNumdeOnda( )
public boolean equals( Object obj )
public int hashCode( )
public String toString( )
    
```

```

VerticeDiff
Attributes
private Coordinate posVertice

Operations
public VerticeDiff( Coordinate posVertice, Pared
public ParedIlluminada getParedRelac( )
public Coordinate getPosVertice( )
public boolean isCorner( )
public boolean equals( Object obj )
public int hashCode( )
public String toString( )
    
```

```

TipoArbo
Literals
CEREZOJAPONES
SECUOYACHINA
GINKGO
CEDROHIMALAYA
PINOCOREANO
PLATANOAMERICANO
ARCESTRIDENTE

Operations
public double getAlphaCat1( )
public double getAlphaCat2( )
public double getAlphaCat3( )
public double getAlphaCat4( )
public double getAlphaCat5( )
public double getAlphaCat6( )
public double getBetaCat1( )
public double getBetaCat2( )
public double getBetaCat3( )
public double getBetaCat4( )
public double getBetaCat5( )
public double getBetaCat6( )
public double getSigmaSubTaoCat1( )
public double getSigmaSubTaoCat2( )
public double getSigmaSubTaoCat3( )
public double getSigmaSubTaoCat4( )
public double getSigmaSubTaoCat5( )
public double getSigmaSubTaoCat6( )
public double getWCat1( )
public double getWCat2( )
public double getWCat3( )
public double getWCat4( )
public double getWCat5( )
public double getWCat6( )
public double[D..] getSkCat1( )
public double[D..] getSkCat2( )
public double[D..] getSkCat3( )
public double[D..] getSkCat4( )
public double[D..] getSkCat5( )
public double[D..] getSkCat6( )
public double[D..] getAkCat1( )
public double[D..] getAkCat2( )
public double[D..] getAkCat3( )
public double[D..] getAkCat4( )
public double[D..] getAkCat5( )
public double[D..] getAkCat6( )
    
```

Figura A 12 Contenido de clases diseñadas para la aplicación (final)