

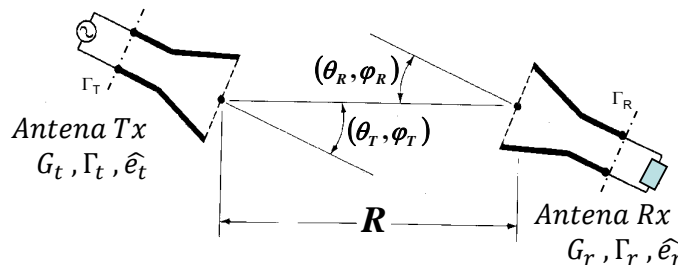
Tema 4. Balance inicial de enlace

- Balance de potencia. Factores de pérdidas.
- Enlace radio: Fundamentos de propagación. Fórmula de Friis. Reúso de polarización.
- Multicamino. Reflexión en tierra.
- Difracción en obstáculos: pérdidas y caracterización.
- Refracción troposférica. Refractividad y radio equivalente de la tierra.
- Atenuación por gases e hidrometeoros.
- Pérdidas fijas y desvanecimiento (“fading”). Hipsograma.
- Margen de desvanecimiento , umbrales de recepción, S/N, Eb/No, BER, SES, SESR, BBER, ..
- Recomendaciones ITU asociadas.
- Interferencias
- Anexo I. Ruido.
- Anexo II. Métodos de cálculo de difracción.

TSC-UNIOVI

Fundamentos de propagación. Fórmula de Friis. Pérdidas básicas de propagación

- La Ecuación de Friis permite calcular las pérdidas de inserción de un radioenlace en función de parámetros de transmisión de ambas antenas asociados a las direcciones en que cada una de ellas ve a la otra.



$$\frac{P_{e,r}}{P_{d,t}} = \left(\frac{1}{L_{lt,t}} \right) \left(\frac{1}{L_{lt,r}} \right) (1 - |\Gamma_t|^2)(1 - |\Gamma_r|^2) \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t(\theta_t, \varphi_t) G_r(\theta_r, \varphi_r) |\hat{e}_t(\theta_t, \varphi_t) \cdot \hat{e}_r^*(\theta_r, \varphi_r)|^2$$

Los términos $\left(\frac{1}{L_{lt,t}} \right) (1 - |\Gamma_t|^2)$ y $\left(\frac{1}{L_{lt,r}} \right) (1 - |\Gamma_r|^2)$ pueden generalizarse

$P_{d,t}$: potencia disponible del transmisor

$P_{e,r}$: potencia entregada receptor

G_t : ganancia en potencia de antena transmisora

G_r : ganancia en potencia de antena receptora

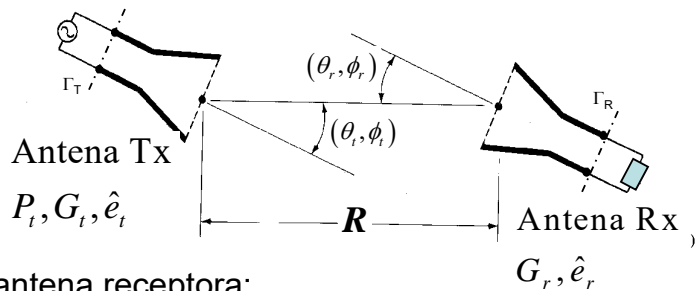
\hat{e}_t : vector unitario polarización ant. transmisora

\hat{e}_r : vector unitario polarización ant. receptora

Demo: Fórmula de Friis

- Densidad de potencia radiada por la antena transmisora:

$$\langle S(\theta, \varphi, r) \rangle = \frac{P_{d,t} \cdot \frac{1}{L_{lt,t}}}{4\pi r^2} G_t(\theta_t, \varphi_t)$$



- Densidad de potencia incidente en la antena receptora:

$$\langle S_i(\theta_r, \varphi_r, R) \rangle = \langle S(\theta_t, \varphi_t, R) \rangle = \frac{P_{d,t} \cdot \frac{1}{L_{lt,t}}}{4\pi R^2} G_t(\theta_t, \varphi_t)$$

- Potencia disponible en bornas de la antena receptora:

$$P_{d,r} = \langle S(\theta_t, \varphi_t, R) \rangle \cdot A_{e,r}(\theta_r, \varphi_r) = P_{d,t} \cdot \frac{1}{L_{lt,t}} \cdot \frac{1}{4\pi R^2} \cdot G_t(\theta_t, \varphi_t) \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G_r(\theta_r, \varphi_r)$$

- Teniendo en cuenta, además, el desacoplo causado por la polarización de cada una de las antenas:

$$\frac{P_{e,r}}{P_{d,t}} = \frac{1}{L_{lt,t}} \cdot \frac{1}{L_{lt,r}} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \cdot G_t(\theta_t, \varphi_t) \cdot G_r(\theta_r, \varphi_r) \cdot |\hat{e}_t(\theta_t, \varphi_t) \cdot \hat{e}_r^*(\theta_r, \varphi_r)|^2$$

Relación área equivalente - ganancia Fórmula de Friis alternativa

- En términos del área equivalente de la antena receptora (con acoplo perfecto de polarización):

$$P_{d,r} = \langle S_i(\theta, \varphi, r) \rangle \cdot A_{e,r}(\theta, \varphi)$$

$$\frac{P_{e,r}}{P_{d,t}} = \frac{1}{4\pi r^2} \cdot \frac{1}{L_{lt,t}} \cdot \frac{1}{L_{lt,r}} \cdot G_t(\theta_t, \varphi_t) \cdot A_{e,r}(\theta_r, \varphi_r)$$

- Cambiando ahora las funciones de transmisión y recepción de ambas antenas:

$$\frac{P_{e,t}}{P_{d,r}} = \frac{1}{4\pi r^2} \cdot \frac{1}{L_{lt,t}} \cdot \frac{1}{L_{lt,r}} \cdot G_r(\theta_r, \varphi_r) \cdot A_{e,t}(\theta_t, \varphi_t)$$

- Por reciprocidad (medio pasivo, lineal e isótropo) se debe cumplir: $\frac{P_{e,r}}{P_{d,t}} = \frac{P_{e,t}}{P_{d,r}}$

- Por tanto se verificará para toda antena: $\frac{A_{e,r}(\theta_r, \varphi_r)}{G_r(\theta_r, \varphi_r)} = \frac{A_{e,t}(\theta_t, \varphi_t)}{G_t(\theta_t, \varphi_t)} = cte.$

- Dicha cte. es fácil calcularla para una antena isótropica y vale: $\frac{\lambda^2}{4\pi}$

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_e(\theta, \varphi)$$

- Fórmula de Friis alternativa (incluyendo desacoplo polariz):

$$P_{e,r} = P_{d,t} \cdot \frac{1}{L_{lt,t}} \cdot G_t \cdot \frac{1}{4\pi r^2} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G_r \cdot |\hat{e}_t \cdot \hat{e}_r^*|^2 \cdot \frac{1}{L_{lt,r}}$$

$$P_{e,r} = \langle S_i(\theta, \varphi) \rangle \cdot A_{e,r} \cdot |\hat{e}_t \cdot \hat{e}_r^*|^2 \cdot \frac{1}{L_{lt,r}}$$

Factores de Pérdidas del radioenlace

➤ Definiendo las pérdidas del radioenlace en dB como:

$$-10 \cdot \log\left(\frac{P_{e,r}}{P_{d,t}}\right) = -10 \cdot \log\left(\frac{P_{entregada,Rx}}{P_{disponible,Tx}}\right)$$

Dichas pérdidas se pueden descomponer en:

- Pérdidas por desacoplo de polarización: $FPP = -20 \cdot \log(|\hat{e}_t \cdot \hat{e}_r^*|)$
- Pérdidas por desadaptación de impedancia: (véase formulación)
 $-10 \cdot \log(1 - |\Gamma_t|^2)$ $-10 \cdot \log(1 - |\Gamma_r|^2)$

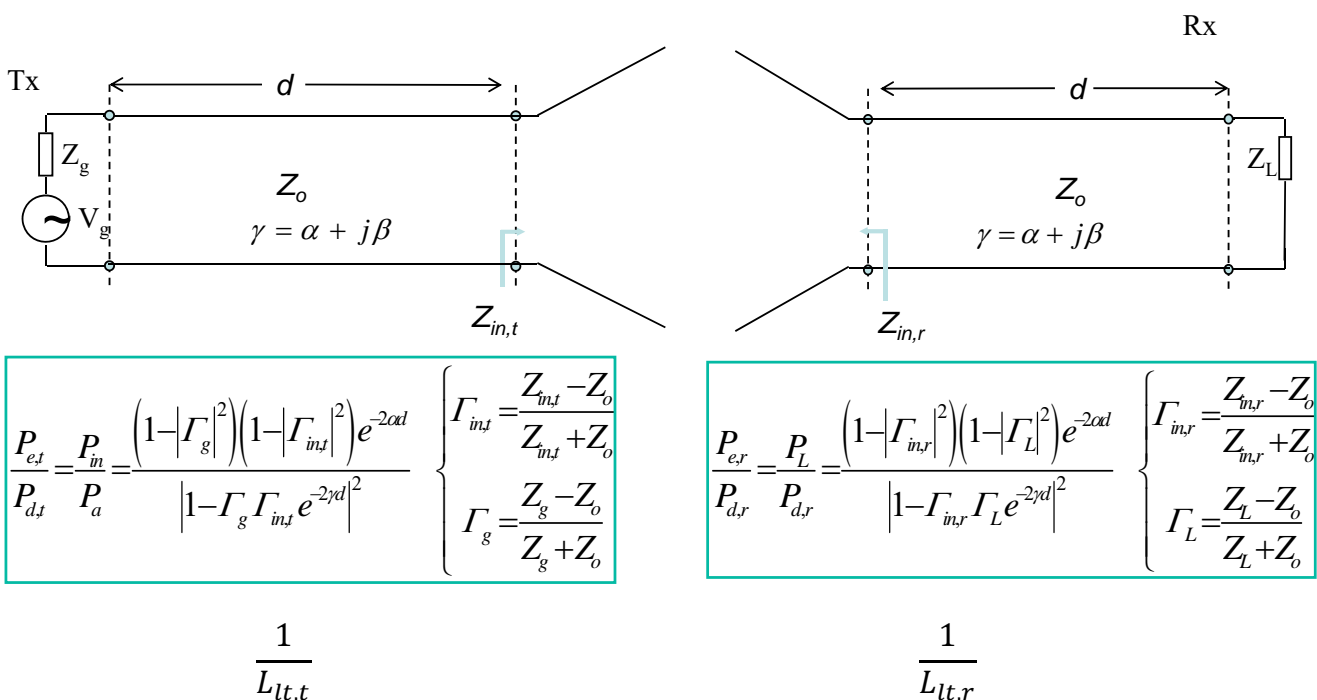
- Pérdidas de propagación de espacio libre: $-20 \cdot \log\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)$

Este término está relacionado con el carácter esférico de la onda transmitida y es independiente de las antenas utilizadas.

- Ganancias de Potencia: $-G_T(dB)$ y $-G_R(dB)$

Potencia disponible y potencia entregada. Línea de transmisión entre generador y antena.

- Antena alimentada a través de línea de transmisión:

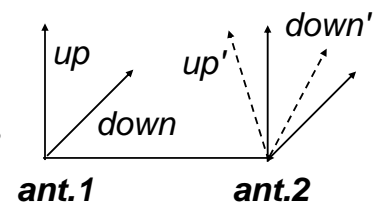


Reuso de Polarización

- Ante la congestión de las bandas de radio la utilización de antenas de alta pureza de polarización permite hoy día duplicar la capacidad de una banda reusándola en polarización, esto es, transmitiendo y recibiendo canales que ocupan la misma banda sobre dos polarizaciones ortogonales.
 - Esto se está haciendo por ejemplo en el servicio fijo por satélite, transmitiendo y recibiendo simultáneamente sendas polarizaciones lineales ortogonales.
 - Para evitar interferencias entre canales ortogonales el nivel de radiación contrapolar de las antenas no debe superar -35 dB (CP/XP>35dB).
- Nótese que el anterior requerimiento también condiciona el posicionado (ajuste) del eje de polarización de la estación terrena.
 - Un desajuste de 1° en la orientación del eje de referencia de polarización (variación máxima admitida en estaciones terrenas) causa pequeñas pérdidas en el acoplamiento copolar pero acopla -35 dB de componente contrapolar.

$$FPP = \cos^2(\alpha_T - \alpha_R) - \sin 2\alpha_T \dots \Rightarrow 10\log(\cos^2 1^\circ) = 0,001 \text{ dB}$$

canal "up" / canal "down" $\Rightarrow 10\log(\cos^2 89^\circ) = -35,2 \text{ dB}$



Efectos a tener en cuenta en la propagación vía radio

Several propagation effects must be considered in the design of line-of-sight radio-relay systems: [R-REC-P.530-17-201712-I!!MSW-E.docx](#)

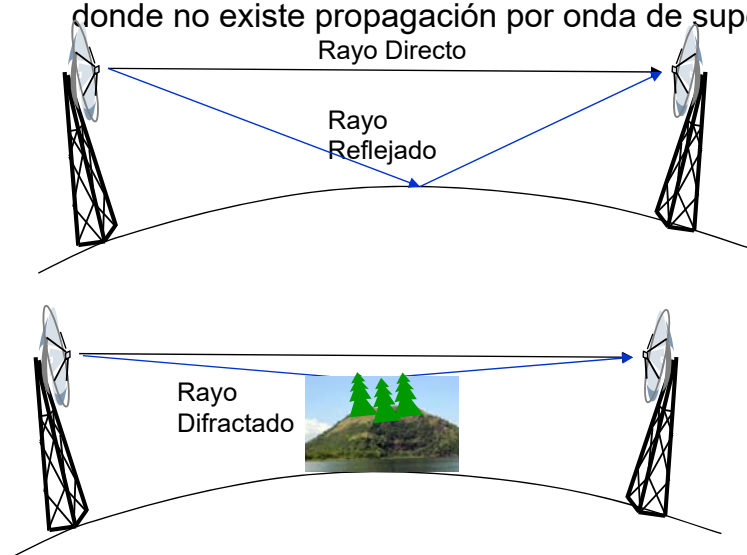
- 1) **diffraction fading due to obstruction** of the path by terrain obstacles under adverse propagation conditions;
- 2) **attenuation** due to atmospheric **gases**; [+vegetation]
- 3) **fading due to atmospheric multipath** or beam spreading (defocusing) associated with abnormal refractive layers;
- 4) **fading due to multipath** arising from **surface reflection**;
- 5) **signal distortion due to frequency selective fading** and delay during **multipath** propagation.
- 6) **attenuation due to precipitation** or solid particles in the atmosphere;
- 7) **variation of the angle-of-arrival** at the receiver terminal and angle-of-launch at the transmitter terminal due to **refraction**;
- 8) **reduction in cross-polarization** discrimination (XPD) in multipath or precipitation conditions;

Difracción en obstáculos, reflexión en suelo.

- En la propagación por Onda de Espacio (VHF y superiores) se consideran aquellos mecanismos de propagación en los que la contribución más importante proviene de **(factores 1 y 4)**:

- Rayo de visión directa: (propagación en espacio libre)
- Rayo reflejado en la superficie terrestre
- Rayo difractado por las irregularidades de la superficie terrestre

Este mecanismo de propagación es el utilizado a frecuencias por encima de VHF donde no existe propagación por onda de superficie ni propagación ionosférica.



También hay que tener en cuenta:

- Las zonas de Fresnel
- La Efecto de la refracción atmosférica
- La curvatura terrestre

Coeficientes de Reflexión de la Tierra.

R-REC-P.530-17-201712-I!!MSW-E.docx

6.1.2.4.1 Calculation of effective surface reflection coefficient

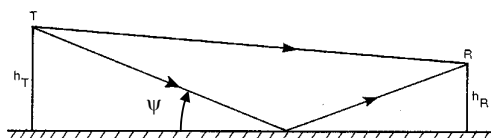
- Los coeficientes de reflexión se obtienen considerando una incidencia oblicua sobre un dieléctrico plano con pérdidas (ϵ_r , σ) que simula la Tierra.

- Polarización Horizontal.

$$\rho_h = \frac{\sin \psi - \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}}{\sin \psi + \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}}$$

revisar

$$x = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}$$



- En ángulos próximos a la incidencia rasante ($\psi=0$): $\rho_h = -1$
- Para otros ángulos, la fase permanece prácticamente fija a valores cercanos a 180° .
- El módulo se altera sobre todo para altas frecuencias o bajas conductividades

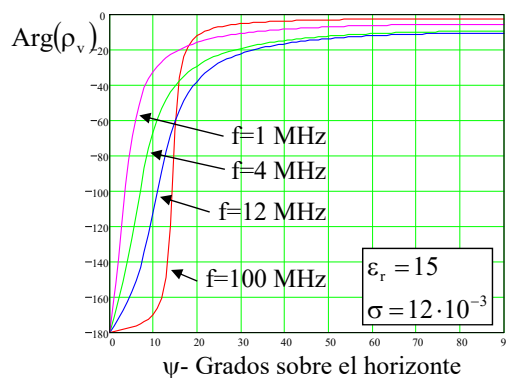
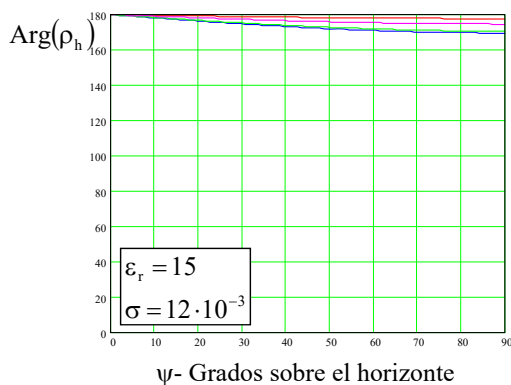
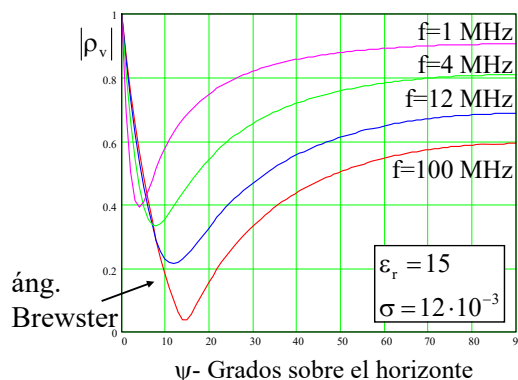
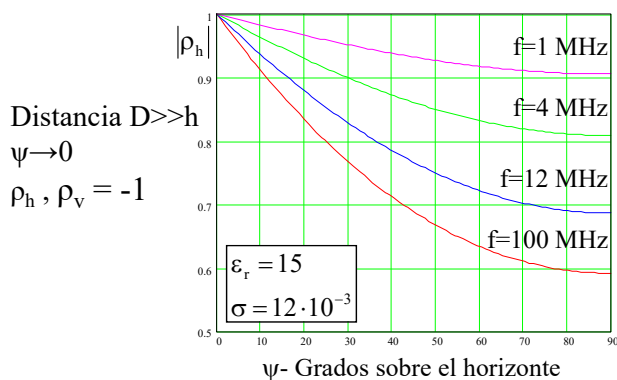
- Polarización Vertical.

$$\rho_v = \frac{(\epsilon_r - jx) \sin \psi - \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}}{(\epsilon_r - jx) \sin \psi + \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}}$$

- Para incidencia rasante ($\psi=0$): $\rho_v = -1$
- Para ángulos mayores cambia muy deprisa tanto la fase como el módulo.
- Para cada frecuencia aparece un pseudo-ángulo de Brewster (reflex.mínima)

- Para $f > 100\text{MHz}$ son válidas las gráficas de esta frecuencia.

Coeficientes de Reflexión de la Tierra.



Radioenlaces con Modelo de Tierra Plana

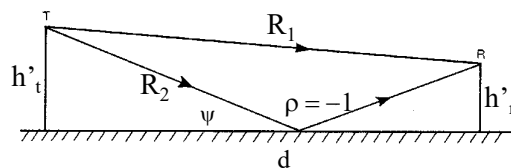
- Cuando la distancia es del orden de unas decenas de kilómetros, la Tierra se puede modelar en muchas ocasiones como superficie plana ($d \gg h'_T, h'_R \Rightarrow \psi \rightarrow 0, \rho_d \rightarrow -1$)

$$E = E_d \left(1 + |\rho| \exp(-j\theta) \exp(-j\Delta\phi) \right) = E_d \left(1 - \exp(-j\Delta\phi) \right)$$

↓ dif. fase

$$|E| = 2|E_d| \left| \text{sen} \left(\frac{\Delta\phi}{2} \right) \right|_{h'_T+h'_R \ll d} \approx 2|E_d| \left| \text{sen} \left(\frac{2\pi h'_T h'_R}{\lambda d} \right) \right|$$

(ver demo pag siguiente)



$$P_{\text{Entregada Rx}} \propto E^2$$



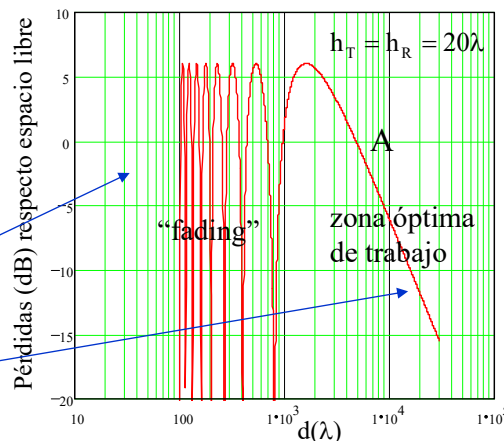
Ecuación de Propagación para Tierra plana

$$\frac{P_{\text{Entregada Rx}}}{P_{\text{Disponible Tx}}} = |\hat{e}_t \cdot \hat{e}_r|^2 \cdot L_{t,t} \cdot L_{t,r}$$

$$\cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \cdot G_t(\theta_t, \varphi_t) \cdot G_r(\theta_r, \varphi_r) \cdot 4 \text{sen}^2 \left(\frac{2\pi h'_T h'_R}{\lambda d} \right)$$

$d \gg h_t, h_r$

$$\frac{P_{\text{Entregada Rx}}}{P_{\text{Disponible Tx}}} \approx \frac{2\pi h_t h_r \ll \frac{\pi}{\lambda d}}{d^4} \cdot (h_t h_r)^2 \cdot G_t G_r$$



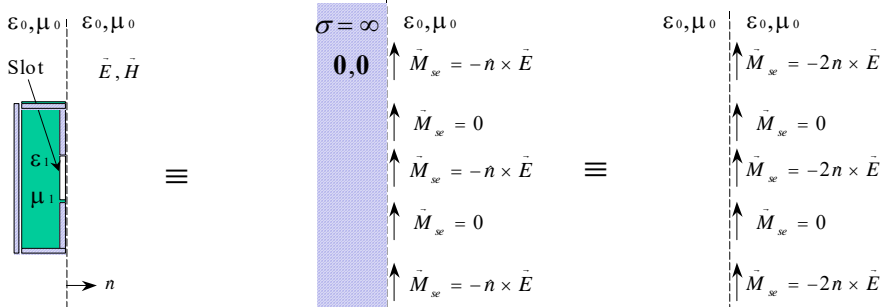
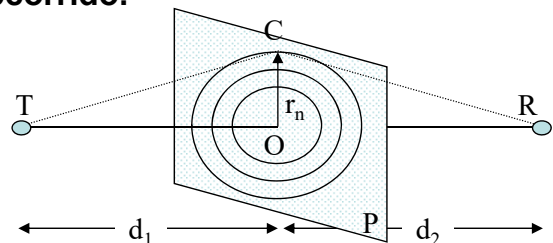
demo (*):

$$\begin{aligned}
 R_2 - R_1 &= \sqrt{d^2 + (h_1 + h_2)^2} - \sqrt{d^2 + (h_1 - h_2)^2} = \\
 &= d \left[\sqrt{1 + \left(\frac{h_1 + h_2}{d}\right)^2} - \sqrt{1 + \left(\frac{h_1 - h_2}{d}\right)^2} \right] \\
 \sqrt{1 + \left(\frac{h_1 + h_2}{d}\right)^2} &= 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{h_1 + h_2}{d}\right)^2 + \dots \\
 \sqrt{1 + \left(\frac{h_1 - h_2}{d}\right)^2} &= 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{h_1 - h_2}{d}\right)^2 + \dots \\
 R_2 - R_1 &\approx d \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{h_1 + h_2}{d}\right)^2 - 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{h_1 - h_2}{d}\right)^2 \right] = \frac{2h_1 h_2}{d}
 \end{aligned}$$

TSC-UNIOVI

Difracción por Obstáculos. Elipsoides de Fresnel (I)

- Las ondas electromagnéticas cuando inciden sobre obstáculos se difractan.
- En el análisis de la difracción hay que tener en cuenta el volumen que ocupa la onda.
- Aplicando el Principio de Huygens, el campo sobre la antena receptora puede obtenerse como la superposición de los campos provenientes de las fuentes secundarias elementales situadas en un plano P, llegando cada contribución con una fase proporcional al camino TCR recorrido.



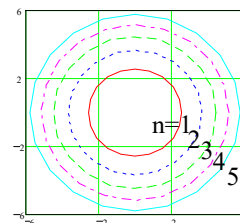
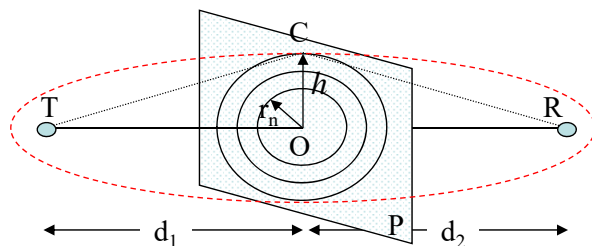
Difracción por Obstáculos. Elipsoides de Fresnel (II)

R-REC-P.526-14-201801-I!!MSW-E.docx

- Definiendo los elipsoides de Fresnel como aquellos puntos C del espacio que cumplen: $TC + CR = TOR + n\lambda/2 \quad n = 1, 2, \dots$
- Las intersecciones de estos elipsoides con un plano P (situado sobre el obstáculo) definen las llamadas Zonas de Fresnel, cuyos radios r_n valen:

$$r_n = F_n = \sqrt{n\lambda \cdot \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}}, \quad d_1, d_2 \gg r_n$$

(ver demo pag siguiente)



- El desfase de contribuciones de fuentes del plano a distancia h respecto de TOR es:

$$\Delta = TCR - TOR \approx \frac{h^2}{2} \frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2}$$

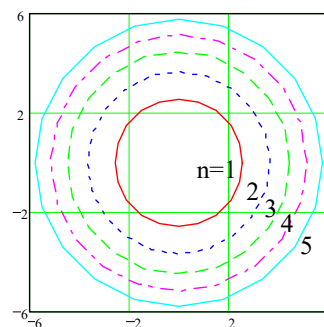
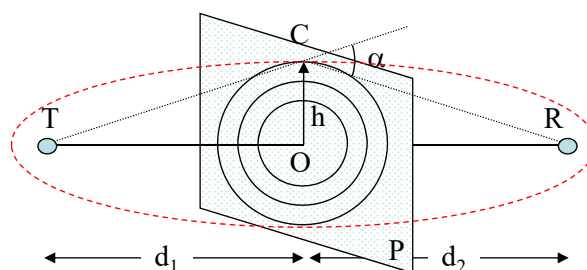
$$\Phi = \frac{2\pi\Delta}{\lambda} \approx \frac{2\pi}{\lambda} \frac{h^2}{2} \frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} = \pi \frac{h^2}{r_1^2}$$

$r_1 =$ radio de 1ª Zona de Fresnel

- “El campo total en R puede aproximarse por la contribución de las fuentes de la primera zona de Fresnel”

Elipsoides de Fresnel (demo)

Los puntos que poseen fase múltiplos de $n\lambda/2$ entre transmisor T y receptor R forman los Elipsoides de Fresnel. La intersección de estos elipsoides y un plano ortogonal al trayecto TOR definen circunferencias de radios (r_n) que delimitan las llamadas Zonas de Fresnel.



$$TC + CR = TOR + n \frac{\lambda}{2}$$

$$\sqrt{d_1^2 + h^2} + \sqrt{d_2^2 + h^2} = d_1 + d_2 + n \frac{\lambda}{2}$$

$$d_1 \gg h \Rightarrow \sqrt{d_1^2 + h^2} \approx d_1 \left(1 + \frac{h^2}{2d_1^2} \right)$$

$$d_2 \gg h \Rightarrow \sqrt{d_2^2 + h^2} \approx d_2 \left(1 + \frac{h^2}{2d_2^2} \right)$$

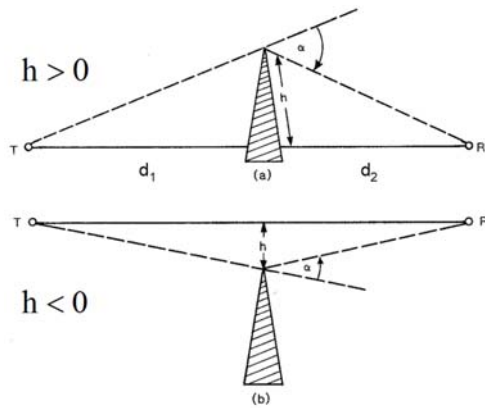
$$d_1 \left(1 + \frac{h^2}{2d_1^2} \right) + d_2 \left(1 + \frac{h^2}{2d_2^2} \right) = d_1 + d_2 + n \frac{\lambda}{2} \Rightarrow h = r_n = \sqrt{n\lambda \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$$

Difracción sobre Obstáculos del Terreno.

R-REC-P.526-14-201801-III/MSW-E.docx

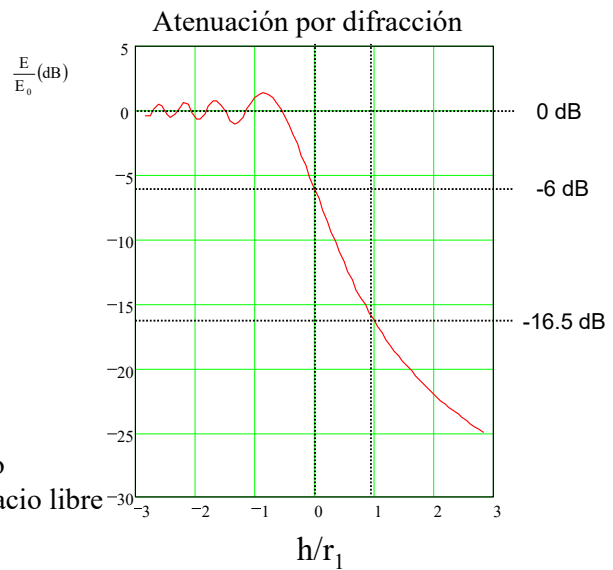
(en esta recomendación se incluyen otros métodos de cálculo de difracción)

- Las pérdidas de Difracción por los obstáculos montañosos del terreno se puede modelar con la solución analítica de la difracción producida por una cuña.
- También da las pérdidas de Difracción tierra rugosa



E nivel de campo recibido

E_0 nivel de campo en espacio libre

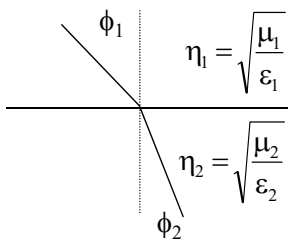


“Como se ve, si el obstáculo no penetra dentro de la primera zona de Fresnel el efecto de la difracción es despreciable”

Refracción troposférica, curvatura terrestre y su efecto en la difracción de obstáculos

Descripción de la Troposfera. Refractividad

- La troposfera, es la parte de la atmósfera, que se extiende desde el suelo hasta unos 6 Km.
- Se caracteriza porque sus condiciones de presión, temperatura y humedad varían fuertemente con la altura. Una buena aproximación media, válida para los 2 primeros Km de altura h (en Km) es:
 - Temperatura: $T(h) = 290 - 6,5h$ (K)
 - Presión: $P(h) = 950 - 117h$ (mB)
 - Presión parcial del vapor de agua: $P_{\text{agua}}(h) = 8 - 3h$ (mB)
- La trayectoria de la propagación (rayos) se analiza utilizando la **Ley de Snell** de la refracción, escrita en función del índice de refracción n .



$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{\text{sen } \phi_1}{\text{sen } \phi_2} \quad \mu_1 = \mu_2 = \mu_0 \quad \Rightarrow \quad n = \sqrt{\epsilon_r} \quad \boxed{n_1 \text{ sen } \phi_1 = n_2 \text{ sen } \phi_2}$$

Refractividad

Índice de Refracción.

- El índice es muy próximo a la unidad, aunque existe una pequeña diferencia que depende de las condiciones atmosféricas:

$$n \approx 1 + \frac{77,6}{T} \left(P + \frac{4810 P_{\text{agua}}}{T} \right) 10^{-6}$$

$n(0) \approx 1,000289$
 $n(1 \text{ Km}) \approx 1,000250$

- Por comodidad se maneja el COINDICE, definido con tres cifras enteras:

$$N = (n - 1) 10^6$$

- Se considera una ATMOSFERA STANDARD, definida como un valor medio de las propiedades de la troposfera. Existen varios modelos, donde h (en Km) mide la altura sobre el nivel del mar:

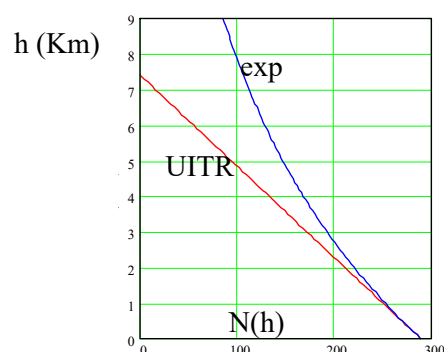
- Modelo Lineal (UIT-R):

$$N(h) = 289 - 39h \quad \text{unidades N}$$

- Modelo Exponencial :

$$N(h) = 289 \exp(-0,135h) \quad \text{unidades N}$$

(Recomendaciones UIT-R P.435, P.834 y P.835)

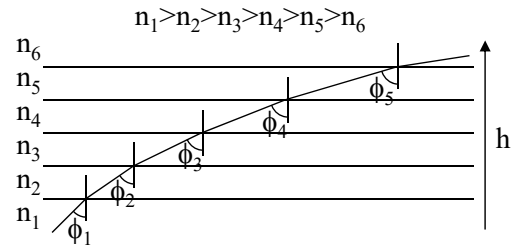


Refractividad

Curvatura del Rayo.

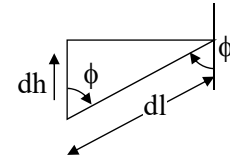
- La variación del índice de refracción con la altura genera una curvatura de los rayos definida por la Ley de Snell.

$$n_1 \sin(\phi_1) = n_2 \sin(\phi_2) = \dots = n_i \sin(\phi_i) = \text{cte}$$



- El radio de curvatura (r) del rayo se obtiene diferenciando la expresión anterior y expresando el resultado en función del diferencial de longitud (dl)

$$\left. \begin{aligned} dn \sin(\phi) + n \cos(\phi) d\phi &= 0 \\ dl = \frac{dh}{\cos(\phi)} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} &\text{aproximación de curvatura cte:} \\ &\text{circ.} \rightarrow dl = r d\phi \\ \Rightarrow \frac{1}{r} = \frac{d\phi}{dl} &= -\frac{1}{n} \frac{dn}{dh} \sin(\phi) \end{aligned}$$



- Puesto que las antenas se encuentran habitualmente a alturas semejantes y para una atmósfera estándar el radio de curvatura toma el valor de:

$$\frac{1}{r} = -\frac{1}{n} \frac{dn}{dh} \sin(\phi) \Big|_{\substack{\phi \approx 90^\circ \\ n(h) \approx 1}} \approx -\frac{dn}{dh} = -\frac{dN}{dh} \cdot 10^{-6} \xRightarrow{\text{Atmosfera estandar}} r \approx 25640 \text{ Km}$$

La curvatura de la propagación es proporcional al gradiente vertical de n :
($-dn/dh$)

Refractividad

Radio equivalente o efectivo de la Tierra

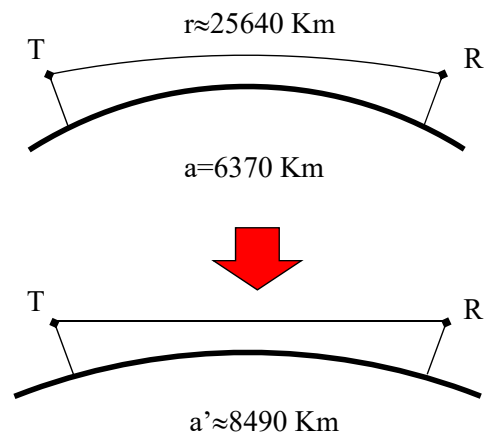
- Un procedimiento muy extendido en el diseño de radioenlaces consiste en tener en cuenta el efecto de la refracción troposférica modificando el radio de la Tierra (a) y suponiendo una trayectoria recta para el rayo (se supone radio curvatura cte de la propagación)

- El nuevo radio a' se calcula como:

$$\frac{1}{a'} = \frac{1}{a} - \frac{1}{r} \approx \frac{1}{a} + \frac{dn}{dh} \approx \left(157 + \frac{dN}{dh}\right) \cdot 10^{-6}$$

$$k = \frac{a'}{a} = \frac{157}{157 + \frac{dN}{dh}} \quad k: \text{Factor de radio efectivo}$$

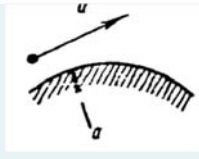
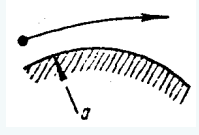
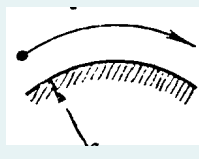
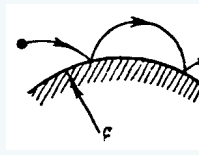
$$\left. \begin{aligned} a &= 6370 \text{ km} \\ n &\cong 1 \\ \sin(\phi) &\cong 1 \\ \frac{dN}{dh} \Big|_{\text{Nivel del Mar}} &\cong -39 \end{aligned} \right\} \rightarrow a' = ka \cong \frac{4}{3}a \cong 8490 \text{ km}$$



Refractividad

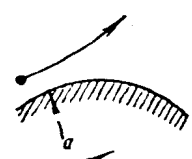
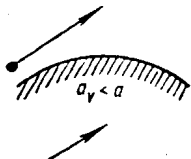


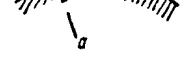

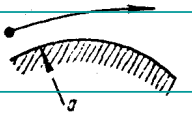
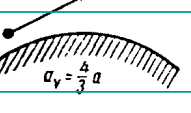

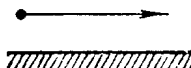

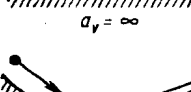
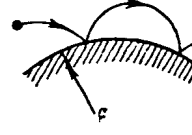
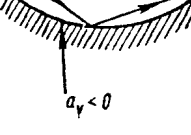
$$\frac{dN}{dh}$$

➤ Simplificando:

| Condición de la troposfera | $dN1$ (N units/km) | k | |
|----------------------------|------------------------------|---|--|
| Subrefractiva | $dN1 > 0$ | $0 < k < 1$ |  |
| Normal (estándar $k=4/3$) | $-39 < dN1 < 0$ | $1 < k < 4/3$ |  |
| Superrefractiva | $dN1 < -39$ | $k > 4/3$ |  |
| Conductos | $dN1 = -157$ $dN1 < -157$ | $k \Rightarrow \text{infin}$ $k < 0$ |  |

Refractividad

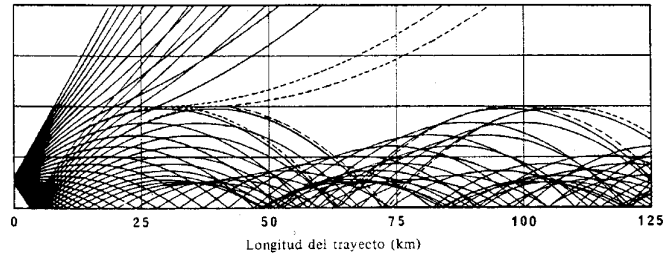
➤ Tipos de Atmósfera

| No. | Form of refraction | $\frac{dN}{dh}$, m^{-1} | R , m | n_{eq} , m | k | Actual path | Equivalent path |
|-----|--------------------|----------------------------|---|---|-------------------|--|---|
| A | Negative | > 0 | < 0 | $< 6.37 \times 10^6$ | < 1 |  |  |
| B | Zero | 0 | ∞ | 6.37×10^6 | 1 |  |  |
| C | Positive | | | | | | |
| C1 | Sub-refraction | 0 to 0.04 | ∞ to 2.5×10^7 | 6.37×10^6 to 8.5×10^6 | 1 to $4/3$ |  |  |
| C2 | Standard | -0.04 | 2.5×10^7 | 8.5×10^6 | $4/3$ |  |  |
| C3 | Augmented | -0.04 to -0.157 | 2.5×10^7 to 6.37×10^6 | 8.5×10^6 to ∞ | $4/3$ to ∞ |  |  |
| C4 | Critical | -0.157 | 6.37×10^6 | ∞ | ∞ |  |  |
| C5 | Super-refraction | < -0.157 | $< 6.37 \times 10^6$ | < 0 | < 0 |  |  |

Refractividad

- Cuando la derivada del coíndice es inferior a -0.157 , la curvatura del rayo es superior a la de la Tierra dando lugar a propagación por **CONDUCTO SUPERFICIAL**.

Estas situaciones suelen darse en el verano cuando la tierra y sobre todo el mar se recalientan haciendo que a ciertas horas la pendiente de temperatura sea muy superior a la estándar



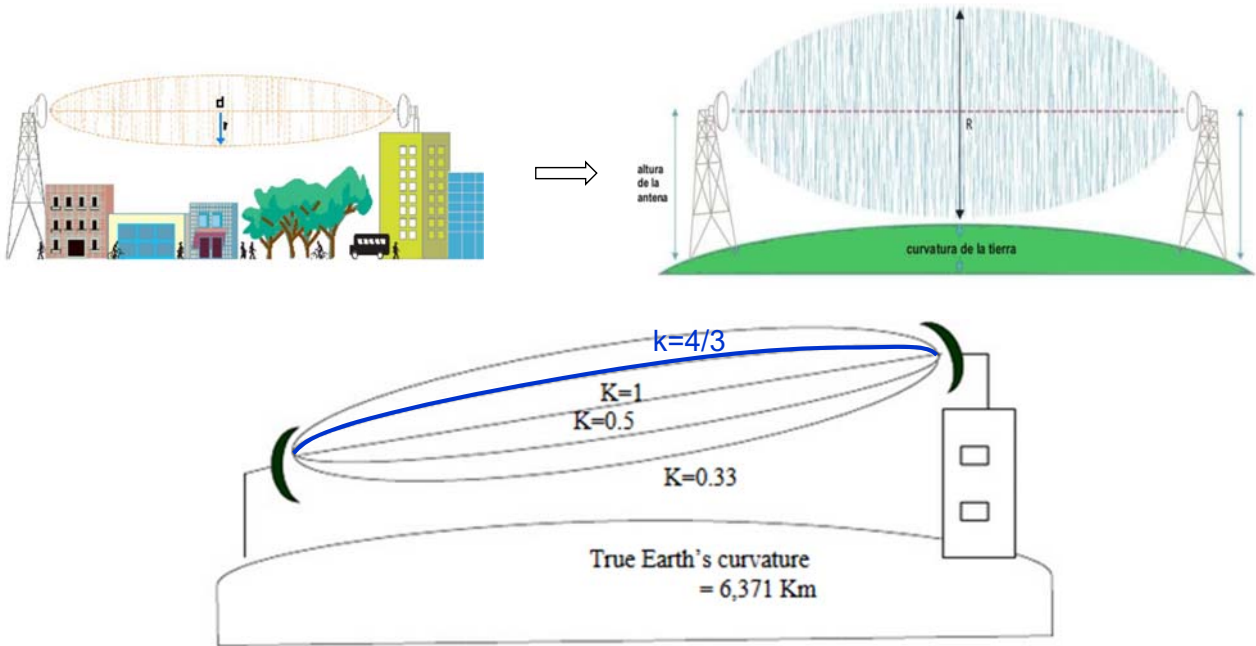
- **Estos conductos se forman a través de reflexiones múltiples sucesivas sobre la tierra o el mar.**
 - El conducto provoca transmisiones guiadas de baja atenuación y grandes alcances.
 - Por las dimensiones de los conductos (algunos metros hasta centenas de metros en situaciones excepcionales) afecta primordialmente a las bandas de VHF y superiores.
 - Son de aparición esporádica por lo que no son útiles para un canal de comunicaciones pero si pueden ser responsables de fuertes interferencias por sobrealcances anormales.
 - Rec ITU-R P.453

Refractividad

- El modelo de radio equivalente de la Tierra se utiliza para diseñar los radioenlaces terrestres. A la tierra de referencia esférica de 8490 Km se le suma la altura orográfica-radio del terreno (altura sobre el nivel del mar x 4/3) para obtener el perfil equivalente del terreno sobre el que se considera una propagación rectilínea entre transmisor y receptor. Esto permite analizar en detalle posibles reflexiones y difracciones introduciendo las zonas de Fresnel, etc.
- La atmósfera, de hecho es muy variable, y la pendiente de su coíndice de refracción N varía desde valores ligeramente positivos (con refracción negativa = curvatura de los rayos contraria a la de la Tierra) hasta valores de super refracción ($dN/dh < -157$) que da lugar a propagación por conductos superficiales. Estas fuertes variaciones de las condiciones de propagación no suelen dar problemas en radioenlaces terrestres de microondas punto a punto bien diseñados.
- Para distancias de decenas de Km, la mayor o menor curvatura de los rayos entorno a la trayectoria correspondiente a la atmósfera media estándar, valor para el que se hace el diseño del radioenlace, afecta poco al nivel de señal recibido. Esto es así porque los anchos de haz a $-3dB$ de las antenas son bastante más anchos que el cono de rayos límite que asegura en cualquier condición de atmósfera la unión entre transmisor y receptor.

Utilización del radio equivalente y la primera zona de Fresnel

- **Combinación del despejamiento de la 1ª zona de Fresnel y de la refracción atmosférica (radio equivalente y factor K)**



TSC-UNIOVI

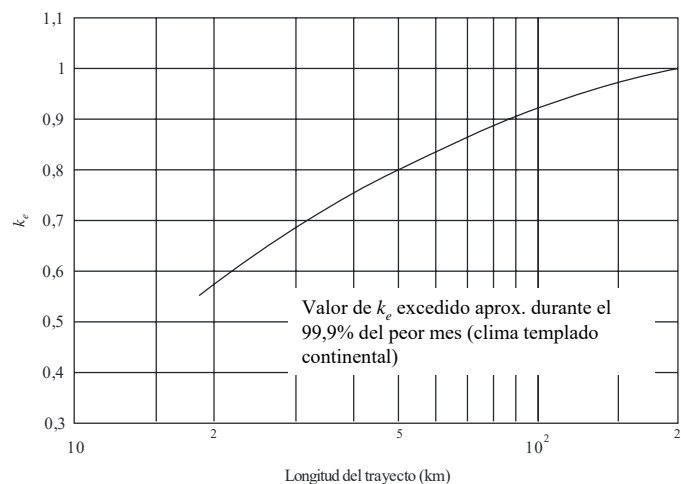
Refractividad. Cálculo de altura de antenas para LOS

Rec ITU-R P530-17

- **Evaluación del despeje. Cálculo de altura de antenas para LOS:**

- 1) Cálculo de las alturas de antenas necesarias para LOS considerando $k = 4/3$ y un despeje de $1,0 \cdot F_1$ por encima del obstáculo más alto (en climas templados y tropicales).
- 2) Cálculo de k_e (99,99%) según gráfica
- 3) Calcular altura antenas con k_e y el siguiente despeje h :

| Clima templado |
|--|
| 0,0 F_1 (es decir, incidencia rasante) si sólo existe una obstrucción aislada del trayecto |
| 0,3 F_1 si la obstrucción del trayecto se extiende a lo largo de una parte de éste |
| Clima tropical |
| 0,6 F_1 para longitudes de trayecto superiores a unos 30 km |



P.0530-02

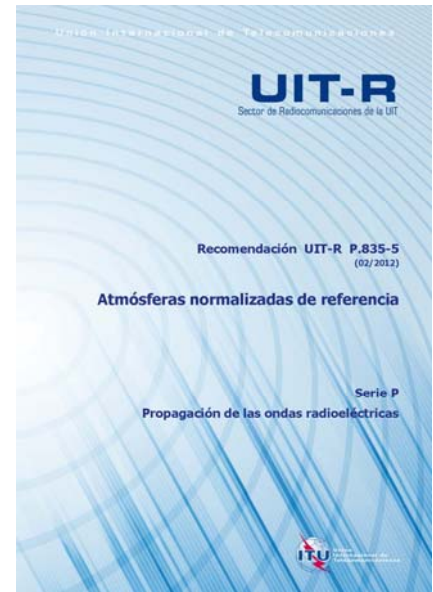
- 4) Utilícense las mayores alturas de antena obtenidas en 1) y 3)

Refractividad

Recomendaciones:
R-REC-P.453-10 ;

R-REC-P.834-6-200701-I ;

R-REC-P.835-5-201202-I



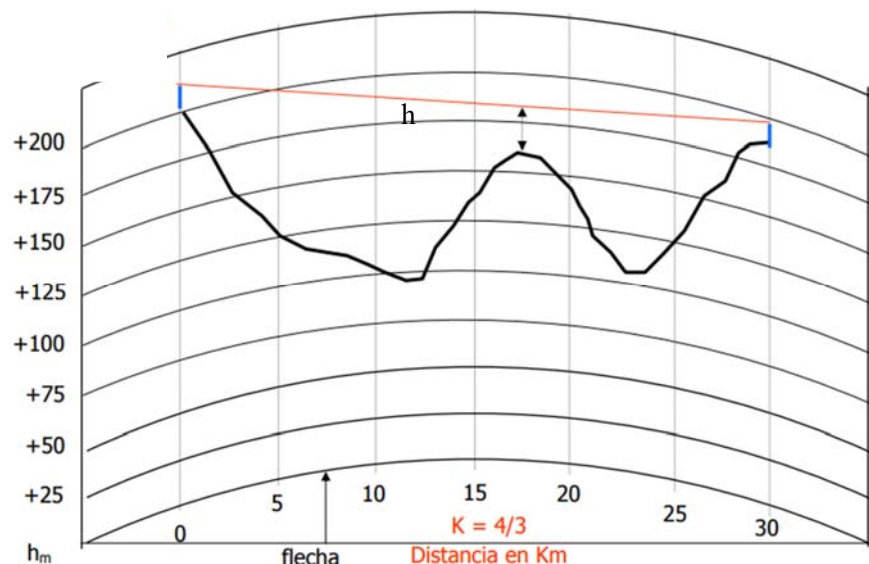
Refractividad. Despejamiento y pérdidas

➤ Despeje “h”: (“clearance”)

- h es la altura (m) del obstáculo más importante del trayecto en relación a la línea del enlace (h es negativa si la parte superior del obstáculo en cuestión está por encima de la línea de visibilidad directa o línea del enlace)

- **Cálculo de la flecha:** Estimación para calcular las alturas finales de obstáculos

$$f(d_1, d_2) = \frac{d_1 d_2}{2(ka)}$$



Difracción sobre Obstáculos del Terreno

➤ Pérdida por difracción en caso de NLOS

- Pérdida por difracción en función del **despejamiento h** del trayecto (empírico según la [Rec ITU-R P530-17](#)):

$$A_d(dB) = -20 \frac{h}{F_1} + 10 \quad (\text{válido para } A_d > 15\text{dB})$$

h es el “despeje”

F1 es el radio del primer elipsoide de Fresnel,

$$r_1 = F_1 = \sqrt{\lambda \cdot \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}} = 17,3 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f d}} \quad m$$

➤ Cómo calcular las pérdidas de difracción en entornos reales?

(ver Anexo II)

Otros efectos de la refracción en la propagación

➤ Más efectos de la refracción:

- Ensanchamiento de haz y **variación** de los **ángulos de salida y llegada**. Generan desvanecimiento planos y lentos.
- **Multicamino en la troposfera**. Genera desvanecimiento rápido y selectivo. El desvanecimiento producido por este efecto se puede caracterizar por medios estadísticos recogidos en [Rec ITU-R P.530](#)
- Irregularidades de pequeña escala en la troposfera (centelleo troposférico), genera fading rápido pero poco intenso. Se suele descartar en frecuencias de microondas.

Otros efectos de la propagación

- Atenuaciones fijas:
 - **Vegetación** (desvanecimiento, despolarización y dispersión) => Rec ITU-R P.833. No se suele incluir en los diseños de enlaces de microondas por la escasa exactitud.
 - **Gases atmosféricos (O₂) y vapor de agua.** REC ITU-R P.676 (Apéndice 2) , Rec ITU-R P.835.
- Otras atenuaciones variables:
 - **Hidrometeoros** (atenuación, despolarización) => Rec ITU-R P.530, ITU-R P.837 (se considera atenuación **variable** o desvanecimiento).

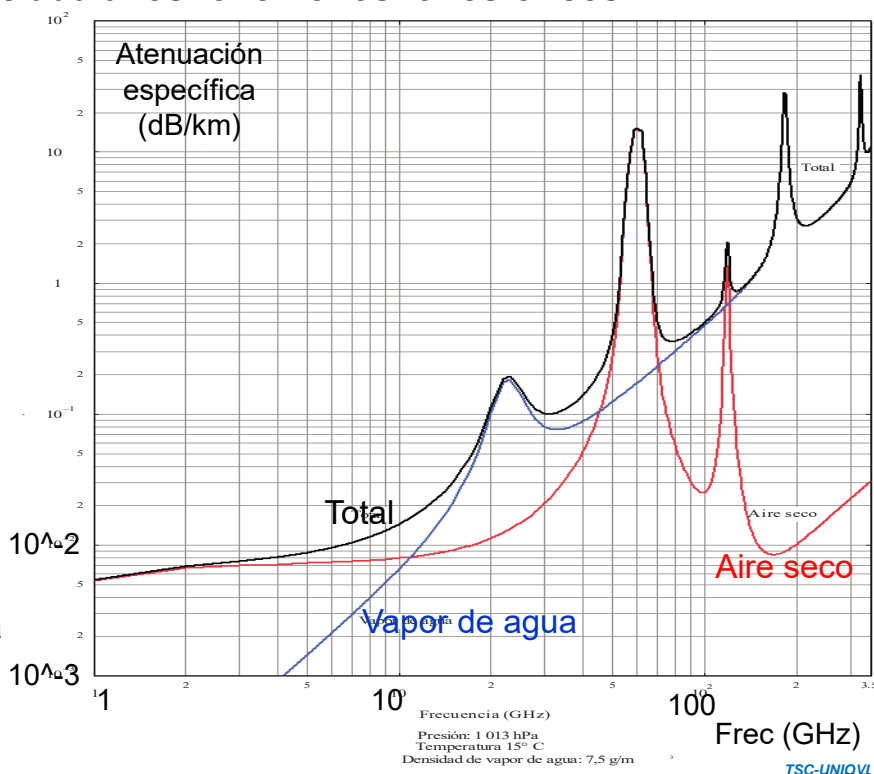
Atenuación por gases

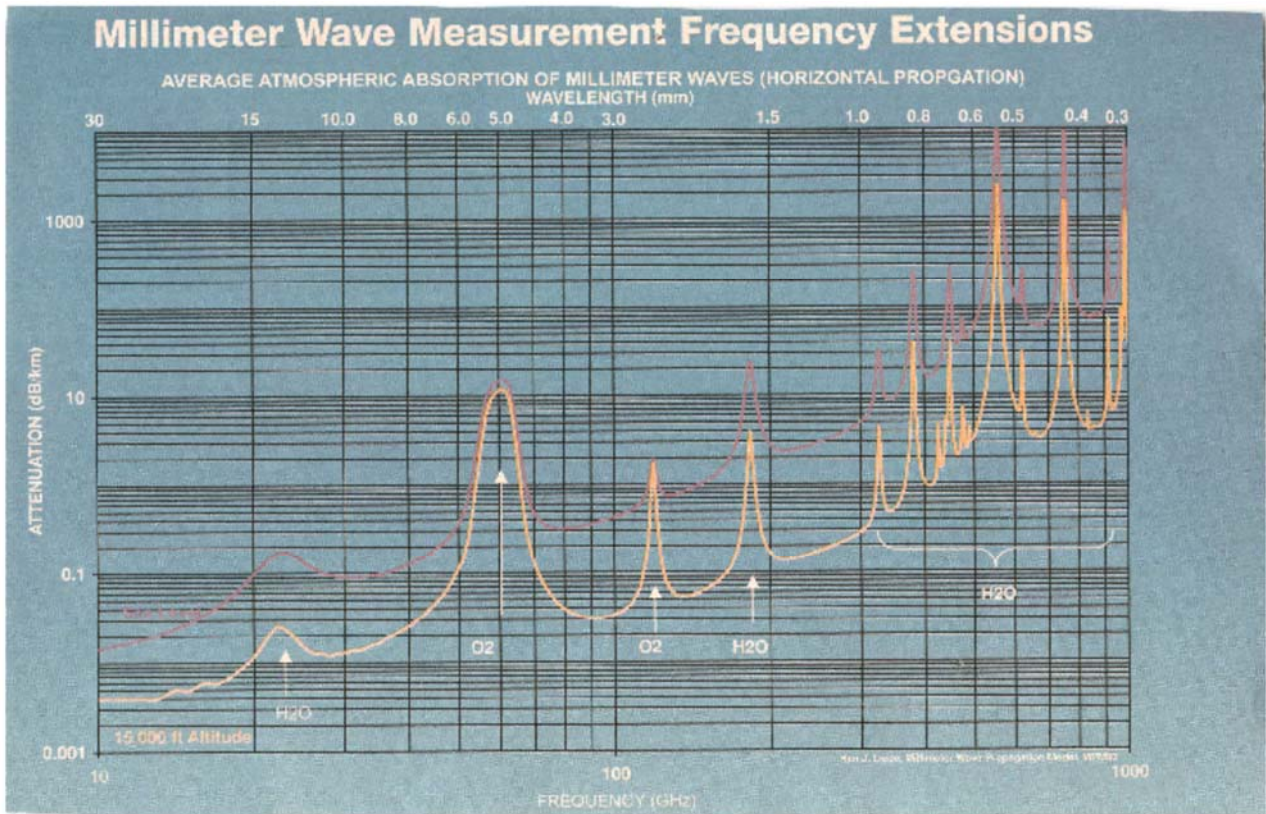
- **La atmósfera apenas introduce atenuación por debajo de los 3 GHz, a excepción de la asociada a los fenómenos ionosféricos.**

- **Por encima de 3 GHz aparece:**

- At. por lluvia.
- At. por niebla.
- At. por resonancias moleculares.

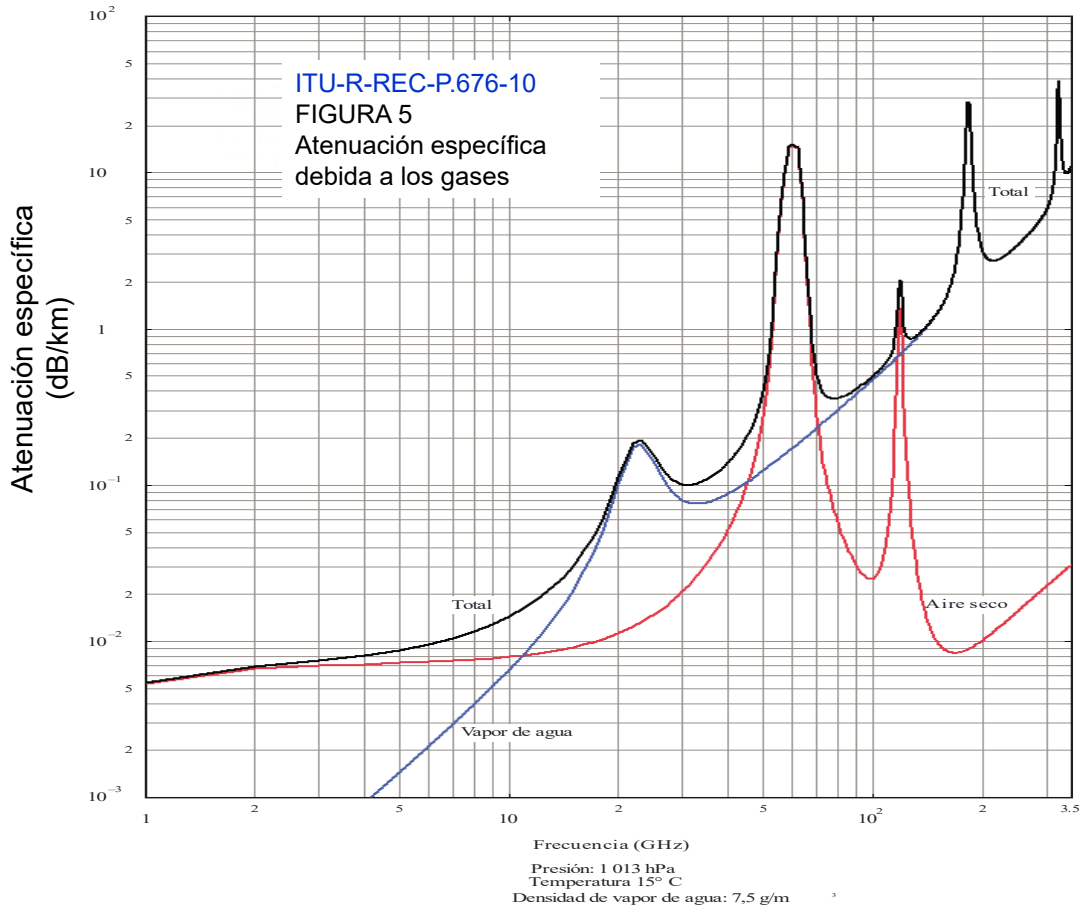
- **Las curvas del ITU-R dan el valor de atenuación específica para trayectos casi horizontales y próximos a tierra.**





TSC-UNIOVI

Atenuación por gases e hidrometeoros



P.0676-05

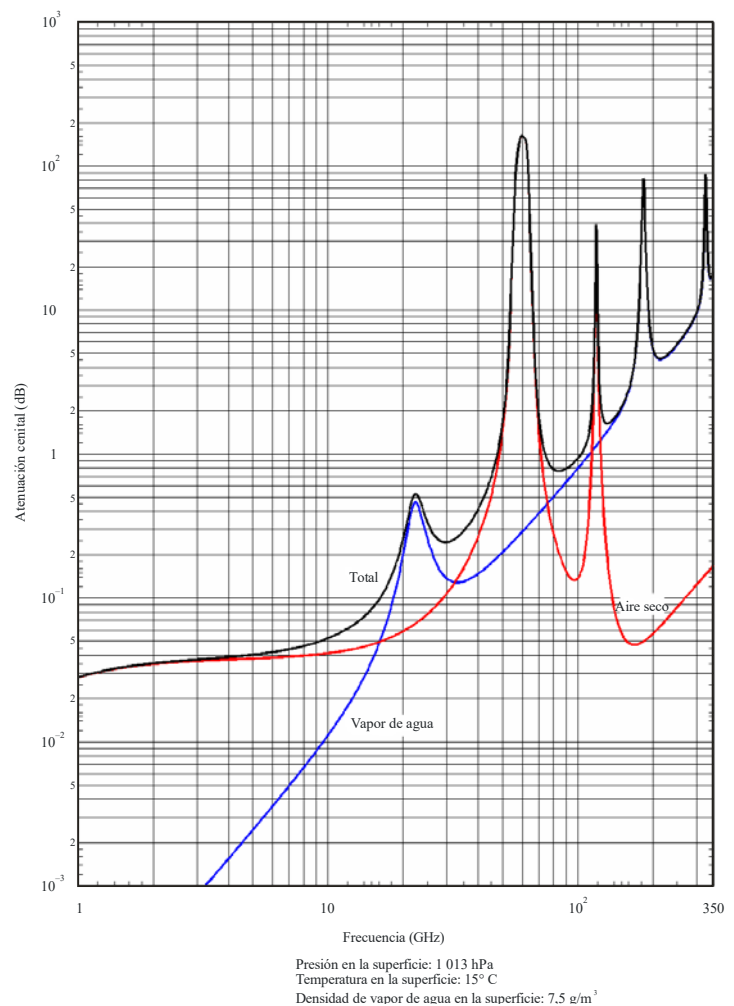
TSC-UNIOVI

Rec. UIT-R P.676-10

FIGURA 6

Atenuación **cenital total** (dB)
a nivel del mar debida a la
atmósfera seca y al vapor de
agua.

(Para común. vía satélite)



Atenuación debida a gases (b)

Atenuación por **niebla**.

- Se suele medir en función de la intensidad de la niebla expresada en g/m³.
- Presenta una gran incidencia en la propagación en bandas de milimétricas, infrarrojos y bandas superiores.

Atenuación por **resonancias** moleculares

- La atmósfera por los gases que la componen es selectiva en frecuencia, apareciendo máximos y mínimos de atenuación (ventanas).
- Se produce por la existencia de frecuencias de resonancia en la estructura electrónica de las diversas moléculas de la atmósfera. En dichas frecuencias el gas absorbe energía y produce una fuerte atenuación.
- Los gases responsables de la mayor parte de los picos de absorción son el oxígeno molecular y el vapor de agua.
- La atenuación depende de la concentración de los gases y por tanto de la altura.
- Estas atenuaciones son, en general, indeseables y tratan de evitarse. Por ejemplo, en milimétricas se utilizan las llamadas “ventanas de radio” que son las bandas de baja atenuación existentes entre los picos de las sucesivas resonancias de los gases atmosféricos. Se habla así de las **ventanas** de 35 y de 94 GHz.
- En algunos casos, sin embargo, se aprovecha la fuerte atenuación de las resonancias para establecer comunicaciones de corto alcance “seguras”. Es el caso de las radio-teléfonos militares que trabajan directamente sobre la línea de absorción del oxígeno a 60 GHz.

Atenuación debida a la lluvia

- Depende del tamaño de las gotas y de su deformación al caer, pero **sobre todo de la cantidad global de agua en el aire**. Debido a la dificultad de medir los anteriores parámetros se expresa la atenuación en función de la intensidad de lluvia (R) medida en mm/h.
 - Varía con la frecuencia hasta unos 100 GHz.
 - Depende algo de la polarización (H-V).
 - Se produce por:
 - La disipación por efecto Joule debido al comportamiento del agua como dieléctrico imperfecto.
 - La dispersión de la energía en direcciones diferentes a la de propagación.

Cálculo de la atenuación debida a la lluvia

- La aten. específica se aproxima como:

$$\gamma_R(\text{dB/km}) = K_{H,V} \cdot R^{\alpha_{H,V}} \quad \text{UIT-R P.838-3}$$

- La atenuación del trayecto excedida durante el 0,01% del tiempo viene dada por:

$$A_{0,01}(\text{dB}) = \gamma_R \cdot d_{eff} = \gamma_R \cdot d \cdot r$$

$$r = \left(\frac{1}{0.477 \cdot d^{0.633} \cdot (R_{0,01})^{0.073\alpha} \cdot f^{0.123} - 10.579 \cdot (1 - \exp(-0.024 \cdot d))} \right)$$

- La atenuación excedida durante otros porcentajes de tiempo p en el margen de 0,001% a 1% puede deducirse de la ley potencial de la **ITU-R P.530.16**

$$A_p = A_{0,01} \cdot C_1 \cdot p^{-(C_2 + C_3 \cdot \log_{10} p)} \quad \text{para latitud N/S} \geq 30^\circ$$

Atenuación debida a hidrometeoros (b)

- **Las lluvias, en general, son muy irregulares tanto en el tiempo como en el espacio, por lo que es un fenómeno complejo de caracterizar. Sin embargo hoy en día se disponen de datos bastante fiables obtenidos de las redes meteorológicas.**
- **En el diseño de radioenlaces se tiene en cuenta las “estadísticas” de lluvia, esto es las intensidades superadas en tanto por ciento de tiempo, de modo que a la hora del diseño se puede establecer los requisitos de potencia transmitida, ganancias de antenas necesarias, etc para asegurar un servicio fiable en un porcentaje de tiempo dado (valores típicos superiores al 99%).**

Recomendaciones:

P.676 Attenuation by atmospheric gases

P.678 Characterization of the natural variability of propagation phenomena

P.837 Characteristics of precipitation for propagation modelling

P.838 Specific attenuation model for rain for use in prediction methods

P.839 Rain height model for prediction methods

P.840 Attenuation due to clouds and fog

P.841 Conversion of annual statistics to worst-month statistics

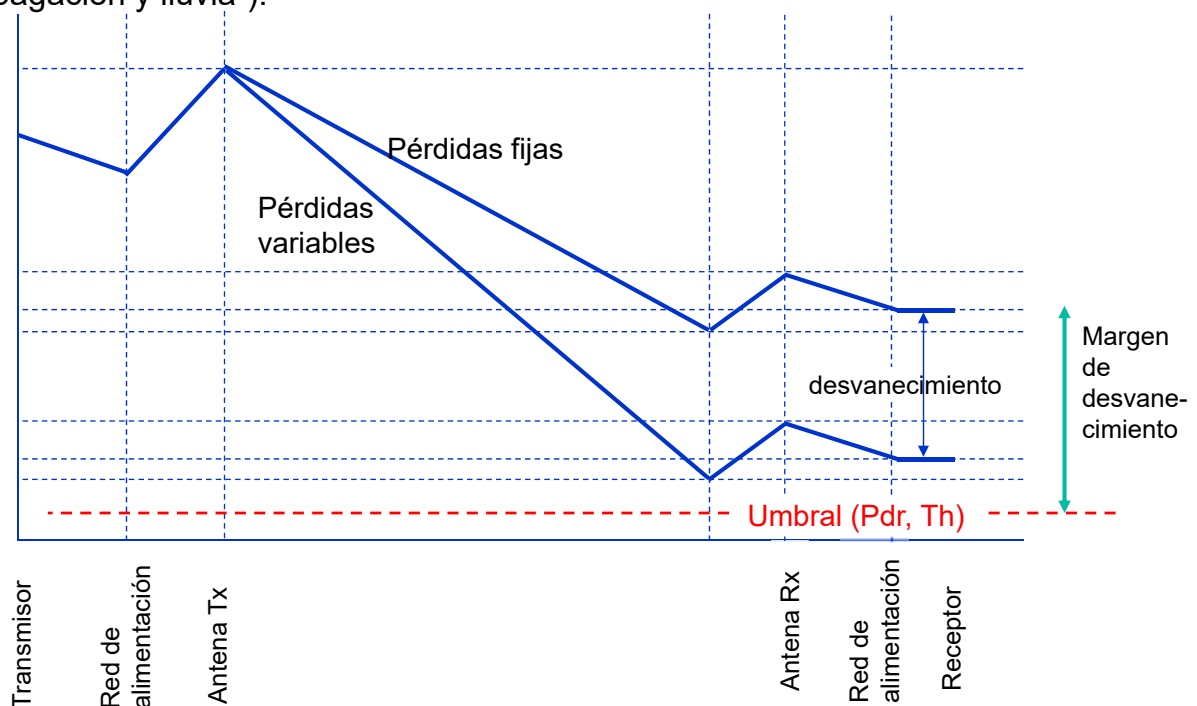
Clasificación de las pérdidas de propagación

Además de las pérdidas básicas (espacio libre) que son fijas, las “pérdidas en exceso” se pueden clasificar en:

- Pérdidas **fijas**:
 - L_{gases} : absorción del oxígeno (O₂) y del vapor de agua (H₂O).
 - L_{veget} : atenuación por vegetación. Valores empíricos para diversas regiones y polarizaciones.
- Pérdidas **variables** o desvanecimiento (“fading”):
 - L_{diff} = difracción en obstáculos (causada por refracción anómala si el enlace es LOS).
 - L_{scin} : desvanecimiento por efecto de centelleo en la troposfera. ITU-R P.618-8.
 - L_{hyd} = lluvia y otros hidrometeoros.
 - L_{multi} = desvanecimiento por multicamino; tanto reflexión en superficie como por refracción en capas altas de la troposfera.
 - L_{mis} , L_{spre} = desalineamiento y ensanchamiento del haz, causa de refracción anómala (indep. de frec. y típico en zonas costeras).
 - L_{XPD} = despolarización (por hidrometeoros o refracción anómala).

Pérdidas de propagación - hipsograma

- Además de las pérdidas básicas (espacio libre) que son fijas, están las “pérdidas en exceso” (estas incluyen pérdidas fijas -gases y vegetación- y variables -fading de propagación y lluvia-).



Valores umbral de recepción y margen bruto de desvanecimiento

- El valor umbral del receptor **analógico** o sensibilidad ($S_{min}(dBm)$) corresponde a la mínima potencia a la entrada del receptor (C) que es capaz de detectar.

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = \frac{P_{d,r}}{kT_e B} = \frac{P_{d,r}}{k(T_o F) B} \Rightarrow S_{min} = P_{d,r,min} = \left(\frac{S}{N}\right)_o k(T_o F) B$$

(véase demostración de ruido)

$$P_{d,r,min} (dBm) = \left(\frac{S}{N}\right)_o (dB) + 10 \log(B(Hz)) + F(dB) - 174(dBm/Hz)$$

- k =constante de Boltzman
- T_o = temperatura estándar (típ. 270°K)
- F =factor de ruido del sistema (F(dB), figura de ruido)
- (S/N) = mínima relación señal a ruido requerida

Valores umbral de recepción y margen bruto de desvanecimiento

- El valor umbral del receptor **digital** ($T_h(dBm)$) corresponde a la **mínima potencia a la entrada del receptor** (C) que se asocia con un determinado BER.
- En condiciones de ruido térmico, el umbral depende del esquema de modulación y del algoritmo de codificación de canal, la tasa binaria, y del ruido equivalente a la entrada del receptor.
- El cálculo teórico del valor umbral, en un enlace digital, se basa en el parámetro $W = E_b/N_o$ (**energía de bit sobre densidad espectral de ruido**), que se asocia con un objetivo de BER.

$$C = R(bps) \cdot E_b(J/bit)$$

$$N_o = \frac{kT_e B}{B} = kT_e = k(T_o F) \quad \left. \vphantom{N_o} \right\} W = \frac{E_b}{N_o} = \frac{C/R}{K(T_o F)} = \frac{T_h/R}{K(T_o F)}$$

$$T_h(dBm) = \left(\frac{E_b}{N_o}\right) (dB) + 10 \log(R(bps)) + F(dB) - 174(dBm/Hz)$$

- T_h =nivel umbral de potencia (umbral de C) asociado a un BER
- k =constante de Boltzman
- T_o = temperatura estándar (típ. 270°K)
- F =factor de ruido del sistema (F(dB), figura de ruido)
- R =tasa o velocidad binaria

Parámetros útiles en enlace digital

Los siguientes parámetros son fundamentales a la hora de realizar balances de enlace y dimensionado:

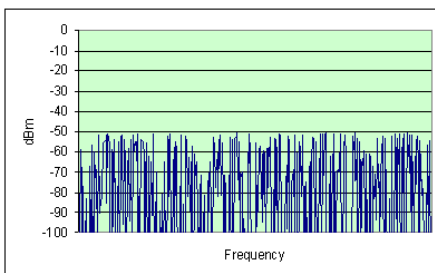
- C/N: relación potencia de portadora a potencia de ruido – Se mide a la entrada del receptor (después de la antena)
- C/No: relación potencia de portadora a densidad espectral de potencia de ruido – Se mide a la entrada del receptor (después de la antena)
- Eb/No: energía por bit frente a densidad espectral de potencia de ruido – Se mide a la salida del demodulador, aunque puede referenciarse a otros puntos intermedios entre decodificadores
- Es/No (=Co/No): energía por símbolo frente a densidad espectral de potencia de ruido – Se mide a la entrada del demodulador

TSC-UNIOVI

Sistemas digitales

Relación portadora a densidad espectral de ruido

$$\frac{C}{N_o} = \frac{C(W)}{N_o(W/Hz)} \Rightarrow \left(\frac{C}{N_o}\right) (dB \cdot Hz) = C(dBW) - N_o(dBW/Hz)$$



$$N_o = k \cdot T$$

$$k : \text{cte. Boltzman: } -228,6 \text{ dBW / K / Hz } (1,38 \times 10^{-23} \text{ J / K})$$

T: temperatura de ruido del sistema

- C/No es la relación portadora a densidad espectral de ruido (Carrier-to-Noise Density Ratio).
 - unidades de dB-Hz
 - no requiere el conocimiento del ancho de banda
 - podría entenderse como el C/N (relación portadora ruido) en un ancho de banda de 1Hz
- En un sistema digital el ancho de banda sería el ancho de banda del modem (receptor-demodulador)
- Los Modems se especifican en términos de C/No.

TSC-UNIOVI

Sistema radio digital – Estimación de la tasa de datos

➤ La tasa de datos máxima puede estimarse a partir de:

- (Potencia de la Señal) = (Energía de bit)x(número de bits/seg)

$$S(W) = C(W) = R(\text{bps}) \cdot E_b(\text{J/bit})$$

$$T_b(s) = 1/R(\text{bits/s})$$

- El término (E_b/N_o) se fija para cada esquema de modulación-codificación

$$\frac{C}{N_o} = \frac{R \cdot E_b}{N_o} = R \cdot \left(\frac{E_b}{N_o} \right)$$

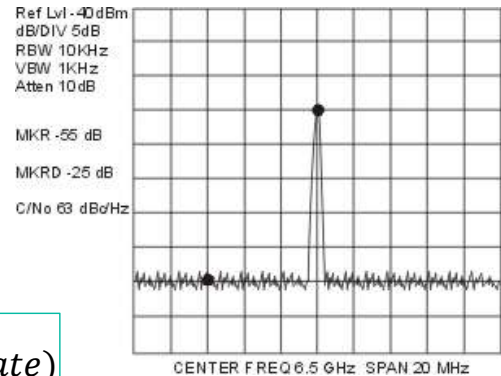
(se mide entrada receptor)

$$\left(\frac{E_b}{N_o} \right) (\text{dB}) = \left(\frac{C}{N_o} \right) (\text{dB} \cdot \text{Hz}) - 10\log(R)$$

(se mide salida demod)

$$\left(\frac{E_s}{N_o} \right) (\text{dB}) = \left(\frac{C}{N_o} \right) (\text{dB} \cdot \text{Hz}) - 10\log(\text{Baudrate})$$

(se mide entrada demod)



$$\left(\frac{E_b}{N_o} \right) (\text{dB}) = \left(\frac{E_s}{N_o} \right) (\text{dB}) - 10\log(\eta)$$

η = eficiencia espectral
(depende de modulación,
codif canal y encapsulado)

TSC-UNIOVI

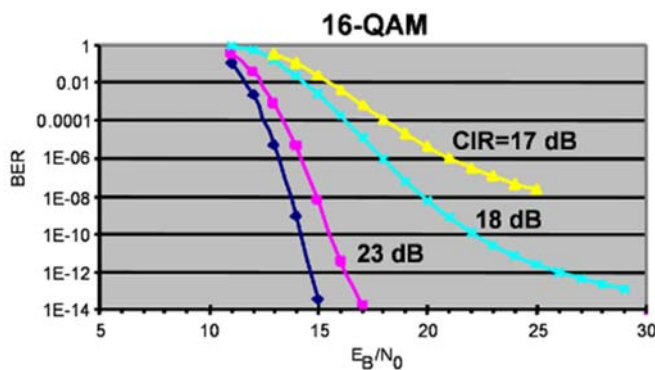
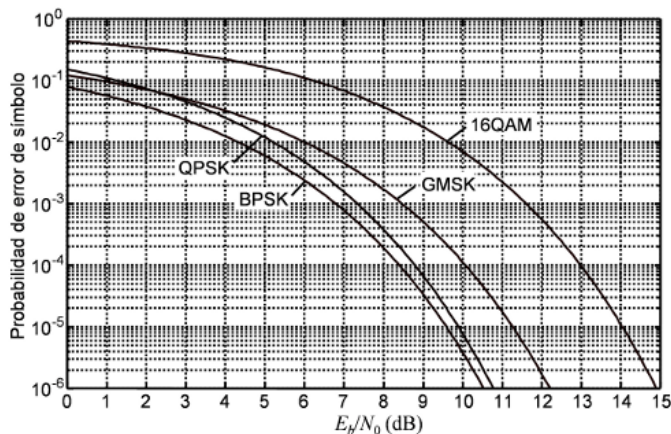
Sistemas digitales – cálculo de BER

➤ **Cálculo de la BER (Bit Error Rate) o tasa de error por bit**

- BER is the Bit Error Rate of a digital data transmission.
- This is the ratio of errors to the number of bits transmitted.
- BER = the number of errors in the number of bits
- Example:
- BER = 10 errors in 1000 bits = $10 / 1000 = 0.01$
- This is expressed as 1 error in 10 to the power of -2 = $1.0 \text{ E-}2$.

Sistemas digitales – cálculo de BER

- **Cálculo de la BER (Bit Error Rate) o tasa de error por bit**
 - BER es la tasa de error de bit en una transmisión digital.
 - BER = número de errores en en número de bits



- **En función de tipo de modulación y de la relación portadora a interferencia (CIR) se establece el correspondiente BER (ver figuras).**

TSC-UNIOVI

Valores umbral de recepción y margen bruto de desvanecimiento (I)

$$C = R(\text{bps}) \cdot E_b(\text{J/s})$$

$$N_o = \frac{KT_e B}{B} = KT_e = K(T_o F)$$

$$W = \frac{E_b}{N_o} = \frac{C/R}{K(T_o F)} = \frac{T_h/R}{K(T_o F)}$$

$$T_h(\text{dBm}) = \left(\frac{E_b}{N_o} \right) (\text{dB}) + 10 \log(R_{\text{bps}}) + F(\text{dB}) - 174(\text{dBm/Hz})$$

Umbral teórico de Eb/No asociados a diferentes esquemas de modulación

| | Eb/No (dB) para BER=10 ⁻³ | Eb/No (dB) para BER=10 ⁻⁶ |
|---------|--------------------------------------|--------------------------------------|
| BPSK | 6,8 | 10,5 |
| QPSK | 6,8 | 10,5 |
| 4-DPSK | 9,1 | 12,8 |
| 8-PSK | 10,0 | 13,8 |
| 16-QAM | 10,4 | 14,4 |
| 64-QAM | 14,7 | 18,8 |
| 256-QAM | 19,3 | 23,5 |

Valores umbral de recepción y margen bruto de desvanecimiento (II)

- En la **práctica** los **valores umbral son algo más elevados** que los teóricos.
- Mientras que los teóricos están basados en modelo de transmisión de canal gaussiano, el canal de propagación real se ve afectado por más perturbaciones que el ruido (interferencias, ruido de fase en la recuperación de portadora, jitter en recuperación de reloj, distorsión, no linealidades,..).
- Se supone que el **fabricante** da los umbrales que tienen en cuenta esos efectos (excepto interferencias).
- También existen **recomendaciones** de la ITU-R e ITU-T **como guía de umbrales y calidad**. En la siguiente tabla se indican las referentes al análisis tanto de la **disponibilidad** como de **calidad**.

| BER y recomendaciones ITU-R para cálculos de umbral en LOS | | | |
|--|----------------|--|------------------------------------|
| | Criterio | Recomendación ITU | BER |
| SESR | Disponibilidad | ITU-T: G.821, G.827 // ITU-R F.1703 | 10^{-3} |
| SESR | Calidad | ITU-T: G.826, G.828, G.829 // ITU-R F.1668 | 10^{-6} , $1,7 \cdot 10^{-5}$ |
| BBER | Calidad | ITU-T: G.826, G.828, G.829 // ITU-R F.1668 | 10^{-12} |

Parámetros para evaluar los EPO

- Típicamente el parámetro umbral de W se numera (subíndice) con el correspondiente exponente del objetivo de BER:
 - Th3 y W3 estarán asociados a $BER=10^{-3}$
 - Th6 y W6 estarán asociados a $BER=10^{-6}$
 - Th5 y W5 estarán asociados a $BER=1,7 \cdot 10^{-5}$
 - Th12 y W12 estarán asociados a $BER=10^{-12}$
- Si el **fabricante no provee los umbrales** de su equipamiento, típicamente se usa el **valor teórico** asociado con el esquema de modulación y codificación y se **incrementa el valor en 5dB**.
- Después, el margen de **desvanecimiento bruto** (margen térmico o desvanecimiento plano) para diferentes umbrales de BER, se calculará como:

(C es el nivel de potencia a la entrada del receptor)

$$M_3 = C - T_{h3}$$

$$M_5 = C - T_{h5}$$

$$M_6 = C - T_{h6}$$

$$M_{12} = C - T_{h12}$$

$$GS_3 = P_t - T_{h3}$$

$$GS_5 = P_t - T_{h5}$$

$$GS_6 = P_t - T_{h6}$$

$$GS_{12} = P_t - T_{h12}$$

- La **ganancia de sistema** GS es un parámetro que típicamente da el fabricante del enlace y permite una estimación rápida de distancia máxima de enlace y ganancias de las antenas.

Interferencias

- Efecto de la **energía no deseada** de una o más emisiones, radiaciones o inducciones **sobre la recepción** de un sistema de radiocomunicación.
 - Interf. permisible: degrada la calidad de recepción de manera insignificante
 - Interf. aceptada: nivel de interf. más elevado que degrada de forma moderada la calidad de recepción pero que los organismos consideran como aceptable.
 - Inter. dañina: degrada, obstruye o interrumpe repetidamente el servicio.
- Otras clasificaciones: Intra-sistema, inter-sistema, simple, múltiple, cocanal, canal adyacente..
- La degradación producida por **interferencias implica** un valor requerido de **C/N más alto**.
- El parámetro para caracterizar interferencias es **C/I**, señal deseada sobre nivel de potencia interferente (de una o varias señales de forma agregada).
- El análisis de interferencia se basa en evaluar **C/I** entre el sistema interferente y el receptor del interferido y asegurar que no está por debajo de un **C/I umbral** que da el fabricante.
- El análisis de **C/I** se asocia a la **asignación de canales**.
- En el caso de que **C/I esté por debajo del umbral** (por ej. en zonas de alta densidad de radioenlaces como áreas urbanas, redes metropolitanas, redes celulares,..), habrá que buscar soluciones como **cambiar la canalización** de frecuencias, antenas especiales, etc.

Anexo I. Ruido

Anexo I. Ruido

- ITU-R Recomend. P.372 analiza datos y tipos de ruido (natural y artificial <1GHz)
- En todo canal de comunicaciones se trata de mantener una relación de señal ruido prefijada de antemano (en función del tipo de comunicación) empleando la señal más débil posible.
- El ruido de los sistemas fija su nivel de SENSIBILIDAD definida como el mínimo nivel de señal admitida sin degradar una determinada relación señal/ruido.

Esquema para análisis de ruido

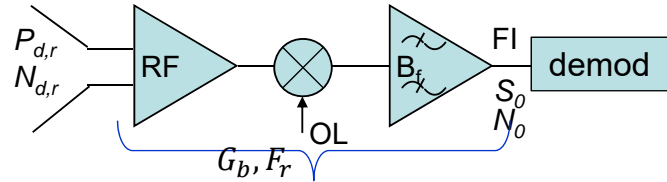
$$N_{d,r} = K T_A B \quad N_o \equiv K(T_A + T_r)B$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = \frac{G_b \cdot P_{d,r}}{G_b \cdot N_{d,r} + N_s} = \frac{P_{d,r}}{K(T_A + T_r)B}$$

$$P_{d,r} = \langle S_i \rangle \cdot A_e$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = \frac{\frac{\langle S_i \rangle \lambda^2}{4\pi} G_r}{K(T_A + T_r)B} = \frac{\langle S_i \rangle \lambda^2}{4\pi K B} \cdot \left(\frac{G_r}{T_A + T_r}\right)$$

$$\left(\frac{G}{T}\right) = \left(\frac{G_r}{T_A + T_r}\right)$$



N_s - Potencia de ruido, generada en el interior del receptor, medida a su salida.

T_r - Temperatura de ruido equivalente del receptor referida a sus bornes de entrada $= (F-1)T_0$

T_A - Temperatura de ruido de antena.

F_r - Figura de ruido $(S_i/N_i)/(S_o/N_o)$, con $N_i = kT_oB$

G_b - ganancia de la cadena receptora

T_0 - Temperatura de referencia = 290°K

B - Banda equivalente de ruido $\approx B_{.3dB}$ de FI.

$P_{d,r}$ - Nivel de potencia disponible (de señal) en bornes de la antena receptora.

G_r - ganancia ant. receptora

Ruido

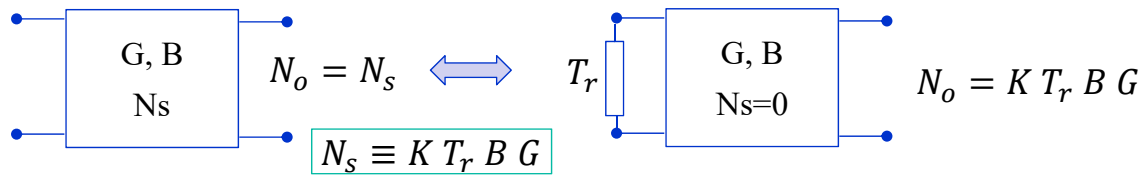
$$\underline{G/T = G(\text{dB}) - 10 \log (T(\text{K}))}.$$

Es una medida global del sistema receptor que viene fijada por la ganancia de la antena (G_r) y por la calidad del receptor (F). En consumo es muy importante optimizar económicamente el diseño jugando con ambos elementos.

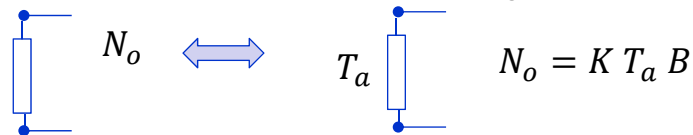
- Normalmente la relación señal a ruido de salida viene impuesta por la calidad requerida para el tipo de servicio transmitido. A su vez cada servicio/equipo ocupa una banda de frecuencias que en primera aproximación define el ancho de banda de ruido. A partir de ambos parámetros y de la temperatura total de ruido se puede calcular la sensibilidad del receptor como aquella potencia mínima que asegura la relación de señal a ruido de salida.
- El parámetro G/T en la mayoría de las aplicaciones viene definido por recomendaciones internacionales obtenidas para garantizar una buena calidad del servicio. Por ejemplo la CAMR77 fijó para los servicios DBS un valor de G/T mínimo de 6 y 14 dB/[K], para recepción individual y colectiva, respectivamente.

Ruido. Análisis con temperatura equivalente y factor de ruido

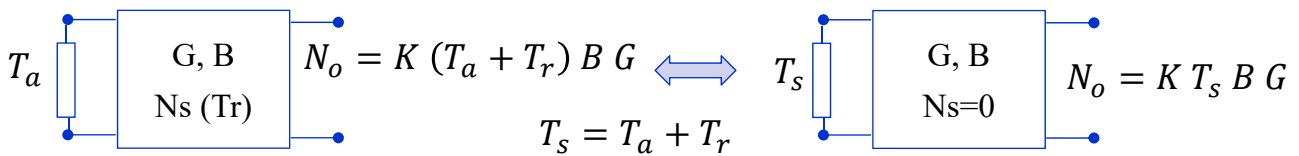
- Temperatura equivalente (o efectiva) de una **red de dos puertas (receptor)**: temperatura T_r de una impedancia de entrada a la que generara la misma potencia de ruido, suponiendo el cuadripolo sin ruido:



- Temperatura equivalente de una **red de una puerta (antena)**: temperatura T_a a la que tendría que estar una impedancia para generar la misma potencia de ruido en un ancho de banda dado (una impedancia a temperatura T_a , genera una densidad espectral de potencia kT_a):

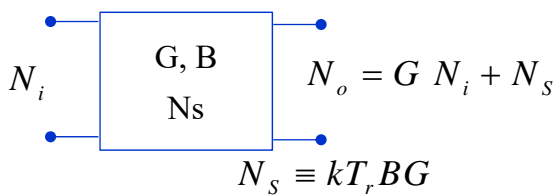


- Temperatura equivalente de un **sistema (antena más receptor)**: temperatura T_s a la que tendría que estar una impedancia a la entrada para generar la misma potencia de ruido en un ancho de banda dado y con el cuadripolo sin ruido:



Ruido. Análisis con temperatura equivalente y factor de ruido

- El **factor de ruido** (figura de ruido, NF, dB) se define en un **cuadripolo** como cociente de **relaciones S/N en entrada y salida** cuando a la entrada hay un ruido como el de una impedancia a T_o :



$$F_r = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} = \frac{S_i (GN_i + N_s)}{S_i GN_i} = \frac{GN_i + kT_r BG}{GN_i} \Big|_{N_i = kT_o B} = \frac{kT_o B + kT_r B}{kT_o B}$$

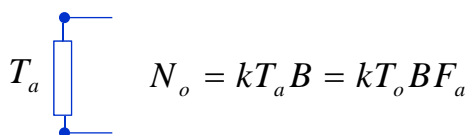
$$F_r = \frac{T_o + T_r}{T_o} \quad F_r = 1 + \frac{T_r}{T_o} \quad T_r = T_o (F_r - 1)$$

- El ruido producido por el cuadripolo queda:

$$N_s = kT_r BG = kT_o B (F_r - 1) G$$

- En el caso de **red de una puerta**, se define el **factor de ruido**:

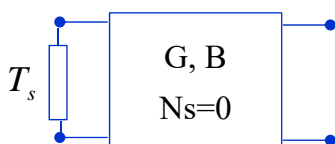
$$F_a = \frac{T_a}{T_o}$$



- Para un sistema, se define el **factor de ruido**:

$$F_s = \frac{T_s}{T_o}$$

$$F_s = \frac{T_a + T_r}{T_o}$$



$$N_o = k (T_a + T_r) BG = kT_s BG = kT_o BF_s G$$

$$T_s = T_a + T_r$$

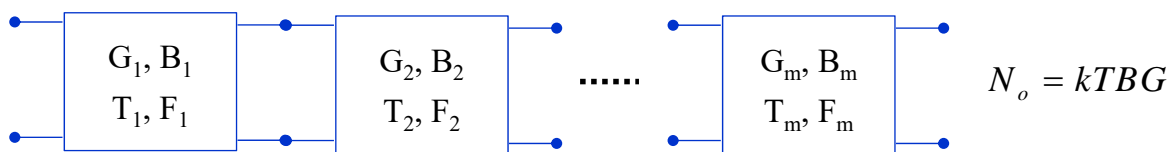
$$F_s = F_a + (F_r - 1)$$

Ruido. Análisis con temperatura equivalente y factor de ruido

| | Temp. equivalente | Figura de ruido | Ruido |
|--|--------------------------------------|--|--|
| | $T_r = T_o (F_r - 1)$ | $F_r = 1 + \frac{T_r}{T_o}$ | $N_s = kT_o B (F_r - 1) G$ |
| | $T_a = T_o F_a$ | $F_a = \frac{T_a}{T_o}$ | $N_o = kT_a B$ $N_o = kT_o B F_a$ |
| | $T_s = T_o F_s$ $T_s = T_a + T_r$ | $F_s = \frac{T_s}{T_o}$ $F_s = F_a + (F_r - 1)$ | $N_o = kT_s B G$ $N_o = kT_o B F_s G$ |

Ruido. Análisis con temperatura equivalente y factor de ruido

- El factor de ruido de redes en serie:



$$N_o = kTBG = kT_1 B G_1 G_2 \cdots G_m + kT_2 B G_2 \cdots G_m + \cdots + kT_m G_m$$

$$T = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \cdots + \frac{T_m}{G_1 G_2 \cdots G_m} \quad \Rightarrow \quad F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \cdots + \frac{F_m - 1}{G_1 G_2 \cdots G_{m-1}}$$

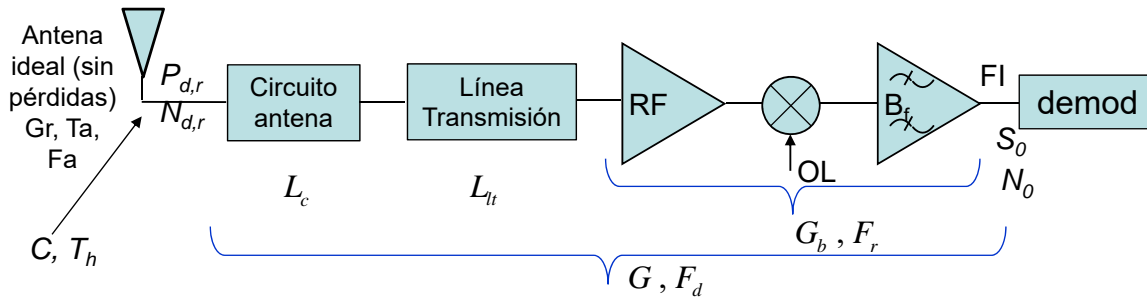
$$F_r = 1 + \frac{T_r}{T_o}$$

- Si un cuadripolo de factor de ruido F_r está precedido de una red pasiva de pérdidas l , el factor de ruido total es:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} = l + \frac{F_r - 1}{1/l} = l \cdot F_r$$

Ruido. Análisis con temperatura equivalente y factor de ruido

- Cálculo del ruido a la entrada del demodulador:



$$N_o = KT_oBF_sG$$

$$\Rightarrow N_o(\text{dBm}) = -174(\text{dBm/Hz}) + F_s(\text{dB}) + 10 \log(B(\text{Hz})) + G(\text{dB})$$

$$G(\text{dB}) = -L_c(\text{dB}) - L_{lt}(\text{dB}) + G_b(\text{dB})$$

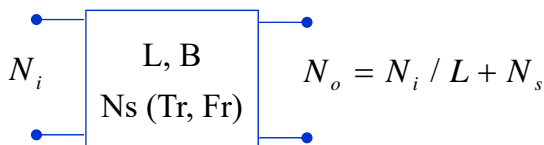
$$F_s = F_a + F_d - 1$$

$$F_d = F_c + \frac{(F_{lt} - 1)}{1/L_c} + \frac{F_r - 1}{(1/L_c)(1/L_{lt})}$$

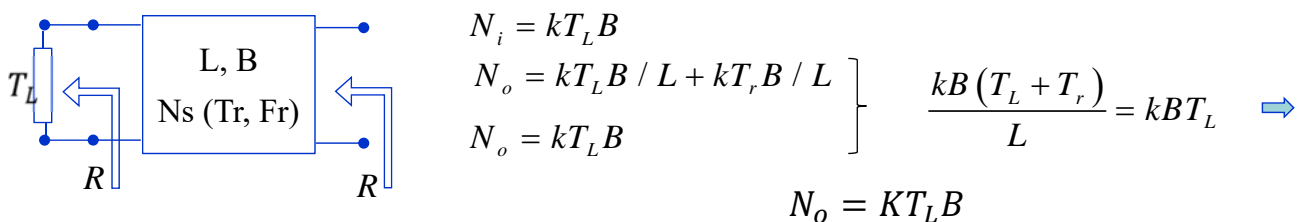
$$F_s = F_a + F_c + L_c(F_{lt} - 1) + L_c L_{lt}(F_r - 1) - 1$$

Ruido. Análisis con temperatura equivalente y factor de ruido

- En una red pasiva, que está a T_o , su factor de ruido es $F_r=L$ (deja a la salida el mismo ruido de la entrada y atenúa la señal). Demo:



Suponiendo que la red pasiva está a temperatura T_L y está adaptada a la entrada y la salida (resistencia R), se tendrá que el ruido a la entrada es el que produce una resistencia a temperatura T_L . Como a la salida también se ve hacia la izda. una resistencia a temp. T_L , el ruido a la salida será $kT_L B$:



$$T_r = T_L(L - 1) \Rightarrow F_r = 1 + \frac{T_r}{T_o} = 1 + \frac{T_L(L - 1)}{T_o} \xrightarrow{T_L = T_o} \boxed{F_r = L}$$

Anexo II. Métodos de cálculo de pérdidas de difracción

Anexo II. Métodos de cálculo de difracción

- Para el cálculo del nivel medio de potencia ó pérdidas básicas de propagación.
- Métodos estadísticos (funciones densidad de probabilidad del campo)
- Métodos empíricos (métodos analíticos basados en medidas)
- Métodos deterministas
 - modelos simples
 - métodos de alta frecuencia GO, GTD, PO, PTD
 - métodos de onda completa

Métodos de caracterización estadística

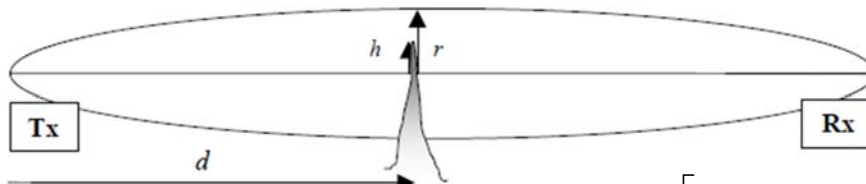
- Cambios o **desvanecimientos lentos** (modelo de pérdidas a largo plazo)
 - El nivel medio de pot de señal recibida no es constante en una región. Presenta variaciones aleatorias alrededor del nivel medio de la región, debido a las características particulares de cada punto dentro de región.
 - El entorno dentro de esa región puede cambiar.
- Se caracteriza mediante **distribuciones estadísticas**, en tiempo o ubicación (**en torno al valor medio** que depende de la distancia al Tx):
 - Log-normal: distribución del campo E(v/m)
 - Rayleigh: variación envolvente señal de multitrayecto (NLOS, múltiples difractores)
 - Rayleigh+log-normal: com. móviles, urbano, a lo largo de una calle
 - Nakagami-Rice: variación intensidad señal con componente determinista y componentes aleatorias (LOS, radioenlace pto.a pto.)

Métodos deterministas. Modelos analíticos simples

- Difracción obstáculos:
 - Difracción en obstáculo aislado => Recomendación UIT-R 526
 - Difracción varios obstáculos (EMP, Wilkerson, Epstein-Peterson, UIT-R 526).
 -

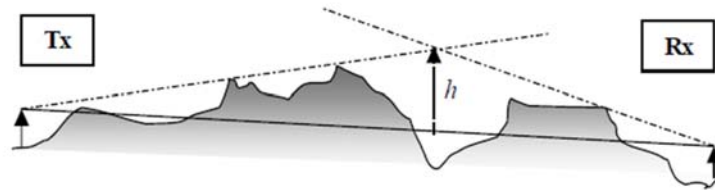
Métodos de cálculo de atenuación por obstáculos

➤ Métodos basados en difracción de Fresnel

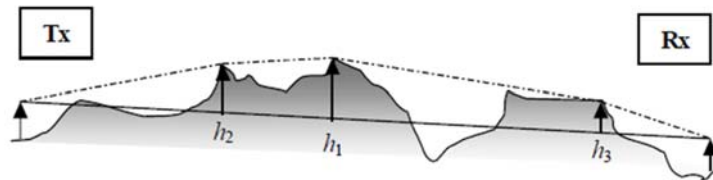


$$L_{dif} = 6.9 + 20 \log_{10} \left[\left(\sqrt{2} \frac{h}{r} - 0.1 \right) + \sqrt{1 + \left(\sqrt{2} \frac{h}{r} - 0.1 \right)^2} \right]$$

➤ Bullington-Millington



➤ Deygout 1994- "multiple knife edge diffraction"



UNIOVI

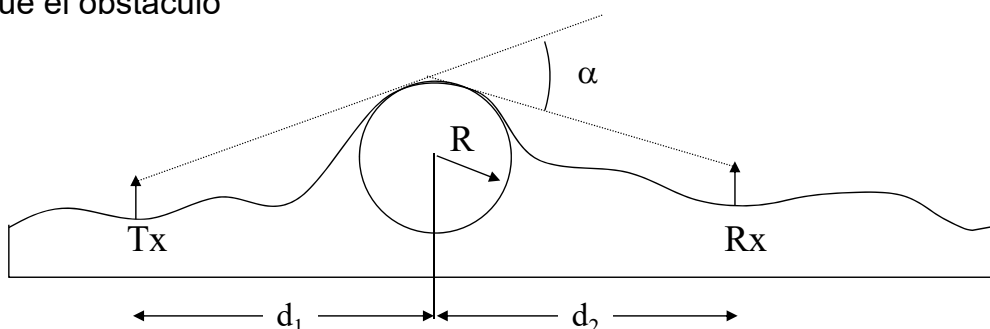
Difracción sobre Obstáculos Redondeados

- Los obstáculos con bordes redondeados poseen mayores pérdidas de difracción que las cuñas. De hecho, si los obstáculos son redondeados la atenuación por filo se corrige añadiendo factores de pérdidas que tienen en cuenta el ángulo α de visión, los radios de redondeo de los obstáculos y las distancias entre transmisor, obstáculo y receptor.

- En VHF y UHF con polarización horizontal, p.e., se añade un factor de pérdidas al anterior de valor:

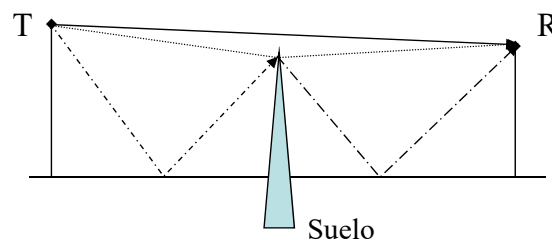
$$L_r(\text{dB}) = 11,7 \sqrt{\frac{\pi R}{\lambda}} \alpha$$

- α , expresado en radianes, es el ángulo correspondiente a la cuña tangente al obstáculo redondeado,
- R, expresado en m, es el radio del cilindro con idéntico radio de curvatura que el obstáculo



Métodos deterministas simples. Difracción en Ambientes Urbanos.

- En comunicaciones móviles, la propagación en ambientes urbanos es compleja ya que sobre el suelo y los edificios se producen reflexiones y difracciones múltiples, atenuación a través de los propios edificios, etc.
- Un modelo físico sencillo para un entorno rural montañoso es el siguiente:
 - El efecto del suelo se puede considerar incluyendo las reflexiones en el mismo.
 - Aparecen los siguientes cuatro rayos
 - Directo o Difractado ($h < r_1$)
 - Reflejado+Difractado
 - Difractado+Reflejado
 - Reflejado+Difractado+Reflejado.
 - Los distintos rayos se suman con la atenuación debida a las difracciones y la fase correspondiente a la reflexión, difracción y caminos recorridos.



Métodos empíricos (basados en medidas)

Modelos de Pérdidas a largo plazo (nivel medio de potencia)

Macroceldas.

Método de Okumura-Hata.

Método de COST 231 -Hata

Método de Sakagami-Kuboi.

Microceldas.

Modelo de Sakagami modificado

Modelo multipendiente.

Interiores.

Modelo de Motley-COST 231.

Modelo de Pérdidas en Pasillos.

Desviación cuadrático media.

Modelos de Pérdidas a corto plazo.

Macroceldas

Modelo COST 207.

Modelo CODIT.

Modelo dTTb.

COST 259

Interiores

Modelo de Sale-Valenzuela

Modelo de Rappaport

Modelo CODIT

Métodos empíricos - Características

- **Mét. de Lee** => tierra plana, medidas, suburbano y urbano
- **Mét. de Okumura-Hata** => móviles, medidas Japón, urbano, bandas 150, 450 y 900 MHz, PRA=1Kw, $h_r=1.5m$, también suburbano y rural, válido $f < 1500MHz$ (COST231-Hata extensión hasta 2GHz)
- **Rec.UIT-529**
- **Ikegami** => móviles urbana, basado en GO, supone alturas edificios uniformes y 1 rayo reflejado y 1 difractado, buen resultado si h_t grande
- **Walfish-Bertoni** => mejora Ikegami con influencia edificios entre Tx y Rx
- **COST 231** => combinac de Walfish-Ikegami, 900-1800MHz, 10m-3Km
- **Sakagami-Kuboi (SK)** => urbano, 900-1800MHz, necesidad de datos muy detallados (mapas digitales)
- **COST 259** => describe complejo rango de condiciones mediante realizaciones con diferentes fdp (función de entorno y distancia). Elegido por 3GPP para evaluación del despliegamiento.
- **COST231 y UIT-R** => modelos LOS y NLOS para microcélulas (h_t inferior a edificios) y modelos para interiores

Métodos deterministas. Técnicas de alta frecuencia

- Métodos de alta frecuencia (+ linealización del terreno)
 - Óptica Geométrica-GO (reflexión) + Teoría Geométrica de la Difracción-GTD (difracción) o UTD => teoría de rayos.
 - Óptica Física-PO (reflexión) + Teoría Física de la Difracción-PTD (difracción)
- Aplicadas a entornos macrocelulares urbanos, microcelulares urbanos, entornos interiores.
- Se utilizan a veces conjuntamente con Teoría de Imágenes
- Últimamente estos modelos se complementan con la introducción de reflexión difusa.
- Estas técnicas proporcionan una solución determinista, cuyo valor está en función de la posibilidad de disponer de bases de datos muy detalladas que describan el entorno.

Propagación en Macroceldas. Modelo de Okumura-Hata.

Validez: Adecuado a entornos urbanos no irregulares

Margen de Frecuencia: 150...1500 MHz

Distancia(d): 1 ... 20 Km.

$$L(\text{dB}) = 69,55 + 26,16 \log f - 13,82 \log h_b - a(h_m) + (44,9 - 6,55 \log h_b) \log d + C_m - K_r$$

h_b : Altura Est. base (30-200m)

h_m : Altura móvil (1-10m)

$$a(h_m) = \begin{cases} (1,1 \log f - 0,7)h_m - (1,56 \log f - 0,8) & \text{Ciudades pequeñas y medianas} \\ 8,29(\log 1,54h_m)^2 - 1,1 & f \leq 200\text{MHz} \\ 3,2(\log 11,75h_m)^2 - 4,97 & f \geq 400\text{MHz} \end{cases} \quad \text{Ciudades grandes}$$

C_m : 0 dB Ciudades pequeñas y suburbios con un moderado nº de arboles

3 dB Zonas Metropolitanas

f: Frecuencia (MHz)

d: Distancia (Km)

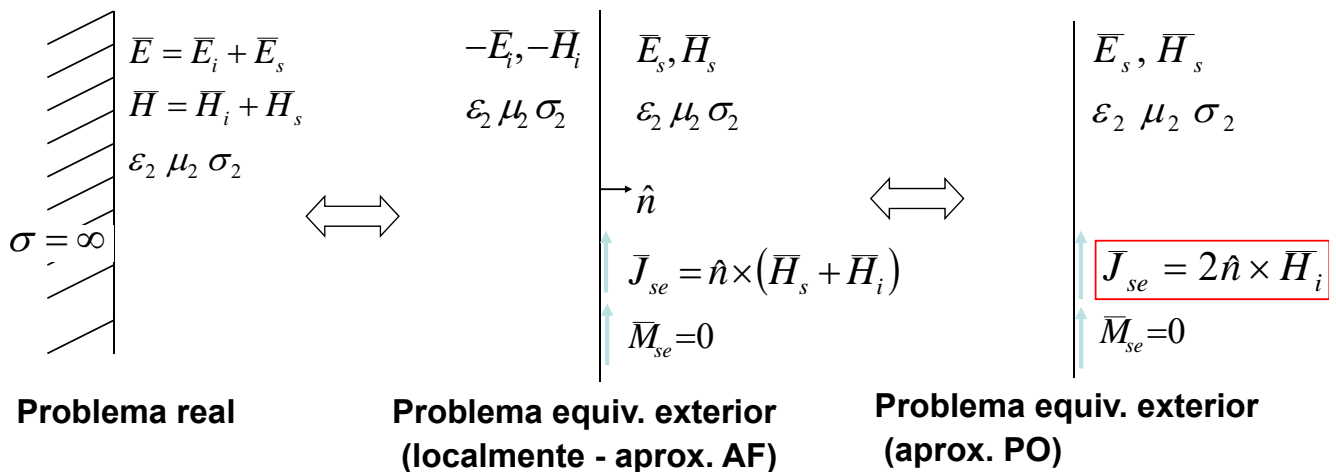
Kr: Factor de corrección de suburbios

$$K_r = \begin{cases} 2 \log(f/28)^2 + 5,4 & \text{Suburbios} \\ 4,78 \log(f)^2 + 18,33 \log(f) + 40,94 & \text{Abiertas} \\ 0 & \text{Otro tipo} \end{cases}$$

Técnicas de alta frecuencia para modelar la propagación en un entorno real

- GO
- GTD
- PO
- PTD
-

Conductor perfecto plano e indefinido. Aprox. de Alta Frecuencia - Óptica Física



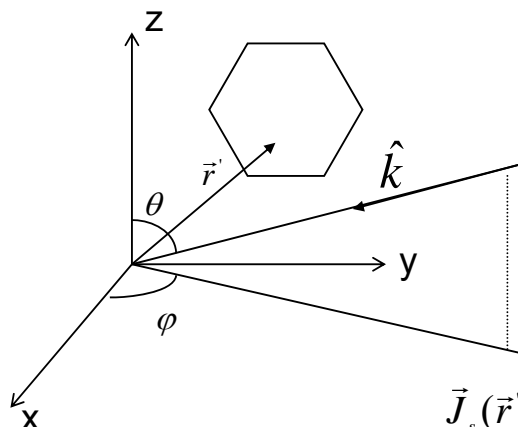
Aprox. alta frecuencia ($L \gg \lambda$): comportamiento local del campo \Rightarrow conductor eléctrico perfecto como un plano infinito. (Si el tamaño del dispersor es $\gg \lambda \Rightarrow$ comportamiento local del campo en alta frecuencia \Rightarrow conductor eléctrico perfecto como un plano infinito)

Óptica Física: Campo magnético incidente sobre un plano infinito conductor perfecto paralelo a él, se refleja con coeficiente de reflexión $+1 \Rightarrow \vec{H}_i = \vec{H}_s$

Aprox de alta frecuencia Óptica Física. Limitaciones

- Válido para alta frecuencia $D \gg \lambda$ (comportamiento local como plano)
- Formulación exacta para incidencia normal de una onda plana sobre un plano conductor perfecto infinito.
- Efectos de despolarización en el caso monoestático (resultado igual Eith-Erth \Leftrightarrow Eiph-Erph)
- No se obtiene información de la polarización cruzada
- Efectos de difracción en aristas no tenidos en cuenta

Óptica Física. Simple Reflexión sobre parche plano



Onda plana incidente: $\vec{E}_i = E_{io} e^{-j\beta\hat{k}\cdot\vec{r}'}$

$$\hat{k} = -(\sin\theta \cos\varphi \hat{x} + \sin\theta \sin\varphi \hat{y} + \cos\theta \hat{z})$$

La corriente superficial generada en el parche definido por \vec{r}' será:

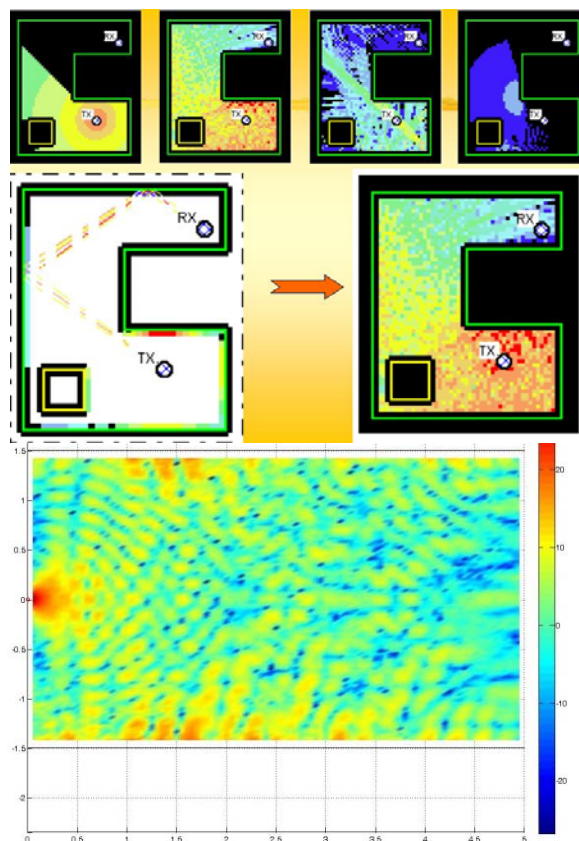
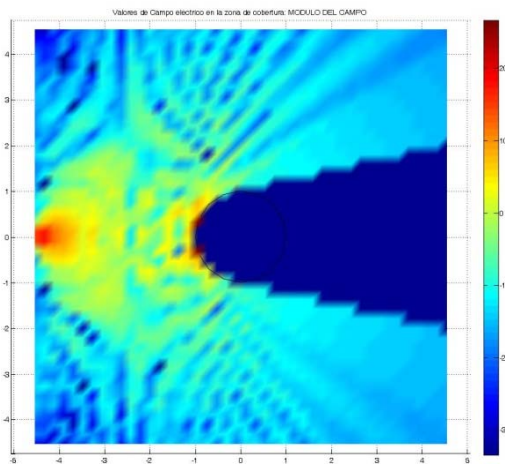
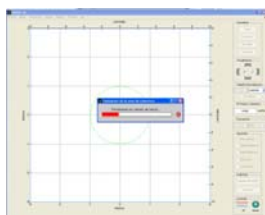
$$\vec{J}_s(\vec{r}') = 2\hat{n} \times \vec{H}_i = \frac{2}{\eta} \hat{n} \times (\hat{k} \times \vec{E}_i) = \frac{2}{\eta} e^{-j\beta\hat{k}\cdot\vec{r}'} \hat{n} \times (\hat{k} \times \vec{E}_{io})$$

$$\vec{J}_s(\vec{r}') = 2\hat{n} \times \vec{H}_i = \frac{2}{\eta} e^{-j\beta\hat{k}\cdot\vec{r}'} \hat{n} \times [\hat{k} \times (\vec{E}_{io\theta} \hat{\theta} + \vec{E}_{io\varphi} \hat{\varphi})] = \frac{2}{\eta} e^{-j\beta\hat{k}\cdot\vec{r}'} \hat{n} \times (-\vec{E}_{io\theta} \hat{\varphi} + \vec{E}_{io\varphi} \hat{\theta})$$

$$\vec{N} = \int_{s'} \vec{J}_s(\vec{r}') e^{-j\beta\hat{k}\cdot\vec{r}'} ds' = \frac{2}{\eta} \hat{n} \times (-\vec{E}_{io\theta} \hat{\varphi} + \vec{E}_{io\varphi} \hat{\theta}) \int_{s'} e^{-j\beta\hat{k}\cdot\vec{r}'} ds'$$

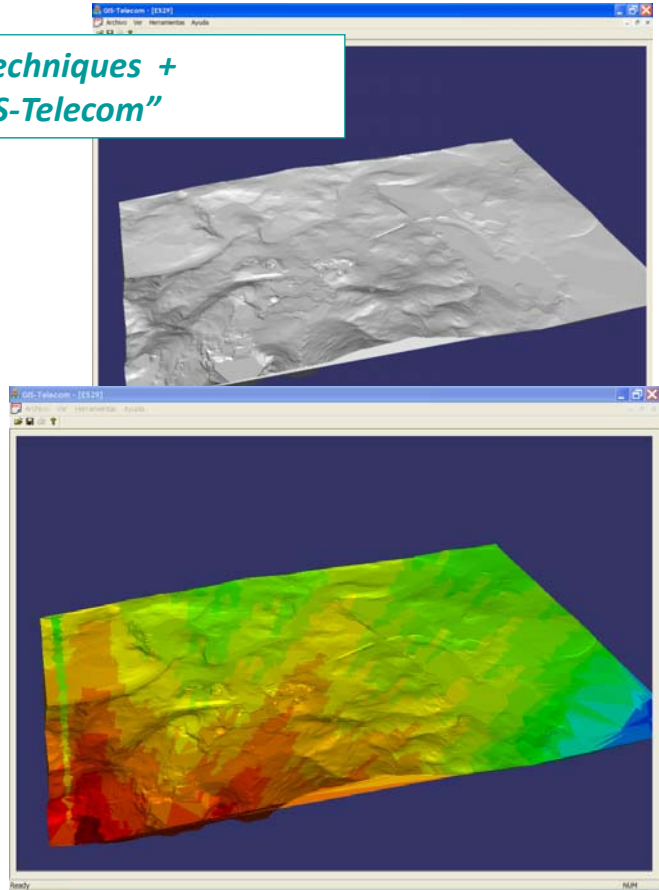
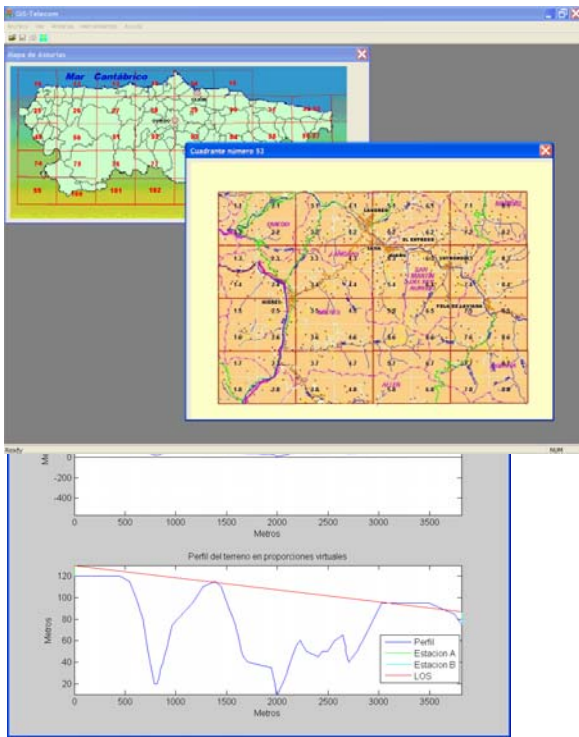
“indoor”

PO-PTD (2D) + BSP
“indoor scenarios”

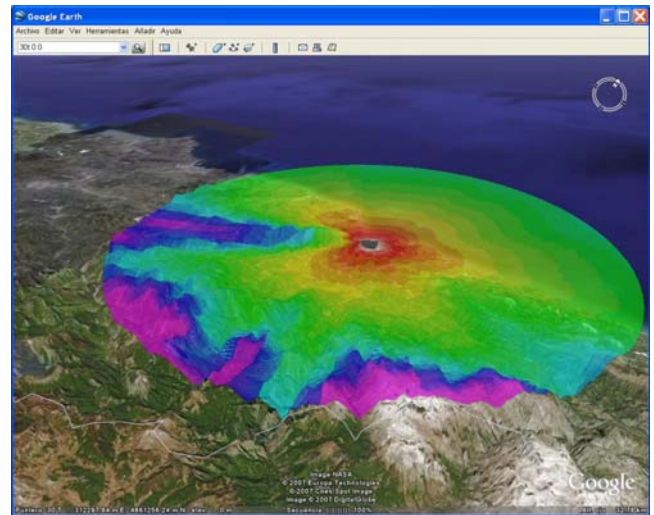
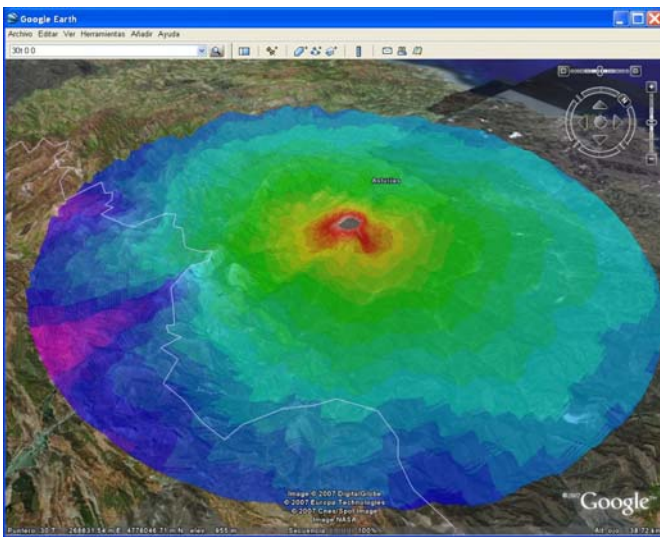


outdoor

PO-PTD (3D) + BSP, geom. processing techniques + sectorization + graphical capab. => "GIS-Telecom"



outdoor



Otros anexos

Refractividad. Factor geoclimático. Recomendaciones ITU-R

- **Factor geoclimático, K**, depende de estadísticas de refractividad, situación del enlace (costero o tierra adentro), y las características del trayecto.
- Valor inicial de diseño: $K = 10^{-4,6-0,0027 \cdot dN_1}$

- Valor más exacto $K = 10^{-4,6-0,0027 \cdot dN_1} \cdot (10 + s_a)^{0,46}$

dN1: gradiente de refractividad (dN/dh) que no excede del 1% en media anual en los 65m bajos de la troposfera (ITU-R P.453).

sa: rugosidad del terreno como desviación estándar de alturas de terreno en 110kmx110km con resolución de 30s

- Si el operador dispusiera de datos locales del factor geoclimático K, debería utilizarlos en lugar de la fórmula anterior.

Difracción por la Curvatura Terrestre



Zona en sombra por la curvatura terrestre

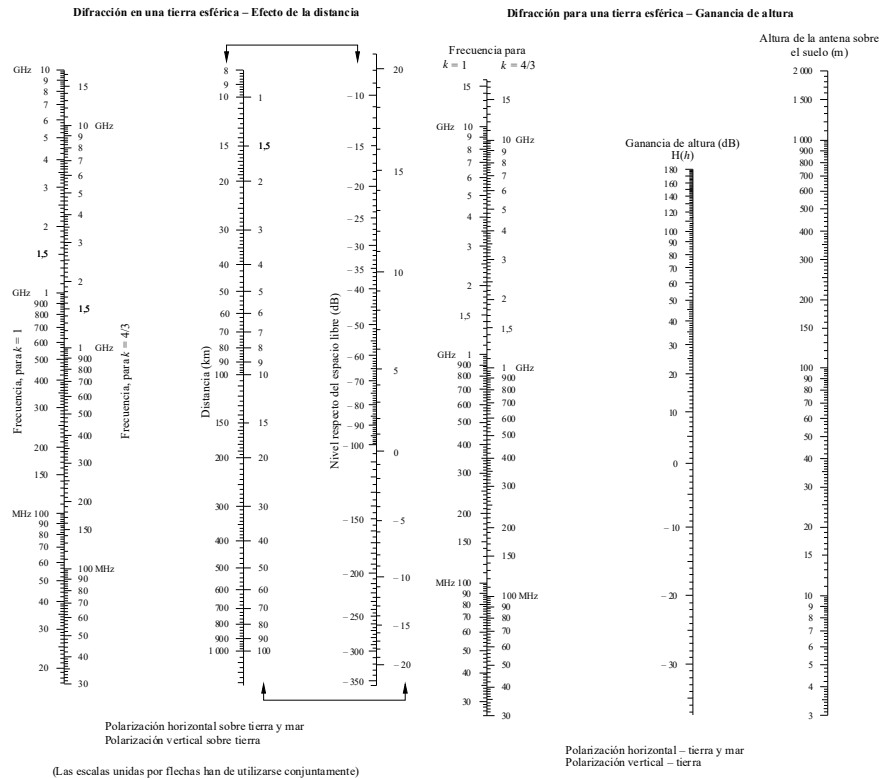
$$20 \log \left(\frac{E}{E_0} \right) = F(d) + H(h_1) + H(h_2)$$

E : intensidad del campo recibido

E_0 : intensidad de campo en el espacio libre, a la misma distancia d : distancia entre los extremos del trayecto

h_1 y h_2 : altura de las antenas sobre la superficie de la Tierra esférica.

Las funciones F (influencia de la distancia) y H (ganancias por altura) están representadas por nomogramas adjuntos.



TSC-UNIOVI

Efecto de Rugosidad del Suelo.

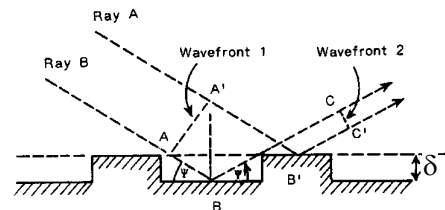
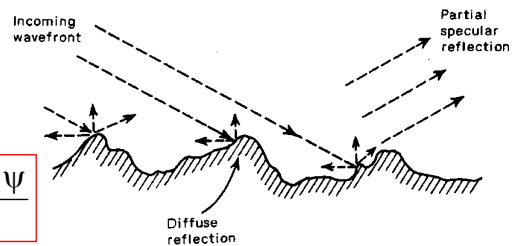
- El suelo rugoso produce una dispersión de la energía en direcciones diferentes a la de la reflexión especular.
- Consideremos 2 rayos A y B. La diferencia de fase después de la reflexión rugosa vale:

$$\Delta l = (AB + BC) - (A'B' + B'C') = \frac{\delta}{\sin \psi} (1 - \cos 2\psi) = 2\delta \sin \psi$$

$$\Delta \Phi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta l = \frac{4\pi\delta \sin \psi}{\lambda}$$

- Se considera pequeña la rugosidad del terreno si:

$$\Delta \Phi < \frac{\pi}{2} \Rightarrow \delta < \frac{\lambda}{8 \sin \psi}$$



- La generalización de este criterio para terrenos con una desviación r.m.s σ_δ se denomina Criterio de Rayleigh: $C = \frac{4\pi\sigma_\delta \sin \psi}{\lambda} < \pi/2$
- Entonces, el nuevo coeficiente de reflexión vale: $|\rho_\sigma| = |\rho| \exp(-C/2)$

TSC-UNIOVI