

Calibración Basada en Medidas para Modelos de Trazado de Rayos en 3D para Ambientes Exteriores Urbanos andinos

Measures based calibration of 3D ray-tracing models in Andean outdoor environments

Andrés Navarro Cadavid, Ph.D

anavarro@icesi.edu.co

Universidad Icesi, Colombia

Dinael Guevara Ibarra, Ph.D

dinaelgi@ufps.edu.co

*Universidad Francisco de Paula Santander,
Colombia*

María Victoria Africano

mavi_africa@hotmail.com

*Universidad Francisco de Paula Santander,
Colombia*

.....
Fecha de recepción: Abril 15 de 2012

Fecha de aceptación: Junio 12 de 2012

Palabras clave

Calibración, pérdidas de propagación, propagación, trazado de rayos.

Keywords

Path loss; calibration; propagation; ray-tracing.

Colciencias **1**
tipo

Resumen

En este artículo se investiga el efecto que produce la optimización de los valores de permitividad para calles, paredes y techos de edificios, con relación a la precisión en la estimación de las pérdidas de propagación en un entorno exterior andino utilizando la técnica de trazado de rayos en 3D. Para obtener un modelo viable del escenario tridimensional, es generalizado tomar los valores de sus propiedades desde investigaciones realizadas por otros autores, en donde se caracterizan materiales típicos de otras ciudades, y a menudo la banda de frecuencias de operación no corresponde con la banda de frecuencias utilizadas en la caracterización. Para analizar la dependencia del valor de la pérdida de camino con respecto a la permitividad de los materiales, estimamos las pérdidas de propagación para diferentes valores de permitividad en los materiales y calculamos las estadísticas de error con respecto a medidas realizadas en el escenario COST de Cali (Colombia), típico de la región andina. Finalmente, optimizamos los valores de la permitividad y obtenemos un modelo del ambiente tridimensional que mejora el desempeño del trazado de rayos en la estimación de las pérdidas de propagación.

Abstract

Due to the complexity of a real situation, estimation of path loss using the ray-tracing method usually assumes one or three large classes of homogeneous materials to represent the building walls, building roofs and street floors in order to have a viable model of the 3D environment. However, in a real case, an outdoor environment consists of many buildings and streets made of heterogeneous materials. Additionally, the characterizations of these classes of materials are usually taken from research of other authors with specific materials on site and often not done for the frequency band of operation. We analyze the behavior of the statistical variation of standard deviation, correlation coefficient and the average error between the values of estimated and measured path loss data when considering various values of permittivity of these three classes. Finally, we adjust the values of permittivity, obtaining a reasonable improvement of ray tracing to estimate the path-loss

I. Introducción

Para predecir la cobertura de la señal en un canal de comunicación inalámbrico es necesario estimar con precisión las pérdidas de propagación. La técnica del trazado en 3D es una de las técnicas deterministas más ampliamente utilizada para estimar las pérdidas de propagación debido a su gran precisión comparada con técnicas empíricas o semideterministas. Sin embargo, los modelos de trazado de rayos tienen algunas limitantes asociadas a su misma naturaleza determinista: la primera, está relacionada con la precisión de la cartografía utilizada y la segunda, es la gran dificultad para caracterizar con precisión las propiedades electromagnéticas individuales de los elementos presentes en el entorno. Asimismo, la gran cantidad de materiales heterogéneos presentes conllevan a un aumento en la complejidad del procesamiento y al incremento de la base de datos de los atributos de los objetos del entorno. Por lo anterior, algunos métodos convencionales de trazado de rayos asumen una sola clase de material (Fugen, Maurer, Kaiser, & Wiesbeck, 2006) para todos los edificios y calles, y otros métodos asumen tres clases de materiales: paredes de edificios, techos y calles, respectivamente (Ng, Tameh, Doufexi, Hunulumbure, & Nix, 2007). Sin embargo, los parámetros de los materiales continúan siendo valores aproximados para cada uno de los anteriores, debido a la dificultad para definirlos con precisión, especialmente cuando los materiales son mezclas heterogéneas de componentes desconocidos, para los cuales no se poseen valores de medidas de parámetros electromagnéticos en todas las bandas de frecuencias (Stavrou & Saunders, 2003).

El uso de los valores de permitividad para los materiales específicos, calculados para regiones diferentes al entorno real que se modela y que además fueron obtenidos en bandas de frecuencia diferentes a la de operación del servicio que se simula, puede ocasionar un desajuste entre lo estimado y lo medido. Por lo tanto, se requiere un estudio sobre la sensibilidad de los valores de pérdida de propagación con respecto a los valores de permitividad para cuando se utilicen técnicas de trazado de rayos en 3D.

El objetivo principal de este artículo es analizar y ajustar los parámetros de permitividad de paredes, techos y calle, para obtener mayor precisión en las predicciones de propagación en un escenario exterior andino, usando medidas.

Cabe destacar que hay pocas publicaciones que aborden el tema de la optimización de modelos deterministas en entorno urbano exterior (Athanasiadou & Nix, 2000; Rautiainen, Wolfle, & Hoppe, 2000). En ellos se analizan y evalúan las estadísticas de error de las predicciones comparadas con las medidas, dentro de pequeños rangos de valores de permitividad y conductividad. Asimismo, las medidas se obtienen en entornos con materiales que poseen características electromagnéticas propias. Por lo tanto, tienen deficiencias con respecto al análisis de la sensibilidad ya que no incluyen

estudios realizados en diferentes tipos de entornos (urbano, suburbano), ni incluyen análisis para rangos amplios de valores de permitividad, como tampoco incluyen una división o agrupación de los materiales en varias clases para obtener la sensibilidad a diferentes clases de ellas.

Este artículo está organizado de la siguiente manera. La sección II presenta el modelo general de propagación por trazado de rayos. La Sección III explica el modelo de trazado de rayos 3D implementado para este trabajo. La Sección IV evidencia la investigación de análisis y ajuste de los parámetros de la permitividad. La Sección V expone las conclusiones.

II. Modelo de la onda de propagación

El modelo de trazado de rayos utilizado aplica el principio de Fermat y el principio de campo local; son los dos conceptos básicamente usados para modelar los rayos. El principio de Fermat establece que un rayo sigue el camino más corto desde la fuente hasta el punto campo, mientras que el principio del campo local establece que cuando los rayos impactan una superficie experimentan reflexión, difracción o dispersión, y a grandes frecuencias sólo depende de las propiedades eléctricas y geométricas de los dispersores.

El modelo del trazado del rayo óptico usa la teoría de la óptica geométrica para tratar la reflexión sobre superficies planas y difracción sobre bordes rectilíneos. La óptica geométrica se basa sobre la así llamada aproximación del rayo, el cual asume que la longitud de onda es lo suficientemente pequeña comparada con las dimensiones de los obstáculos en el ambiente. Esta asunción es generalmente válida en radiopropagación urbana y permite expresar el campo electromagnético en términos de un conjunto de rayos que tienen una dimensión transversal nula y entonces, en principio, pueden describir el campo con infinita resolución. A cada rayo se le asocia un campo eléctrico complejo y vectorial, el cual se computa teniendo en cuenta el campo emitido en el transmisor, las pérdidas en el espacio libre, las reflexiones y las difracciones experimentadas por el rayo. Las pérdidas en el espacio libre se representan con la ecuación de Friss, las reflexiones se representan aplicando los coeficientes de reflexión de Fresnel, mientras que para difracciones, el vector campo es multiplicado por los coeficientes de difracción pertinentes, obtenidos de la teoría de la difracción uniforme (*Uniform Theory of Diffraction*, UTD). Para el modelado del trazado del rayo óptico generalmente se considera que las ondas de radio en exteriores se propagan a través de reflexiones desde paredes verticales y calles, difracciones desde los bordes verticales y horizontales de edificios y todas las posibles combinaciones de estas (Iskander & Yun, 2002).

A. Pérdidas en el espacio Libre

Las pérdidas de propagación en el espacio libre se representan con la ecuación de Friss (Rappaport, 1996), esta expresa la relación entre la potencia efectiva transmitida y la potencia recibida, y puede no incluir el efecto de las ganancias de antena. Cuando las

ganancias de las antenas son incluidas en el modelo para el cálculo de las pérdidas de propagación, la ecuación de Friss está dada por:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (1)$$

Donde la P_t es la potencia transmitida, P_r es la potencia recibida, G_t es la ganancia de la antena transmisora, G_r es la ganancia de la antena receptora, R es la distancia de separación en metros entre el transmisor y el receptor y λ es la longitud de onda de la señal en metros.

B. Coeficientes de Fresnel

Se utilizaron los coeficientes de Fresnel para modelar la onda de propagación multicamino que incide sobre superficies planas que conforman las calles, las paredes y los techos de edificios (Kim, Medouri, Sarkar, Ji, & Salazar-Palma, 2003).

Cuando el rayo incidente $\vec{E}_i(P)$ impacta en la posición P sobre un plano con superficie lisa, como se muestra en la Figura 1, experimenta el fenómeno de reflexión. El campo reflejado $\vec{E}_r(P)$ en la posición P , se puede determinar utilizando la ecuación (2) (Whinnery, Ramo, & van Duzer, 1994).

$$\begin{bmatrix} E_r^\perp \\ E_r^\parallel \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s^\perp & 0 \\ 0 & R_s^\parallel \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_i^\perp \\ E_i^\parallel \end{bmatrix} \quad (2)$$

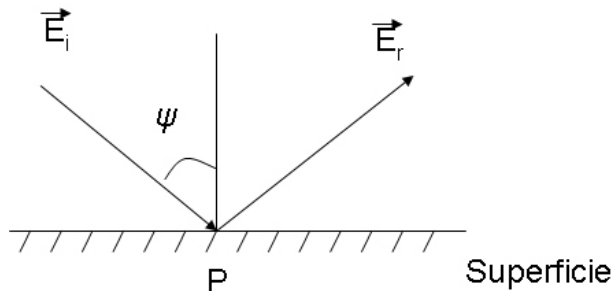


Figura 1. Incidencia del campo en una superficie lisa.

Donde R_s es el coeficiente de reflexión de la onda plana para una superficie lisa (R_s^\perp es para polarización perpendicular al plano de incidencia y R_s^\parallel es para polarización paralela al plano de incidencia).

Los coeficientes de reflexión R_s para la onda plana incidente sobre una superficie lisa se obtienen con (Luebbers, 1989):

$$R_s^\perp = \frac{\sin\psi - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2\psi}}{\sin\psi + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2\psi}} \quad (3)$$

$$R_s^{\parallel} = \frac{\hat{\epsilon}_r \sin \psi - \sqrt{\hat{\epsilon}_r - \cos^2 \psi}}{\hat{\epsilon}_r \sin \psi + \sqrt{\hat{\epsilon}_r - \cos^2 \psi}} \quad (4)$$

ψ representa el ángulo de incidencia con respecto a la normal de la superficie lisa, $\hat{\epsilon}_r$ representa la permitividad compleja y dado por $\hat{\epsilon}_r = \epsilon_r - j\sigma/\omega\epsilon_0$, con σ para la conductividad en S/m.

Para tener en cuenta el efecto que produce la imperfección de las superficies lisas sobre la reflexión, causada por la rugosidad de los objetos, se usó el factor de rugosidad para modificar los coeficientes de reflexión de Fresnel. Se utilizó la definición dada por Chamberlin y Luebbbers (1982) para hallar los coeficientes de reflexión modificados presentada en (5):

$$R_g^{\parallel} = \delta_s R_s^{\parallel} \quad (5)$$

Donde R_g^{\parallel} es el coeficiente de reflexión de la onda plana para una superficie rugosa y δ_s es el factor de rugosidad de la superficie. El factor de rugosidad está dado por la ecuación (6):

$$(\delta_s)^2 = e^{-(\Delta\phi)^2} \quad (6)$$

Con:

$$\Delta\phi = \left(\frac{4\pi\Delta h}{\lambda}\right) \sin \gamma \quad (7)$$

Donde Δh es la desviación estándar de la distribución normal de rugosidad de la superficie, γ es el ángulo de incidencia sobre la superficie, λ es la longitud de onda, y $\Delta\phi$ es el desfase entre el camino reflejado corto y el camino largo.

C. Teoría Difracción Uniforme

La Teoría Difracción Uniforme y los coeficientes heurísticos para modelar las difracciones en esquinas y bordes, es muy utilizada para modelar el efecto que experimenta el rayo al impactar en bordes (Valenzuela, Fortune, & Ling, 1998).

La teoría difracción uniforme formula que el campo eléctrico en un punto está dado por la Teoría Geométrica de Difracción (GTD) (Kouyoumjian & Pathak, 1974). En el caso particular para dos dimensiones y referenciando a la Figura 2, se obtiene el campo eléctrico para UTD E_{UTD} :

$$E_{UTD} = E_0 \frac{e^{-jks'}}{s'} D \sqrt{\frac{s'}{s(s'+s)}} e^{-jks} \quad (8)$$

Donde E_0 es la fuente de amplitud relativa, D representa el coeficiente de difracción y depende de la polarización (perpendicular o paralelo al plano de incidencia) del campo

incidente sobre el borde, s representa la distancia entre el borde y el punto campo, s' representa la distancia entre la fuente y el borde, k es el número de onda. Este aplica para las condiciones de $D_1, D_2 \gg u$ y $D_1, D_2 \gg \lambda$.

Las difracciones son descritas por la UTD y sus correspondientes coeficientes heurísticos para difracción en bordes (Luebbers, 1984). Para aumentar la precisión, especialmente para múltiples difracciones, se utilizó el UTD modificado para cuñas (*wedges*) y sus respectivos coeficientes de difracción (Luebbers, 1989). Este se representa por la ecuación (9) y referenciada a la Figura 2.

$$\begin{aligned}
 D = & \left(\frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k}} \right) \times \left\{ G_o \left[\cot \left(\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n} \right) \cdot F(kLa^-(\phi - \phi')) \right. \right. \\
 & + R_g^0 \cdot \cot \left(\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n} \right) \cdot F(kLa^-(\phi - \phi')) \\
 & + G_n \left[\cot \left(\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n} \right) \cdot F(kLa^+(\phi - \phi')) \right. \\
 & \left. \left. + R_g^n \cdot \cot \left(\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n} \right) \cdot F(kLa^+(\phi - \phi')) \right] \right. \quad (9)
 \end{aligned}$$

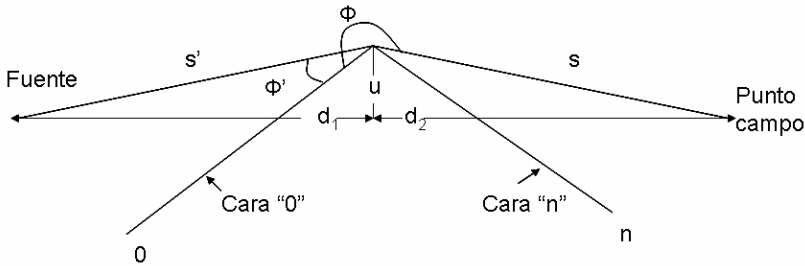


Figura 2. Geometría y coordenadas para aplicar difracción en bordes.

Donde ϕ' y ϕ son los ángulos de incidencia y difracción y $n\pi$ es el ángulo exterior del borde, $F(x)$ es la función de transición de Fresnel y dada por:

$$F(x) = 2j\sqrt{x}e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-j\tau^2} d\tau \quad (10)$$

Para calcular numéricamente la función de transición de Fresnel, se utiliza la siguiente expresión asintótica (para valores grandes y pequeños) (Anantha, Stratis, & Taflove, 1997), dada por:

$$\begin{aligned}
 F(x) \approx & \left(\sqrt{\pi x} - 2xe^{j\pi/4} \right. \\
 & \left. - \frac{2}{3}x^2e^{-j\pi/4} \right) e^{j(\pi/4+x)} \quad (\text{para } x < 0,3) \quad (11)
 \end{aligned}$$

$$F(x) \approx 1 + j \frac{1}{2x} - \frac{3}{4x^2} - j \frac{15}{8x^3} + \frac{75}{16x^4} \quad (\text{para } x < 5,5) \quad (12)$$

Se utilizó una interpolación para calcular esta función y hallar los argumentos intermedios. En la integral de Fresnel,

$$L = \frac{ss'}{s+s'} \quad (13)$$

$$a^\pm(\beta) = 2 \cos^2\left(\frac{2n\pi N^\pm - \beta}{2}\right), \quad \beta = \phi \pm \phi' \quad (14)$$

En (14), N^\pm son los enteros más cercanos que satisfacen las ecuaciones

$$2\pi n N^+ - \beta = \pi \quad (15)$$

$$2\pi n N^- - (\beta) = -\pi \quad (16)$$

R_g^0 y R_g^n son los coeficientes de reflexión de la onda plana (para polarización con incidencia perpendicular o paralela al plano de incidencia) con reflexión especular desde una superficie rugosa (dado en (5)) para la cara 0, ángulo de incidencia ϕ' , y para la cara n , ángulo de reflexión $n\pi - \phi$.

$$G_0 = \begin{cases} \frac{1}{1+R_g^0}, & \phi' = 0, \quad |1 + R_g^0| > 0 \\ 1/2, & \phi' = n\pi \\ 1, & \text{de otro modo} \end{cases} \quad (17)$$

$$G_0 = \begin{cases} \frac{1}{1+R_g^n}, & \phi' = n\pi, \quad |1 + R_g^n| > 0 \\ 1/2, & \phi' = 0 \\ 1, & \text{de otro modo} \end{cases} \quad (18)$$

D. La Matriz Polarimétrica

La matriz polarimétrica $\bar{T}_n(t)$ permite investigar la influencia de diferentes antenas y esquemas de transmisión sin incrementar el costo computacional (Burr et al, 2007). La matriz de transferencia polarimétrica (2x2) –debido a la asunción de campo lejano, dos polarizaciones ortogonales son suficientes para la caracterización dentro de un área local– (Heddergott, Steinbauer, Molisch, Asplund, & Zwick, 2006) incluye las pérdidas y despolarización de todos los procesos físicos presentes (atenuación, reflexión, difracción y dispersión) de cada componente multicamino y se representa por la ecuación:

$$\bar{T}_n(t) = \begin{bmatrix} T_{vv}(t) & T_{vh}(t) \\ T_{hv}(t) & T_{hh}(t) \end{bmatrix} \quad (19)$$

Donde v y h denotan la polarización vertical y horizontal respectivamente.

El uso de la matriz polarimétrica nos permitió incluir todos los fenómenos experimentados por el rayo en su camino desde el transmisor hasta el receptor. En cada interacción del rayo con un obstáculo, la intensidad de campo se multiplica por el factor diádico de transferencia de propagación, que representa el efecto de propagación real y un cambio en la divergencia debido a la interacción.

E. Parámetros de la propagación multicamino

Los parámetros de la propagación multicamino permiten estimar las características más importantes del canal basadas en la respuesta en frecuencia $H(f,t)$ y la respuesta al impulso del canal variante en el tiempo $h(t,\tau)$. Estos están definidos para la propagación entre el transmisor y el receptor por $n=1, \dots, N(t)$ caminos de propagación (Fischer, Zwick, & Wiesbeck, 2002).

Los parámetros del camino de propagación de la onda, identificados entre el transmisor y el receptor son:

$\tau_n(t)$: Tiempo de retardo de llegada del camino.

$\bar{T}_n(t)$: Matriz polarimétrica;

$\Omega_{T,n}(t)$: Dirección de salida del camino;

$\Omega_{R,n}(t)$: Dirección de arribo del camino.

La conexión en cascada de todos los factores de transferencia (y por lo tanto todos los fenómenos de propagación que ocurren) conduce a la matriz de transmisión polarimétrica completa $\bar{T}_n(t)$, la cual, junto con la longitud de trayectoria (tiempo de retardo $\tau_n(t)$), caracterizan la intensidad de campo del rayo. $\Omega_{T,n}(t)$ y $\Omega_{R,n}(t)$ son representados en colatitud y longitud (coordenadas esféricas) (Luebbers, 1988). Introduciendo las ganancias de transmisión y recepción de la antena G_R y G_T y sus patrones direccionales complejos \vec{C}_R y \vec{C}_T (se utilizó un método de interpolación 3D para hallar estos valores a partir de los patrones de radiación en 2D), (Gil, Claro, Ferreira, Pardelinha, & Correia, 2001) se estiman los parámetros de atenuación de la onda, despolarización, desplazamiento de fase, retardo, ángulo de llegada y ángulo de salida, con el fin de ser utilizados para obtener la respuesta del canal.

La respuesta en frecuencia del canal se obtiene con:

$$\begin{aligned}
 H(f, t) &= \sqrt{\left(\frac{C_o}{4\pi f_c}\right)^2 G_R G_T} \cdot \sum_{n=1}^{N(t)} \vec{C}_R(\Omega_{R,n}(t)) \\
 &\cdot \bar{T}_n(t) \vec{C}_T(\Omega_{T,n}(t)) e^{-j2\pi f \tau_n(t)} \\
 &= \sum_{n=1}^{N(t)} A_n(t) e^{-j2\pi f \tau_n(t)} \quad (20)
 \end{aligned}$$

Donde C_0 es la velocidad de la luz en el espacio libre y f_c es la frecuencia central del sistema. $A_n(t)$ representa la amplitud compleja del n^{th} componente multicamino e incorpora las propiedades de la antena transmisora y receptora (Liu, Li, Chen & Lin, 2000).

La respuesta impulso paso-bajo del canal $h(t, \tau)$ es obtenida por la transformada inversa de Fourier en (20).

$$h(\tau, t) = \sum_{n=1}^{N(t)} A_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (21)$$

F. Perfil Potencia Retardo

Se asume que la respuesta al impulso del canal es invariante en el tiempo o por lo menos estacionaria en el sentido amplio durante un tiempo en una pequeña escala o intervalo de distancia, y con dispersión incorrelada en el dominio del retardo temporal (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering, WSSUS) (Bultitude, 2002). Entonces, la respuesta en frecuencia pasa-bajos del modelo del canal dado por (21) se representa de forma simplificada como:

$$h(\tau) = \sum_{n=1}^N A_n(t) \delta(\tau - \tau_n) e^{-j\varphi_n} \quad (22)$$

Donde N es el número total de pulsos que llegan, A_n es la amplitud, φ_n es la fase, y τ_n es el tiempo de retardo de llegada del impulso.

Utilizando (22) se obtiene el perfil potencia retardo (*Power Delay Profile*) $P(\tau)$ como la suma de las potencias recibidas en cada componente multicamino y representado por:

$$P(\tau) = \sum_{n=1}^N |h(\tau)|^2 \quad (23)$$

El cálculo de la potencia media requiere promediar un conjunto de muestras en el tiempo o en el espacio para eliminar estos desvanecimientos. Si el conjunto de muestras presentan desvanecimientos de gran escala, la potencia media se obtiene a partir del método de utilizar una ventana deslizante (Lee, 1985). Así, la potencia media local en el punto x_i se obtiene promediando la potencia para N puntos comprendidos en una ventana deslizante de longitud L entorno al punto de interés.

$$P(x_i) = \left(\frac{1}{N}\right) \sum_{n=1}^N P(x_n) \quad (24)$$

La potencia $P(x_n)$ se obtiene de $2L=40\lambda$, y el número de muestras N es igual o superior a 36 (Lee, 1985).

III. Modelo trazado de rayos en 3D

El modelo del trazado de rayos en 3D consta de un modelo preciso del escenario en 3D y la aplicación de la técnica de trazado de rayos sobre este modelo.

El modelo del trazado de rayos en 3D se obtuvo utilizando las capacidades y potencialidades de las tarjetas gráficas y las facilidades que ofrece el motor de juegos de jME (*Java Monkey Engine*) V.2. Así mismo, la técnica del trazado de rayos implementado utilizó los algoritmos y métodos desarrollados por la comunidad de jME para obtener los parámetros de la onda de propagación multicamino con gran precisión y desempeño (Navarro, & Guevara, 2010a).

A. Modelo del escenario en 3D

En la Figura 3 se muestra que el escenario seleccionado para la simulación y campañas de medida es una pequeña microcelda urbana de la ciudad de Cali (Colombia), con un área de 500x500m. Esta tiene características típicas de las ciudades andinas, con calles fuertemente inclinadas, gran variedad de elementos constitutivos de los edificios y gran densidad de edificios de diferentes alturas. El área incluye la plaza Caicedo y sus alrededores.

La cartografía utilizada tiene una resolución de 1 metro, ya que los datos con un valor de resolución mayor a 1 metro se suelen considerar inaceptables para el trazado de rayos (Ling, Chou, & Lee, 1989). Se utilizó como formato fuente el *raster* ASCII, porque fue el formato disponible con la información digital de terreno.



Figura 3. Escenario de Cali (tomado de Google Earth)

calles y edificios (techos y paredes) se modelaron como geometrías espaciales poligonales planas, ya que permitían ser implementadas en forma automática por su baja complejidad desde el punto de vista del motor de juegos. Asimismo, estas son

las que representan el mayor aporte para el análisis de las trayectorias de propagación (Navarro & Guevara, 2010b).

En el modelo de las geometrías se incorporaron, como atributos, sus propiedades electromagnéticas de permitividad compleja y rugosidad a cada pared, techo o calle.

Para verificar si un rayo impacta en un borde, se utilizó el método de modelar los bordes con cilindros, y así poder predecir el impacto del rayo sobre el borde.

El punto de recepción se puede representar en el ambiente de propagación como un objeto con forma de esfera y radio fijo. Asimismo, permite a la simulación verificar si el rayo impacta con el punto de recepción como un objeto más dentro del ambiente. Una vez identificado el rayo que impacta con la esfera de recepción, se procesa para verificar si es válido.

En la Figura 4 se visualiza el modelo del escenario tridimensional construido por el motor de juegos, en donde se ejecutó la optimización, allí son indicados los diferentes puntos de medida del receptor (Rx - esferas verdes) y la posición del transmisor (Tx - objeto azul). El entorno representa 416 edificios formado a partir de 416 polígonos de techos, 4790 polígonos de paredes, 21 polígonos de calles, 3112 bordes cilíndricos horizontales en los techos, 2618 bordes cilíndricos verticales en las paredes.

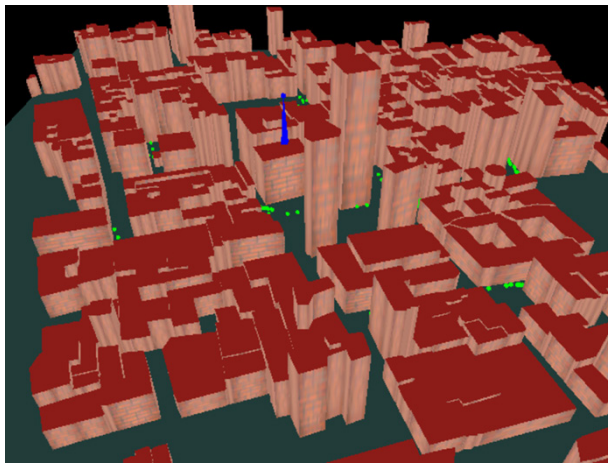


Figura 4. Modelo del escenario de Cali en 3D

B. La técnica del trazado de rayos en 3D

Los parámetros de propagación multicamino se estiman aplicando el algoritmo SBR (*Shooting and Bouncing Ray*), también conocido como “fuerza bruta” (Ling, Chou, & Lee, 1989). Este consiste en lanzar miles de rayos desde el receptor en todas las direcciones posibles de propagación, permitiendo distinguir los diferentes caminos discretos de propagación y lograr determinar sus características. Cuando un rayo impacta un objeto se genera un rayo reflejado y otro refractado, pero si un rayo impacta un borde, se generan una gran cantidad de rayos difractados y cada uno de ellos es trazado hasta

impactar con otro objeto y así sucesivamente hasta que cierto número de rayos sea recibido. En cada proceso del trazado del rayo en su camino libre o en el impacto, experimenta un fenómeno que es modelado para estimar los parámetros de propagación multicamino.

La Figura 5 representa el modelamiento en 3D del trazado de rayos y la antena omnidireccional, se aumentó el tamaño del modelo de la antena con fines de visualización.

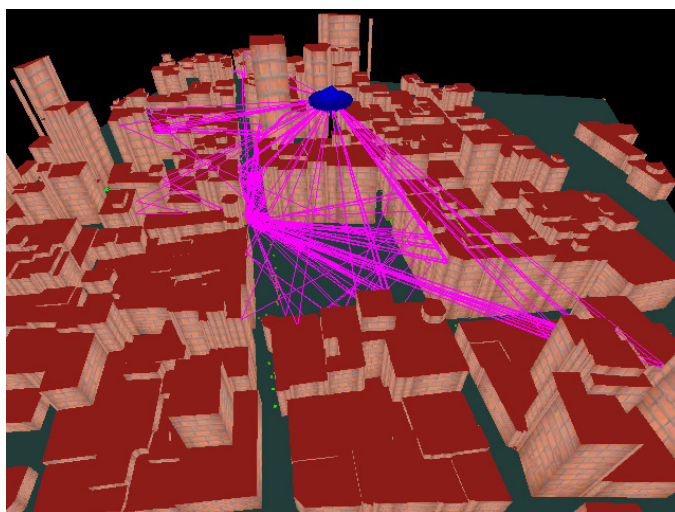


Figura 5. Técnica del trazado en 3D. Las líneas rojas representan los caminos desde el transmisor (color azul) hasta el receptor (color verde)

IV. Análisis y ajuste de los parámetros de permitividad

Para el análisis y el ajuste de parámetros se comparan los resultados de la simulación, usando la técnica de trazado de rayos 3D, con las medidas de pérdidas de propagación tomadas en el escenario exterior.

A. Campaña de medida de las pérdidas de propagación

La campaña de medidas consistió en una colección de potencia recibida en las calles alrededor del transmisor. El transmisor se ubica en la parte superior de un edificio a 16 m de altura sobre este, consta de una antena omnidireccional orientada en 180° de azimut y provee una señal sobre los 900 MHz. La Tabla 1 muestra la configuración del transmisor.

El sistema receptor mide la potencia recibida de toda la señal dentro del ancho de banda. El sistema receptor se compone de un receptor de medidas Comarco, un sistema satelital de posicionamiento (GPS) y del software para almacenar los datos. El tiempo de adquisición de datos es de 1 ms. La antena receptora utilizada fue de un cuarto de longitud de onda posicionada sobre la superficie superior del vehículo a una altura aproximada de 1.8 m. Se monitoreó la potencia total suministrada por la antena

Tabla 1. Configuración del transmisor

Antena	Amphenol Antel
Potencia Transmitida	40 dBm
Pérdidas Transmisor	0.85 dB
Ganancia Antena	7.65 dB
PIRE	48.5 dBm
Coordenada X	1060491.0
Coordenada Y	873440.0
Altura S.N.M.	79
Azimut de los paneles	180°
Tilt	1.25°
Frecuencia	900 MHz

transmisora durante todas las medidas de la campaña para controlar la estabilidad de la transmisión. Las medidas permitieron caracterizar las pérdidas de propagación para evaluar el desempeño del modelo de propagación para un sistema móvil.

El sistema receptor mide la potencia recibida de toda la señal dentro del ancho de banda. El sistema receptor se compone de un receptor de medidas Comarco, un sistema satelital de posicionamiento (GPS) y del software para almacenar los datos. El tiempo de adquisición de datos es de 1 ms. La antena receptora utilizada fue de un cuarto de longitud de onda posicionada sobre la superficie superior del vehículo a una altura aproximada de 1.8 m. Se monitoreó la potencia total suministrada por la antena transmisora durante todas las medidas de la campaña para controlar la estabilidad de la transmisión. Las medidas permitieron caracterizar las pérdidas de propagación para evaluar el desempeño del modelo de propagación para un sistema móvil.

Las rutas, para todas las medidas, incluyeron posiciones con línea de vista y sin línea de vista. Se tomaron muestras en 258 posiciones localizadas a lo largo de las calles.

B. Simulación

Se ha almacenado y manipulado la información de los parámetros constitutivos, como atributo en el modelo 3D (es decir, permitividad, permeabilidad y rugosidad). De acuerdo a las propiedades electromagnéticas de los materiales, las estructuras del entorno se clasificaron en 3 clases diferentes: calles, techos y paredes de los edificios, donde sus parámetros son comunes para todos los componentes de cada clase. Inicialmente, se utilizaron los valores constitutivos para cada clase de material (es decir, permitividad y permeabilidad), de acuerdo a valores reportados en la literatura. Las paredes de los edificios en ladrillo ($\epsilon_r = 5.3 - j0.3$), los techos de los edificios en concreto seco ($\epsilon_r = 4.9 - j0.25$), y las calles, se asumen, igualmente, en concreto seco ($\epsilon_r = 4.9 - j0.25$). Asimismo, se consideró el ladrillo y el concreto seco con igual rugosidad ($\sigma_r = 1$ mm.) (Fugen, Maurer, Kaiser, & Wiesbeck, 2006).

C. Ajuste de los parámetros de la permitividad

Con el fin de lograr mayor precisión en las predicciones del modelo de propagación, se realizó el análisis derivado del ajuste de los valores de permitividad para cada clase de material (calles, techos y paredes de edificios). En este trabajo, se asumió un conjunto de valores inicialmente para cada una de las clases, y mediante el cambio de esos valores, uno a la vez, se evaluó la sensibilidad del modelo según los resultados obtenidos debido a la variación.

En primer lugar, se examinaron los resultados de los valores de potencia obtenidos al variar la permitividad de cada material, en un rango de 1.0 a 10 con pasos de 0.5. En segundo lugar, se identificaron los valores más ajustados de permitividad para cada material, dado por el mínimo global de la desviación estándar para las tres clases de materiales, y por último se analizaron todas las predicciones anteriores en relación con la sensibilidad del modelo del trazado de rayos en 3D para la permitividad de las tres clases de material.

La Tabla 2 indica los valores de permitividad obtenidos para el mínimo global de la desviación estándar. El error global está determinado por los valores de la desviación estándar obtenidos para todos los valores de permitividad analizados en las tres clases de material (techo, calle y pared). En ésta se puede observar que la componente real de los valores de permitividad de las paredes y techos de los edificios son mayores que los utilizados inicialmente, mientras que la componente real de los valores de permitividad de las calles son menores que el valor inicial.

Tabla 2. Valores de permitividad para el mínimo global de la desviación estándar.

Clase	Permitividad inicial	Permitividad optimizada
Pared de edificio	5.3-j0.3	9.0-j0.3
Techo de edificio	4.9-j0.25	7.0-j0.25
Calle	4.9-j0.25	3.5-j0.25

En la Tabla 3 se muestra el resumen estadístico de la predicción de las pérdidas de propagación para las condiciones iniciales y para las obtenidas luego del ajuste. En esta se puede observar que las estadísticas del error medio absoluto y la desviación estándar disminuyeron, permitiendo obtener valores de pérdidas de propagación más ajustados a las medidas comparados con los valores obtenidos para la permitividad inicial. Asimismo, el coeficiente de correlación aumentó indicando un mejor ajuste entre lo medido y lo simulado con los nuevos valores. Como parte del proceso de ajuste, se hizo el error medio a igual 0dB.

Tabla 3. Resumen estadístico de la predicción de las pérdidas de propagación

Condición	Error Medio Absoluto (dB)	Error Medio (dB)	Desviación estándar (dB)	Coefficiente de Correlación
Inicial	6.35	-4.55	5.11	0.776
Ajustada	5.27	0	4.28	0.783

A. Análisis de la sensibilidad

Para el análisis de la sensibilidad de las pérdidas de propagación con respecto a las componentes reales de la permitividad de los diferentes materiales, se presenta en una gráfica el comportamiento de la misma estadística de error para cada una de las clases de material. Los resultados se obtienen variando el valor de la componente real de permitividad de un material, pero manteniendo constantes los valores de permitividad de los otros dos materiales e iguales a los valores obtenidos en el mínimo global.

La Figura 6 muestra las estadísticas de la desviación estándar del error para las tres clases de materiales. Se observa que la desviación estándar es fuertemente sensible a las variaciones de los valores de la componente real de permitividad de las paredes de los edificios (línea roja). Asimismo, la curva de la desviación estándar es muy irregular para los valores menores a 7.5. Pero, para valores mayores a 7.5, la curva tiende a suavizarse. Asimismo, se puede observar que la curva de desviación estándar, para techos y calles (línea negra y azul), es menos sensible a las variaciones de los valores de la componente real de permitividad.

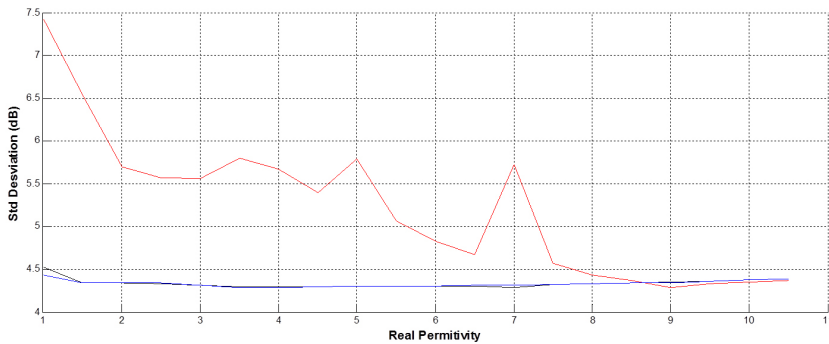


Figura 6. Desviación estándar en dB para valores de la componente real de permitividad de paredes de edificios (línea roja), techos de edificios (línea negra) y calles (línea azul).

La Figura 7 muestra las estadísticas del error medio para las tres clases de materiales. Se observa que el error medio es fuertemente sensible a las variaciones de la componente real de los valores de permitividad de las paredes de los edificios (línea roja). Asimismo, se puede observar que la curva del error medio, para techos y calles (línea negra y azul), es menos sensible a las variaciones de los valores de la componente real de la permitividad.

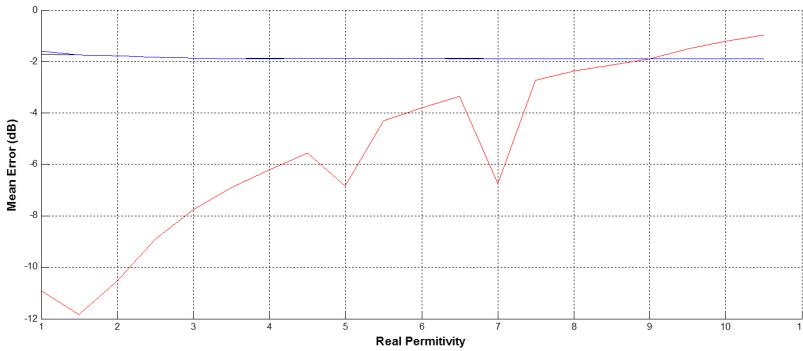


Figura 7. Error medio en dB para la parte real de permitividad de paredes de edificios (línea roja), techos de edificios (línea negra) y calles (línea azul).

La Figura 8 muestra las estadísticas del error medio absoluto para las tres clases de materiales. Se observa que el error medio absoluto es fuertemente sensible a las variaciones de los valores de permitividad real de las paredes de los edificios (línea roja). Asimismo, la curva del error medio absoluto es muy irregular para los valores menores a 7.5. Pero para valores mayores a 7.5, la curva tiende a suavizarse. Asimismo, se puede observar que la curva del error medio absoluto, para techos y calles (línea negra y azul), es menos sensible a las variaciones de la componente real de los valores de permitividad.

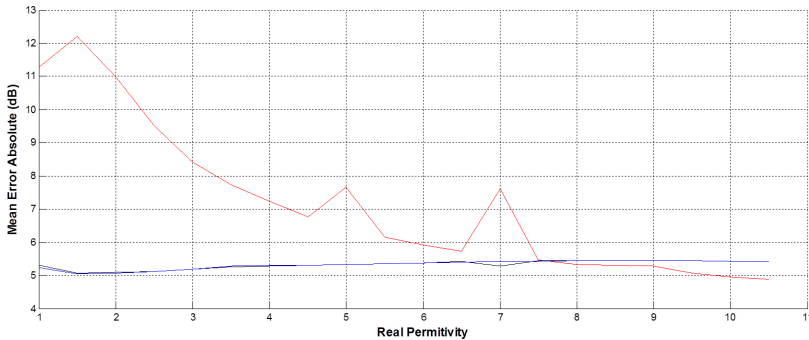


Figura 8. Error medio absoluto en dB para valores reales de permitividad de paredes de edificios (línea roja), techos de edificios (línea negra) y calles (línea azul).

El error medio absoluto es simplemente el promedio de la magnitud de los errores individuales sin tener en cuenta su señal, todos los tamaños de error son tratados uniformemente en función de su magnitud.

La Figura 9 muestra las estadísticas para el coeficiente de correlación. En esta se puede apreciar una gran sensibilidad del coeficiente de correlación con respecto a la variación en la componente real de los valores de permitividad para paredes de edificios

(línea roja). Asimismo, para valores de permitividad real superior de 7.5, la curva del coeficiente de correlación presenta poca sensibilidad. Pero el máximo global de la superficie de correlación se obtiene en el valor de la componente real de permitividad igual a 9.0.

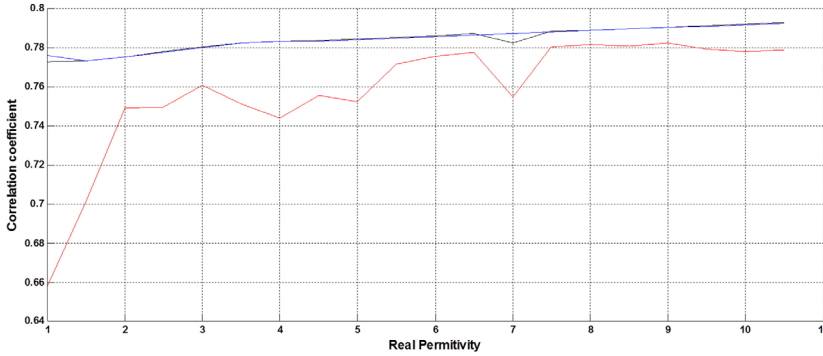


Figura 9. Coeficiente de correlación para componentes reales de permitividad de paredes de edificios (línea roja), techos de edificios (línea negra) y calles (línea azul).

Para los valores estadísticos del techo y la calle, el máximo global del coeficiente de correlación no coincide con el mínimo global de la desviación estándar (figura 6), se deben mantener los valores ajustados en esta última para no provocar desajustes en los resultados finales.

La Figura 10 muestra la comparación de los resultados de la simulación del trazado de rayos (línea roja) con el ajustado (línea azul) y con las medidas (línea negra). Los resultados de las predicciones de potencia obtenidos para los valores de permitividad ajustados, mejoraron las estadísticas de error y el coeficiente de correlación del modelo del trazado de rayos en 3D.

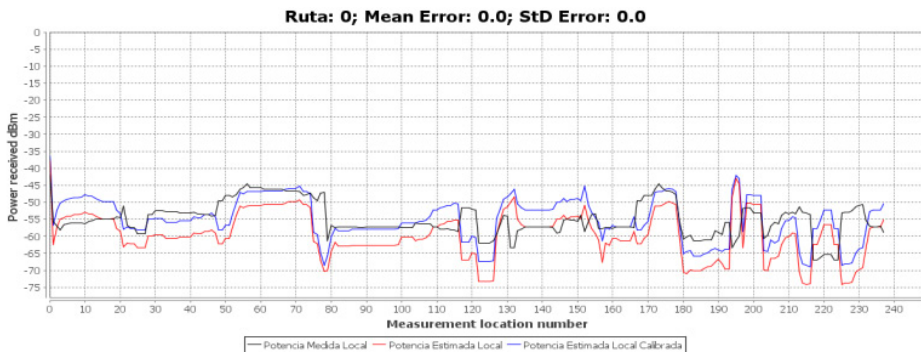


Figura 10. Comparación de las predicciones de potencia de la salida del trazado de rayos (línea roja) y optimizada (línea azul) con medidas (línea negra)

Conclusiones

En este artículo se analizó el ajuste de la componente real de permitividad para tres clases de materiales (calles, techos y paredes de los edificios), cuando se utiliza el modelo del trazado de rayos en 3D, con el fin de mejorar la precisión en la estimación de la potencia media en entornos exteriores urbanos andinos.

Las estadísticas del error de la predicción de las pérdidas de propagación y el coeficiente de correlación del modelo, mostraron que la potencia media estimada es sensible a los valores de la permitividad de las calles, techos y paredes de edificios. Asimismo, el modelo del trazado de rayos en 3D presenta en sus resultados una mayor sensibilidad a las variaciones de la permitividad de las paredes, debido a que gran cantidad de los rayos totales que llegan al receptor, experimentaron reflexión desde las paredes, o difracción desde los borde de los edificios, ya que el análisis se realizó en un entorno urbano con gran densidad de edificios.

Asimismo, al agrupar, toda la diversidad de materiales presentes en un entorno exterior urbano, en tres clases de materiales (calle, techo y pared), es posible ajustar sus valores de permitividad para lograr un mejor acople entre la potencia media medida y la estimada, cuando se utilizan técnicas de trazado de rayos en 3D.

Por lo tanto, la optimización de los valores de permitividad de los materiales permite obtener un modelo calibrado basado en medidas que mejora significativamente la estimación de la potencia media en el entorno urbano exterior.

Hacia el futuro, es necesario utilizar técnicas de optimización que permitan obtener mejores resultados. SM

Referencias bibliográficas

- Anantha, V., Stratis, G., & Taflove, A. (1997). Numerical calculation of diffraction coefficients of generic conducting and dielectric wedges using fdtd. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 45(10), 1525–1529
- Athanasiadou, G.E. & Nix, A.R. (2000). Investigation into the Sensitivity of the Power Predictions of a Microcellular Ray Tracing Propagation Model. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 49, 1140–1151
- Bultitude, R.J.C. (2002). Estimating frequency correlation functions from propagation measurements on fading radio channels: a critical review. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20(6), 1133–1143
- Burr, A., Czink, N., Debbah, M., Degli-Esposti, V., Hofstetter, H., Kyosti, P., Laurenson, D., Matz, G., Molisch, A.F., Oestges, C., Almers, P., Bonek, E. & Ozcelik, H. (2007). Survey of channel and radio propagation models for wireless MIMO systems. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2007(1), 1–19
- Chamberlin, K.A. & Luebbers, R.J. (1982).

- An Evaluation of Longley-Rice and GTD Propagation Models. *Transactions on Antennas and Propagation*, 30(6), 1093-1098
- Fischer, C., Zwick, T., & Wiesbeck, W (2002). A stochastic multipath channel model including path directions for indoor environments. *IEEE journal on Selected Areas in Communications*, 20(6), 1178-1192
- Fugen T., Maurer J., Kaiser T., & Wiesbeck W. (2006). Capability of 3-D ray tracing for defining parameter sets for the specification of future mobile communications systems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54, 3125-3137
- Gil, F., Claro, A.R., Ferreira, J.M., Pardelinha, C. & Correia, L.M. (2001). A 3D interpolation method for base-station-antenna radiation patterns. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 43(2), 132-137
- Heddergott, R., Steinbauer, M., Molisch, A. F., Asplund, H. & Zwick, T. (2006). The cost 259 directional channel model-part I: Overview and methodology. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5(12), 3421-3433
- Iskander, M.F. & Yun Z. (2002). Propagation prediction models for wireless communication systems. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(3), 662-673
- Kim, K., Medouri, A., Sarkar, T.K., Ji, Z. & Salazar-Palma, M. (2003). A survey of various propagation models for mobile communication. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 45(3), 51-82
- Kouyoumjian, R.G. & Pathak, P.H. (1974). A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface, *Proceedings of the IEEE*, 62(11), 1448-1461
- Lee, W.C.Y. (1985). Estimate of local average power of a mobile radio signal. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 34(1), 22-27
- Ling H., Chou R. & Lee S. (1989). Shooting and bouncing rays: Calculating the RCS of an arbitrarily shaped cavity. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 37, 194-205
- Liu, T., Li, H., Chen, C & Lin, H. (2000). Applicability of ray-tracing technique for the prediction of outdoor channel characteristics. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 49(6), 2336-2349
- Luebbers, R.J. (1984). Finite conductivity uniform gtd versus knife edge diffraction in prediction of propagation path loss. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 32(1), 70-76.
- Luebbers, R.J. (1988). Comparison of lossy wedge diffraction coefficients with application to mixed path propagation loss prediction. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 36, 1031-1034
- Luebbers, R.J. (1989). A heuristic UTD slope diffraction coefficient for roughlossy wedges. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 37(2), 206-211
- Luebbers, R.J. (1989). A heuristic UTD slope diffraction coefficient for roughlossy wedges. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 37(2), 206-211

- Navarro A., & Guevara, D. (2010). Using Game Engines in Ray Tracing Physics. En Proceedings of IEEE Latin American Conference on Communications (LATINCOM), Bogotá, Colombia (pp. 1-6). doi: 10.1109/LATINCOM.2010.5641119
- Navarro A., Guevara D. (2010). Applicability of game engine for ray Tracing Techniques in a Complex Urban Environment. En *Proceedings, 72nd IEEE Vehicular Technology Conference, Ottawa, Canada* (pp. 539–543). Piscataway, NJ: IEEE
- Ng, K.H., Tameh, E., Doufexi, A., Hunulumbure, M. & Nix, A. (2007). Efficient multielement ray tracing with site-specific comparisons using measured MIMO channel data. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 56, 1019–1032
- Rappaport, T. (1996). *Wireless Communications: Principles and Practice*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall
- Rautiainen T., Wolfle G., & Hoppe, R. (2000). Verifying path loss and delay spread predictions of a 3D Ray tracing propagation model in urban environment. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 49, 1140–1151
- Stavrou, S. & Saunders, S.R. (2003, Marzo-Abril). Review of constitutive parameters of building materials. *Proceedings of the 12th International Conference on Antennas and Propagation (ICAP '03)*, Exeter, UK, [Vol. 1], (pp. 211–215). Londres, UK: IEEE
- Valenzuela, R.A., Fortune, S. & Ling, J. (1998). Indoor propagation prediction accuracy and speed versus number of reflections in image-based 3-D ray-tracing. En Proceedings 48th IEEE Vehicular Technology Conference, Ottawa, Canada (pp. 539–543). Piscataway, NJ: IEEE
- Whinnery, J., Ramo, S. & van Duzer, T. (1994). *Fields and Waves in Communication Electronics*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons

Currículum vitae

Andrés Navarro Cadavid

Profesor titular y Director del Grupo de Investigación en Informática y Telecomunicaciones (i2T) de la Universidad Icesi de Cali. Es Ingeniero Electrónico (1993) y Magister en Gestión de la Tecnología (1999) de la Universidad Pontificia Bolivariana de Medellín y Doctor Ingeniero en Telecomunicación de la Universidad Politécnica de Valencia, España (2003).

Dinael Guevara Ibarra

Ingeniero electricista de la Universidad Industrial de Santander (Colombia), especialista en Teleinformática de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas (Colombia), Maestría en Ingeniería Electrónica con énfasis en Telecomunicaciones de la Universidad Nacional Experimental Politécnica Antonio José de Sucre (Venezuela) y Doctor en Ingeniería área de Telecomunicaciones de la Universidad Pontificia Bolivariana de Medellín (Colombia). Actualmente labora como docente asociado a la Facultad de Ingeniería de la Universidad Francisco de Paula Santander en el programa de Ingeniería Electrónica y es el Director del Grupo de Investigación y Desarrollo en Telecomunicaciones (GIDT). Su área de interés son los modelos de canal inalámbrico.

María Victoria Africano

Termino estudios de Ingeniería Electrónica en la Universidad Francisco de Paula Santander, actualmente es integrante del Grupo de Investigación y Desarrollo en Telecomunicaciones (GIDT).