

CAPÍTULO 5

MODELOS DE PROPAGACIÓN

La ruta que sigue la señal desde el transmisor hasta el receptor puede ser desde una simple y sencilla línea de vista hasta un ambiente en cual tengamos una gran cantidad de obstáculos como edificios, montañas o árboles que lo interfieran.

La predicción y el modelado de los canales de radiocomunicación son una de las partes mas complicadas que intervienen en el diseño de sistemas de comunicación, por lo general esta parte se hace de manera estadística, tomando como base mediciones realizadas en una zona especifica y para un determinado sistema o parte del espectro.

Los modelos de propagación han puesto su mayor interés en predecir la potencia por medio de una señal recibida a una distancia determinada del transmisor, así como también las variaciones de la potencia de la señal en la cercanía de un punto de interés.

Los modelos de propagación que predicen la potencia de la señal para cualquier distancia de separación entre el transmisor y el receptor, son conocidos como modelos de propagación “Large-Scale” y son de gran utilidad para el cálculo de áreas de cobertura para sistemas de radio [16].

Los modelos que predicen los cambios rápidos en la intensidad de la señal recibida en distancias pequeñas de unas cuantas longitudes de onda, se les conocen como modelos “Small-Scale” [16].

5.1 Modelos de propagación para ambientes abiertos.

Los modelos de propagación de Radio Frecuencia surgen por la necesidad de modelar una zona geográfica de terreno irregular para así poder predecir las pérdidas a través del camino hacia el móvil (“path loss”), existen una gran cantidad de factores que se deben tener en cuenta como son:

- Un perfil del terreno de la zona a modelar (zona de cobertura)
- Presencia de obstáculos como edificios, arboles, etc.

Para este fin a lo largo de la historia muchos científicos han propuesto varios modelos, los cuales apuntan a predecir la potencia de la señal en un punto específico de recepción dentro de un área, pero estos métodos varían en

su enfoque, complejidad y precisión. En su mayoría éstos están basados en la interpretación de mediciones en diversos tipos de áreas de servicio.

5.1.1 Modelo de Propagación en el Espacio Libre.

Este modelo es utilizado para predecir la potencia de la señal cuando entre el transmisor y el receptor existe una clara línea de vista. Los sistemas de comunicación satelital y los enlaces microondas se pueden modelar como propagación en el espacio libre. El modelo del espacio libre predice que la potencia recibida decae como función de la distancia de separación entre el transmisor y receptor elevada a alguna potencia.

La potencia recibida en el espacio libre por una antena receptora la cual está separada de la antena transmisora una distancia d , está dada por la ecuación 5.1: [18]

$$P_r(d) = P_t G_t G_r \lambda^2 / (4 \pi)^2 d^2 L \quad \text{Ecuación 5.1}$$

Donde:

P_t es la potencia transmitida.

P_r es la potencia recibida la cual es función de la separación Tx-Rx (transmisor-receptor).

G_t es la ganancia de antena transmisora.

G_r es la ganancia de la antena receptora.

d es la distancia de separación de Tx-Rx dada en metros.

L es el factor de pérdida del sistema no relacionado a la propagación ($L \geq 1$).

λ es la longitud de onda dada en metros.

La ganancia de la antena está dada por:

$$G = 4\pi A_e / \lambda^2 \qquad \text{Ecuación 5.2}$$

La apertura efectiva A_e se relaciona con el tamaño físico de la antena y λ se relaciona con la frecuencia de la portadora mediante:

$$\lambda = c / f \qquad \text{Ecuación 5.3}$$

Donde:

f es la frecuencia de la portadora dada en Hertz.

c es la velocidad de la luz dada en metros/segundo.

Los valores de P_t y P_r deben ser expresados en las mismas unidades.

G_t y G_r son cantidades adimensionales.

Las pérdidas L son usualmente debidas a la atenuación de la línea de transmisión, a las pérdidas por filtros, y a las pérdidas de la antena en los sistemas de comunicación. Cuando $L=1$ significa que no hay pérdidas en el sistema.

La ecuación 5.1 muestra que la potencia de la señal recibida se atenúa conforme el cuadrado de la distancia entre el transmisor y el receptor, lo que implica que decae 20 dB/década.

Las pérdidas por trayectoria que representan la atenuación de la señal como una cantidad positiva medida en dB, y puede o no incluir el efecto de ganancia de las antenas. Cuando se incluyen la ecuación es la siguiente:

$$P_L(\text{dB}) = 10 \log P_t / P_r = -10 \log (G_t G_r \lambda^2 / (4\pi)^2 d^2) \quad \text{Ecuación 5.4}$$

También se puede expresar de la siguiente manera:

$$L_p(\text{dB}) = 20 \log d + 20 \log f - 10 \log G_t - 10 \log G_r - 147.55 \text{ dB}$$

Ecuación 5.5

Cuando la ganancia de las antenas es excluida, se asuma que tiene ganancia unitaria y la ecuación se convierte en:

$$P_L(\text{dB}) = 10 \log P_t / P_r = -10 \log (\lambda^2 / (4\pi)^2 d^2) \quad \text{Ecuación 5.6}$$

La ecuación de Friis solo es válida para predecir P_r para valores de d que estén en la región far-field de la antena transmisora. La región far-field o región de Fraunhofer de una antena transmisora se define como la distancia más allá de la distancia d_f , la cual se relaciona con la dimensión mayor de la apertura numérica de la antena transmisora y con la longitud de onda de la portadora. La distancia de Fraunhofer está dada por la ecuación 5.7:

$$d_f = 2 D^2 / \lambda \quad \text{Ecuación 5.7}$$

Donde:

D es la dimensión física mayor de la antena. Adicionalmente para estar en la región far-field se debe satisfacer $d_f \gg D$ y $d_f \gg \lambda$.

Además queda claro que la ecuación no es válida para $d=0$. Por esta razón se la distancia d_0 (close-in distance) como un punto de referencia con una potencia recibida conocida. La potencia recibida $P_r(d)$ a cualquier distancia $d > d_0$ puede relacionarse a P_r con d_0 . $P_r(d_0)$ puede predecirse de la ecuación de Friis o puede ser medida tomando el promedio de las potencias recibidas en cualquier punto a una distancia d_0 del transmisor, la distancia d_0 se deberá escoger de tal manera que esté dentro de la región far-field y debe ser menor que cualquier distancia práctica utilizada en sistemas de comunicación móvil.

5.1.2 Modelo de Dos Rayos (Reflexión Terrestre).

El modelo de Dos Rayos de reflexión terrestre es un modelo muy útil que se basa en óptica geométrica, y considera tanto la transmisión directa como una componente de propagación reflejada en la tierra entre el transmisor y el receptor. Se puede considerar que este modelo de gran escala es uno de los más adecuados para predecir la potencia de la señal en distancias de varios kilómetros tomando en cuenta que la antena del sistema celular debe tener una altura mínima de 50 metros. [15]

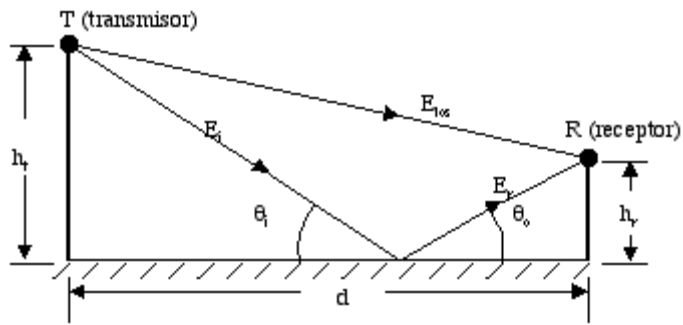


Figura 5.1. Modelo de Dos Rayos. [15]

El segmento de separación entre transmisor y receptor puede considerarse plano, ya que en la mayoría de los sistemas celulares la distancia real entre el transmisor y receptor es de unas cuantas decenas de kilómetros. [15]

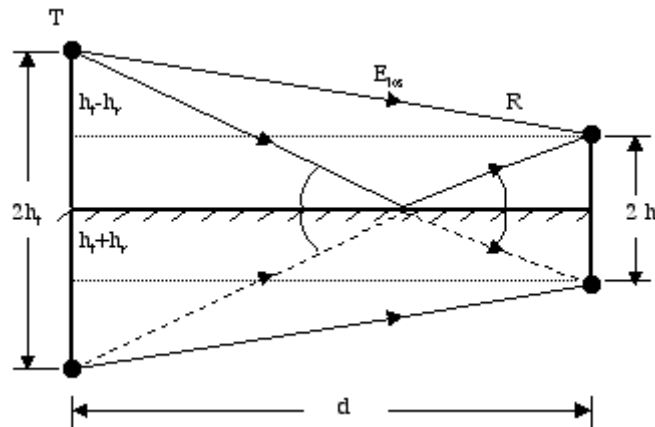


Figura 5.2. Modelo de Dos Rayos, parámetros básicos. [15]

La potencia recibida a una distancia d proveniente del transmisor puede ser expresada como: [15]

$$P_r = P_t G_t G_r h_t^2 h_r^2 / d^4 \quad \text{Ecuación 5.8}$$

Asumimos también que para una gran distancia $d \ll h_t h_r$

La ecuación final expresada en decibeles (dB) es:

$$P_L(\text{dB}) = 40 \log d - (10 \log G_t + 10 \log G_r + 20 \log h_t + 20 \log h_r) \quad \text{Ecuación 5.9}$$

5.1.3 Propagación de RF en Ambientes Urbanos.

A través de los años ha cobrado una mayor importancia el estudio de esta área de las comunicaciones inalámbricas por el crecimiento urbano y por la cada vez más grande demanda de comunicaciones. El estudio de esta parte de las telecomunicaciones tuvo sus inicios en Japón aproximadamente en la década de los setentas, siendo uno de los primeros el científico Okumura quien basó sus estudios en mediciones experimentales realizadas en su país. Después de realizar una serie de estudios y análisis finalmente Okumura publicó sus resultados en el año de 1968 pero tenían el inconveniente de que solo eran representativos de la propagación en la zona urbana de Japón y para ello se basó en la aplicación de cartas gráficas, que se muestran en la figura 5.6.

El método que utilizó Okumura era laborioso ya que requería la correcta interpretación de la información obtenida de las graficas de acuerdo a la zona en que se aplicara, por esta razón algunos científicos se interesaron en continuar las investigaciones al respecto siendo uno de los más destacados el científico de apellido Hata.

Masaharu Hata definió por medio de ecuaciones matemáticas las características de propagación encontradas por Okumura. Hata basó sus investigaciones en la consideración de que las señales de RF se comportaban

de una manera logarítmica, así mismo propuso ecuaciones para ambientes suburbanos y rurales, para sus ecuaciones consideró un terreno ligeramente montañoso, con elevaciones menores a veinte metros. A partir de estos desarrollos surgió el primer modelo de propagación el Modelo: Okumura-Hata.

A continuación se explicarán a detalle varios modelos de propagación para algunos tipos de ambientes y para determinados rangos de valores.

5.1.4 Modelo de Okumura.

El modelo de Okumura es uno de los más ampliamente utilizados para predicción de señales en áreas urbanas. Este modelo es aplicable para frecuencias en el rango de 150 MHz a los 1920 Mhz, es decir, comprende la banda de VHF y UHF (sin embargo típicamente es extrapolado para frecuencias arriba de 3000 MHz entrando en la banda de SHF) y distancias de 1 Km a 100 Km. Puede ser usado para alturas de la antena de la estación baso en el rango de 30 m a 1000 m. [8]

Okumura desarrolló un set de curvas que entregan la atenuación relativa al espacio libre media (que se usa como nivel de referencia) para una zona urbana sobre terreno casi-plano, en base a extensas mediciones, además de basarse en parámetros predefinidos.

Los valores obtenidos de cada curva fueron obtenidos por exhaustivas mediciones usando antenas verticales y omni-direccionales tanto en la base

como en el móvil y graficadas en función de la frecuencia en el rango de los 100 MHz a los 1920 MHz y como una función de la distancia.

El modelo puede ser expresado como: [8]

$$L_{50}(\text{dB}) = L_F + A_{\text{mu}}(f,d) - G(h_{\text{te}}) - G(h_{\text{re}}) - G_{\text{AREA}} \quad \text{Ecuación 5.10}$$

Donde:

$L_{50}(\text{dB})$: Atenuación mediana por trayectoria

L_F : Atenuación de espacio libre

$A_{\text{mu}}(f,d)$: Atenuación relativa promedio (curvas)

$G(h_{\text{tx}})$: Ganancia **de altura** de la antena de Tx.

$G(h_{\text{rx}})$: Ganancia **de altura** de la antena de Rx.

G_{AREA} : Ganancia debido al tipo de ambiente

Okumura encontró que $G(h_{\text{te}})$ varía a un índice de 20 dB/decada y $G(h_{\text{re}})$ varía a un índice de 10 dB/decada para alturas menores que 3 m. [8]

$$G(h_{\text{te}}) = 20\log(h_{\text{te}}/200) \quad \text{para} \quad 30 \text{ m} < h_{\text{te}} < 1000 \text{ m} \quad \text{Ecuación 5.11}$$

$$G(h_{\text{re}}) = 10\log(h_{\text{re}}/3) \quad \text{para} \quad h_{\text{re}} < 3 \text{ m} \quad \text{Ecuación}$$

5.12

$$G(h_{re}) = 20\log(h_{re}/3) \quad \text{para} \quad 3 \text{ m} < h_{te} < 10 \text{ m}$$

Ecuación

5.13

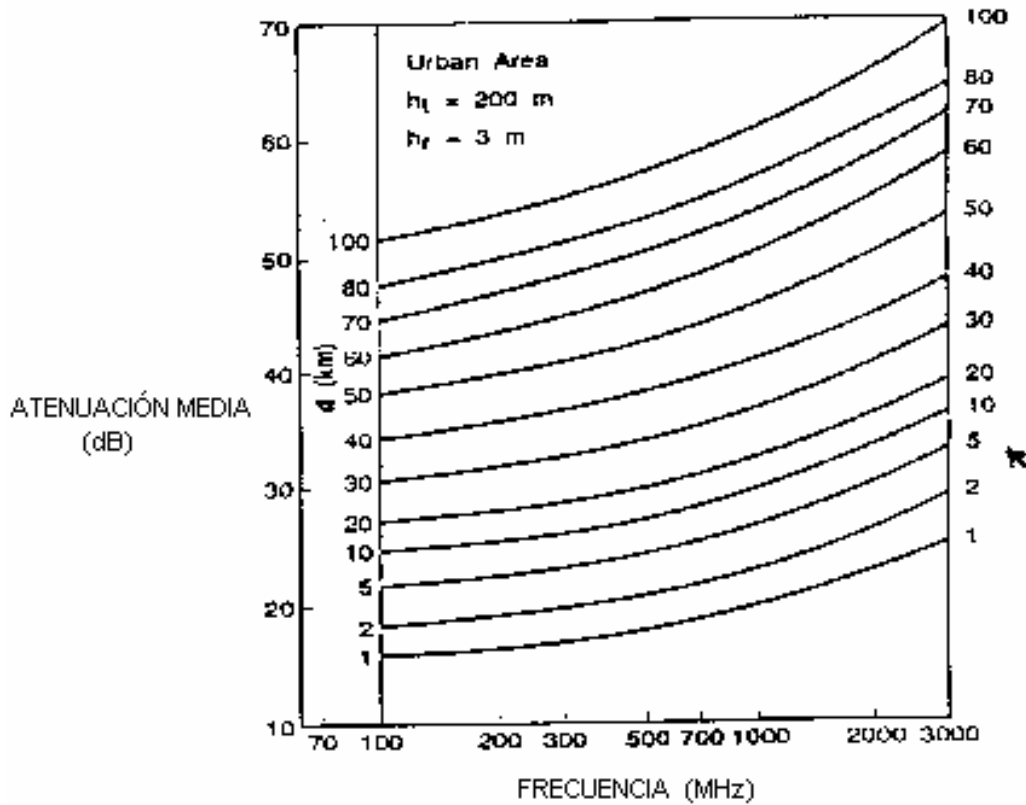


Figura 5.3 Tabla usada por Okumura para hacer predicciones. [8]

En base a esto, pudo desarrollar un modelo de las pérdidas del enlace considerando factores de corrección dependiendo del tipo de terreno, aunque no es un modelo analítico. [8]

Es uno de los modelos más simples y adecuados para las predicciones de atenuación para sistemas celulares y sistemas de radio terrestre en ambientes poblados. En las mediciones de la atenuación a diferencia con la predicción, presentan errores con una desviación estándar entre los 10 dB a 14

dB. Su desventaja es que a pesar de ser bueno en zonas urbanas, no lo es en zonas rurales. [8]

5.1.5 Modelo Hata (Okumura-Hata).

Es una formulación empírica de los datos de las pérdidas de propagación provistos por Okumura, y es válido en el rango de frecuencias de VHF y UHF, de los 150 MHz a los 1500 MHz. Aunque Hata presentó las pérdidas dentro de un área urbana como una fórmula estándar: [15]

$$L_{50}(\text{urbano})(\text{dB}) = 69.55 + 26.16 \log f_c - 13.82 \log h_{te} - a(h_{re}) + (44.9 - 6.55 \log h_{te}) \log d$$

Ecuación

5.14

Tomando en cuenta que:

$$150 \text{ MHz} < f_c < 1500 \text{ MHz}$$

$$30 \text{ m} < h_{te} < 200 \text{ m}$$

$$1 \text{ m} < h_{re} < 10 \text{ m}$$

Se debe considerar que las definiciones son las mismas que para el modelo de Okumura, incluyendo:

f_c : frecuencia portadora [MHz]

h_{te} : altura de antena transmisora en [m] en rango 30 a 200 metros

h_{re} : altura de antena receptora en [m] en rango 1 a 10 metros

$a(h_{re})$: factor de corrección para la altura efectiva de la antena móvil que es función del tipo de área de servicio.

d : distancia entre transmisor y receptor [km]

Como se puede observar, involucra una nueva variable que es el factor de corrección de la antena del móvil y se define según el tamaño de la ciudad:

[15]

Para ciudades pequeñas y medianas: [15]

$$a(h_{re}) = (1.1 \log f_c - 0.7)h_{re} - (1.56 \log f_c - 0.8) \text{ dB} \quad \text{Ecuación 5.15}$$

Para ciudades grandes: [15]

$$a(h_{re}) = 8.29(\log 1.54h_{re})^2 - 1.1 \text{ dB} \quad \text{para } f_c < 300 \text{ MHz} \quad \text{Ecuación 5.16}$$

$$\text{y } a(h_{re}) = 3.2(\log 11.75h_{re})^2 - 4.97 \text{ dB} \quad \text{para } f_c > 300 \text{ MHz} \quad \text{Ecuación 5.17}$$

Para utilizar la misma fórmula en un ambiente suburbano se utiliza como: [15]

$$L(\text{dB}) = L_{50}(\text{urbano}) - 2[\log (f_c/28)]^2 - 5.4 \quad \text{Ecuación 5.18}$$

Para áreas rurales:

$$L(\text{dB}) = L_{50}(\text{urbano}) - 4.78(\log f_c)^2 + 18.33 \log f_c - 40.94 \quad \text{Ecuación 5.19}$$

Este modelo se adapta muy bien para el diseño de sistemas de gran escala, pero no para sistemas PCS, los cuales tienen células del orden de 1 Km de radio. Para éste efecto se hace una formulación numérico-empírica de

los datos gráficos entregados por Okumura de atenuación para zonas urbanas.

[15]

A pesar de que el modelo de Hata no tiene correcciones específicas para distintas rutas, que en cambio sí existen para el modelo de Okumura, las predicciones de Hata son muy similares a las predicciones de Okumura para distancias Tx-Rx mayores a 1 km.

5.1.6 Modelo Cost 231 (Extensión del modelo Hata).

La Cooperativa Europea para investigación científica y técnica (EURO-COST) desarrolló el modelo COST 231, en el cual extiende el modelo de Hata hasta el rango de los 2 GHz cubriendo la banda de VHF y UHF. El modelo se expresa como: [17]

$$L_{50}(\text{urbano}) = 46.3 + 33.9 \log f_c - 13.82 \log h_{te} - a(h_{re}) + (44.9 - 6.55 \log h_{te}) \log d + C_M$$

Ecuación

5.20

Donde:

C_M es un factor de corrección para adecuar el modelo extendiendo la rango de frecuencia para el que opera el modelo de Hata.

$C_M = 0$ dB para ciudades medianas y áreas suburbanas.

$C_M = 3$ dB para centros metropolitanos.

$a(h_{re})$ corresponde a las ecuaciones presentadas en el tema anterior (Modelo de Hata).

Una de las aportaciones de este modelo es considerar pérdidas por dispersión.

Se define también en el siguiente rango:

f :1500MHz a 2000 MHz

h_{te} :30 m a 200 m

h_{re} :1 m a 10 m

d :1 km a 20 km

5.1.7 Modelo Walfish y Bertoni.

Este modelo considera el efecto de la altura y los techos de las edificaciones utilizando modelos de difracción para predecir la potencia media de la señal a nivel del pavimento. [15]

Se modela la pérdida de trayectoria, "S", como el producto de tres factores:[15]

$$S = P_0 \cdot Q^2 P_l \quad \text{Ecuación 5.21}$$

P_0 es la pérdida de espacio libre entre antenas isotrópicas: [15]

$$P_0 = \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot R} \right)^2 \quad \text{Ecuación 5.22}$$

Q^2 da la reducción de la señal a nivel “de los techos”, a causa de la fila de construcciones que ensombrecen al receptor.

P_l representa las pérdidas por difracción en la señal que va desde los techos al nivel del pavimento.

Se puede expresar en decibeles de la siguiente manera:

$$S(\text{dB}) = L_0 + L_{\text{rts}} + L_{\text{ms}} \quad \text{Ecuación 5.23}$$

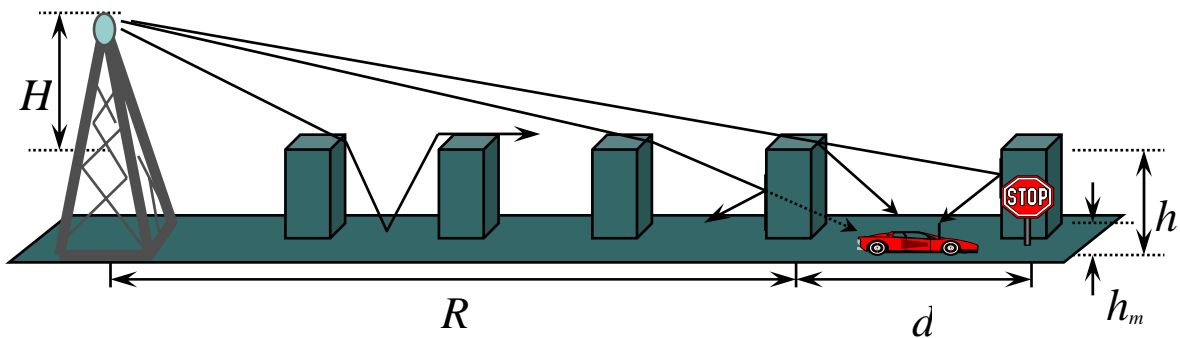


Figura 5.4 Modelo Walfish y Bertoni. [15]

5.1.8 Modelo COST 231 Walfisch-Ikegami.

El modelo Walfisch-Bertoni fue combinado con el modelo de Ikegami para considerar la difracción descendente hasta el nivel de las calles y algunos factores empíricos de corrección para incorporar acuerdos, con referencia a mediciones, pero ya resumidos en un único modelo, con base en las diferentes contribuciones de los miembros del “COST 231 Subgroup on Propagation Models”, dando como resultado el modelo COST231- Walfisch-Ikegami. [17]

Este es un modelo híbrido para sistemas celulares de PCS de corto alcance, corresponde a las frecuencias del rango de 800 - 2000 MHz, es decir en la banda de UHF y SHF. Se usa comúnmente para la predicción en micro células, así como también, permite incorporar a la estimación de pérdidas por trayectoria, más parámetros que describen las características de un ambiente urbano, como son: alturas de edificios (h_{Roof}), ancho de las calles (w), separación entre edificios (b) y orientación de las vías respecto al trayecto directo de radio entre la Estación Base (BS) y el Abonado Móvil (MS). Los parámetros se pueden ver con claridad en la figura que se muestra a continuación. [17]

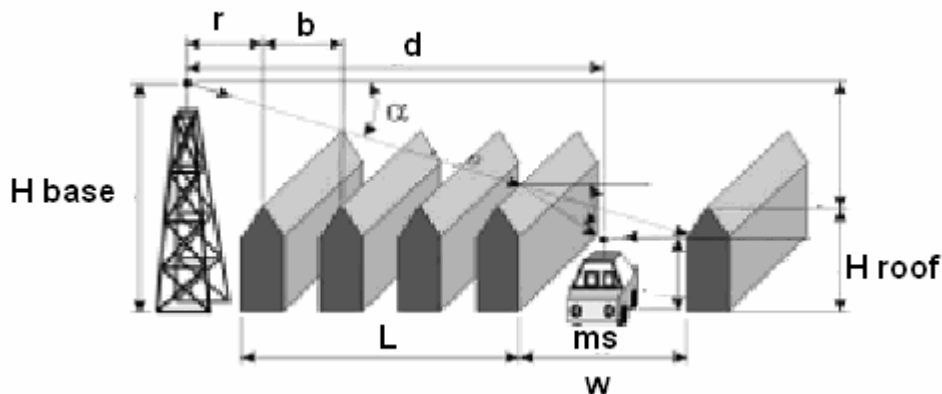


Figura 5.5 Parámetros del modelo. [17]

El modelo Walfisch-Ikegami es útil para ambientes urbanos densos. Este modelo está basado en varios parámetros urbanos tales como densidad del edificio, altura promedio del edificio y ancho de calles. La altura de la antena es generalmente más alta que la altura promedio del edificio, de tal forma que las señales son guiadas a través de la calle, simulando un ambiente urbano tipo cañón. [17]

Es de tipo estadístico y no determinístico, ya que sólo puede considerar valores característicos del entorno y no valores específicos provenientes de bases de datos topográficas, lo cual conllevó a la realización de aproximaciones y promedios durante el diseño del algoritmo para el cálculo de pérdidas por trayectoria basadas en el GIS de Bucaramanga. [17]

Este distingue entre las situaciones en las que hay línea de vista (line-of-sight: LOS) y en las que no. En el caso de LOS se aplica una fórmula simple para las pérdidas de propagación, diferente a la aplicada en el caso del espacio libre, la cual se basa en mediciones llevadas a cabo en la ciudad de Estocolmo y está dada por la ecuación 5.21:

$$L_b \text{ (dB)} = 42.6 + 26\log(d) + 20\log(f) \quad (1) \quad \text{Ecuación 5.24}$$

Para $d \geq 20\text{m}$, d expresada en km y f expresada en MHz.

Para condiciones NLOS (sin línea de vista) el total de pérdidas está dado por:

$$L_b = L_o + L_{rts} + L_{msd} \text{ para } L_{rts} + L_{msd} > 0 \quad (2) \quad \text{Ecuación 5.25}$$

Donde: L_o son las pérdidas por espacio libre, L_{msd} son las pérdidas por difracción de múltiples filos de cuchillo antes del techo del edificio final y L_{rts} (roof-top-to-street) las pérdidas debidas a una única difracción final hacia el nivel de la calle, ocasionada por el techo del último edificio, y un proceso de dispersión ocurrido a esta altura.

L_b dará un valor mínimo de L_o cuando $L_{rts} + L_{msd} \leq 0$ y en otros casos puede llegar a ser negativo. Las pérdidas por espacio libre están dadas por:

$$L_o \text{ (dB)} = 32.4 + 20 \log (d) + 20 \log (f) \quad (3) \quad \text{Ecuación 5.26}$$

Para d expresada en km y f expresada en MHz. Un análisis detallado para la obtención de (3) y varias de las ecuaciones presentadas a continuación pueden encontrarse a partir de la ecuación (1) y (2).

La determinación de L_{rts} se basa principalmente en el modelo de Ikegami, teniendo en cuenta el ancho de las calles y su orientación. Sin embargo, el COST 231 aplicó otra función de orientación para las vías, diferente a la de Ikegami, resultando en: [17]

$$L_{rts} = - 16.9 - 10 \log(w) + 10\text{Log}(f) + 20\text{Log}(\Delta h_{\text{Mobile}}) + L_{\text{Ori}} \quad (4) \quad \text{Ecuación 5.27}$$

Donde: w es la distancia entre las caras de los edificios ubicados a los lados de la calle donde se encuentra el Abonado Móvil (MS), típicamente $w \approx b/2$ y se expresa en metros, f en MHz y Δh_{Mobile} en metros. El término final de (4) considera la orientación de las calles a un ángulo α según como se indica a continuación:

$$\left. \begin{aligned} L_{\text{Ori}} &= -10 + 0.354 \varphi \quad \text{para} \quad 0^\circ \leq \varphi < 35^\circ \\ L_{\text{Ori}} &= 2.5 + 0.075 (\varphi - 35) \quad \text{para} \quad 35^\circ \leq \varphi < 55^\circ \\ L_{\text{Ori}} &= 4 - 0.114 (\varphi - 55) \quad \text{para} \quad 55^\circ \leq \varphi < 90^\circ \end{aligned} \right\} \quad (5) \quad \text{Ecuación 5.28}$$

Además:

$$\Delta h_{\text{Mobile}} = h_{\text{Roof}} - h_{\text{Mobile}} \quad (6) \quad \text{Ecuación 5.29}$$

La difracción debida a múltiples filos de cuchillo conlleva a una integral denominada Integral de aproximación de Kirchhof-Huygens (una descripción detallada de esta integral se puede encontrar en (1, 5)) a la cual Walfisch y Bertoni publicaron una solución aproximada dada en la ecuación (8), para el caso en que la antena de la BS se encuentra por encima de la altura de los techos de los edificios. [17]

Este resultado de aproximación es extendido por el COST 231 para aquellos casos en que la altura de la antena se encuentra por debajo de los techos de los edificios y para ello utilizan una función empírica basada en mediciones.

La difracción debida a la presencia de múltiples techos de edificios a lo largo del trayecto de la propagación, se consideran en el término L_{msd} en (2), que es modelado como superficies absorbentes de la misma altura de los edificios y las pérdidas a las que conlleva están dadas por:

$$L_{msd} = L_{bsh} + k_a + k_d \text{Log}(d) + k_f \text{Log}(f) - 9 \text{Log}(b) \quad \mathbf{(7)} \quad \text{Ecuación 5.30}$$

Donde: d se da en kilómetros, f en MHz, b en metros y cada uno de los parámetros adicionales de (7) se especifican a continuación.

$$\left. \begin{aligned} L_{bsh} &= -18 \log(1 + \Delta h_{Base}) \quad \text{para} \quad h_{Base} > h_{Roof} \\ L_{bsh} &= -18 \log(1 + \Delta h_{Base}) \quad \text{para} \quad h_{Base} \leq h_{Roof} \quad \mathbf{(8)} \end{aligned} \right\} \quad \text{Ecuación 5.31}$$

$$K_a = 54 \quad \text{para} \quad h_{Base} > h_{Roof}$$

}

$$K_a = 54 - 0.8 \Delta h_{\text{Base}} \quad \text{para} \quad h_{\text{Base}} \leq h_{\text{Roof}} \quad \text{y} \quad d \geq 0.5 \text{ Km.} \quad (9) \quad \text{Ecuación}$$

5.32

$$K_a = 54 - 0.8 \Delta h_{\text{Base}} (d / 0.5) \quad \text{para} \quad h_{\text{Base}} \leq h_{\text{Roof}} \quad \text{y} \quad d < 0.5 \text{ Km.}$$

$$\left. \begin{aligned} K_d &= 18 \quad \text{para} \quad h_{\text{Base}} > h_{\text{Roof}} \quad (10) \\ K_d &= 18 - 15 (\Delta h_{\text{Base}} / h_{\text{Roof}}) \quad \text{para} \quad h_{\text{Base}} \leq h_{\text{Roof}} \end{aligned} \right\} \quad \text{Ecuación 5.33}$$

$$\left. \begin{aligned} K_f &= 0.7 [(f / 925) - 1] \quad \text{para} \quad \text{ciudades medianas y} \\ &\text{centros suburbanos con mediana densidad de árboles. (11)} \end{aligned} \right\} \quad \text{Ecuación}$$

5.34

$$K_f = 1.5 [(f / 925) - 1] \quad \text{para} \quad \text{centros metropolitanos.}$$

Donde:

$$\Delta h_{\text{Base}} = h_{\text{Base}} - h_{\text{Roof}} \quad (12) \quad \text{Ecuación 5.35}$$

El término k_a representa el incremento de pérdidas en la trayectoria debido a una antena de la radio base ubicada a una altura menor a la de los techos de los edificios adyacentes. Los términos k_d y k_f controlan la dependencia de las pérdidas por difracción debidas a múltiples filos de cuchillos contra la distancia y la frecuencia de radio, respectivamente.

Por otro lado, si las características de los edificios y las calles son desconocidas, entonces se pueden considerar los siguientes valores y parámetros para la realización de un trabajo aproximado:

$$h_{\text{Roof}} = 3\text{m} * n_{\text{floors}} \quad \text{para} \quad \text{techos planos. (13)} \quad \left. \vphantom{h_{\text{Roof}}} \right\}$$

$h_{\text{Roof}} = 3m * n_{\text{floors}} + 3m$ para techos puntiagudos.

Ecuación

5.36

$$b = 20... 50m, w = b/2, \varphi = 90^\circ$$

Donde n_{floors} es el número de pisos de los edificios. El modelo está restringido para $800\text{MHz} \leq f \leq 2000\text{MHz}$, $4m \leq h_{\text{Base}} \leq 50m$, $1m \leq h_{\text{Mobile}} \leq 3m$ y $0.02\text{km} \leq d \leq 5\text{km}$, comportándose de forma muy adecuada para situaciones donde la altura de la antena de la BS es mayor a la de los edificios, b es el ancho del edificio, w es la distancia entre las caras de los edificios y φ es el ángulo de orientación de las calles.

Sin embargo, se pueden presentar grandes errores para condiciones donde $h_{\text{Base}} \approx h_{\text{Roof}}$ y un desempeño pobre cuando $h_{\text{Base}} \ll h_{\text{Roof}}$. Por otra parte, debido a que los parámetros b , w y φ no son considerados físicamente significativos en micro-celdas, el error en la predicción de pérdidas por trayectoria puede ser demasiado grande. [17]

El modelo no considera propagación multi-trayectoria y su confiabilidad en la estimación de pérdidas disminuye si el terreno no es plano o si la región de cobertura no es homogénea. Debido a que se diseñó para un correcto desempeño en terreno plano, fue necesaria la realización de aproximaciones para la óptima estimación de pérdidas de propagación; por medio del algoritmo diseñado, en el caso de entornos semiurbanos sobre terreno montañoso.

Una alternativa de aproximación, para el cálculo de las pérdidas causadas por múltiples edificios difractores, es reemplazar L_{msd} por $L_n(t)$ del

modelo de filos de cuchillo uniformes propuesto por S.R. Saunders, lo cual habilitaría al exponente de las pérdidas, para que varíe de acuerdo con el número de edificios y sea además válido para los casos en que $h_{\text{Base}} \leq h_{\text{Roof}}$. [17]

No obstante, en radio bases con antenas muy bajas, otros mecanismos de propagación están presentes, así como la difracción alrededor de los bordes verticales de los edificios y las múltiples reflexiones provenientes de las paredes de los mismos, por lo que todas ellas se deben de tomar en cuenta a la hora de predecir las pérdidas totales.

El modelo aplicado en el desarrollo del algoritmo para entornos semiurbanos utiliza todas las ecuaciones antes mencionadas para la estimación de pérdidas, considerando además la modificación propuesta en (4) para las pérdidas debidas a la difracción final, proveniente del techo del último edificio, y la reflexión de la pared del edificio siguiente, resumida en L_{rts} .

De esta forma, la constante de la ecuación (4) pasaría de ser -16.9 a ser -8.2, obteniéndose:

$$L_{\text{rts}} = -8.2 - 10\log(w) + 10\log(f) + 20\log(\Delta h_{\text{Mobile}}) + L_{\text{Ori}} \quad (14) \quad \text{Ecuación 5.37}$$

Donde:

w se expresa en metros.

f se expresa en MHz.

Δh_{Mobile} se expresa en metros.

5.1.9 Modelo de Longley-Rice (ITS irregular terrain model).

Este modelo se aplica a sistemas punto a punto y a esquemas de comunicación en el rango de frecuencias desde VHF hasta EHF, es decir, desde los 40 MHz hasta los 100 GHz, sobre diferentes tipos de terrenos.

La pérdida “media” de propagación es obtenida utilizando información sobre la geometría del terreno entre el receptor y transmisor, y las características refractivas de la tropósfera.

Para predecir la potencia de la señal dentro del “horizonte”(LOS) se utiliza principalmente el modelo de reflexión terrestre de 2 rayos.

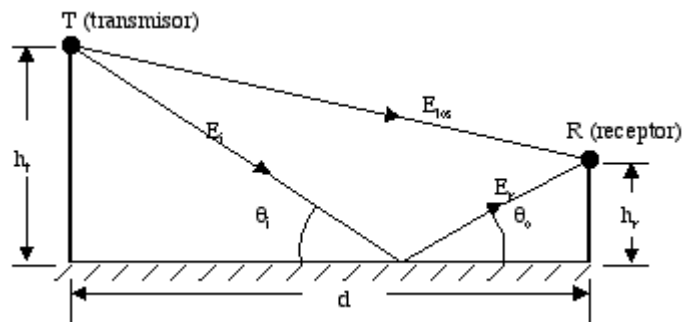


Figura 5.6 Modelo de Dos Rayos.

Las pérdidas por difracción por obstáculos aislados son estimadas utilizando el modelo de “filo de cuchillo” (Knife Edge) de Fresnel-Kirchoff. [15]

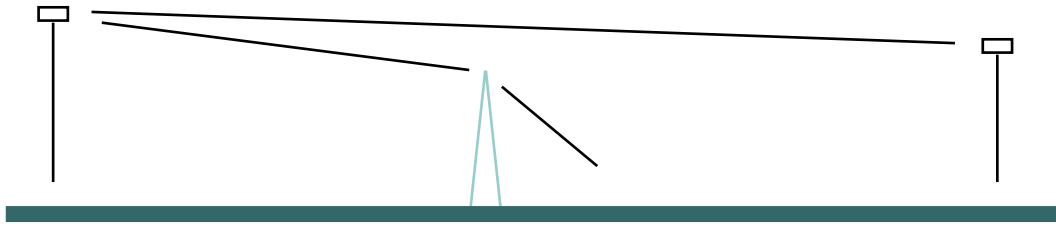


Figura 5.7 Fenómeno de "Filo de cuchillo". [15]

Este modelo también analiza los fenómenos de dispersión en la tropósfera para poder hacer predicciones sobre distancias largas. [15]

Las pérdidas de difracción en el campo lejano a distancias del doble del horizonte son predecibles utilizando un método de Van der Pol-Bremmer modificado. [15]

El método Longley-Rice trabaja en dos modos: uno es cuando se dispone de una detallada descripción del perfil del terreno, facilitando la obtención de los parámetros de propagación, a esto se le conoce como modo de predicción punto a punto. El otro es cuando no se dispone del perfil del terreno, para lo cual el método dispone de técnica para estimar los parámetros específicos, a este modo se le conoce como predicción de área. [15]

Este método ha sido objeto de modificaciones, una de las últimas ha sido la introducción de un nuevo factor llamado factor urbano (UF), con el cual se hace referencia a la atenuación debida a obstáculos que se presentan antes de llegar a la antena receptora.

Este modelo no provee de una forma de determinar correcciones debido a factores ambientales en las proximidades del receptor, así como tampoco

considera el efecto de edificios y árboles, cabe mencionar que no considera el efecto de la multitrayectoria.

5.1.10 Modelo de Durkin.

Este modelo sirve para predecir la intensidad de campo sobre terrenos irregulares. El simulador del cual se deriva este modelo consiste en un algoritmo formado por dos partes principales. En la primera parte se accede a una base de datos topográfica la cuál es realizada por el usuario en base a un servicio de área propuesto y se reconstruye la información del perfil del terreno a lo largo de un radio circundante que incluye al transmisor y al receptor.

Debe suponerse que dentro de esta área la señal no sufrirá de reflexiones ni dispersión debido a obstáculos, es decir, libre de multipropagación. La segunda parte del algoritmo calcula las pérdidas esperadas de la señal dentro del área ya definida, y después de haberlo realizado, el receptor del simulador puede ser cambiado de posición en un área de servicio realizando un proceso iterativo para poder obtener el contorno de la fuerza de la señal.

Se consideran dos casos importantes dentro del método, uno cuando existe línea de vista (LOS) y otro cuando no lo hay. Para el caso en donde no se tiene línea de vista, el problema es dividido en cuatro categorías para ser evaluado: a) Esquina de refracción simple, b) Dos esquinas de refracción, c) Tres esquinas de refracción y d) Más de tres esquinas de refracción.

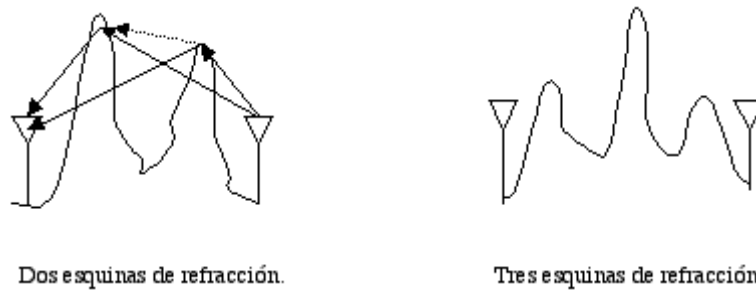


Figura 5.8 Modelo de Durkin cuando no hay LOS.

Así, si la condición de esquina de refracción simple no se satisface, el simulador checa para la siguiente condición.

Este modelo muy importante ya que involucra información del terreno, que en la actualidad es ya muy utilizada por cualquier sistema de comunicación celular ya que suele ser un parámetro determinante en la propagación de RF.

Este modelo resulta muy útil, ya que puede leer un mapa de elevación digital y puede desarrollar cálculos de propagación específicos para cada lugar dentro de la zona de servicio, además puede proveer de curvas de niveles de potencia para nuestra región. [15]

Por otro lado, como es de esperarse, tiene algunas desventajas como son: el no poder predecir adecuadamente efectos de propagación debido a edificios, árboles y otras estructuras hechas por el hombre y también el no considerar el efecto de multitrayectoria, que puede ser predominante en sectores urbanos.

5.1.11 Modelo “Dual-Slope”.

Este modelo esta basado en el modelo de Dos-Rayos que es usado comúnmente cuando la antena que transmite está varias longitudes de onda o más sobre el plano de tierra horizontal. Es conveniente para regiones de propagación en línea de vista. La pérdida de propagación $L(d)$ es descrita por este modelo y puede ser representada como función de d que es al distancia entre la estación base y el receptor, y se expresa de la siguiente manera: [15]

$$L(d) = L_b + 10n_1 \log d + P_1 \quad 1 < d < d_{brk} \quad \text{Ecuación}$$

5.38

$$L(d) = L_b + 10(n_1 - n_2) \log d_{brk} + 10 n_2 \log d + P_1 \quad d \geq d_{brk} \quad \text{Ecuación}$$

5.39

Donde: $P_1 = P_L(d_0)$, las pérdidas por trayectoria dadas en dB en el punto de referencia, d_0 y d_{brk} representan el punto de ruptura, el punto donde ocurre esta transición es comúnmente llamado punto de ruptura de Fresnel. L_b es un parámetro básico de pérdidas en la transmisión el cual depende de la frecuencia y la altura de la antena, n_1 y n_2 son las pendientes que mejor se ajustan antes y después del punto de ruptura. Si la altura del transmisor y del receptor es desconocida a lo largo de la distancia entre ellos, entonces las pérdidas por trayectoria pueden ser calculadas basados en los dos parámetros n_1 y n_2 . Se le asigna el valor de $n_1 = 2$ para la región anterior que el punto de ruptura de Fresnel. Hay mucho más variabilidad en las pérdidas por trayectoria y en el exponente de la región más allá del punto de ruptura de Fresnel, con valores para n_2 entre dos y siete. [15]

5.2 Modelos de Propagación en interiores.

Con el advenimiento de PCS surgió un gran interés en caracterizar la propagación dentro de las construcciones, para lo cual era necesario considerar muchos factores y fenómenos que la afectan.

La propagación en interiores considera los fenómenos de reflexión, dispersión y difracción; pero bajo condiciones mucho más variables que las que se acostumbra considerar para los modelos anteriores.

Las menores distancias Tx-Rx dificultan asegurar la radiación en el campo lejano para todos los receptores y tipos de antenas.

La propagación en interiores no está influenciada por el perfil del terreno como la propagación en ambientes abiertos, pero puede ser afectada por la estructura del edificio, especialmente si hay varios tipos de materiales de construcción en el edificio. La señal transmitida alcanza al receptor por más de una trayectoria o ruta, a través de reflexión, refracción y difracción de las ondas de radio a causa de objetos como paredes, ventanas y puertas dentro del edificio.

5.2.1 Penetración de señal en Construcciones.

Según las mediciones hechas hasta el momento, la potencia de la señal recibida al interior de edificios aumenta con la altura y disminuye con la frecuencia.

El patrón de radiación de la antena tanto como la altura de esta y el ángulo de incidencia de la señal a la cara del edificio, también juegan un papel muy importante en la penetración de RF. La presencia de ventanas en la zona de medición también afecta notoriamente en la potencia recibida. [15]

Además se descubrió el siguiente fenómeno. La potencia de señal recibida incrementa a medida que se sube de piso. Esto fue atribuido al efecto de ensombreamiento producido por los edificios adyacentes, es decir, los edificios adyacentes constituyen un obstáculo físico para la propagación de las ondas produciendo una especie de sombra o de no recepción de señal. [15]

5.2.2 Modelo de pérdidas “Log-Distancia”.

Muchos investigadores han comprobado que los modelos de propagación en interiores obedecen la siguiente ley: [15]

$$P_L(\text{dB}) = P_L(d_0) + 10 n \log (d/ d_0) + X_\sigma \quad \text{Ecuación 5.40}$$

Donde “ n ” depende del entorno y tipo de materiales, X_σ es una variable Normal con desviación estándar σ y P_L son las pérdidas por trayectoria (Loss Path).

La siguiente tabla nos muestra valores típicos en distintos tipos de edificios:

Building	Frecuency (MHz)	n	sig (dB)
Retail stores	914	2.2	8.7
Grocery strores	914	1.8	5.2
Office, hard partition	1500	3	7
Office, soft partition	900	2.4	9.6
Office, soft partition	1900	2.6	14.1
Factory LOS			
Textile/Chemical	1300	2	3
Textile/Chemical	4000	2.1	7
Papers/Cereals	1300	1.8	6
Metalworking	1300	1.6	5.8
Suburban Home			
Indoor Street	900	3	7
Factory OBS			
Textile/Chemical	400	2.1	9.7
Metalworking	1300	3.3	6.8

Tabla 5.1 Valores típicos para diferentes tipos de edificios donde sig (dB) son pérdidas. [15]

5.2.3 Pérdidas por “Divisiones”.

Como es bien sabido, la estructura interna y externa de las construcciones está conformada por una gran variedad de divisiones y obstáculos de distintos materiales, tamaños y espesor. Las divisiones que forman parte de la construcción son llamadas “Divisiones fijas”, en cambio las que pueden ser movidas y no están unidas al techo se llaman “Divisiones flexibles”. Debido a lo anterior y a la gran cantidad de factores que intervienen, aunado a los distintos tipos de materiales utilizados, resulta difícil aplicar modelos generales para describir los interiores.

Tipo de Material	Pérdida (dB)	Frecuencia
All Metal	26	815 MHz
Aluminium siding	20.4	815 MHz
Foil insulation	3.9	815 MHz
Concrete block wall	13	1300 MHz
Loss from one floor	20-30	1300 MHz
Loss from one floor and one wall	40-50	1300 MHz

Tabla 5.2 Perdidas de acuerdo al tipo de material y frecuencia. [15]

Tipo de Material	Pérdida (dB)	Frecuencia
5 m storage rack with large paper products (tightly packed)	6	1300 MHz
5 m storage rack with large metal parts (tightly packed)	20	1300 MHz
Typical N/C machine	8-10	1300 MHz
Semi-automated assembly line	5-7	1300 MHz
0.6 m sq reinforced concrete pillar	12-14	1300 MHz
Stainless steel piping for cook-cool process	15	1300 MHz
Concrete wall	8-15	1300 MHz

Tabla 5.2 *Continuación*. Perdidas de acuerdo al tipo de material y frecuencia.
[15]

Uno de los factores a considerar es la atenuación de pisos, la cual se suele cuantificar mediante un factor denominado “Floor Attenuation Factor” FAF. Cabe destacar que la atenuación (en dB) no crece linealmente con el número de pisos.

Building	915 MHz FAF (dB)	sig (dB)	Number of locations	1900 MHz FAF (dB)	sig (dB)	Number of locations
Walnut Creek						
One Floor	33,6	3.2	25	31.3	4.6	110
Two Floors	44,0	4.8	39	38.5	4	29
SF PacBell						
One Floor	13,2	9.2	16	26.2	10.5	21
Two Floors	18,1	8	10	33.4	9.9	21
Three Floors	24,0	5.6	10	35.2	5.9	20
Four Floors	27,0	6.8	10	38.4	3.4	20
Five Floors	27.1	6.3	10	46.4	3.9	17

Tabla 5.3 Valores típicos de FAF. [15]

Tabla 5.3 Valores típicos de FAF. [15]

Building	FAF (dB)	sig (dB)	Number of Locations
Office Building 1 :			
Through one Floor	12.9	7	52
Through two Floors	18.7	2.8	9
Through three Floors	24.4	1.7	9
Through four Floors	27	1.5	9
Office Building 2 :			
Through one Floor	16.2	2.9	21
Through two Floors	27.5	5.4	21
Through three Floors	31.6	7.2	21

Tabla 5.4 Valores típicos de FAF para tipos de edificios. [15]

5.2.4 Modelo de Quiebres Múltiples de Ericsson.

Este modelo se basa en la figura 5.9, a partir de la cual se pueden obtener los valores estimados de atenuación de la señal para una distancia dada dentro de una construcción.

Como se puede apreciar, no es un modelo analítico, más bien se basa en la interpretación de tabla.

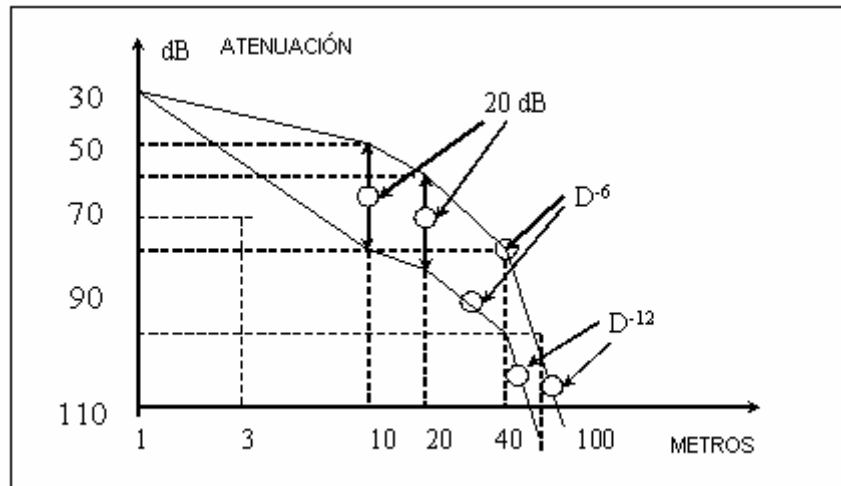


Figura 5.9. Modelo de Quebres Múltiples de Ericsson. [15]

Como se mencionó anteriormente éste modelo se basa en la interpretación de gráfica de donde se puede ver que a medida que aumenta la distancia entre transmisor y receptor dentro de un edificio mayor son las pérdidas, que como se puede apreciar no varían de manera lineal con la distancia.

5.2.5 Modelo del Factor de Atenuación de Seidel.

Este modelo fue desarrollado para reducir la desviación estándar entre las mediciones y las predicciones de pérdidas de propagación a un valor de 4 dB.

Matemáticamente se expresa de la siguiente manera: [15]

Donde:

$$P_L(d) \text{ [dB]} = P_L(d_0) + 10 n_{SF} \log (d/ d_0) + \text{FAF [dB]} \quad \text{Ecuación 5.41}$$

n_{SF} es el exponente de pérdidas medido para un mismo piso.

FAF es el factor de “atenuación de piso” como el que se explicó anteriormente. También se podría incluir el efecto del FAF en el factor de atenuación n, como un n_{MF} que sería medido a través de múltiples pisos.

Posteriormente el científico Devasirvatham, encontró que la pérdida por trayectoria dentro de edificios, es como la descrita por Seidel, pero agregándole un factor adicional que crece exponencialmente con la distancia. [15]

De este modo, obtuvo como resultado la siguiente expresión para construcciones de múltiples pisos: [15]

$$P_L(d) \text{ [dB]} = P_L(d_o) + 20 \log (d/ d_o) + \alpha \cdot d + \text{FAF [dB]} \quad \text{Ecuación 5.42}$$

Donde:

$P_L(d)$ [dB] son las pérdidas por trayectoria en función de la distancia dentro del edificio.

En la tabla 5.5, se proveen valores típicos de α (constante de atenuación en dB/m) como función de la frecuencia:

Location	Frecuency	Attenuation (dB/m)
Building 1: 4 story	850 MHz	0.62
	1.7 GHz	0.57
	4.0 GHz	0.47
Building 2: 2 story	850 MHz	0.48
	1.7 GHz	0.35
	4.0 GHz	0.23

Tabla 5.5 Valores típicos de α . [15]

Para este modelo se hicieron ciertas mediciones resumidas en la tabla 5.6:

	n	sig (dB)	Number of locations
All Buildings			
All Locations	3.14	16.3	634
Same Floor	2.76	12.9	501
Through one Floor	4.19	5.1	73
Through two Floors	5.24	2.5	20

Tabla 5.6. Mediciones de campo con el modelo de Seidel, sig son las pérdidas en dB. [15]

5.3 Simulación de propagación en zonas específicas.

Para la simulación de las propiedades de propagación en zonas específicas se usan modelos de propagación tipo SISP (Site SPecific) junto con bases de datos GIS (Geographical Information System) que simulan la propagación en interiores y exteriores vía "Ray Tracing".

Así, en interiores se utilizan mapas digitalizados de los edificios, mientras que para exteriores se toman fotografías aéreas de la zona, las cuales son llevadas a 3-D por programas específicos.

5.3.1 Técnica "Ray-Tracing".

Esta técnica se basa en la Óptica Geométrica (GO) que es fácilmente aplicada como un método aproximado para calcular los niveles de campo electromagnético de alta frecuencia.

La Óptica Geométrica asume que la energía puede ser radiada a través de pequeños tubos infinitesimales a los que se les llama "rayos". Estos rayos tienen una posición normal respecto a la superficie de igual potencia de la señal, los cuales no describen su verdadera dirección de propagación y viajan en líneas rectas, bajo la condición de que el índice de refracción relativo del medio es constante. Por lo tanto la señal que se propaga puede ser modelada a través de la propagación de rayos. [9]

Usando el método del trazo de rayos, estos rayos pueden ser lanzados desde la ubicación del transmisor, su interacción puede ser descrita usando la teoría bien conocida de refracción y reflexión, así como la interacción con el ambiente que lo rodea. En la óptica Geométrica solo se consideran los rayos directos, los reflejados y refractados. A consecuencia de lo mencionado puede ocurrir una transición repentina, correspondiente a los límites de las regiones donde existen dichos rayos.

La teoría Geométrica de la difracción (GTD) así como su extensión uniforme completan la teoría de la GO ya que introducen un nuevo tipo de rayos conocidos como rayos difractados. El propósito de estos rayos es eliminar las discontinuidades de los campos e introducir las correcciones apropiadas para estos, en especial en las regiones de cero-campo predecidas por la Óptica Geométrica. [9]

Los dos conceptos básicos usados para el modelo de rayos el principio de Fermat y el principio del campo local. El principio Fermat establece que un rayo sigue la trayectoria mas corta desde la fuente hasta un punto del campo, mientras que el principio del campo local establece que los rayos de altas frecuencias producen reflexión, refracción y difracción al chocar contra una superficie. Esto depende solo en las propiedades eléctricas y geométricas de la dispersión en la cercanía inmediata del punto de interacción. [9]

Este método es más exacto cuando el punto de observación está a muchas longitudes de onda de distancia de la dispersión más cercana. Hay dos tipos del método “Ray-Tracing”, el método de Imagen y el método de “Brute-Force”. [9]

La esencia del método de “Ray-Tracing” es la generación y la descripción de los rayos. Existen dos tipos de métodos para obtener rayos en la fuente, uno es la aproximación en dos dimensiones y el otro es la aproximación en tres dimensiones. [9]

5.3.1.1 Método Imagen.

Este método se basa en la generación de imágenes de una fuente pero en todos los planos, dichas imágenes sirven como fuentes secundarias para los subsecuentes puntos de reflexión. Si suponemos que hay N planos de reflexión, entonces habrá N imágenes de primer orden de la fuente, $N(N-1)$ imágenes de dos reflexiones, $N(N-1)(N-1)$ imágenes de tres reflexiones. Para determinar si una imagen de la fuente es visible en el destino para remontar la intersección del rayo reflejado en todos los planos necesarios de interés. Así la energía alcanza al destino a través de múltiples reflexiones y contribuye a la potencia recibida. [9]

Este método es eficiente, pero solamente puede manejar ambientes simples, por esta razón es aplicable para ambientes sub-urbanos y rurales.

5.3.1.2 Método “Brute-Force”.

En este método se considera un paquete que contiene todos los rayos transmitidos que pueden o no llegar al receptor. El número de rayos considerados y la distancia de receptor al transmisor determinan la resolución espacial posible y así mismo la exactitud de este modelo. [9]

Se selecciona un número finito de posibles direcciones de propagación. Un rayo es enviado por cada una de las direcciones, si uno de los rayos choca contra algún objeto, entonces se generan un rayo reflejado y uno refractado. Si un rayo choca contra una cuña, entonces se genera un grupo de rayos difractados. La esfera de recepción con un radio correcto puede describir la región en la cual se recibe uno solo. Si el radio es muy grande se pueden

recibir dos. Si el radio es muy pequeño es probable de que ninguno de los rayos llegue a la esfera de recepción. [9]

5.3.1.3 Aproximación en Dos Dimensiones.

En dos dimensiones todos los rayos o los tubos de rayos son sectores de rayos. Desde la fuente los rayos son emitidos a lo largo de diferentes direcciones con el mismo ángulo de sector en el plano. Si el ángulo se selecciona pequeño, esto nos dará una gran exactitud e implicará un tiempo largo de cálculo.[9]

Cada rayo es emitido desde la fuente y puede ser remontado en un árbol binario. Las intersecciones con la superficie de objetos se representan como nodos en el árbol, del rayo incidente se descomponen un rayo de reflejado de objeto y otro penetrado en el objeto, el punto de difracción es procesado como una fuente. [9]

El proceso de descomposición se repite de manera recursiva, y este procedimiento se repite hasta que los rayos se hacen más débiles que el valor de umbral ó hasta que el rayo salga fuera del área de propagación de interés ó que dicho rayo sea recibido. [9]

5.3.1.4 Aproximación en Tres Dimensiones.

El transmisor y el receptor se modelan como fuentes puntuales, pero para poder determinar todos los posibles rayos que serán emitidos desde el emisor y que llegaran al receptor en tres dimensiones, para esto es necesario considerar todas los posibles ángulos de salida y llegada en el transmisor y receptor respectivamente. [9]

Los rayos emitidos por el transmisor con un ángulo de elevación θ y un ángulo azimutal Φ , definidos en el sistema convencional de coordenadas. El procedimiento de trazo de rayos en tres dimensiones es muy similar a la aproximación en dos dimensiones pero se requiere un mayor tiempo de cálculo. [9]

La clave de los modelos de propagación basados en el trazo de rayos es encontrar la manera más rápida de determinar cual es la trayectoria de rayo más rápida, con la finalidad de obtener predicciones exactas en pérdidas por trayectoria. [9]

En la predicción de la propagación al aire libre, la difracción de los bordes se debe considerar además de reflexiones, especialmente en las regiones donde no hay línea de vista (NLOS). La difracción es tardada en modelar, debido a que se considera desde que un solo rayo incidente choca contra un borde generando un conjunto de nuevos rayos. La generación de un gran número de rayos difractados limita el número de difracciones a ser consideradas.

5.3.2 Modelo FDTD.

Se basa en la Óptica Geométrica (GO), el algoritmo de trazo de rayos nos proporciona una solución simple para la propagación de las ondas de radio. La Óptica Geométrica nos arroja buenos resultados para objetos eléctricos grandes.

En un ambiente de comunicación complicado a veces es inevitable colocar la antena receptora y transmisora cerca de estructuras con propiedades complejas debido a los materiales de su construcción, por lo anterior no es posible obtener una respuesta asintótica. Este problema se puede resolver mediante la solución numérica de las ecuaciones de Maxwell, en específico la alternativa de solución es el método de la Diferencia Finita en el Dominio del Tiempo (FDTD).

Las ventajas del método FDTD son su exactitud y que además nos proporciona una solución completa para todos los puntos en el mapa, lo cual nos puede indicar la cobertura de la señal en el área de interés. La idea básica es usar el método de trazo de rayos para áreas de gran tamaño y el FDTD para el estudio de áreas cercanas a estructuras compuestas de materiales con propiedades complejas donde las soluciones base de trazo de rayos no proporcionan una respuesta muy exacta.

5.3.3 Modelo “Moment-Method”.

El modelo de trazo de rayos puede usarse obteniendo la precisión necesaria para predecir la cobertura de radio para grandes construcciones, es decir, considerando una gran cantidad de paredes entre el transmisor y receptor. Por otro lado el modelo “Moment-Method” (MoM) es más exacto y se aplica para

edificios pequeños. Cabe mencionar que se puede realizar una combinación entre los dos modelos mencionados, con la finalidad de tomar las ventajas de cada uno de ellos.

Para los casos en los cuales están presentes una gran cantidad de pequeños obstáculos, o cuando existen trayectorias que no pueden ser tomadas o consideradas por el método de trazo de rayos, entonces podemos usar el modelo MoM.

Las soluciones determinadas por MoM son numéricamente exactas para segmentos espaciales lo suficientemente pequeños para los objetos. Usualmente se utiliza MoM para analizar objetos que son decenas de veces del tamaño de la longitud de onda. Sin embargo seleccionando estructuras del tamaño de unas cuantas longitudes de onda, podremos utilizar este método para analizar y verificar el análisis realizado mediante el trazo de rayos. [9]

5.4 Modelos para “Small-Scale Fading”.

“Small-Scale Fading” se refiere a cambios drásticos en la amplitud y fase de la señal debido a pequeños cambios o movimientos de fracciones de longitud de onda entre el receptor y el transmisor. Estos cambios dramáticos en la señal recibida se describen estáticamente mediante un método estocástico. [9]

Para poder tener una mejor comprensión del canal de comunicación es necesario estudiar la distribución de la señal recibida, para lo cual existen

algunas opciones de distribuciones estáticas para realizar el modelado de la señal.

5.4.1 Distribución “Ricean”.

También se le llama distribución Rice. Cuando existe una señal estacionaria dominante, como por ejemplo la trayectoria de propagación en línea de vista, entonces se dice que se trata de una distribución Ricean, la cual esta dada por la siguiente formula: [9]

$$P(r) = r/\sigma \exp [-(r^2 + A^2) / 2\sigma^2] I_0 (Ar / \sigma^2) \quad A \geq 0, r \geq 0 \quad \text{Ecuación}$$

5.43

$$P(r) = 0 \quad r < 0$$

Donde r es la amplitud de la señal recibida, $2\sigma^2$ es la predicción de la potencia media de la señal de multi-trayectoria, A es la amplitud pico de la señal dominante, I_0 es la función de Besel modificada en orden cero.

La distribución de Rice es comúnmente descrita en términos del parámetro K , el cual es definido como el radio entre la potencia determinística y de la variación de la multi-trayectoria. K se define de la siguiente manera: [9]

$$K(\text{dB}) = 10 \log (A^2 / 2\sigma^2) \quad \text{Ecuación 5.44}$$

También es posible estimar el valor del factor K de la señal mediante mediciones de la potencia de la señal recibida contra el tiempo. Una aproximación es calcular las distribuciones de los datos medidos y después comparar los resultados con las hipótesis de las distribuciones. [9]

Se ha mejorado un método rápido basado en el cálculo del primer y segundo momento de los datos en la serie del tiempo. Este método es exacto cuando el momento perfecto se calcula con la distribución Ricean, en este caso el factor K puede ser obtenido únicamente de manera implícita mediante la comparación entre el cociente de las medidas de los momentos con una función compleja de K. [9]

5.4.2 Distribución “Rayleigh”.

Mientras que la señal dominante en la distribución de Rice llega a ser más débil, la señal compuesta se asemeja a una señal de ruido que se tiene que analizar con la distribución de Raleigh. Para los canales de radio móvil la distribución de Raleigh es ampliamente utilizada para describir la naturaleza de las variaciones estáticas de la señal recibida o de los componentes individuales de multi-ruta. Esta distribución tiene una función de densidad de probabilidad que está dada por: [9]

$$P(r) = r/\sigma^2 \exp [-r^2 / 2\sigma^2] \quad \text{Ecuación 5.45}$$

$$P(r) = 0 \quad r < 0$$

La probabilidad de que la señal recibida no exceda el valor especificado de R que está dado por la correspondiente función de distribución acumulativa (CDF):

$$P(r) = 1 - \exp [-R^2 / 2\sigma^2] \quad \text{Ecuación 5.46}$$

Donde r es la amplitud de la señal recibida y $2\sigma^2$ es la predicción de la potencia media de la señal de multi-trayectoria. [9]

Puesto que los datos que se atenúan se miden generalmente en los términos de los campos, las cantidades para una distribución particular no pueden ser asumidas.

5.4.3 Modelo “Log-Normal Fading”.

Este modelo se usa para cuantificar la distribución de rayos que son objeto de múltiples reflexiones y difracciones entre el transmisor y el receptor. La función Log-Normal PDF se expresa de la siguiente forma: [9]

$$P(r) = r(2\pi\sigma^2)^{-1/2} \exp \left[-(\ln(r) - m)^2 / 2\sigma^2 \right] \quad \text{Ecuación 5.47}$$

Donde m es la media del valor, y σ es la desviación estándar de la distribución normal correspondiente, obtenida usando la transformación $y = \ln(r)$. Las técnicas tales como el método de Monte Carlo, el método de Schwartz y el de Yeh se han desarrollado para simular la suma de la energía para los componentes “Log-Normal”.

5.4.4 Modelo Suzuki.

Este modelo combina dos distribuciones, la de Log-Normal y la de Rayleigh. El modelo Suzuki nos proporciona una aproximación mejor de la suma del complejo Log-Normal correlacionado para una variedad más amplia de comportamientos del canal. Usualmente la distribución de Rayleigh se obtiene de dos procesos estáticos independientes, $\mu_1(t)$ y $\mu_2(t)$, según la siguiente relación:[9]

$$\xi(t) = [\mu_1^2(t) y \mu_2^2(t)]^{1/2} \quad \text{Ecuación 5.48}$$

Donde $\xi(t)$ puede ser visto como un proceso aleatorio valorado complejo. La independencia estática requerida entre $\mu_1(t)$ y $\mu_2(t)$ es idéntica a la necesaria por el espectro de potencia asimétrico de $\lambda(t)$. El promedio de la potencia recibida en un periodo de unos cuantos segundos puede variar considerablemente debido a los efectos de "Shadowing". Para adaptar el modelo a este comportamiento el proceso $\xi(t)$ se sustituye por el producto $\eta(t) = \zeta(t) * \xi(t)$. el proceso resultante con esta particular distribución de amplitud–densidad es el llamado modelo Suzuki y está dado por: [9]

$$P_{\eta}(r) = \int_0^{\infty} \sigma^{-2} \exp[-r^2 / 2\sigma^2] (2\pi s\sigma)^{-1/2} \exp[-(\ln(\sigma) - m)^2 / 2s^2]$$

Ecuación 5.49

Donde σ es la desviación estándar y r es la amplitud.

5.4.5 Modelo Nakagami.

Este modelo fue desarrollado en los años 1940's por el científico Nakagami y su respectiva función de densidad de probabilidad es: [9]

$$P(r) = \frac{2m^m r^{2m-1} \exp. \left[- (m / \Omega) r^2 \right]}{\Gamma(m) \Omega^m} \quad \text{Ecuación 5.50}$$

Donde:

r es la amplitud de la señal recibida.

$\Omega = \overline{r^2}$ es el promedio en el tiempo de la potencia de la señal recibida.

$m = \overline{r^2} / [(\overline{r^2} - (\overline{r})^2)^2]$ es el inverso de la varianza normalizada de r^2 y $\Gamma(m)$ es la función Gama. [9]

La función de probabilidad PDF de Nakagami muestra una expresión más general que las otras funciones de densidad que se mencionaron en temas anteriores, este modelo puede ser aproximado mediante la distribución de Rice y la Log-Normal bajo ciertas condiciones y parámetros.

5.4.6 Modelo "Weibull".

Este modelo se presenta cuando las mediciones de la propagación del radio móvil son trazadas en un papel de gráfico que se escala de tal forma que una distribución de Rayleigh aparece como línea recta con una pendiente de -1. Este modelo se expresa de la siguiente manera: [9]

$$P(r) = (a b / r_0) (b r / r_0) \exp \left[-(b r / r_0)^\alpha \right] \quad \text{Ecuación 5.51}$$

Donde:

α es un parámetro que se selecciona en base a los resultados medidos.

r_0 es el valor RMS de r y $b = [(2 / \alpha) \Gamma(2 / \alpha)]^{1/2}$ que es el factor de normalización.

Cabe mencionar que para el caso de $\alpha = 1/2$ el PDF de Weibull se convierte en el PDF de Rayleigh. La distribución de Weibull proporciona flexibilidad al modelo a diferencia de la distribución de Nakagami, pero proporciona bases teóricas. [9]

5.5 Modelos Respuesta-Impulso.

Las pérdidas por trayectoria en una onda continua (CW) o de banda estrecha es un parámetro que puede predecir el nivel de potencia del sistema y el área de cobertura de la estación base. En las comunicaciones móviles modernas con altas velocidades de transmisión de datos y pequeños tamaños de células, esto hace necesario modelar el retraso de la señal por las trayectorias múltiples así como se modela la atenuación de la señal.

Este modelo es una caracterización funcional de un sistema, la salida de dicho sistema puede ser calculada realizando la convolución de la entrada con la respuesta al impulso para un sistema lineal. Un canal de propagación multi-trayectoria se modela como un filtro lineal y tiene una respuesta a impulso compleja en banda base. [9]

En las comunicaciones digitales inalámbricas una de las razones principales del bit error es la interferencia "Entre-símbolo" (ISI) que es causada por la propagación multi-ruta. Si la velocidad de símbolo es mucho menor que el ancho de banda coherente entonces puede ser descuidado el retraso en el tiempo de la señal. En este caso la propagación multi-ruta solo

causa atenuación en el nivel de la señal y el factor dominante para el bit error es el ruido Gaussiano. [9]

5.6. Modelos estáticos (Statical Models).

5.6.1 Modelo Corazza.

Este modelo propuesto por Corazza se valida con respecto a los datos de las mediciones realizadas en su investigación. Sus fórmulas son derivadas para abarcar los datos medidos sobre una amplia gama del ángulo de elevación. Este modelo está acondicionado en las indicaciones intuitivas siguientes: el mayor es α , le sigue K y el más pequeño es σ . Sin embargo, Corazza utilizó ciertos datos limitados al ambiente rural caracterizado por el ensombreamiento de árboles. Por lo que se utilizan datos más generales y las fórmulas modificados por You, quien derivó los valores de parámetros basados en los datos medidos sugeridos por ICO, Iridium y Globalstar. Estos sistemas basados en los satélites LEO y MEO proporcionaron curvas de desvanecimiento marginal lo cual proporciona los datos necesarios para el cálculo de la disponibilidad de acoplamiento y del margen de acoplamiento. [19]

Las fórmulas empíricas que resultan permiten la interpolación para cualquier α en la gama $20^\circ < \alpha < 80^\circ$: [19]

$$K(\alpha) = K_0 + K_1 \alpha + K_2 \alpha^2 + K_3 \alpha^3 + K_4 \alpha^4 \quad (7) \quad \text{Ecuación 5.52}$$

$$\mu(\alpha) = \mu_0 + \mu_1 \alpha + \mu_2 \alpha^2 + \mu_3 \alpha^3 + \mu_4 \alpha^4 \quad (8) \quad \text{Ecuación 5.53}$$

$$\sigma(\alpha) = \sigma_0 + \sigma_1 \alpha \quad (9) \quad \text{Ecuación 5.54}$$

Los resultados del cálculo del parámetro sugeridos por You se muestran en la tabla 5.7.

Ángulos de elevación	Área abierta	Área Rural	Área Urbana
$\alpha = 20^\circ$	K = 19.983 $\mu = 0$ $\sigma = 0$	K = 19.983 $\mu = 0$ $\sigma = 0$	K = 19.983 $\mu = 0$ $\sigma = 0$
$\alpha = 45^\circ$	K = 34.663 $\mu = 0$ $\sigma = 0$	K = 3.62 $\mu = -0.0804$ $\sigma = 2.25$	K = 1.21 $\mu = -1.09$ $\sigma = 3.375$
$\alpha = 80^\circ$	K = 44.925 $\mu = 0$ $\sigma = 0$	K = 13.2 $\mu = -0.017$ $\sigma = 0.5$	K = 4.41 $\mu = -0.0707$ $\sigma = 0.75$

Tabla 5.7. Valores de parámetro K, μ , y σ para tres tipos de áreas con ángulos de elevación $\alpha=20^\circ$, 45° y 80° . [19]

La tabla 5.7 muestra los resultados del cálculo substituyendo los valores del coeficiente de la tabla a las ecuaciones (7) a (9). Usando estos valores se puede derivar el funcionamiento medio del Bit Error Rate (BER) de los sistemas BPSK.

La ecuación resultante del BER se puede expresar como la ecuación (10). Aquí, la función de Q significa las condiciones BPSK de BER sobre el desvanecimiento r de la señal y el cociente E_b/N_0 de la señal/interferencia. [19]

$$P_e = \int_0^\infty \int_0^\infty \left\{ Q \left(2 E_b r^2 / N_0 \right)^{1/2} - 2 (k+1) (r / S^2 \exp[-(k+1) (r^2 / S^2) - k] \right. \\ \left. - I_0 [(2r/S) (k(k+1))^{1/2}] - (2 \pi n \sigma S)^{-1/2} \exp[-1/2 ((\ln S - \mu) / (n \sigma))^2] \right\} ds dr$$

Ecuación

5.55

Donde I_0 es la primera la función de Bessel Modificada de orden cero incluida en la función de la densidad de la probabilidad de Rice.

5.6.2 Modelo de Lutz.

Este modelo ayuda a explicar el efecto de sombra debido al follaje y árboles. La mayoría de los modelos estadísticos del canal tienen en común que son inmóviles, es decir, están basados en procesos estocásticos inmóviles con determinados parámetros. El modelo de Lutz introduce un modelo no inmóvil para las áreas muy grandes. Este modelo se basa en un modelo de Markov de dos estados, donde el proceso de desvanecimiento se cambia entre un proceso de buen estado del canal y una generalización lognormal del proceso de Rayleigh (mal estado) del canal A. [19]

El modelo de la simulación correspondiente a cada uno nos indica que para ambos casos son inmóviles. Por lo tanto, se requiere una extensión del modelo propuesto para permitir modelar los canales basados en los satélites móviles alrededor de la tierra no inmóvil. [19]

5.6.3 Modelo de Loo.

El modelo estadístico de Loo es conveniente para un canal basado en los satélites móviles de la tierra en un ambiente rural, donde para la mayoría del tiempo está disponible un componente directo en el receptor. Este modelo asume que el componente multidireccional obedece a la distribución de Rayleigh con potencia constante. [19]

Para el canal inmóvil del móvil se modelan medidas experimentales, utilizando en su mayoría un modelo de Markov de cuatro estados para reproducir las fluctuaciones de la señal recibida, esto propone un modelo del

canal, que es similar al de Loo, que coincide en algunos aspectos importantes, como son que el modelo corresponde más de cerca a los fenómenos físicos del canal implicados, permitiendo que los componentes en fase y en cuadratura utilicen el componente para hacer la cruz correlacionada (cross correlation). [19]

5.7. Modelos Empíricos de pérdidas por trayectoria.

5.7.1 Modelo de Lee.

La onda electromagnética y la trayectoria del espacio libre no se pueden propagar de manera directa y sencilla a causa de la cercanía con árboles y montañas, detrás de estos obstáculos llegan algunas repeticiones de la onda pero siguiendo otro curso por las razones antes mencionadas pudiendo llegar al punto de la recepción a través una difracción y una reflexión. [20]

Cabe mencionar que este modelo se aplica solamente en macro células en el plano de tierra. Puede hacer dos tipos de predicciones, en primer lugar puede predecir la pérdida del curso de la señal en un área grande determinada, así mismo puede predecir las pérdidas de información o pérdidas de la señal durante el trayecto hasta el receptor. [20]

La relación electrónica del modelo de la predicción de pérdidas un área grande, es en general la atenuación o pérdida comparada con el curso electrónico de la onda en un terreno que es uniforme y para una ubicación específica. [20]

El modelo de Lee se puede expresar de la siguiente manera: [20]

$$\begin{aligned}P_r &= -61.7 - 38.4 \log r - n \log (f/900) + a_0 \text{ dBm} \\ &= -70 - 36.8 \log r - n \log (f/900) + a_0 \text{ dBm} \\ &= -64 - 43.1 \log r - n \log (f/900) + a_0 \text{ dBm} \\ a_0 &= 20 \log (h_1/100) + 10 \log (P_t/10\text{w}) + (g_1 - 4) + g_2 + 10 \log (h_2/10) \\ &= 20 \log h_1 + 10 \log P_t + g_1 + g_2 + 10 \log h_2 - 64\end{aligned}$$

Ecuación

5.56

P_r : Potencia Recibida [w].

h_1, h_2 : Altura de la antena de la base y del móvil respectivamente [m].

P_t : Potencia transmitida [w].

a_0 : Con el factor P_t, h_1 y h_2 , función de la revisión de g_1 y g_2

f : Frecuencia usada [Mhz].

g_1, g_2 : Ganancia de la antena de la base y del móvil [dB].

n : Medio ambiente función del terreno y frecuencia.

5.7.2 Modelo Ibrahim & Parsons.

Este modelo caracteriza las pérdidas de la señal a través de su curso hasta el receptor. También modela la pérdida o cambio de curso de la onda a lo largo de la trayectoria y se fundamenta en buena parte en datos medidos experimentalmente. [20]

Este modelo se expresa de la siguiente manera: [20]

Ecuación

5.57

$$L_{50} = -20 \log(0.7h_t) - 8 \log h_r + f/40 + 26 \log(f/40) \\ - 86 \log[(f+100)/156] + [40 + 14.15 \log\{(f+100)/156\}] \log a \\ + 0.265L - 0.37H + K$$

H: diferencia de altura entre el medio y el nivel del mar.

f: Frecuencia de Uso [Mhz]

h_t : Altura de la antena transmisora [m].

h_r : Altura de la antena receptora [m].

K: Para ambientes urbanos toma el valor 0.087 y para ambientes rurales el valor de -5.5.

5.8. Modelos Físicos.

5.8.1 Modelo Allsebrook.

El modelo Allsebrook caracteriza a las ciudades británicas teniendo una base de 75 datos medidos en el rango de 450MHz, este mismo modelo hace dos consideraciones, una es para una ciudad plana y el otro para una gran ciudad con un mayor número de obstáculos. Cuando en la ciudad a analizar se consideran mínimos los obstáculos entonces se toma la consideración de ciudad plana, por el contrario si la ciudad presenta grandes edificios, montañas o cualquier otro tipo de obstáculos, entonces se considera la fórmula para grandes ciudades. [20]

A continuación se muestra la fórmula representativa del modelo: [20]

$$L_{50} = L_p + L_b + r$$

$$L_{50} = L_f + [(L_p - L_f)^2 + L^2_D]^{1/2} + L_b + r$$

$$L_b = 20 \log_{10} [(h_o - h_m) / 548 \sqrt{W f_c + 10^{-3}}] + 16 \text{ dB}$$

Ecuación

5.58

L_{50} : Formula para ciudades planas.

L_b : Formula para ciudades grandes.

r : $f_c > 200\text{MHz}$ de la constante de revision.

L_f : Pérdidas por trayectoria [dB].

L_b : Pérdidas por difracción en los edificios [dB].

5.8.2. Modelo Flat Edge.

En este modelo se consideran las pérdidas ocasionadas por las partes altas de los edificios, así como la altura la antena de la base y el ángulo con en que incide en las partes altas de los obstáculos, así como la antena del móvil. [20]

A continuación se muestra la expresión matemática del modelo: [20]

$$L_{ex} = L_{n-1}(t) L_{ke} \quad \text{Ecuación 5.59}$$

$$t = -\alpha (\pi w / \lambda)^{1/2} \quad \text{Ecuación 5.60}$$

Donde:

L_{ex} = Pérdidas por trayectoria.

L_{n-1} = Efecto de Roof Top.

t = Señal que baja al móvil.

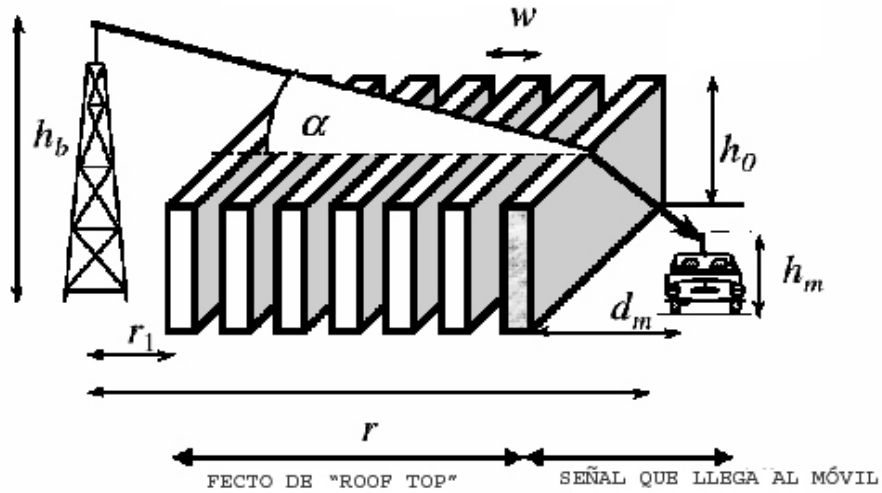


Figura 5.10. Modelo de Flat Edge. [20]

5.8.3. Modelo Roof Top.

En este modelo solo se consideran los edificios más altos y por lo tanto la difracción que ocasionan las esquinas superiores de estos, es decir, considera las difracciones múltiples a través de todas las esquinas y una difracción simple en el último edificio antes de llegar al móvil. [20]

Cabe mencionar que este modelo nos proporciona una aproximación razonable a los mecanismos reales que intervienen en la propagación.

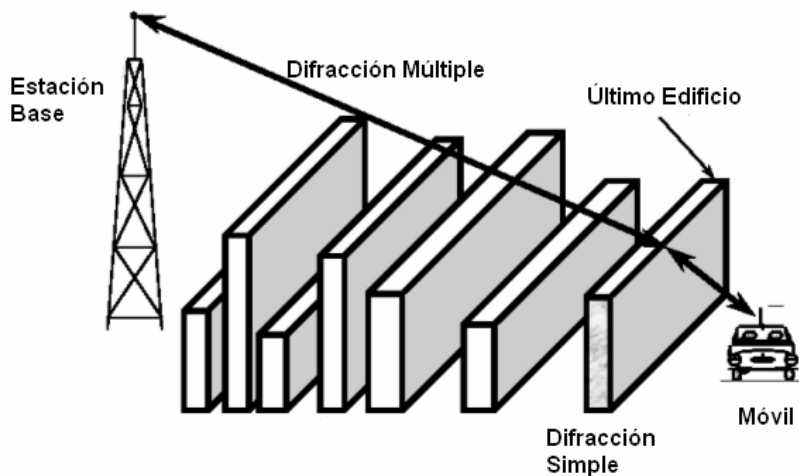


Figura 5.11. Modelo Roof Top. [20]