



# UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

## MODELOS DE RADIOPROPAGACIÓN

# TESIS

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

PRESENTAN:

FRANCISCO EMMANUEL CASILLAS SALAZAR  
JOSÉ ALFREDO GARCÍA CORNEJO  
DANIEL BENAVIDES MARTÍNEZ



ASESOR DE TESIS:  
JESÚS REYES GARCÍA

CIUDAD UNIVERSITARIA

2005



Universidad Nacional  
Autónoma de México



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Autorizo a la Dirección General de Bibliotecas de la UNAM a difundir en formato electrónico e impreso el contenido de mi trabajo recopional.

NOMBRE: García Corona José  
Alfredo

FECHA: 17 - Nov - 2005

FIRMA: [Firma manuscrita]

Autorizo a la Dirección General de Bibliotecas de la UNAM a difundir en formato electrónico e impreso el contenido de mi trabajo recopional.

NOMBRE: Carlos Sahar Francisco C

FECHA: 17 - Nov - 2005

FIRMA: [Firma manuscrita]

**Agradecimientos**

---

**Daniel Benavides Martínez**

**A Dios**

*Gracias, por mandarme salud e inteligencia y sobre todo una hermosa familia.*

**A mis padres: Juan Carlos Benavides Jiménez y Leticia Martínez Medina**

*Gracias por todos los regaños que me hicieron la persona que soy, por que en todos mis errores y tristezas siempre estuvieron con los brazos abiertos para consolarme, gracias porque en mis grandes triunfos también estuvieron para disfrutar conmigo las grandes felicidades.*

*Por todos los hermosos recuerdos de mi infancia, gracias a ustedes llegue a ser el gran ser humano que soy.*

**A mis Abuelitos Maternos: Pascual Martínez Jiménez y Esther Medina Carranza.**

*A ustedes que con su ternura y comprensión, fijaron el amor junto a mi corazón, que me dieron Fuerza, Paz y Esperanza y cuidaron cada uno de mis pasos.*

*Por su responsabilidad, su dedicación, esfuerzo y perseverancia, me han dado el mejor ejemplo y testimonio de vida.*

*Gracias*

**A mis Abuelitos Paternos: Carlos Benavides y Cristina Jiménez**

*Gracias por su apoyo, comprensión y sobre todo por sus ejemplos y enseñanzas que han dejado un bello recuerdo en mi vida.*

**A mis tíos Abuelos Valentín y Christina**

*Gracia por enseñarme a querer el presente, elegir el futuro y trabajar para conseguirlo.*

*A recordar el pasado, pero no vivir en el ayer; a soñar en el futuro sin despreciar el presente.*

**A mis Hermanos: Alfredo, Nancy, Eduardo, Erlka y Simba**

*Gracias por dedicarme tiempo, tiempo para demostrar tu preocupación por mí, tiempo para escuchar mis problemas y ayudarme a buscarles solución, y sobre todo, tiempo para sonreír y mostrarme su afecto.*

**A mis Tíos: Eva Martínez Medina y David Solares Canales**

*Por los innumerables momentos que vivimos juntos, así como su amor, cariño y comprensión y su apoyo incondicional.*

**A mis Tíos: Martz y Clro, Gerardo y Marcela.**

*Gracias por todos los momentos que hemos compartido, momentos llenos de sentimientos y pensamientos compartidos, sueños y anhelos, alegrías y risas, y sobre todo, amistad.*

**A mis primos: Andrea, Leonardo y Jade.**

*Por su cariño y alegría deseándoles todo el éxito del mundo.*

**A mi Profesor: Ing. Jesús Reyes García**

*Gracias por su apoyo y dedicación en este proyecto así como sus útiles consejos para lograrlo.*

*Francisco Emmanuel Casillas Salazar*

*"La vida es una montaña interminable", quiero agradecer a DIOS por darme la fuerza y los deseos de nunca rendirme, a mis padres por mostrarme el camino y la forma para ser quien soy, "sin ustedes esto no sería más que un sueño", los quiero y admiro más de lo que se imaginan, a mis hermanos por ser mi inspiración y mi deseo de ser mejor, espero que este logro sea para ustedes el primero de tres triunfos, a ti también "hermano" por recorrer conmigo gran parte de esta montaña, todavía nos falta mucho por subir, a mis tíos por haber creído incondicionalmente en mi, por darme la batuta e impulsarme a ser como ustedes: un ejemplo para los que vienen atrás de mi, a mis abuelitos, a los que están en el cielo por guiarme y protegerme, en ocasiones se que lograría llegar a la cima con los ojos cerrados impulsados por su cariño, y a mi abuelo Ángel por enseñarme que con ganas y lucha cualquier sueño se puede lograr, a ti estrella que iluminas mi vida, gracias por no dejar oscuro mi horizonte y pintar mi destino de tu color: Rosa, a mis primos y sobrinos por su cariño, recuerden que en su camino en esta montaña siempre contarán conmigo, a mis amigos por su apoyo sincero y comprensión, a mis maestros y en especial a dos de ellos por enseñarme que en esta montaña la mejor herramienta es la educación, a mi tutor de tesis por creer en este proyecto y apoyarnos incondicionalmente para lograrlo. GRACIAS.*

*José Alfredo García Cornejo*

*Gracias a mis padres y hermanos por el apoyo brindado voluntaria e involuntariamente a lo largo de mis estudios académicos; a mis compañeros y amigos Isnar Vargas, Eduardo Vargas, Manuel Ortiz, Daniel Paredes, Eduardo Riovalle, Oscar Pérez, José Juan Flores, Oscar Antonio, Francisco Casillas y Evaristo Vidal por permanecer siempre en el lugar indicado en los momentos críticos; a Carolina Guerra por haber sido parte fundamental del proceso y soporte inamovible en los momentos de desesperanza; a Abril Preciado por ser la compañera perfecta que precisa la nostalgia y la furia en mitad del camino hacia la realización y cuya presencia invita a los más caprichosos pensamientos; a mis compañeros de vida Francisco Medel, Israel Guerrero, Oscar Luna, Ricardo Calzada, Israel Pérez y Alejandro Durán por su apacible autenticidad; a todos aquellos profesores que dejaron una pizca de conocimiento y virtud en mi memoria; a cada uno de los instantes que me permitieron un momento de reflexión y paciencia; al Ingeniero Jesús Reyes por su invaluable aportación y compromiso en este proyecto; a mis compañeros de tesis Paco y Daniel por el empeño y dedicación; y a Norma Urzua por haber tenido la voluntad y perseverancia en la persecución de sus sueños y haberme permitido permanecer cerca de ellos, fuente permanente de motivación, cómplice y esperanza de mi destino.*

*A la memoria de Araceli Lilla García Cornejo (†)*

## Índice

Pág.

	Objetivo .....	7
	Introducción .....	8
	<b>Capítulo 1. Propagación de ondas Radioeléctricas y Usos del Espectro Radioeléctrico.....</b>	<b>10</b>
	1.1. Ondas electromagnéticas .....	10
	1.2. El espectro electromagnético y el espectro radioeléctrico .....	16
	1.3. Sistema de radiocomunicación .....	19
AF	1.4. Los servicios de radiocomunicaciones y sus modalidades .....	21
	1.5. La atmósfera terrestre, las ventanas atmosféricas y las ventanas de radio .....	24
	1.6. El ambiente de propagación y los modos de propagación de las ondas radioeléctricas .....	28
	1.7. Usos del espectro radioeléctrico .....	31
	<b>Capítulo 2. Radiopropagación .....</b>	<b>40</b>
	2.1. Propagación por onda de superficie (frecuencias menores a 2 MHz) .....	40
	2.2. Propagación por onda ionosférica .....	41
	2.2.1. Estructura y características generales de la ionosfera .....	41
	2.2.2. La propagación de las ondas ionosféricas .....	44
	2.2.3. Enlaces por medio de reflexión ionosférica (principalmente en la banda de HF) .....	47
AJ	2.2.4. Enlaces que penetran la ionosfera (para espaciales y satelitales) .....	53
	2.3. Propagación de ondas en la troposfera (frecuencias arriba de 30 MHz) .....	57
	2.3.1. Reflexión en obstáculos .....	57
	2.3.2. Refracción troposférica .....	66
	2.3.3. Difracción .....	75
	2.3.4. Esparcimiento .....	75
	2.3.5. Absorción por gases atmosféricos .....	76
	2.3.6. Absorción por lluvia e hidrometeoros .....	77
	2.3.7. Efectos de la ionosfera para transmisiones espaciales .....	82
	2.4. Propagación por esparcimiento troposférico .....	83
	2.5. Propagación por esparcimiento en meteoritos .....	83
	2.6. Modos de propagación irregular .....	84
	2.6.1. Modulación cruzada ionosférica .....	84
	2.6.2. Propagación ionosférica irregular en HF .....	85
	2.6.3. Propagación por región F en VHF .....	85
	2.6.4. Propagación por región E esporádica .....	85
	2.6.5. Esparcimiento ionosférico en VHF .....	86
	2.6.6. Esparcimiento por lluvia .....	86
	2.6.7. Reflexión en aviones .....	86
	<b>Capítulo 3. Consideraciones Básicas para Radioenlaces .....</b>	<b>89</b>
	3.1. Antenas .....	89
AG	3.1.1. Ganancia .....	89
	3.1.2. Patrón de radiación .....	92
	3.1.3. Polarización .....	95
	3.1.4. Efectos de la tierra .....	96
	3.2. Propagación en espacio libre .....	96
	3.3. Pérdidas de transmisión .....	97
	3.4. Multitrayectorias .....	100

## Índice

3.5. Desvanecimientos .....	101
3.5.1. Clasificación y características .....	101
3.5.2. Distribuciones con que se caracterizan desvanecimientos .....	103
3.6. Técnicas para mitigar desvanecimientos .....	108
3.7. Ruido .....	110
3.7.1. Ruido interno y ruido externo .....	110
3.7.2. Ruido externo de origen natural y creado por el hombre .....	112
3.7.3. Comportamiento del ruido externo a través del espectro radioeléctrico .....	115
<b>Capítulo 4. Predicción del Desempeño de Radioenlaces .....</b>	<b>117</b>
4.1. Introducción .....	117
4.2. Predicción de la intensidad de campo para ondas de superficie entre 10 Hz y 30 MHz .....	117
4.2.1. Propagación por onda de superficie .....	117
4.2.2. Teoría para una superficie terrestre homogénea y lisa .....	119
4.2.3. Efectos atmosféricos .....	121
4.2.4. Método de predicción recomendado por la UIT-R .....	122
4.2.5. Mapas de la conductividad de tierra .....	124
4.2.6. Tierra lisa de mezcla de conductividades .....	124
4.2.7. Los efectos de las construcciones .....	127
4.3. Modelos ionosféricos .....	127
4.3.1. Modelos empíricos .....	128
4.3.2. Modelos ionosféricos físicos .....	129
4.3.3. Modelos parametrizados .....	130
4.4. Métodos de predicción de propagación de ondas ionosféricas debajo de 2 MHz .....	130
4.4.1. Propagación por onda de cielo debajo de los 2 MHz .....	130
4.4.2. Predicción teórica de la intensidad de campo en modo de guía de onda .....	131
4.4.3. Predicción teórica de la intensidad de campo por salto de onda .....	133
4.4.4. Predicción teórica de la intensidad de campo empírica .....	134
4.5. Métodos de predicción de propagación de ondas ionosféricas por encima de 2 MHz .....	138
4.5.1. HF .....	138
4.5.2. Modelos computarizados de la ionización ionosférica .....	141
4.5.3. Aplicación de modelos específicos .....	142
4.5.4. Sondas ionosféricas para la administración de frecuencias en HF .....	144
4.6. Modelos de propagación para enlaces cortos .....	144
4.6.1. Propagación en exteriores .....	145
4.6.2. Propagación en interiores .....	151
4.6.3. Propagación en túneles .....	158
4.7. Modelos de propagación para servicios móviles en exteriores .....	158
4.7.1. El radio canal móvil exterior .....	159
4.7.2. Tipos de sistemas .....	161
4.7.3. Macrocelas .....	161
4.7.4. Sombras .....	175
4.7.5. Microcelas .....	179
4.8. Predicción de la intensidad de campo para radiodifusión en VHF y UHF .....	185
4.8.1. Límite de determinación del servicio .....	186
4.8.2. Relaciones de protección .....	187
4.8.3. Características de propagación .....	188
4.8.4. Medición de la intensidad de campo .....	192
4.8.5. Predicción de la intensidad del campo .....	192
4.9. Predicción de enlaces terrenaes de línea visual .....	194
4.10. Modelos de predicción para el diseño de sistemas de telecomunicaciones tierra-espacio .....	200
<b>Conclusiones .....</b>	<b>204</b>
<b>Bibliografía .....</b>	<b>206</b>
<b>Referencias .....</b>	<b>207</b>
<b>Fuentes electrónicas .....</b>	<b>208</b>
<b>Apéndice 1. Programa de predicción de Radioenlaces .....</b>	<b>210</b>

## **Objetivo**

---

Analizar los modelos de propagación de las ondas electromagnéticas para las distintas bandas en que se divide el espectro radioeléctrico. Estos modelos permiten predecir el desempeño de los diversos enlaces radioeléctricos.

Desarrollar programas de computadora para la simulación de algunos de estos modelos de propagación y que sirvan de apoyo para los cursos de Sistemas de Radiocomunicaciones I y II.

## **Introducción**

---

Este trabajo es una investigación bibliográfica detallada de varios tópicos relacionados con la propagación de las ondas radioeléctricas en diversos ambientes y de los métodos y modelos empleados comúnmente en la predicción del desempeño de radioenlaces, la cual tiene como primer finalidad, dotar de un material bibliográfico compacto que de la posibilidad a los futuros alumnos de tener material de consulta como apoyo al desarrollo de sus asignaturas a lo largo de sus estudios de licenciatura.

De tal manera, se describen algunos de los modelos de predicción de radioenlaces para ambientes exteriores para así, mejorar la calidad del servicio de los sistemas de comunicaciones inalámbricas, a partir de las características específicas de cualquier entorno exterior, urbano o rural a través de los diferentes métodos existentes.

Los mecanismos de propagación de las ondas radioeléctricas en las distintas bandas son diferentes para cada una de ellas. En la banda de HF y en frecuencias por debajo de esta, la propagación es afectada por la ionosfera y la conductividad de la tierra, pero a partir de la banda VHF la propagación es gran parte en línea visual a través del aire. Los efectos de reflexión, refracción, difracción, y esparcimiento de las ondas son importantes para este tipo de ondas.

Los modelos son muy útiles cuando queremos estudiar fenómenos o sistemas complejos es por eso que en este trabajo nos basamos en ellos para dar una interpretación al comportamiento de las ondas radioeléctricas según sea su propagación.

El conocimiento de la estructura global de la ionosfera y sus variaciones diurnas, estacionales y con la actividad solar y magnética por una parte y la capacidad para predecir las condiciones de Radiopropagación por otra, representan las bases fundamentales para el uso del espectro de radiofrecuencia en HF, VHF y UHF para las comunicaciones terrenas y con satélites, navegación satelital, detección y rastreo de satélites entre otros usos.

Debido a la variedad de entornos donde los enlaces operan (urbanos, suburbanos y rurales), se han desarrollado una serie de modelos y métodos para la predicción de cobertura, los cuales son aplicables en entornos específicos. Algunos métodos se basan en la aplicación de teorías ópticas de propagación, donde los obstáculos son modelados como bordes filosos para luego aplicar análisis de reflexión y difracción.

Estos métodos requieren del análisis del perfil de la ruta que se forma entre el transmisor y el receptor, la información de la topología del terreno es obtenida a partir de un mapa digital. En otros casos se utilizan métodos empíricos, los cuales consisten de una serie de curvas y ecuaciones obtenidas a partir de mediciones exhaustivas en el terreno.

Como se mencionó la interferencia es otro factor importante a tomar en cuenta. En redes móviles celulares se practica la reutilización de frecuencias entre transmisores, por lo que es común encontrarse con la presencia de interferencia co-canal, la cual degrada la señal deseada, limitando la cobertura de las redes, por lo que debe tenerse un especial cuidado en el estudio de la compatibilidad electromagnética de la red.

Los algoritmos para la predicción de pérdidas por trayectoria, en la propagación de ondas electromagnéticas para la planificación avanzada de sistemas de comunicación inalámbricos, deben hacer consideraciones respecto a los efectos del ambiente y los obstáculos sobre los cuales ocurre la propagación, como lo son edificios, calles, árboles, montañas, etc., entre las radio bases y los abonados móviles. Pocos estudios se han llevado a cabo para un ambiente urbano afectado por terreno ondulado, en condiciones como la región del Valle de México, con amplia presencia de colinas.

Gracias a la ayuda de los Sistemas de Información Geográfica y a las herramientas de planificación se puede obtener más eficiencia a la hora de analizar los resultados de un modelo como Hata en condiciones urbanas no uniformes sobre terreno escarpado, como ocurre en ciertos sectores de la ciudad.

En México, las ciudades comúnmente se han construido sobre terreno ondulado, habiendo así presencia de colinas, valles y edificios en un mismo entorno. Por lo anterior, la propagación de radio se ve afectada por cada uno de estos parámetros de forma diferente. Se han descrito varios fenómenos alrededor de este tema entre otros, pero la mayoría se enfocan a un tipo de ambiente en especial ya sea urbano, rural o afectado por montañas.

En el presente trabajo se valoró la propagación electromagnética sobre edificios y calles, en varios perfiles de terreno, con el fin de estimar los factores que introducen la variabilidad en la señal transmitida entre dos puntos.

Es muy importante conocer las características de las ondas radioeléctricas para poder dar una explicación sobre los fenómenos ocurridos con ellas y el medio en el que se encuentren, así mismo las características de la atmósfera terrestre y los fenómenos que se presentan en ella están en una estrecha relación con los fenómenos que perturban a las ondas radioeléctricas según sea su frecuencia, es por eso que los modelos son de gran ayuda para establecer los enlaces, ya que nos dan un aproximación de lo que le sucede a la señal y con esto poder modificarla para su óptimo rendimiento

## Capítulo 1. Propagación de Ondas Radioeléctricas y Usos del Espectro Radioeléctrico

---

### 1.1. Ondas electromagnéticas

Las ondas electromagnéticas se propagan mediante una oscilación de campos eléctricos y magnéticos y presentan determinadas características de acuerdo al medio en que se propagan. De manera general para la propagación de una onda plana armónica se define lo siguiente:

- Los parámetros primarios del medio  $\sigma, \mu, \epsilon$ .
- Ecuación general de una onda electromagnética

$$\nabla^2 \vec{E} = \sigma \mu \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \mu \epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2}$$

Si la variación del campo eléctrico es en forma armónica general se tiene:

$$\nabla^2 \vec{E}_s = j\omega\sigma\mu\vec{E}_s - \omega^2\mu\epsilon\vec{E}_s$$

Para la propagación de la onda electromagnética en un medio sin pérdidas (figura 1.1.1) como el vacío, se consideran los parámetros primarios del espacio libre  $\sigma = 0, \mu = \mu_0, \epsilon = \epsilon_0$ . Por lo que la ecuación general de una onda electromagnética se reduce a:

$$\nabla^2 \vec{E} = \mu_0\epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2}$$

y como el campo eléctrico varía de manera armónica

$$\nabla^2 \vec{E}_s = -\omega^2\mu\epsilon\vec{E}_s$$

Las propiedades de una onda electromagnética plana en un medio sin pérdidas son:

- El campo eléctrico es perpendicular al campo magnético y ambos son perpendiculares a la dirección de propagación de la onda.
- Los campos eléctricos y magnéticos se propagan en forma de onda y como una unidad no se pueden separar

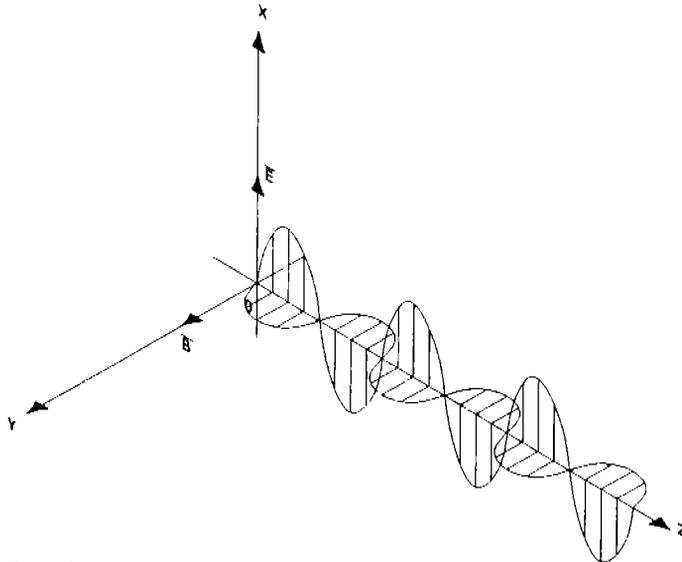
- La velocidad de fase de una onda electromagnética que se propaga en el vacío es igual a la velocidad de la luz "c"

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$$

- La relación entre el campo eléctrico y magnético de una onda es la impedancia de onda "η".

$$\eta = \frac{\vec{E}}{\vec{H}}$$

- En un medio sin pérdidas el campo eléctrico y magnético tienen la misma fase.
- Al propagarse en el medio sin pérdidas la onda electromagnética plana conserva su magnitud.



*Figura 1.1.1. Propagación de una onda electromagnética en un medio sin pérdidas*

Para la propagación de la onda electromagnética en un medio con pérdidas (figura 1.1.2), se consideran los siguientes parámetros primarios:  $\sigma$  diferente de 0,  $\mu = \text{constante}$ ,  $\epsilon = \text{constante}$ . Una solución particular de la ecuación de onda para las ondas planas que varían armónicamente en el tiempo es:

$$\vec{E} = E_x \vec{a}_x = E_0 e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z + \xi) \vec{a}_x$$

Donde  $\alpha$  es la constante de atenuación,  $\beta$  = constante de fase y  $\gamma = \alpha + j\beta$  es la constante de propagación.

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu \epsilon}{2}} \left[ \sqrt{1 + \left( \frac{\sigma}{\omega \epsilon} \right)^2} - 1 \right] \left[ \frac{\text{Neper}}{m} \right] \quad \text{y} \quad \beta = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \left[ \frac{\text{rad}}{m} \right]$$

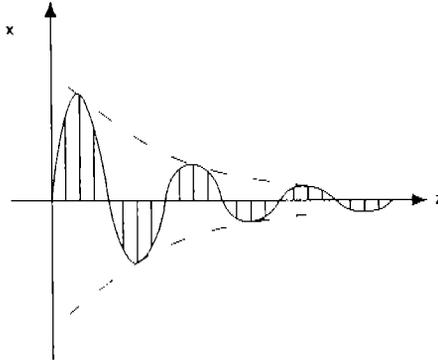


Figura 1.1.2. Propagación de una onda en un medio con pérdidas

La propagación de la onda en un medio con pérdidas implica una magnitud decreciente y una defasamiento entre el campo eléctrico y magnético de la onda. La impedancia característica de una onda electromagnética se define por las siguientes expresiones:

$$\eta = \frac{\bar{E}_x}{\bar{H}_y} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon} \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2\right]^{1/4}}} e^{j\theta_n} [\Omega] \text{ donde } \theta_n = \tan^{-1} \frac{\sigma}{\omega\epsilon}$$

Considerando que la onda se propaga en el vacío o en el aire tenemos que:

$$\eta = \frac{\bar{E}_x}{\bar{H}_y} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi [\Omega]$$

Para conocer la potencia de una onda se recurre al producto cruz de la densidad de campo eléctrico y la densidad de campo magnético.

$$\bar{P} = \bar{E} \times \bar{H}$$

Al resultado de dicho producto se le conoce como el vector de Poynting, el cual se interpreta como la densidad de potencia instantánea medida en Watts por metro cuadrado.

$$\bar{P}_{zmed} = \frac{1}{2} \frac{E_0^2}{|\eta|} e^{-2\alpha z} \cos \theta_n$$

Para la propagación de una onda en el aire o el vacío (medio sin pérdidas) el vector de Poynting se reduce a:

$$\bar{P}_{zmed} = \frac{1}{2} \frac{E_0^2}{|\eta|}$$

La polarización de una onda electromagnética (figura 1.1.3) se define como la traza que genera la onda sobre un plano estático al propagarse a través de él, la polarización nos define la dirección del campo eléctrico de la onda y su comportamiento en el tiempo.

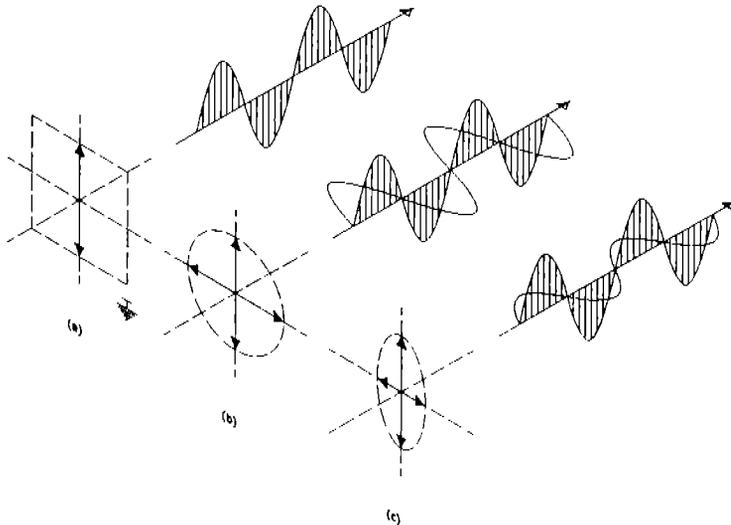


Figura 1.1.3. (a) Polarización Lineal. (b) Polarización Circular. (c) Polarización Elíptica

La *polarización lineal* es aquella en la que la traza del vector de campo eléctrico de la onda electromagnética es una línea, este tipo de polarización puede ser vertical u horizontal dependiendo de la posición que ocupe de acuerdo al plano de tierra. La *polarización circular* es aquella donde la punta del vector de campo eléctrico describe una trayectoria circular, esta puede ser derecha o izquierda de acuerdo al sentido de giro de dicho vector, este puede ser determinado a través de la mano correspondiente a cada sentido apuntando el dedo pulgar hacia la dirección de propagación de la onda. El caso más general es la *polarización elíptica*, esta se caracteriza porque la traza del vector de campo eléctrico es una elipse, que al igual que la polarización circular, puede tener sentido derecho o izquierdo, empleando los mismos criterios para determinarlo. Cabe mencionar que los dos casos mencionados anteriormente son casos particulares de la polarización elíptica.

Al incidir una onda electromagnética en un medio, es decir, que viaja de un medio a otro con distintos parámetros existe una transmisión y una reflexión de la misma onda que se propaga a través de la interfase. Cuando la incidencia de la onda es normal como se muestra en la figura 1.1.4 se describen las siguientes expresiones:

$$\text{Coeficiente de Reflexión } \Gamma = \frac{E_r}{E_i}$$

$$\text{Coeficiente de Transmisión } \tau = \frac{E_t}{E_i}$$

donde  $E$  es la magnitud del campo eléctrico de la onda.

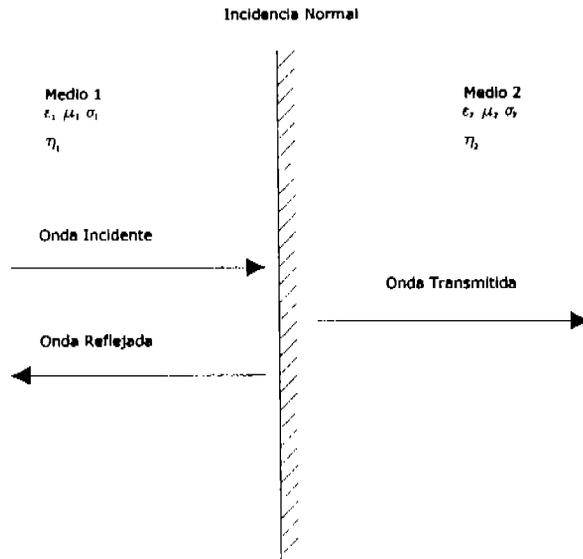


Figura 1.1.4. Incidencia Normal de una onda electromagnética

Cuando la incidencia de la onda es oblicua, puede ser que el campo eléctrico de la onda sea perpendicular al plano de incidencia, como se muestra en la figura 1.1.5:

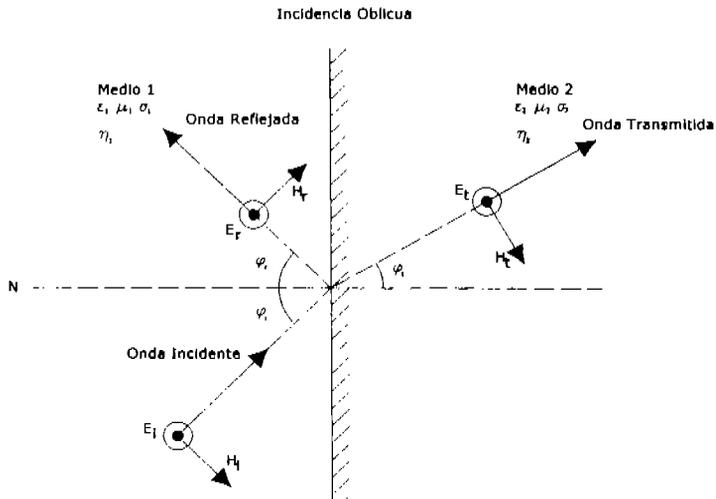


Figura 1.1.5. Incidencia Oblicua de una onda electromagnética con campo eléctrico perpendicular al plano de incidencia

en este caso los coeficientes de reflexión y transmisión se expresan:

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\eta_1 \cos \varphi_i - \eta_2 \cos \varphi_t}{\eta_1 \cos \varphi_i + \eta_2 \cos \varphi_t}$$

$$\tau_{\perp} = \frac{2\eta_2 \cos \varphi_i}{\eta_1 \cos \varphi_i + \eta_2 \cos \varphi_t}$$

Si el campo eléctrico de la onda incidente es paralelo al plano de incidencia como se muestra en la figura 1.1.6 las expresiones de los coeficientes son:

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{\eta_1 \cos \varphi_i - \eta_2 \cos \varphi_t}{\eta_1 \cos \varphi_i + \eta_2 \cos \varphi_t}$$

$$\tau_{\parallel} = \frac{2\eta_2 \cos \varphi_i}{\eta_1 \cos \varphi_i + \eta_2 \cos \varphi_t}$$

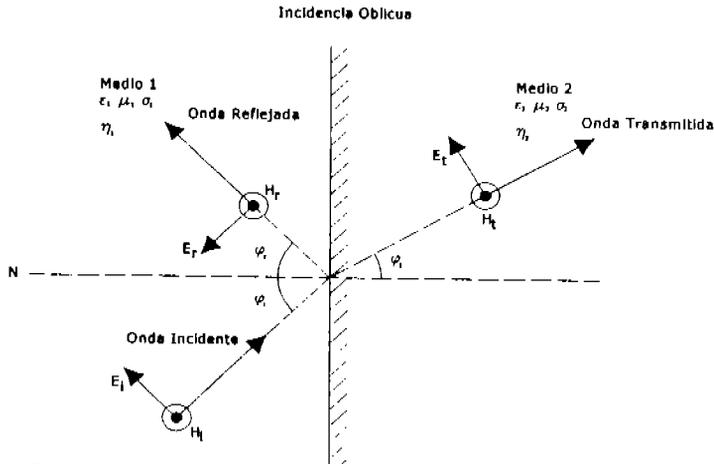


Figura 1.1.6. Incidencia Oblicua de una onda electromagnética con campo eléctrico paralelo al plano de incidencia

Suponiendo que una onda electromagnética viaja de un medio 1 a un medio 2 sin pérdidas, siempre habrá un ángulo de incidencia con el que el ángulo de transmisión de la onda con respecto a la normal sea de  $90^\circ$  y por lo tanto, se refleje en su totalidad. A este efecto se le conoce como reflexión total interna, y a dicho ángulo se le nombra ángulo crítico.

$$\varphi_c = \sin^{-1} \frac{\eta_2}{\eta_1}$$

De manera análoga, existe un ángulo de incidencia para el que la reflexión de la onda es casi nula y por consiguiente la onda se transmite en su totalidad, a este ángulo se le conoce como ángulo de Brewster o de polarización.

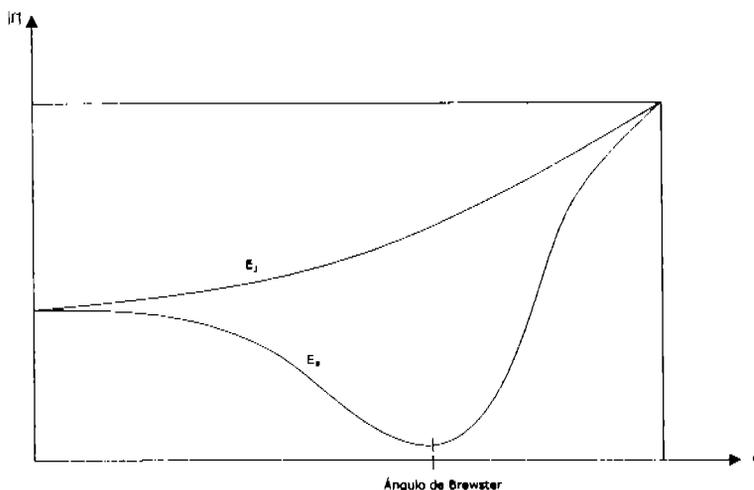


Figura 1.1.7. Gráfica del ángulo de Brewster

el ángulo de Brewster se obtienen mediante la siguiente expresión:

$$\varphi_B = \tan^{-1} \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}}$$

## 1.2. El espectro electromagnético y el espectro radioeléctrico

La radiación electromagnética esta compuesta por campos eléctricos y magnéticos oscilantes que se propagan en el vacío a la velocidad de la luz ( $3 \times 10^8$  m/seg). Incluye a los rayos cósmicos, gamma, rayos X, la radiación ultravioleta, la luz visible, la radiación infrarroja y las ondas de radio.

El espectro electromagnético se refiere a la gama de frecuencias o longitudes de onda abarcada por todos los fenómenos considerados como radiación electromagnética al ordenarlos de acuerdo a su frecuencia o longitud de onda

En el espectro electromagnético, los tipos de radiación son clasificados de acuerdo a las características que presentan y a la fuente con la que son generadas.

Los rayos X son radiaciones electromagnéticas cuya longitud de onda va desde unos 10 hasta 0.001 nanómetros. Cuanto menor es la longitud de onda de los rayos X, mayor es su energía y poder de penetración. Los rayos de mayor longitud de onda, cercanos a la banda de ultravioleta, se conocen como rayos X blandos; mientras de los de menor longitud de onda, que están más próximos a la zona de rayos gamma, se denominan rayos X duros, debido a la energía que portan. Tanto la luz visible como los rayos X se producen a raíz de las transiciones de electrones atómicos de una órbita a otra. La luz visible corresponde a la transición de electrones externos y los rayos X a transiciones de electrones internos.

La radiación ultravioleta, es la radiación electromagnética cuyas longitudes de onda va aproximadamente de los 400 nm (límite de la luz violeta) a los 10 nm, donde empiezan los rayos X. El origen natural de este tipo de radiación es la radiación solar, pero puede producirse de artificialmente mediante lámparas de arco. La radiación ultravioleta puede ser dañina para los seres vivos, sobre todo cuando su longitud de onda es baja. La radiación ultravioleta con longitudes de onda inferiores a 300 nm se emplea para esterilizar superficies pues mata a las bacterias y los virus.

En los seres humanos, la exposición a radiación ultravioleta de longitudes de onda inferiores a los 300 nm puede producir quemaduras y hasta cáncer en la piel.

La luz visible es una forma de radiación electromagnética similar al calor radiante (radiación infrarroja), las ondas de radio o los rayos X. La luz corresponde a oscilaciones extremadamente rápidas de un campo electromagnético, en un intervalo determinado de frecuencias que pueden ser detectadas por el ojo humano. Las distintas sensaciones de color corresponden a luz que vibra con distintas longitudes de onda, que van desde los 400 nm en la luz violeta, hasta los 750 nm en la luz roja.

Los rayos infrarrojos son una emisión de energía en forma de ondas electromagnéticas en la zona del espectro situada inmediatamente después de la zona roja de radiación visible. Oscila aproximadamente entre 1  $\mu$ m y 1 mm. La radiación infrarroja es generada por el calor de los cuerpos con temperatura superior al cero absoluto.

El espectro radioeléctrico es la gamma de frecuencias del espectro electromagnético que corresponde a la radiación electromagnética cuya frecuencia es inferior a los 3000 GHz; dentro de la cual se encuentra la radiación emitida al espacio libre mediante antenas por los sistemas de radiocomunicaciones actualmente operacionales.

La Unión Internacional de Telecomunicaciones subdivide en nueve bandas al espectro radioeléctrico, las cuales se designan por números enteros en orden creciente empezando del 4 hasta el 12, como se muestra en la tabla 1.2.1:

Banda N (Número)	Designación	Margen de frecuencias $0.3 \times 10^N$ a $3 \times 10^N$	Margen de Longitudes de Onda ( $\lambda$ )	Subdivisión Métrica Designación Métrica
4	VLF	3 KHz a 30 KHz	100,000 m a 10,000 m	Ondas Miriarmétricas
5	LF	30 KHz a 300 KHz	10,000 m a 1,000 m	Ondas Kilométricas
6	MF	300 KHz a 3 MHz	1,000 m a 100 m	Ondas Hectométricas
7	HF	3 MHz a 30 MHz	100 m a 10 m	Ondas Decamétricas
8	VHF	30 MHz a 300 MHz	10 m a 1m	Ondas Métricas
9	UHF	300 MHz a 3 GHz	100 cm a 10 cm	Ondas Decimétricas
10	SHF	3 GHz a 30 GHz	10 cm a 1 cm	Ondas Centimétricas
11	EHF	30 GHz a 300 GHz	10 mm a 1 mm	Ondas Milimétricas
12	—	300 GHz a 3000 GHz	1 mm a 0.1 mm	Ondas decimilimétricas

Nota. En el margen de frecuencias de cada banda, la frecuencia inferior se incluye en la banda mientras que la frecuencia superior se excluye de la banda.

Tabla 1.2.1. División del espectro radioeléctrico de la UIT.

El rango de frecuencias aproximado para cada uno de los tipos de radiación se muestra en la tabla 1.2.2.

En el año de 1900 el alemán Max Karl Ernst Ludwig Plank publicó la solución de un problema que había desesperado a los físicos durante décadas, conocido como la radiación del cuerpo negro. El problema fue resuelto por Plank suponiendo que la energía no se emite en forma continua, es decir, un cuerpo caliente no puede emitir energía en forma de radiación electromagnética de cualquier longitud de onda, sino que dicha energía se emite en forma de paquetes (cuantos) de longitudes de onda determinados. Plank supuso que cuanto mayor era la energía emitida más pequeña era la longitud de onda de la radiación, y llegó a una ecuación que relaciona la frecuencia de dicha radiación con la energía a través de una constante que recibe el nombre de constante de Plank.

$$E = h\nu \text{ donde } h = 6.266176 \times 10^{-34} \left[ \frac{J}{seg} \right]$$

En 1924 el físico francés Louis Victor de Broglie sugirió que era posible contemplar partículas elementales como si fuesen ondas. Utilizando la ecuación de Einstein que relaciona la masa y la energía y la ecuación de Plank que relaciona la energía de una radiación con su frecuencia, de Broglie demostró que toda partícula actúa también como una onda de cierta longitud. En principio esta conclusión puede ser extendida a cualquier cuerpo. Sin embargo, de la expresión obtenida y las observaciones experimentales se deduce que cuanto más masiva es la partícula, más prominente es su comportamiento como tal, y menor es la posibilidad de contemplar su aspecto de onda. La dualidad onda-partícula tiene consecuencias importantes a nivel subatómico, pero también sirve para explicar ciertos comportamientos experimentales de la luz y otras radiaciones, como la difracción y los fenómenos de interferencia.

Dentro del espectro electromagnético se pueden localizar radiaciones ionizantes y no ionizantes. La radiación ionizante es aquella que se emite con energía tal capaz de mover los electrones del átomo al interactuar con la materia. De esta manera, en el proceso de lograr mayor estabilidad el átomo emite partículas subatómicas y fotones de alta energía, logrando así su decaimiento. La radiación no ionizante mueve los átomos sin alterarlos químicamente.

Dentro de las radiaciones no ionizantes localizamos algunas que gran aplicación en el mundo moderno. Es el caso de la utilización de microondas en radioastronomía o en el funcionamiento de hornos domésticos. Las microondas corresponden a la parte espectro electromagnético situado entre las ondas de radio y los infrarrojos (longitud de onda que va de 30 cm a 0.3 mm y frecuencia que oscila entre unos pocos Hertz hasta un billón de ellos), por lo que su energía es baja. Las microondas interactúan con la materia incrementando la velocidad de rotación de las moléculas

Radiación	Designación	Rango aproximado
-Ondas de Radio	Ultra Low Frequency (ULF)	3 - 30 Hz
	Extremely Low Frequency (ELF)	30 - 300 Hz
	Voice Frequency (VF)	300 Hz - 3 kHz
	Very Low Frequency (VLF)	3 - 30 kHz
	Low Frequency (LF)	30 - 300 kHz
	Medium Frequency (MF)	300 kHz - 3 MHz
	High Frequency (HF)	3 - 30 MHz
	Very High Frequency (VHF)	30- 300 MHz
	Ultra High Frequency (UHF)	300 MHz - 3 GHz
	Super High Frequency (SHF)	3 - 30 GHz
	Extremely High Frequency (EHF)	30 - 300 GHz
Infrarrojo	Lejano	300 - 3000 GHz
	Medio	100 - 30 $\mu$ m
	Cercano	30 - 3 $\mu$ m
Luz visible	Rojo	3 $\mu$ m - 750 nm
	Naranja	770 - 622 nm
	Amarillo	622 - 597 nm
	Verde	597 - 577 nm
	Azul	577 - 492 nm
Ultra Violeta	Violeta	492 - 455 nm
	UV-A	455 - 390 nm
	UV-B	400 - 320 nm
	Vacio UV	320 - 280 nm
Rayos X		Menos de 200 nm
Rayos Gamma		$10^9 - 10^{11}$ nm
		$10^{11} - 10^{13}$ nm

Tabla 1.2.2. Rango de frecuencias para cada tipo de radiación.

### 1.3. Sistema de radiocomunicación

Un sistema de radiocomunicación se compone de tres elementos principales que son, un transmisor, un canal de transmisión y un receptor, el esquema más básico de un sistema de radiocomunicación se presenta a continuación:

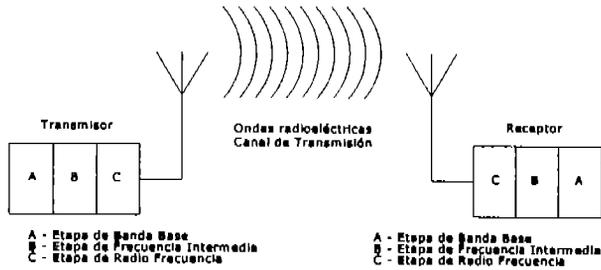


Figura 1.3.1. Esquema básico de un sistema de radiocomunicación

El transmisor y el receptor del sistema se componen a su vez de tres etapas, las cuales se mencionan en la tabla 1.3.1, así como los procesos que encierra cada una de las etapas correspondientes.

Elemento	Componentes	Procesos
Transmisor	Etapa de banda base	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Filtrado</li> <li>• Amplificación</li> <li>• Conversión A/D</li> <li>• Codificación (canal, fuente, transmisión)</li> <li>• Multiplexación</li> </ul>
	Etapa de frecuencia intermedia	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Modulación</li> </ul>
	Etapa de radio frecuencia	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Amplificación de potencia</li> <li>• Sintonización</li> <li>• Conversión de frecuencia (subida)</li> </ul>
Canal de transmisión	Antena de transmisión	
	Ondas emitidas	
	Antena de recepción	
Receptor	Etapa de banda base	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Amplificación de potencia</li> <li>• Sintonización</li> <li>• Conversión de frecuencia (subida)</li> </ul>
	Etapa de frecuencia intermedia	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Demodulación</li> <li>• Detección</li> </ul>
	Etapa de radio frecuencia	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Filtrado</li> <li>• Amplificación</li> <li>• Conversión D/A</li> <li>• Decodificación</li> </ul>

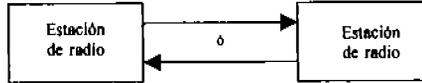
Tabla 1.3.1. Elementos y etapas del sistema de radiocomunicación

Un sistema de radiocomunicación presenta diversos modos de operación, los cuales se mencionan a continuación:

**a) Modo Simplex**

Este es un método de operación donde la comunicación entre dos estaciones puede ser en ambas direcciones, siendo en una sola dirección a la vez.

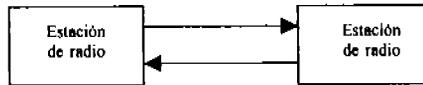
De acuerdo al Reglamento de UIT, el modo simplex se define como un método de operación en el cual la transmisión es posible alternadamente en cada dirección de un canal o circuito de telecomunicaciones. Este método puede emplear uno o dos canales.



**b) Modo Duplex**

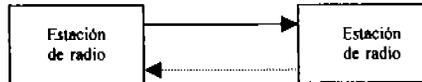
Es un método de operación en el cual la transmisión es posible simultáneamente en ambas direcciones de un canal o circuito de telecomunicaciones. A este modo de operación se le denomina duplex en la UIT y full duplex en la IEEE. Este modo es un poco más complejo que el simplex, ya que requiere que el equipo transmisor y receptor operen desde el mismo sitio de manera simultánea.

La operación duplex tradicional ocupa dos canales (FDD) mientras que en los sistemas modernos de radiocomunicaciones se transmite y recibe información usando ranuras de tiempo usando un mismo canal (TDD).



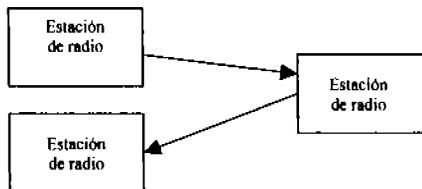
**c) Modo Half Duplex**

Un sistema de comunicaciones que cuenta con este modo de operación tienen la capacidad para una transmisión bidireccional, sin embargo, debido a la manera de operar del sistema, la comunicación se hace solo en una dirección a la vez.



**d) Modo Semi Duplex**

En un sistema que opera bajo este modo, una estación opera en un modo simplex, mientras que en otro extremo del sistema se opera en un modo duplex. Este modo de operación requiere dos canales.



**e) Diplex**

En una operación diplex se comparte un elemento común, tal como una misma antena, para transmisión o recepción de dos señales independientes en dos frecuencias distintas.

#### 1.4. Los servicios de radiocomunicaciones y sus modalidades

Para entender los servicios de radiocomunicaciones y las modalidades existentes de los mismos, debemos entender primero que es una estación radioeléctrica. Una estación radioeléctrica consiste en uno o más equipos transmisores o receptores, o una combinación de estos, incluyendo las instalaciones necesarias para asegurar que un servicio de radiocomunicación sea provisto.

Con el fin de obtener una clasificación de las estaciones radioeléctricas, se definen a continuación algunos tipos básicos de estaciones.



- **Estación Terrenal:** Estación situada en la superficie de la tierra para efectuar radiocomunicaciones terrenales. Todas las estaciones salvo aquellas en que se indique que son espaciales se consideran como terrenales, razón por la cual no es necesario especificar esta característica.
- **Estación Espacial:** Estación de radiocomunicación situada en un satélite o en cualquier otro objeto situado en el espacio, destinada a recibir, transmitir o retransmitir señales de radiocomunicación.
- **Estación Terrena:** Estación situada en la superficie de la tierra, o en la parte principal de la atmósfera terrestre, destinada a mantener comunicación con una o varias estaciones espaciales; o con una o varias estaciones terrenas a través de uno o varios satélites. La estación terrena también cuenta con la capacidad de conectarse con alguna red terrestre de telecomunicaciones.

Una subdivisión de las estaciones terrenales y terrenas se obtiene al especificar si estas son fijas o móviles:

- **Estación Fija:** Estación de servicio fijo, destinada a estar en un punto determinado.
- **Estación Móvil:** Estación de servicio móvil destinada a ser utilizada en movimiento o mientras esté detenida en puntos no determinados.
- **Estación Terrestre:** Este tipo de estación es de servicio móvil, que se encuentra ubicada sobre la tierra, no destinada a ser utilizada en movimiento.

Entre otras características de las estaciones radioeléctricas se encuentran aquellas que se denominan:

- **Estación Terminal de Radiocomunicación:** Se refiere a uno o más transmisores o receptores o combinaciones de ambos mediante el cual un usuario o suscriptor establece el enlace radioeléctrico en el punto de conexión terminal virtual, con el propósito de tener acceso a uno o más servicios de radiocomunicación.
- **Estación Repetidora de Radiocomunicación:** estación fija destinada a recibir y retransmitir automáticamente las señales de otra estación
- **Estación Experimental:** estación que utiliza las ondas radioeléctricas para efectuar experimentos que puedan contribuir al progreso de la ciencia.

Un servicio de radiocomunicación se define por la manera en que las estaciones operan en el servicio, y no necesariamente en términos de los mensajes o la información transmitida.

En el reglamento de radiocomunicaciones de la UIT-R se definen 42 servicios los cuales se pueden agrupar de la manera siguiente:

- A. **Servicios Fijos:** Son servicios de radiocomunicación entre estaciones fijas en puntos determinados, pueden ser terrenales o por satélite.
  - 1. **Servicio fijo**
  - 2. **Servicio fijo por satélite**
  - 3. **Servicio Fijo aeronáutico**
  
- B. **Servicios Móviles:** Estos servicios pueden ser terrenales o por satélite y a su vez terrestres, marítimos o aeronáuticos.
  - 4. **Servicio móvil (general)**
  - 5. **Servicio móvil terrestre**
  - 6. **Servicio móvil marítimo**
  - 7. **Servicio móvil aeronáutico**
  - 8. **Servicio móvil aeronáutico (R, en rutas)**
  - 9. **Servicio móvil aeronáutico (OR, fuera de rutas)**
  - 10. **Servicio de operaciones portuarias**
  - 11. **Servicio móvil por satélite**
  - 12. **Servicio móvil terrestre por satélite**
  - 13. **Servicio móvil marítimo por satélite**
  - 14. **Servicio móvil aeronáutico por satélite**
  - 15. **Servicio móvil aeronáutico por satélite (R, en rutas)**
  - 16. **Servicio móvil aeronáutico por satélite (OR, Fuera de rutas)**
  
- C. **Servicios de Radiodeterminación:** son servicios de radiocomunicación para determinar la posición, la velocidad u otras características de un objeto, u obtención de información relativa a estos parámetros.
  - 17. **Servicio de radiodeterminación**
  - 18. **Servicio de radiodeterminación por satélite**
  - 19. **Servicio de radio navegación (general)**
  - 20. **Servicio de radio navegación marítima**
  - 21. **Servicio de radio navegación aeronáutica**
  - 22. **Servicio de radio navegación por satélite**
  - 23. **Servicio de radio navegación marítima por satélite**
  - 24. **Servicio de radio navegación aeronáutica por satélite**
  - 25. **Servicio de radiolocalización**
  - 26. **Servicio de radiolocalización por satélite**

**D. Servicios de Radiodifusión:** Son servicios de radiocomunicación cuyas emisiones se destinan a ser recibidas por el público en general. Estos servicios pueden ser terrenales o por satélite

27. Servicio de radiodifusión

28. Servicio de radiodifusión por satélite

**E. Servicios de Seguridad (Socorro):** Son servicios empleados de manera permanente o temporal para garantizar la seguridad de la vida humana y la salvaguarda de los bienes. Estos servicios generalmente son terrenales aunque puede darse el caso de que se realicen por satélite.

29. Servicio de seguridad

30. Servicio de movimiento de barcos

**F. Servicios Diversos:** dentro de esta categoría se encuentran los servicios de radiocomunicaciones destinados a aplicaciones científicas, espaciales, aficionados, entre otras. Algunos son servicios terrenales o por satélite.

31. Servicio entre satélites

32. Servicio de operaciones espaciales

33. Servicio de ayudas a la meteorología

34. Servicio de exploración de la tierra por satélite

35. Servicio de meteorología por satélite

36. Servicio de frecuencia patrón y de señales horarias

37. Servicio de frecuencia patrón y de señales horarias por satélite

38. Servicio de investigación espacial

39. Servicio de aficionados

40. Servicio de aficionados por satélite

41. Servicio de radioastronomía

42. Servicio especial

En cada servicio de radiocomunicación pueden presentarse una diversidad de aplicaciones específicas. Algunas de estas aplicaciones o modalidades de servicio, son factibles de explotarse de manera comercial. A continuación se presentan algunos ejemplos de modalidades de servicios de radiocomunicación:

Servicio de radiocomunicación	Modalidades dentro del Servicio
Fijo	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Televisión por microondas</li> <li>• Radiotelefonía fija</li> <li>• Radiotelegrafía</li> <li>• Enlaces estudio-planta para los sistemas de radiodifusión en AM y FM</li> <li>• Música continua</li> <li>• Enlaces de microondas punto a punto y punto multipunto</li> <li>• Radiotransmisión de datos</li> <li>• Etc.</li> </ul>
Móvil Aeronáutico	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Control de tránsito aéreo</li> <li>• Telecomunicaciones aeronáuticas</li> <li>• Etc.</li> </ul>

<b>Móvil Terrestre</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Radiotelefonía móvil celular</li> <li>• Radiocomunicación móvil especializada en flotas (SMR)</li> <li>• Radiolocalización móvil de personas</li> <li>• Búsqueda de personal (paging)</li> <li>• Radiotelefonía privada</li> <li>• Banda civil o ciudadana (CB)</li> <li>• Servicios de comunicación personal (PCS)</li> <li>• Etc.</li> </ul>
<b>Radiodifusión</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Sonora en amplitud modulada AM</li> <li>• Sonora en frecuencia modulada FM</li> <li>• Televisión en VHF y en UHF</li> <li>• Etc.</li> </ul>
<b>Fijo por Satélite</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Radiocomunicación bidireccional entre estaciones de satélite y estaciones terrenas de redes de satélites</li> <li>• Etc.</li> </ul>
<b>Móvil Marítimo</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Comunicaciones costera-costera, costera-barco, barco-barco</li> <li>• Etc.</li> </ul>

### 1.5. La atmósfera terrestre, las ventanas atmosféricas y las ventanas de radio

En la medida que se gana altura, las condiciones de la atmósfera varían, de forma que pueden dividirse en regiones bien definidas, pudiendo analizarse desde diversos puntos de vista, según la distribución térmica o su comportamiento físico-químico.

Existen diversas clasificaciones de la atmósfera, una de ellas es la clasificación empleada en la exploración espacial en la que existen tres principales regiones: la Atmósfera Inferior que va desde 0 hasta 20 km de altitud, la Atmósfera Media que se encuentra entre los 20 y 90 km y la Atmósfera Superior que esta más allá de los 90 km de altitud (figura 1.5.1).

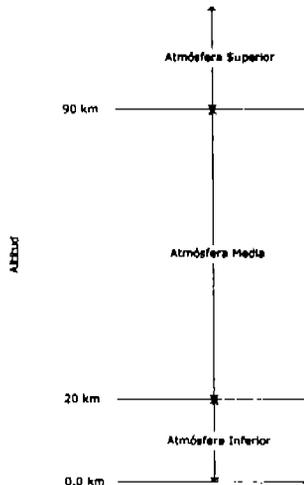


Figura 1.5.1. Clasificación empleada en la exploración espacial

Otra clasificación de la atmósfera es la que se hace de acuerdo a la meteorología. En esta clasificación la región de mayor importancia en nuestro estudio es la Troposfera, ya que es la región donde se propagan la mayoría de las ondas radioeléctricas (figura 1.5.2).

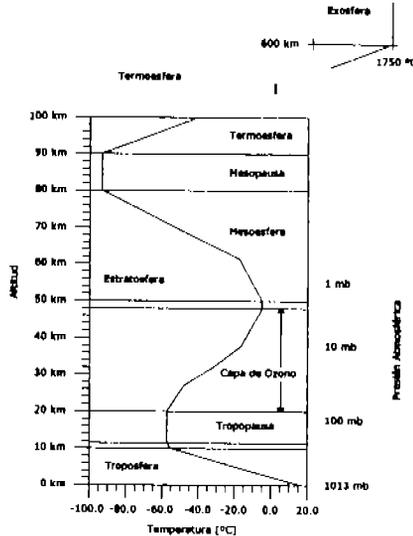


Figura 1.5.2. Clasificación de acuerdo a la Meteorología

La troposfera se encuentra desde la superficie terrestre hasta un altura promedio de 13 km. Troposfera significa región de mezclas, y recibe este nombre debido a las vigorosas corrientes de aire que ocurren dentro de ella. La altura de esta región varía de acuerdo a la posición geográfica y la estación del año, ya que es más alta durante el verano y más estrecha en invierno.

La troposfera es la capa más próxima a la tierra, y contiene el mayor porcentaje de la masa total de la atmósfera. Se caracteriza por la densidad de su aire y un cambio en la media de la temperatura vertical de 6 °C por kilómetro, es decir, la temperatura de la troposfera disminuye rápidamente con respecto a la altitud, al igual que su contenido de vapor de agua, este último tienen una gran importancia en la regulación de la temperatura del aire, debido a que absorbe la energía solar y las radiaciones térmicas provenientes de la superficie terrestre.

Es en esta región donde se concentra el 99% del vapor de agua y el 75% de la totalidad de los gases que hay en la atmósfera, variando este nivel de concentración en función de la latitud, ya que hay mayor concentración en los trópicos y disminuye en las cercanías de los polos. Por último, es importante indicar que todos los fenómenos meteorológicos ocurren dentro de la troposfera.

A continuación se muestra una tabla (tabla 1.5.1) donde se menciona las alturas y variaciones de la temperatura con la altura de cada región atmosférica.

Regiones atmosféricas		
Región	Altitud (km)	Variación de la Temperatura con la altura
Troposfera	0 - 10	< 0
Tropopausa	10 - 20	= 0
Estratosfera	20 - 48	> 0
Estratopausa	48 - 50	= 0
Mesosfera	50 - 80	< 0
Mesopausa	80 - 90	= 0
Termosfera	90 - 600	> 0
Exosfera	Superior a 600	

Tabla 1.5.1 Relación de alturas y variaciones de temperatura de las distintas regiones de la atmósfera.

Existe una clasificación más simple de la atmósfera donde solo se divide en dos grandes regiones de acuerdo a la mezcla de gases que la componen, esta clasificación se muestra en la figura 1.5.3.

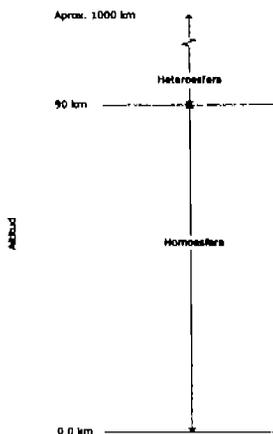


Figura 1.5.3. Clasificación de acuerdo a la mezcla de Gases que componen la Atmósfera

La clasificación de mayor importancia desde el punto de vista de la radiopropagación es aquella donde se clasifican las capas atmosféricas de acuerdo a los fenómenos eléctricos y magnéticos que en ella ocurren (figura 1.5.4).

En esta clasificación la región de mayor importancia es la ionosfera pues es donde se presentan la mayoría de los fenómenos de importancia en nuestro estudio.

La ionosfera es la porción de la atmósfera que posee una gran cantidad de electrones libres, lo que afecta la propagación de las ondas electromagnéticas. Las ondas sufren una serie de refracciones en la ionosfera que hace que estas vuelvan a la superficie terrestre, razón por la cual se dice que son reflejadas en la ionosfera, estas refracciones son producidas por la gran concentración de electrones en las capas altas de la atmósfera y por las variaciones de la concentración de los mismos.

La ionosfera se divide en regiones o capas las cuales se denominan de la siguiente manera:

- **Capa D:** situada entre los 50 y 90 km aproximadamente pues no se encuentra bien definida su altura, la concentración de electrones libres en esta capa es baja, razón por la cual no tiene mucho poder en la refracción de las ondas, sino más bien es absorbente para estas. Esta capa es generada por la radiación solar sobre todo por los rayos X duros, por lo que desaparece durante las noches.
- **Capa E:** su espesor varía de 10 a 40 km y se encuentra entre los 90 y 140 km de altitud, tiene alta capacidad de refracción ya que posee una alta concentración de electrones libres. Esta capa es generada por los rayos X blandos provenientes de la radiación solar.
- **Capa F<sub>1</sub>:** su altitud varía entre los 140 y 250 km según la hora del día, siendo más baja en el medio día y más alta en la puesta del sol, su espesor es casi del doble de las capas anteriores y tienen un comportamiento similar a la capa E.
- **Capa F<sub>2</sub>:** su altitud varía entre los 250 y 380 km y su espesor oscila entre 60 y 200 km, si bien puede hacerse muy delgada mantienen una alta concentración de electrones libres, teniendo la densidad máxima durante el invierno al contrario de las capas F<sub>1</sub> y E. Durante la noche la capa F<sub>1</sub> asciende fundiéndose con la capa F<sub>2</sub> formando así la denominada capa nocturna F.

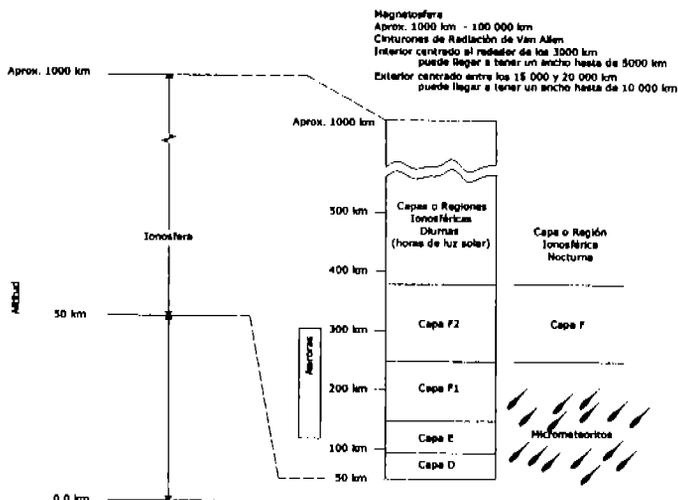


Figura 1.5.4. Clasificación de acuerdo a Fenómenos Eléctricos y Magnéticos que ocurren en la atmósfera

Las ondas electromagnéticas que se ve más afectadas por la ionosfera son las de media frecuencia (MF) y la mitad inferior de la banda de alta frecuencia (HF). Durante el día el alcance de señales transmitidas en estas bandas de frecuencia depende de la potencia de la emisión y por la absorción de la capa D, casi no hay ondas reflejadas. En contraste, durante la noche, el alcance aumenta notoriamente, pues desaparece la capa D por lo que aparecen componentes reflejadas a gran distancia por la capa F y los micrometeoritos que alteran la trayectoria de las ondas.

La actividad solar afecta y modifica considerablemente la estructura de la ionosfera, es decir, influyen de manera directa en el grado de ionización de las capas y por tanto en la propagación de las ondas electromagnéticas en dichas regiones.

Los efectos solares que alteran el comportamiento de la ionosfera son principalmente tres:

- Las manchas solares
- Llamadas solares
- Eyecciones de Masa Coronal (CME)

En la atmósfera terrestre se tienen un conjunto de bandas o ventanas de trabajo de las que podemos obtener información básica del comportamiento de la radiación electromagnética y la misma atmósfera, lo cual se muestra en la figura 1.5.6:

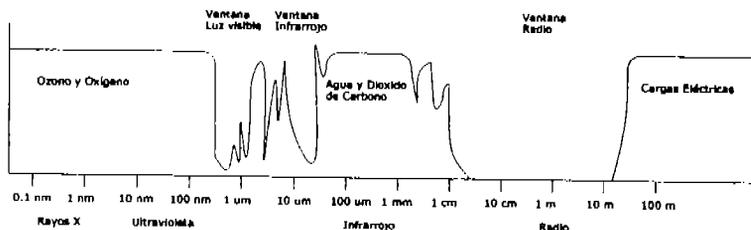


Figura 1.5.6. Ventanas atmosféricas

En la tabla 1.5.2 se muestran las ventanas de radio y la transparencia del cielo para diferentes intervalos de longitudes de onda.

Intervalo de Longitudes de Onda [ $\mu\text{m}$ ]	Transparencia del Cielo
1.1 – 1.4	Alta
1.5 – 1.8	Alta
2.0 – 2.4	Alta
3.0 – 3.5	Regular
3.5 – 4.0	Alta
4.6 – 5.0	Baja
7.5 – 14.5	De 8 – 9 $\mu\text{m}$ Regular De 10 – 12 $\mu\text{m}$ Regular Otras Baja
17 – 40	Muy baja
330 -370	Muy Baja

Tabla 1.5.2 Ventanas de radio

### 1.6. El ambiente de propagación y los modos de propagación de las ondas radioeléctricas

Los modos de propagación para las ondas de radio son complejos y diversos, y pueden generalmente atribuirse a tres mecanismos de propagación. Reflexión, difracción y dispersión. La reflexión ocurre cuando una onda electromagnética viaja y choca contra una obstrucción de dimensiones mucho mayores a su longitud de onda. Por su parte las reflexiones desde la superficie de la tierra o desde los edificios producen ondas reflejadas que pueden interferir constructiva o destructivamente al receptor. Por otro lado, la difracción aparece cuando el camino entre el transmisor y el receptor es obstruido por un objeto impenetrable. Basado en el principio de Huygen, ondas secundarias se forman detrás de la obstrucción, incluso si no hay línea de vista entre el transmisor y el receptor. La difracción explica como la energía de la onda de radio puede viajar en ambientes urbanos y rurales sin tener línea de vista. La dispersión, por su parte, ocurre cuando el canal de transmisión posee objetos con dimensiones comparables o menores con la longitud de onda de la señal. La dispersión causa que la energía de transmisor sea radiada nuevamente en muchas direcciones. De los tres mecanismos, este último es el más difícil de predecir.

Los modos de propagación de las ondas radioeléctricas representan las diversas trayectorias que pueden seguir estas al viajar desde una antena emisora hasta una antena receptora.

Las trayectorias que siguen las ondas radioeléctricas en una radiocomunicación en particular, dependen de:

- a) la frecuencia de operación
- b) las características de la antena emisora (dimensiones, patrón de radiación y polarización)
- c) la ubicación de la antena con respecto a tierra

A continuación se presentan los diversos modos de propagación de las ondas radioeléctricas:

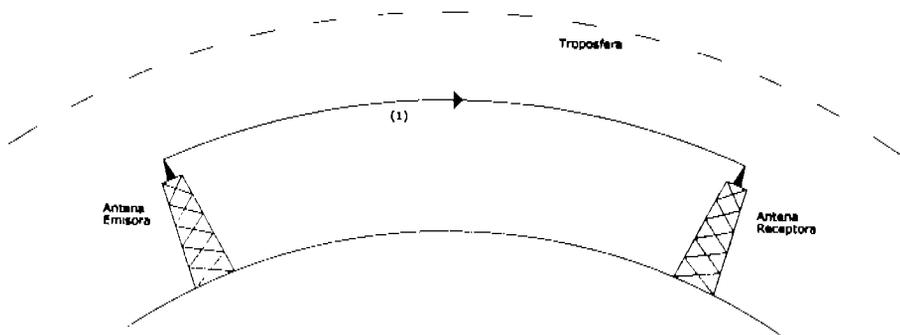
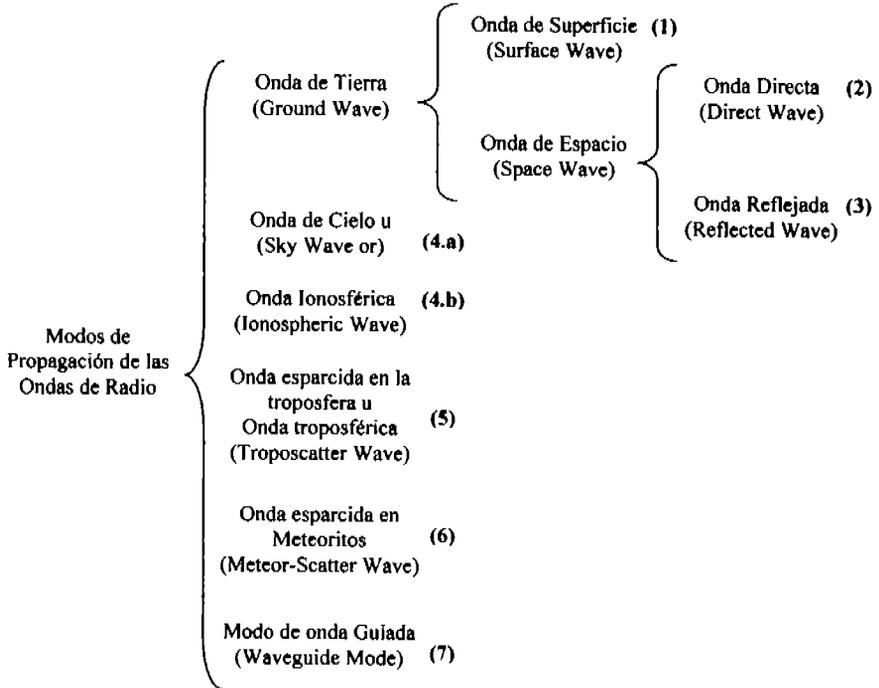


Figura 1.6.1. Onda de Superficie (1)

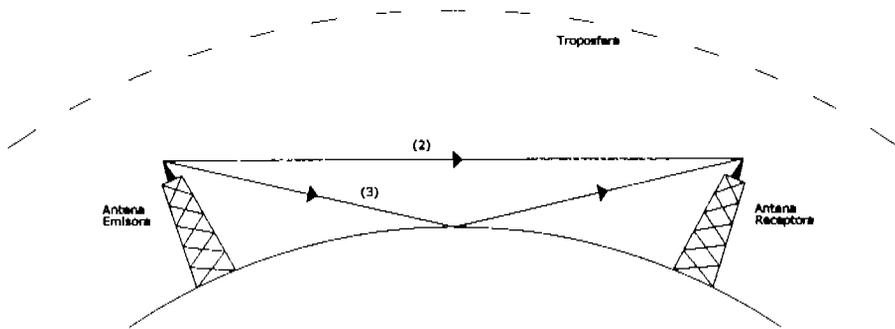


Figura 1.6.2. Onda de Directa (2), Onda Reflejada (3)

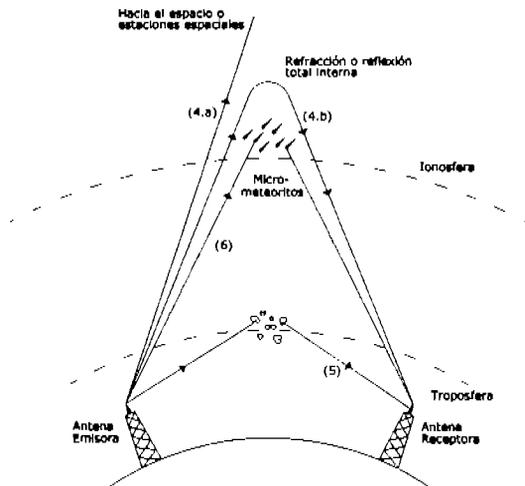


Figura 1.6.3. Onda de Cielo (4.a), Onda Ionosférica (4.b), Onda Esparcida en la Troposfera (5), Onda Esparcida en Meteoritos (6).

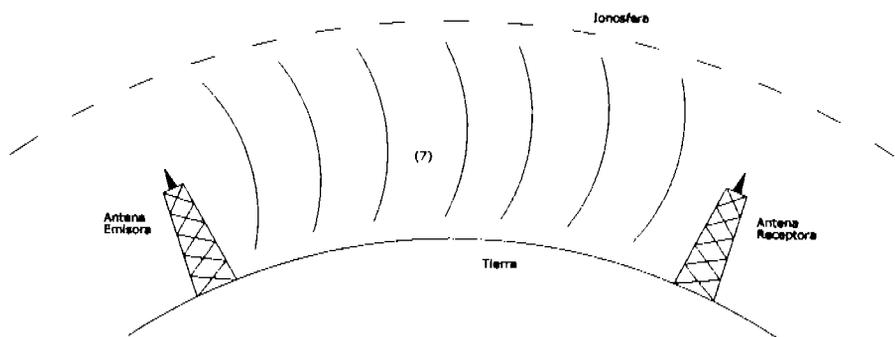


Figura 1.6.7. Modo de Onda Guiada (7).

## 1.7. Usos del espectro radioeléctrico

A continuación se mencionan los principales modos de propagación en que se establecen las radiocomunicaciones en cada una de las bandas de frecuencia en que se divide el espectro radioeléctrico:

### ELF (30 -300 Hz)

Influencia de la atmósfera:	La ionosfera forma la frontera superior para la propagación en modo de onda guiada.
Influencia de la tierra:	La superficie terrestre forma la frontera inferior para la propagación en modo de onda guiada.
Consideraciones de los sistemas:	La transmisión de potencia radioeléctrica requiere de enormes longitudes de cable perfectamente aterrizado en cada punto terminal. El ancho de banda es muy limitado por lo que los sistemas presentan tasas de transmisión bajas y muy bajas.
Servicios típicos:	Comunicaciones submarinas a distancias largas y cortas. Comunicaciones mundiales de gran estabilidad. Comunicaciones subterráneas. Monitoreo remoto del subsuelo.

Las ondas viajan por la cavidad de las esferas concéntricas formadas por la tierra y la ionosfera, y también se propagan a diversas profundidades en la tierra y el mar. A los 100 Hz, la atenuación en el agua de mar es de 0.3 dB/Km. (una tercera parte de la atenuación presentada por una onda que se propaga en el modo de onda guiada. Esta atenuación es de 1

dB/Km. en frecuencias cercanas a 1 KHz, y más de 30 dB/Km. entre 1 MHz y la ventana óptica). La atenuación al propagarse una onda en la tierra es del orden de decenas en comparación con la que se tendría en el agua de mar y de centenas con respecto a tierra mojada.

#### **VLF (Ondas miriamétricas, 3 – 30 kHz)**

Influencias de la atmósfera:	La capa D de la ionosfera forma la frontera superior para la propagación.
Influencias de la tierra:	La superficie terrestre forma la frontera inferior para la propagación de las ondas
Consideraciones de los sistemas:	Antenas de 100 metros de longitud representan solo una pequeña fracción de la longitud de onda. Dificultad para construir antenas transmisoras direccionales. Transferencia de datos a tasas bajas.
Servicios típicos:	Telegrafía mundial entre barcos. Servicios fijos de larga distancia. Ayudas a la navegación. Señales horarias.
Comentarios:	Poca disponibilidad de canales, y es difícil diseñar antenas eficientes, por lo que la banda está reservada para algunos transmisores de alta potencia con sistemas de antenas grandes. Las frecuencias debajo de 9 KHz no están atribuidas, debajo de los 9 KHz solo hay un número de frecuencias empleadas para propósitos militares.

Una onda puede viajar grandes distancias guiada entre la capa D de la ionosfera y la superficie terrestre. La onda es atenuada por las pérdidas de energía debidas a la conductividad imperfecta de ambas superficies, pero esta atenuación es solo en el orden de  $2 \times 10^{-3}$  dB/Km. a 10 kHz sobre mar, cerca de  $3 \times 10^{-3}$  dB/Km. sobre tierra y alrededor de  $5 \times 10^{-2}$  dB/Km. sobre el hielo. La capa D cambia regularmente de altura, de 70 Km. en el día a 90 Km. durante la noche, como consecuencia de la estabilidad de las condiciones de propagación y de la baja atenuación, estas frecuencias son adecuadas para sistemas de radionavegación de larga distancia y para la difusión de señales de frecuencia patrón. Debido a su profundidad de penetración, estas ondas son empleadas en sistemas de comunicación bajo tierra y para comunicación bajo agua hacia submarinos (especialmente en frecuencias bajas dentro de esta banda); también son empleadas para aplicaciones de reconocimiento geológico.

#### **LF (Ondas kilométricas, 30 – 300 kHz)**

Influencias de la atmósfera:	Las ondas viajan debajo de la capa D de la ionosfera en frecuencias inferiores a 100 kHz. Empieza a diferenciarse la onda de cielo de la onda de tierra para frecuencias superiores a los 100 kHz.
------------------------------	--

Influencias de la tierra:	Las ondas de tierra siguen la curvatura de la tierra.
Consideraciones de los sistemas:	Una antena de 100 metros de longitud es solo una fracción de la longitud de onda en esta banda. Es difícil construir antenas transmisoras direccionales.
Servicios típicos:	Comunicaciones a larga distancia entre barcos Servicios fijos de larga distancia sobre continentes. Radiodifusión. Ayuda a la radionavegación. Señales horarias
Comentarios:	Las antenas solo pueden operar con polarización vertical.

Para frecuencias hasta cerca de los 100 kHz, el cambio en la densidad de electrones desde cero hasta un máximo en la ionosfera ocurre en una distancia muy corta comparada con la longitud de onda, y la capa D puede ser considerada como una discontinuidad abrupta actuando como una superficie perfectamente reflectora. En frecuencias superiores a los 100 kHz, la onda de cielo puede distinguirse de la onda de tierra, la onda de tierra presenta mayor atenuación con la distancia conforme aumenta la frecuencia. El desvanecimiento ocurre a distancias cortas debido a la interferencia entre la onda de cielo y la onda de tierra, y a distancias largas debido a fluctuaciones ionosféricas. Las frecuencias en esta banda son particularmente adecuadas para sistemas de radionavegación de distancia media y para radio faros.

#### **MF (Ondas hectométricas, 300 – 3000 kHz).**

Influencias de la atmósfera:	Onda de cielo separada de la onda de tierra. La onda de tierra es mayor intensidad sobre el mar que sobre tierra, la onda de cielo sufre una fuerte atenuación durante el día en la ionosfera (capa D), pero muy poca atenuación durante la noche. Hay niveles muy altos de ruido atmosférico. Se emplea la onda de superficie para comunicaciones a distancias cortas y en frecuencias de la parte media baja de la banda. La onda ionosférica se emplea para comunicaciones a distancias largas y en frecuencias de la parte media alta de la banda, esta onda es a la vez de mayor intensidad en la noche incluso a distancias muy cortas.
Influencias de la tierra:	Reflexión.
Consideraciones de los sistemas:	Una torre de media longitud de onda para 1 MHz es de 150 metros, y un monopolo de un cuarto de onda es de 75 metros. Las antenas pueden ser direccionales utilizando múltiples elementos. En la recepción se emplean arreglos L o T de más de 5

	metros o antenas de bobina cargadas con ferrita (antenas magnéticas)
Servicios Típicos	Radiodifusión, radionavegación, Algunas comunicaciones móviles terrestres, marítimas y aeronáuticas.
Comentarios:	Las antenas son grandes, pero eficientes.

La onda de tierra es severamente atenuada en MF, pero aún se pueden transmitir señales aprovechables. En el día la onda de cielo es absorbida por la región inferior de la ionosfera (capa D), pero después de la puesta del sol esta absorción disminuye grandemente, con el resultado de que la onda de cielo se hace predominante inclusive a distancias relativamente cortas. Las ondas de MF son empleadas generalmente para la radiodifusión en el ámbito nacional, una estación de potencia moderada puede ofrecer una cobertura de un radio de 100 Km. (entre los 500-1500 kHz), proporcionada por onda de tierra. Después de esta distancia aparece una zona de desvanecimiento, este tipo de estaciones no se reciben normalmente en luz de día a distancias más allá de 250 Km. sobre tierra o de 1000 Km. sobre mar. La onda ionosférica es fuertemente absorbida en la ionosfera durante el horario diurno. Sin embargo, durante la noche cuando la ionización es baja, la onda ionosférica es solo ligeramente atenuada, y la recepción de estas estaciones por este medio es posible a miles de kilómetros de distancia. La banda de frecuencia entre los 1.5 y los 3 MHz no es viable para las comunicaciones distantes debido a la alta absorción en la ionosfera. En la banda de MF existen niveles altos de ruido atmosférico.

### **HF (Ondas decamétricas, 3 – 30 MHz)**

Influencias de la atmósfera:	Onda ionosférica solo después de la distancia de salto, especialmente entre los 3 y 6 MHz. Onda de superficie solo a distancias cortas (a distancias mayores sobre el mar) especialmente entre los 3 y 30 MHz.
Influencias de la tierra:	Reflexión y esparcimiento.
Consideraciones del sistema:	Arreglos de antenas logoperiódicas (verticales y horizontales), arreglos de dipolos horizontales, antenas de látigo verticales, es esencial la agilidad para cambiar de frecuencia. El espectro de HF esta muy congestionado
Servicios típicos:	Comunicaciones de larga distancia punto a punto. Dentro de la distancia de salto, comunicaciones móviles terrestres, marítimas y aeronáuticas. Radiodifusión a larga distancia (internacional) y radiodifusión nacional en zonas tropicales.
Comentarios:	Servicios de comunicación en haces orientables. Existen sistemas de comunicaciones fijos y móviles

que emplean sistemas inteligentes adaptables en frecuencia

Con excepción de distancias muy cortas del transmisor, las ondas de cielo representan el principal mecanismo de propagación en HF. Las frecuencias son seleccionadas para cada aplicación en particular en base a las predicciones de la máxima frecuencia utilizable. La región entre los 3 y los 6 MHz es usada principalmente para comunicaciones por onda de superficie entre los límites de un continente, mientras que la parte entre los 6 y 30 MHz es usada para servicios de larga distancia intercontinental empleando onda ionosférica. Dentro de la distancia de salto, la onda de tierra es empleada para comunicaciones móviles terrestres. La comunicación a grandes distancias, incluyendo alrededor del mundo, es posible a través de las reflexiones ionosféricas sucesivas. En la banda de HF es necesario cambiar de frecuencia de operación durante las 24 horas; la radiodifusión emplea una programación de frecuencias por estación del año. El ambiente de ruido externo varía con la hora y la localidad.

#### **VHF (Ondas métricas, 30 – 300 MHz)**

Influencias de la atmósfera:	Refracción y reflexión ocasionadas por las irregularidades de índice de refracción que producen trayectorias transhorizonte, y efectos de multitrayectorias en enlaces de línea visual. Algunos efectos transhorizonte debidos a la capa E esporádica y a esparcimiento ionosférico. Rotación de Faraday y centelleo ionosférico en trayectorias tierra-espacio.
Influencias de la tierra:	Efecto de pantalla por colinas de gran dimensión, pero con alguna difracción en los valles, reflexiones de áreas grandes (mares, lagos y llanuras) que ocasionan efectos de multitrayectorias en enlaces de línea de vista.
Consideraciones de los sistemas:	Antenas de dipolo con múltiples elementos (Yagi-Uda), antenas de ranura, antenas helicoidales, etc. Se requieren varios MHz por canal de radiocomunicación.
Servicios típicos:	Radiodifusión sonora y de televisión (hasta cerca de 100 Km.). Comunicaciones móviles terrestres, marítimas y aeronáuticas. Telefonía por radio enlaces con repetidores. Telefonía inalámbrica analógica. Paging. Comunicaciones móviles por satélite. Radionavegación aeronáutica y sistemas de aterrizaje.
Comentarios:	Se emplean principalmente comunicaciones en línea visual

En la banda de 30 – 300 MHz los efectos del índice de refracción en la troposfera se hacen importantes, por ejemplo las reflexiones en las capas inferiores producen efectos de multitrayectorias en los enlaces de línea visual. Las reflexiones en las capas superiores pueden ocasionar interferencia transhorizonte. Los efectos ionosféricos son muy limitados, pero las reflexiones en la capa E esporádica en la ionosfera pueden ocasionar interferencias transhorizonte, por ejemplo hasta distancias en el orden de los 2000 Km. a 60 MHz. Existe la propagación por esparcimiento en micrometeoritos.

En VHF la onda de superficie es rápidamente atenuada, y la comunicación es por onda de espacio dentro del horizonte óptico. La difracción permite la recepción a distancias cortas en áreas con construcciones, aunque las comunicaciones móviles están sujetas a efectos de pantalleo por colinas y a multitrayectorias ocasionados por el esparcimiento y las reflexiones de obstáculos. Sin embargo, las pérdidas de difracción alrededor de colinas son menores que en la banda de UHF. En general la predicción precisa del nivel de la señal no es posible, y es necesario especificar la desviación de la media calculada expresada para un porcentaje dado de localidades y porcentaje del tiempo. En la banda de VHF el ruido atmosférico es pequeño pero el ruido creado por el hombre es significativo

#### **UHF (Ondas Decimétricas, 300 – 3000 MHz)**

Influencia de la atmósfera:	Efectos de refracción. Posibilidad de ductos en frecuencias altas de la banda. Fluctuaciones en el índice de refracción – esparcimiento hacia delante más allá del horizonte por encima de los 500 Mhz.
Influencia de la tierra:	Efecto de pantalla ocasionado por colinas y conjuntos de edificios.
Consideraciones de los sistemas:	Antenas de dipolo con múltiples elementos (Yagi-Uda). Disponibilidad de anchos de banda amplios. Discos parabólicos para frecuencias en la banda.
Servicios típicos:	Difusión de televisión. Comunicaciones celulares y personales. Redes inalámbricas. Algunos sistemas de navegación y aterrizaje para aviones. Radar de vigilancia y secundario. Enlaces fijos punto a punto. Comunicaciones móviles vía satélite. Redes de rastreo, telemetría, y telecomando satelital. Radio celular. Telefonía inalámbrica digital. Bandas de radioastronomía. GPS.
Comentarios:	Comunicaciones en línea de vista y también transhorizonte mediante esparcimiento troposférico en frecuencias altas.

En UHF se presentan efectos de pantalla en obstáculos más severos que en la banda de VHF. En frecuencias superiores a los 500 MHz, el esparcimiento troposférico ofrece un limitado grado de recepción de las ondas, a distancias en el orden de los 300 a 600 Km. Los mayores anchos de banda por canal y la mayor cantidad de canales en esta banda la hacen atractiva para televisión, así como también para antenas de alta ganancia. En la parte alta de la banda se pueden tener antenas prácticas de alta ganancia para el radar: Se esta libre de los efectos de la lluvia a 3 GHz, aunque se hay algunos problemas por ductos.

**SHF (Ondas centimétricas, 3 – 30 GHz)**

Influencia de la atmósfera:	Atenuación variable con la frecuencia debida a la lluvia, el granizo, la nieve, etc. Refracción y ductos. Fluctuaciones del índice de refracción que provocan centelleo.
Influencia de la tierra:	Difracción alrededor de los edificios. Efecto de pantalla por colinas. Esparcimiento y reflexión de elementos de edificios y el terreno. En el mar la reflexión depende del tamaño de las olas.
Consideraciones de los sistemas:	Discos parabólicos y antenas tipo corneta de alta ganancia. Guías de ondas. Un alto número de canales en cada portadora.
Servicios típicos:	Servicios fijos punto a punto (transportando múltiples canales de voz y varios canales de televisión). Servicios fijos por satélites GSO y NGSO. Radar. Servicios móviles. Percepción remota por satélites.
Comentarios:	No se ha empleado completamente esta banda por encima de los 15 GHz.

En SHF se ofrece un amplio número de canales de banda amplia en cada portadora, con una amplia versatilidad de uso de sus canales. Se ha desarrollado un extenso número de redes terrenales de línea visual como también para enlaces tierra - espacio, donde estos servicios algunas veces comparten frecuencias. La absorción por lluvia, niebla y nubes, así como por gases atmosféricos, se presenta como una importante restricción para la confiabilidad del sistema en frecuencias altas de esta banda (encima de los 10 – 15 GHz), tanto para enlaces terrenales como trayectorias tierra- espacio. Los ductos y las trayectorias transhorizonte pueden ser una causa de interferencia, y los efectos de la multitrayectorias pueden ocasionar desvanecimientos severos en trayectorias casi horizontales,

**EHF (Ondas milimétricas, 30 –300 GHz)**

Influencia de la atmósfera:	Atenuación muy severa y esparcimiento por lluvia, granizo, nieve, etc. Atenuación variable con la frecuencia por nubes y neblina. Alguna afectación por el humo y polvo. Gradiente del índice de refracción. Centelleo por fluctuaciones en el índice de refracción. Absorción por el oxígeno y vapor de agua de la atmósfera.
-----------------------------	--

Influencia de la Tierra:	Efecto de pantalla por objetos mas grandes que algunos decámetros (por ejemplo, edificios).
Consideraciones de los sistemas:	Los discos parabólicos de las antenas son pequeños, pero altamente direccionales. El costo del equipo se incrementa con la frecuencia. Anchos de banda muy amplios
Servicios típicos:	Enlaces a distancias cortas en línea de vista tanto para comunicaciones fijas como móviles. Algunas aplicaciones satelitales futuras. Percepción remota por satélite. Servicio fijo futuro empleando plataformas de gran altitud en la estratosfera.
Comentarios:	Bandas de frecuencias que pueden tener un desarrollo rápido conforme elementos para los equipos estén disponibles, estos planeados alrededor de los efectos atmosféricos. En el presente el uso de esta banda por sistemas de comunicaciones terrestre y satelitales arriba de los 60 GHz es muy pequeño.

La región del espectro denominado como EHF esta siendo desarrollada, aunque el proceso se ha retrasado por la introducción de mejoras en las técnicas de los sistemas para incrementar la eficiencia en el uso frecuencias bajas dentro de la banda. La precipitación, las nubes y la niebla y los gases atmosféricos representan un serio problema, aunque existen algunas ventanas atmosféricas. Hay disponibilidad de elementos de sistemas para la investigación y el desarrollo de sistemas de comunicaciones. Los sistemas de enlaces fijos de usuarios privados son apropiados en áreas metropolitanas para enlazar los edificios de clientes con el nodo más cercano de la red. Los sistemas móviles podrían operar en lugares públicos, centros de trabajo, zonas residenciales e incluso en el transporte público. El uso de los satélites puede incluir radiodifusión directa (probablemente HDTV) y móvil así como una extensión de servicios fijos por satélite y enlaces intersatélites y de satélites con vehículos de lanzamiento. Las aplicaciones de percepción remota de la superficie terrestre y de la atmósfera representan el mayor uso de esta parte del espectro.

#### **Ondas Sub-milimétricas (300 – 3000 GHz)**

Influencias de la atmósfera:	Atenuación muy severa por lluvia, granizo, nieve, etc. Atenuación muy severa por nubes y llovizna. Alteraciones severas por polvo y humo. Centelleo por fluctuaciones en el índice de refracción. Fuerte absorción por los gases de la atmósfera.
Influencias de la tierra:	Las ondas son obstaculizadas por objetos más grandes que algunos metros (árboles altos).
Consideraciones de los sistemas:	Antenas de lente o espejo.

Servicios típicos:

Posiblemente comunicaciones en línea de vista a distancias muy cortas.

Comentarios:

Las restricciones de propagación para comunicaciones son casi totales, excepto para algunos trayectos muy cortos. El equipo es bastante escaso, debido a que su demanda es muy limitada. La percepción remota es un servicio común en esta parte del espectro.

## Capítulo 2. Radiopropagación

### 2.1. Propagación por onda de superficie (frecuencias menores a 2 MHz)

El problema de determinar la intensidad de campo en el caso de propagación sobre una tierra no homogénea captura la atención de un número de investigadores.

Cuando toda la propagación de la trayectoria es sobre tierra donde la variación de estas cantidades no es excesiva, se calcula la atenuación para valores promedio de las constantes de la tierra, usualmente determinado por mediciones. En trayectorias compuestas, parte de la cual es sobre tierra y parte sobre el mar, se calcula la intensidad de campo en el límite de las dos partes de la trayectoria y se ajusta el campo de la segunda parte en ese rango. Esto se ilustra en figura 2.1.1, donde la curva *AB* muestra el decaimiento del campo de un transmisor si la propagación tomó lugar sobre tierra teniendo constantes  $\epsilon_1'$  y  $\sigma_1$ , y *CD* el campo del mismo transmisor para propagación sobre tierra dado para  $\epsilon_2'$  y  $\sigma_2$ . Debido a que el límite entre los dos tipos de tierra es en una distancia  $d_1$  del transmisor, la curva *CD*, que corresponde a la trayectoria sobre el segundo tipo de tierra, es desplazada a intersecar a la curva *AB* en *E*, en este límite. El dibujo completo de la curva es una aproximación del decaimiento del campo del transmisor sobre la trayectoria total de interés.

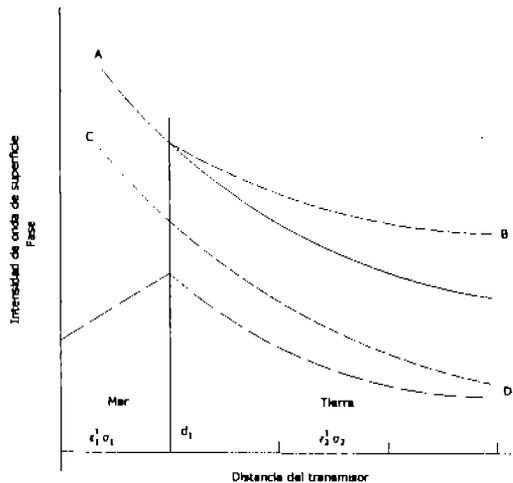


Figura 2.1.1 Intensidad de onda de superficie y fase para la propagación sobre dos tipos diferentes de superficies

Una aproximación más cercana para valores obtenidos por mediciones se puede tener tomando el promedio geométrico de la intensidad de campo calculado una vez por propagación en una dirección entre los dos puntos finales de la trayectoria de interés y para la propagación en la dirección opuesta.

Cuando la propagación es en la dirección opuesta, es decir, de mar a tierra, un rápido incremento de la intensidad de campo se observa fuera del límite, antes de que la variación de la intensidad de campo con la distancia asuma las características de propagación sobre el mar. La figura 2.1.2 muestra estas características.

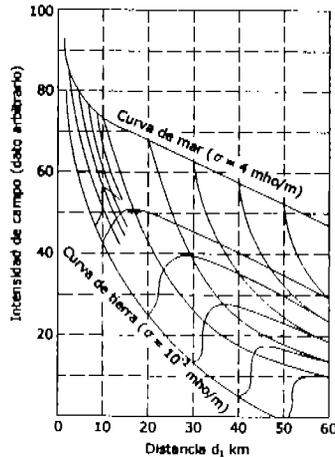


Figura 2.1.2 Curvas de intensidad de campo para varias posiciones de frontera de tierra-mar y mar-tierra, obtenido del método empírico recíproco:  $f = 3 \text{ MHz}$ .

## 2.2. Propagación por onda ionosférica

### 2.2.1. Estructura y características generales de la ionosfera

La ionosfera es la parte de la atmósfera que tiene una altura por encima de los 50 km, en la cual los iones y electrones libres existen en cantidades suficientes para afectar directamente la propagación de las ondas de radio. En frecuencias por debajo de los 30 MHz, las transmisiones de larga distancia son posibles mediante las reflexiones ionosféricas. En el intervalo de frecuencias entre los 30 y 100 MHz, se presenta una propagación por espacimientamiento ionosférico, ya que está dada una propagación intermitente debida a la reflexión esporádica en las capas ionosféricas y a la ionización meteórica. En frecuencias por arriba de los 100 MHz se observan los ecos boreales, y los efectos de la cintilación ionosférica los cuales pueden ser importantes para los enlaces satélite-tierra.

#### 2.2.1.1. Descripción física de las regiones ionosféricas

La variedad de las capas superiores de la atmósfera son usualmente descritas de acuerdo a las densidades de la hora del día y temperaturas.

Para niveles de altura por debajo de los 85 km la composición química de la atmósfera es esencialmente la misma que la de la tierra, esto es,  $\text{N}_2$ ,  $\text{O}_2$ , Ar, y  $\text{CO}_2$ , y algunos otros gases como

vapor de agua, ozono, oxido nítrico e hidrógeno. Arriba de los 90 km, O, O<sub>2</sub>, y N<sub>2</sub> son los mayores constituyentes y la separación de las moléculas de oxígeno cobra importancia. Cuatro principales regiones o capas, afectan la propagación de las ondas de radio. Las cuales se comentan a continuación.

La región D se extiende desde los 50 a los 90 km de altura, esta es una región de baja densidad de electrones en colisión con gases neutros, principalmente causa absorción de las ondas de radio que la atraviesan, pero es lo suficientemente reflectiva para formar una frontera superior en la propagación de ondas en frecuencias de VLF y LF y suficientemente irregular y turbulenta para esparcir las onda de VHF. La ionización es causada principalmente por fotoionización de NO ocasionada por los rayos  $\alpha$  provenientes del sol ( $\lambda = 121.6$  nm). La región D es ionizada principalmente en las horas diurnas, aunque durante las perturbaciones y en las altas latitudes, la ionización puede ser causada por un caso particular de radiación. La mesopausa cercana a los 85 km de altitud, es una zona de grandes alteraciones y viento con partículas.

La región E, con alturas de 90 a 130 o 140 km, es ionizada principalmente por los rayos ultravioletas y rayos X radiados por el sol en el día, y durante la noche por los rayos cósmicos y meteoritos. La producción de electrones entre los 100 y 140 km de altura es atribuida en su mayoría a la radiación solar entre los 3 y 20 nm de longitud de onda, dependiendo del ángulo de cenit solar y los ciclos solares. La capa regular E presenta un máximo de densidad de electrones libres a una altura aproximada de 100 km, siendo así un importante medio de reflexión durante el día para las ondas de HF y en la noche para la propagación de ondas de MF y LF.

En adición a la capa regular E, aparece de forma nebulosa una capa ionizada irregular, llamada capa E esporádica (o E<sub>s</sub>), la cual produce reflexiones parciales y esparcimiento en frecuencias superiores a los 150 MHz. Existen varios tipos y causas de E<sub>s</sub>. Sobre el ecuador magnético, E<sub>s</sub> es un fenómeno regular durante el día, atribuido a la inestabilidad de las dos corrientes de plasma ocasionado por el campo electromagnético. En latitudes medias E<sub>s</sub> es comúnmente atribuida al efecto de concentración de viento con partículas en la región E sobre los iones positivos y los electrones; existe un pico de ocurrencia durante el verano.

La región F se encuentra arriba de los 130 o 140 km, y es la región más importante para la propagación de ondas de alta frecuencia.

La capa F<sub>1</sub> existe principalmente durante las horas del día a unas alturas entre los 175 y 220 km; aunque es bastante regular en sus características, esta no es observable en todos los lugares ni todos los días. F<sub>1</sub> depende de la ionización de la luz solar y durante la noche se combina con la capa F<sub>2</sub>.

La capa F<sub>2</sub>, se encuentra en alturas entre los 200 y 400 km, es la principal capa donde se reflejan las comunicaciones en alta frecuencia a gran distancia ya sea durante el día o la noche y cuenta con las características más complejas y variables. Su altura y la densidad de electrones libres varían geográficamente, con la hora del día, con las estaciones del año y con los ciclos solares. A diferencia de las capas E y F<sub>1</sub>, F<sub>2</sub> no sigue a la radiación solar directamente con el ángulo del cenit, por ejemplo, durante un medio día de invierno la densidad de electrones puede ser 4 veces mayor que la ionización en un medio día de verano. La ionización depende del modelo atmosférico, el flujo solar, la absorción en la sección transversal y la eficiencia de ionización.

### 2.2.1.2. Las fuentes de ionización

Los procesos que producen ionización en la parte superior de la atmósfera son, en orden de importancia:

- a) Rayos ultra violeta (UV) y rayos X radiados del sol.
- b) Partículas radiadas del sol
- c) Rastro de meteoros.

El sol por lo tanto es el que más contribuye, y consecuentemente las características de la ionosfera varían principalmente como función de la actividad solar. En particular se encuentra una componente diaria a estas variaciones, una anual y una componente en un periodo de 11 años (periodo promedio de la actividad solar).

La densidad de electrones depende del equilibrio entre estos procesos de creación de electrones y los procesos de de-ionización, como sigue:

- a) recombinación de partículas positivas con negativas.
- b) captura de un electrón por un átomo neutro. Ese átomo llega a ser ionizado pero juega un papel importante en la propagación debido a su masa.

Cuando la radiación UV o X penetra la atmósfera, está pasa a través de las capas más densas, tendiendo a incrementar la tasas de producción de electrones. Pero la intensidad de la radiación decrece debido a al absorción. Ahí es por lo tanto una altura donde la tasa de producción de electrones tiene un máximo.

La primer teoría de producción de electrones fue desarrollada por Chapman en 1931 basada en muy simples suposiciones, incluyendo en particular radiación monocromática, un solo gas ionizable y un equilibrio termal en la atmósfera.

Y por último se tienen los rastros ionizados de meteoros, los cuales son producidos por pequeñas partículas (0.1mg) en alturas alrededor de 100 Km. Sus rangos de vida individual son muy cortos (pocos segundos).

### 2.2.1.3. Perfiles de ionización y colisiones

Las mediciones realizadas a través de cohetes dan una clara idea del número de electrones libres por unidad de volumen como una función de la altura. La figura 2.2.1 muestra valores máximos y mínimos, típicos de los perfiles de ionización en la ionosfera para el día y la noche, respectivamente.

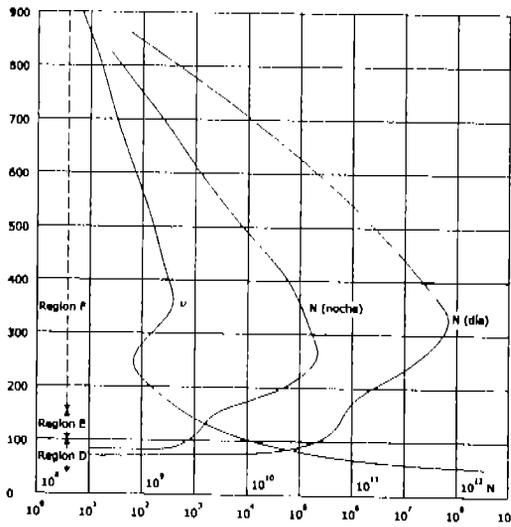


Figura 2.2.1. Perfiles de Ionización y de Frecuencia de Colisión.

La figura 2.2.1 también muestra el número de colisiones por segundo,  $\nu$ , como una función de la altura. Puede verse que este número cae rápidamente antes de los 200 km, y más lentamente después. En el plano se tiene un insignificante máximo alrededor de 350 km debido al alto número de electrones en esta altura. El producto  $N\nu$ , que afecta absorción de ondas, alcanza un máximo alrededor de los 70 km.

### 2.2.2. La propagación de las ondas ionosféricas

Para entender la propagación de las ondas ionosféricas es necesario conocer algunas características y parámetros de tales ondas, tales como el índice de refracción, polarización, reflexión y frecuencia crítica, los cuales serán descritos a continuación.

El índice de refracción complejo de un medio magnético esta dado por:

$$n^2 = 1 - \frac{X}{1 - iZ - \frac{Y_T^2}{2(1 - X - iZ)} \pm \sqrt{\frac{Y_T^4}{4(1 - X - iZ)^2} + Y_L^2}}$$

En las regiones superiores de la ionosfera la frecuencia de colisión es suficientemente pequeña (para frecuencias superiores a 1 MHz) por lo que podemos considerar que  $Z = 0$ ; por tanto la parte real del índice de refracción es:

$$\mu^2 = 1 - \frac{2X(1 - X)}{2(1 - X) - Y_T^2 \pm \sqrt{Y_T^4 + 4(1 - X)^2 Y_L^2}}$$

En ausencia de un campo magnético impuesto ( $Y_T = Y_L = 0$ ) y con respecto a las colisiones ( $Z = 0$ ), el índice de refracción esta dado por:

$$\mu^2 = 1 - X = 1 - (f_N/f)^2 = 1 - kN/f^2$$

donde  $k = e^2 4\pi^2 \epsilon_0 m = 80.5$  y  $f$  está dada en Hertz;  $f_N$  es la frecuencia del plasma, donde:

$$X = \frac{Ne^2}{\epsilon_0 m \omega^2} \quad Y_L = \frac{eB_L}{m\omega} \quad Y_T = \frac{eB_T}{m\omega} \quad \text{y} \quad Z = \frac{\nu}{\omega}$$

y  $N$  = densidad de electrones en electrones por metro cúbico,  $e$  y  $m$  = carga y masa del electrón respectivamente,  $\omega$  = frecuencia angular,  $Y$  = parámetro del campo magnético, donde  $B$  = campo ( $\text{Wb/m}^2$ ), y  $T$  y  $L$  = direcciones de propagación de fase, transversal y longitudinal respectivamente;  $Z$  = parámetro asociado con la colisión con partículas neutras, y  $\nu$  = frecuencia de colisión.

Un importante aspecto de la propagación en un medio ionizado es la polarización. Para la propagación de ondas de radio en alta frecuencia a través de las regiones E o F de la ionosfera,  $Z$  es usualmente muy pequeño y puede ser despreciado. La polarización de la onda es:

$$R = \frac{i}{2Y_L} \left[ \frac{Y_T^2}{1-X} \mp \sqrt{\frac{Y_T^4}{(1-X)^2} + 4Y_L^2} \right]$$

$R$  es la relación entre los vectores del campo  $H_2/H_3 = E_3/E_2 = P_3/P_2$  en la figura 2.2.2. La polarización  $R$  proporciona la diferencia en la relación de amplitud y fase entre las oscilaciones del desplazamiento del vector  $D$ , el vector de campo eléctrico  $E$ , y el vector de potencia  $P$  a lo largo de 2 y 3 ejes. En general, las trayectorias de estos vectores describen elipses. La elipse  $H$  es similar a la elipse  $D$  (y permanecen totalmente en el plano 2-3) pero rotada  $90^\circ$  en la misma dirección. Mientras que los vectores  $D$ ,  $B$  y  $H$  se encuentran en el plano de la onda frontal (2-3), las elipses  $P$  y  $E$  están inclinadas hacia delante con respecto al plano 2-3.

La ecuación de  $R$  nos dice que dos, y solo dos, ondas pueden propagarse. De manera análoga a la terminología empleada para la propagación de luz en cristales birrefringentes, estas ondas características son llamadas ondas ordinaria y extraordinaria (o y X respectivamente). En ausencia de colisiones la elipse de la onda extraordinaria puede obtenerse de la elipse de la onda ordinaria pero rotada  $90^\circ$  y en sentido opuesto. Para la propagación longitudinal las dos ondas magnetoiónicas son circularmente polarizadas. Para la propagación transversal la onda ordinaria es polarizada con los vectores  $E$  y  $P$  paralelos al campo magnético, mientras que para la onda extraordinaria las elipses  $P$  y  $E$  están en el plano 1-3 como en la figura 2.2.2.

Una de las ondas (la ordinaria) es reflejada como en la ausencia del campo magnético. La reflexión de la otra onda (la extraordinaria) depende en principio de la fuerza impuesta (pero no de la dirección) al campo magnético.

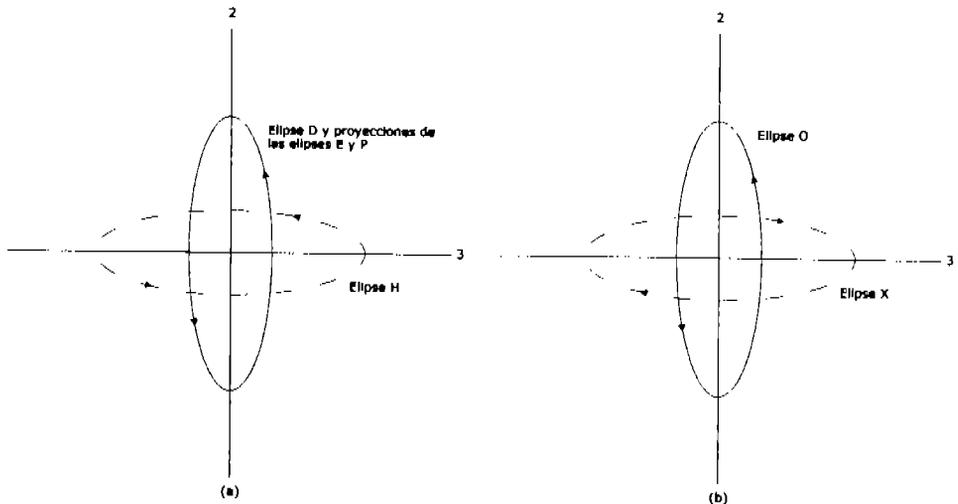


Figura 2.2.2. Elipses de polarización (sin colisiones): (a) onda de polarización, Elipses  $D$  y  $H$ ; (b) relación entre las elipses correspondientes de la onda ordinaria y extraordinaria.

Las condiciones de reflexión son las siguientes. Para una onda de radio incidente con un ángulo  $\varphi_0$  (con respecto a la normal) sobre un plano estratificado de la ionosfera (figura 2.2.3) en la parte inferior a la ionosfera ( $N = 0$ )  $\mu$  es igual a la unidad. En niveles mayores de concentración de electrones,  $\mu$  es más pequeño. Si la densidad de electrones es suficientemente elevada,  $\mu$  llegará a

cero. La ley de Snell establece que para una onda incidente con un determinado ángulo  $\varphi_0$  con respecto a la normal, el ángulo  $\varphi$  con la normal es un nivel donde el índice de refracción es:

$$\mu \sin \varphi = \mu_0 \sin \varphi_0$$

Si la densidad de electrones es suficientemente grande para reducir  $\mu$  a cero, una onda (incidente) será reflejada. Por otra parte, la onda penetrará la capa. La frecuencia máxima con la que puede ser reflejada en la capa con una incidencia vertical es llamada frecuencia crítica. La frecuencia crítica de la onda ordinaria  $f_0$  es asociada con el nivel máximo de densidad de electrones;  $f_0 F_2$  es la frecuencia crítica para la capa F<sub>2</sub>, y está relacionada con  $N$  por:

$$N_{\max} = 1.24 \times 10^{10} f_0^2 \text{ electrones/m}^3; \text{ donde } f_0 \text{ está dada en MHz.}$$

Una segunda frecuencia crítica y nivel de reflexión está asociado con la onda extraordinaria. Para frecuencias superiores a la girofrecuencia  $f_H$ , el nivel de reflexión está dado por  $X = 1 - Y$ , considerando que en frecuencias menores a  $f_H$  ( $Y < 1$ ) la condición es  $X = 1 + Y$ . la frecuencia crítica para la reflexión de la onda extraordinaria es:

$$f_x = f_0 + \frac{f_H}{2}$$

Un número de simplificaciones de la fórmula para el índice de refracción son importantes para los casos especiales de propagación quasi-longitudinal y quasi-transversal, incidencia normal, etc.

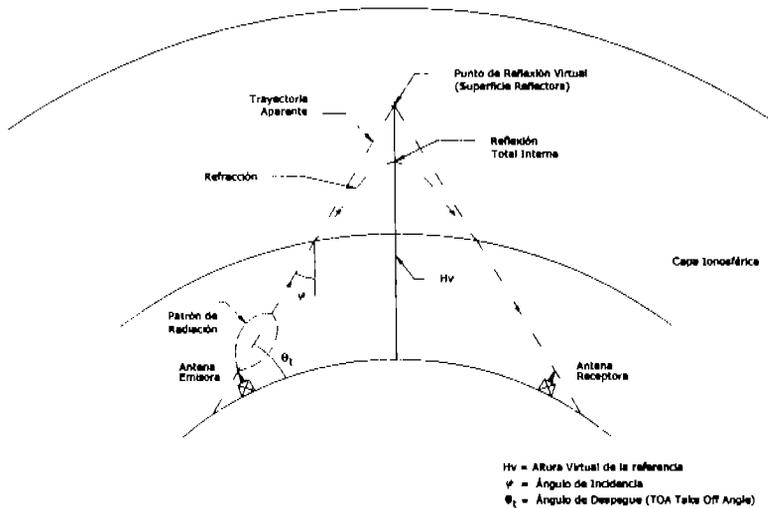


Figura 2.2.3. Equivalentes vertical y oblicuo para el plano de la tierra y el plano de la ionosfera

2.2.3. Enlaces por medio de reflexión ionosférica (principalmente en la banda de HF)

2.2.3.1. Propagación ionosférica en frecuencias de 1 a 30 MHz (HF)

Mientras la propagación a medianas y bajas frecuencias (300 kHz. a 1 MHz) sufre severa absorción durante el día, para las frecuencias arriba de 30 MHz se tiene que no son reflejadas por la ionosfera todo el tiempo. En el caso del rango de frecuencias de 1 a 30 MHz (HF) usualmente provee reflexión ionosférica día y noche. El rango de frecuencias utilizables de 1 a 30 MHz es limitado en la parte superior por la altura y la máxima densidad de electrones de la capa de colisión y en la inferior por la absorción de la capa D.

La propagación de HF tiene las siguientes características:

- Variabilidad de condiciones de propagación, requiere constantes cambios en la frecuencia de operación.
- Interrupción por lluvias ionosféricas.
- El largo numero de posibles trayectorias de propagación y resultando efectos de interferencia para multitrayectorias.
- Dispersión y distorsión en la frecuencia.
- Larga y rápida fluctuación de fase.
- Alta interferencia.

2.2.3.2. Trayectorias ionosféricas

En el caso de la propagación ionosférica las reflexiones en la capa  $F_2$  son usualmente las más importantes, y durante el día las de más bajo orden. Comúnmente 2 saltos de reflexión en la capa F son más eficientes que uno en la capa E. La distancia para un salto de reflexión en la capa  $F_2$  tiene generalmente un largo de 4000 Km. Para distancias largas se utiliza una reflexión intermedia en la tierra, la cual origina ciertos fenómenos en la propagación debido a efectos del campo magnético de la tierra.

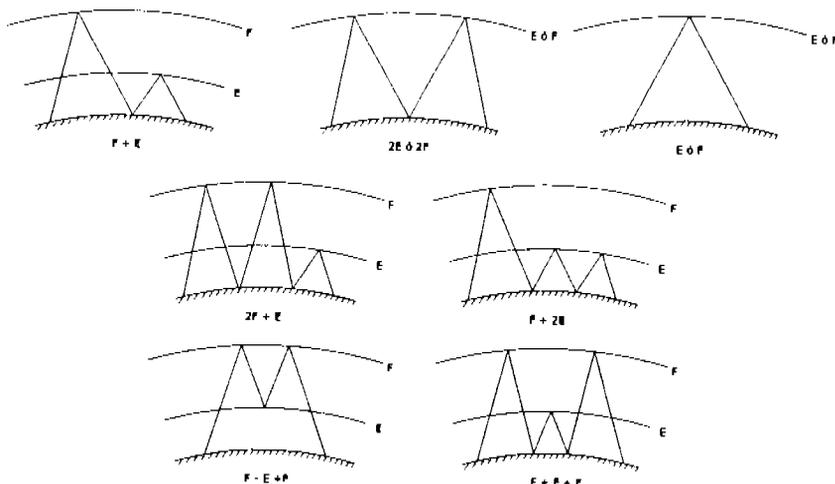


Figura 2.2.4. Varios tipos de trayectorias ionosféricas

Tales efectos, envuelven en un doble proceso de refracción y separación, y absorción diferencial de los rayos ordinarios y extraordinarios, los cuales dependen en una forma complicada de la longitud de la trayectoria, la latitud magnética, y la dirección de la trayectoria

La propagación de los rayos vía cualquiera de las capas reflejantes tiene que pasar por la capa de absorción D, teniendo ahí la principal atenuación relacionada al espacio libre.

La capa  $F_1$  es importante durante las horas del día y durante los disturbios ionosféricos. En verano en latitudes altas la principal reflexión para trayectorias de 2000 a 3500 Km. es usualmente vía  $F_1$ .

La capa E, debido a su baja altura y baja densidad en la noche, provee útil propagación a distancias de 2000 Km. La trayectoria del rayo de una señal reflejada de la capa  $F_2$ , tiene que penetrar la capa E en uno o más puntos, por lo tanto la frecuencia tiene que ser suficientemente alta para penetrarla.

La capa esporádica E ( $E_s$ ) puede también jugar un rol dominante en la determinación de la frecuencia máxima utilizable. En la figura 2.2.4 se muestran varios tipos de trayectorias ionosféricas.

### 2.2.3.3. Distancias alcanzadas por reflexión ionosférica

La distancia máxima alcanzada en un solo salto se limita únicamente por razones geométricas como es el caso de la altura de las capas de reflexión y la curvatura de la tierra. La figura 2.2.5 nos muestra la mejor trayectoria para realizar enlaces de una distancia menor a 10,500 km. Observando que estas trayectorias no constan de un número mayor a 3 reflexiones en las capas ionosféricas.

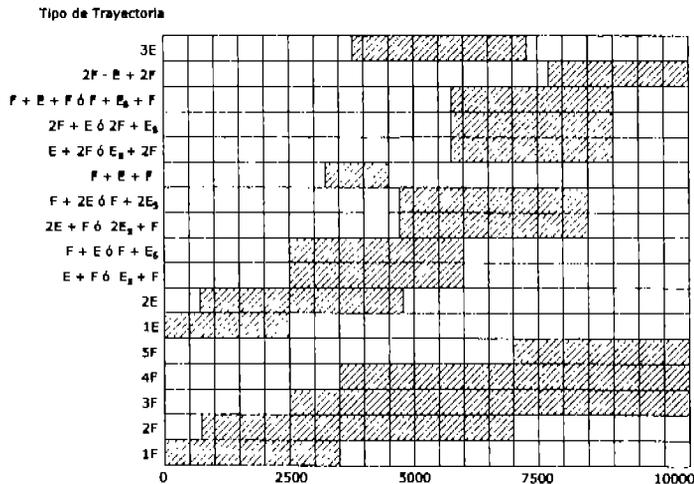


Figura 2.2.5. Trayectorias a considerar dependiendo de la longitud del enlace.

### 2.2.3.4. Márgenes de frecuencias empleados para enlaces de reflexión ionosférica

Existen ciertas frecuencias dependiendo del grado de ionización y el ángulo de incidencia las cuales penetran la ionosfera, lo cual nos da un rango de frecuencias utilizables para enlaces ionosféricos. Entre más baja sea la frecuencia la atenuación se incrementa constantemente, dando un límite inferior para la frecuencia utilizable, pero aquí el punto de corte es abruptamente menos

lejano. Este límite inferior y el superior pueden variar mucho con el tiempo. Para el establecimiento de un enlace ionosférico principalmente se requiere encontrar el rango de frecuencias más conveniente, dada la localización geográfica, la distancia, el día y la hora.

Los límites son conocidos como máxima frecuencia utilizable para el superior y mínima frecuencia utilizable para el inferior, en casi todos los casos este rango se encuentra entre 2 a 30 MHz, que es el rango de frecuencias utilizado para los enlaces ionosféricos.

### 2.2.3.5. Frecuencia máxima utilizable (MUF)

MUF, originalmente frecuencia máxima utilizable, requiere alguna definición. MUF es usada para designar la frecuencia más alta de propagación en que la reflexión ionosférica se lleva a cabo sola; MUF operacional denota la mayor frecuencia de operación permitida teniendo especificadas las condiciones de trabajo; puede ser más alta que la clásica MUF como resultado de la esporádica capa E, la dispersión en la tierra, o la dispersión ionosférica. MUF y LUF se refieren a la más alta y menor frecuencia observada en el sondeo oblicuo.

#### 2.2.3.5.1. Cálculo de la MUF

Para obtener los valores de MUF para una trayectoria dada, el gran arco de circunferencia es dibujado en una escala de coordenadas rectangulares en un mapa el cual es utilizado en los mapas de MUF de las capas  $F_2$  y E. Para trayectorias más cortas que 4000 Km, el punto medio de la trayectoria es considerado para ser el punto de reflexión. Para trayectorias más largas, la trayectoria es dividida en un número entero de saltos, y el más pequeño de los valores de MUF es tomado como el valor a utilizar. Un método alternativo para ser utilizado en caminos largos, que en ocasiones es muy exacto y en algunas otras no tanto, es tomar dos puntos de control para transmisión en la capa  $F_2$ , cada 2000 Km de las terminales de la trayectoria, y usar la más baja frecuencia.

Los métodos de computadora consideran parámetros adicionales en algunos detalles, como es la altura de la máxima densidad de electrones y la altura final de la capa, reconstruyendo, en efecto, un perfil aproximado de la densidad de electrones a lo largo de la trayectoria. Una capa parabólica supuesta es hecha para registrar en la computadora la geometría del rayo a lo largo de la trayectoria. La trayectoria del rayo tiene que ser geoméricamente posible para un ángulo de despegue igual o mayor al valor mínimo dado como dato de entrada.

### 2.2.3.6. Frecuencia mínima utilizable (LUF)

#### 2.2.3.6.1. Pérdidas por esparcimiento

Este tipo de atenuación se debe al hecho de que la energía transmitida diverge de la antena (propagación en espacio libre), pero cierta convergencia es producida por la forma esférica de los rayos ionizados, que en esta forma actúan como un espejo cóncavo. Las pérdidas por esparcimiento por lo tanto alcanzan un máximo a una cierta distancia.

Si el campo a un kilómetro del transmisor es tomado como el punto de referencia, y si la altura virtual  $h'$  es pequeña comparada con el radio de la tierra, las pérdidas por esparcimiento  $A_s$  para un salto esta dada aproximadamente por la siguiente relación en donde  $d$ ,  $R$  y  $h$  están expresadas en kilómetros:

$$A_s = 10 \log \left[ (d^2 + 4h^2) \frac{1 - \frac{d^2}{8Rh}}{1 + \frac{d^2}{8Rh}} \right] \text{ dB}$$

En la figura 2.2.6 se muestran gráficas de las pérdidas de espacamiento para distintas trayectorias por saltos.

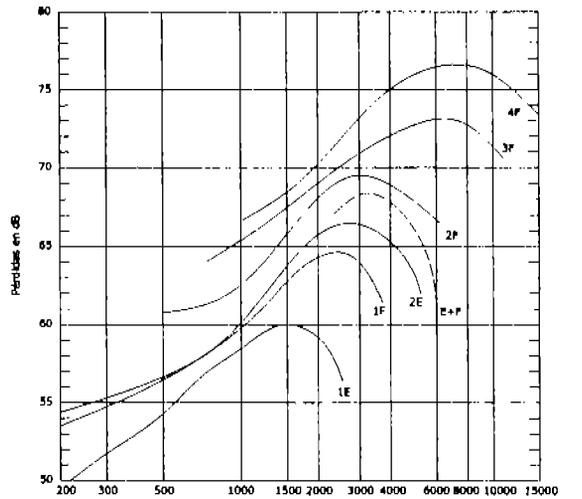


Figura 2.2.6. Pérdidas por espacamiento ionosférico

**2.2.3.6.2. Pérdidas debidas a reflexiones en la tierra**

Si un enlace se establece con varios saltos, tenemos que tomar en cuenta la atenuación debido a la reflexión en la tierra. Se tiene una atenuación del orden de 1 dB cuando roza el plano de incidencia en suelo poco conductivo. Por otro lado, para ángulos mayores de reflexión, la atenuación se incrementa a 2 dB sobre el mar, de 3 a 4 dB sobre suelo moderadamente conductivo y más de 10 dB sobre suelo muy poco conductivo.

**2.2.3.6.3. Pérdidas debidas a absorciones ionosféricas**

Este tipo de atenuación ataca las transmisiones más severamente con las variaciones en tiempo y frecuencia, y puede tomar valores muy altos. La atenuación se debe a colisiones entre electrones y moléculas neutras, ya que la atenuación en dB/Km es generalmente proporcional al número de colisiones por segundo e inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia, excepto para muy bajas frecuencias.

Para evaluar la absorción en un enlace dado se tiene que llevar a cabo cálculos de la trayectoria basados en modelos de la ionosfera, estas expresiones dan el número de electrones por metro cúbico y el número de colisiones por segundo como una función de la altura. Por ejemplo, en la figura 2.2.7 se muestra los valores promedio obtenidos para un enlace de 4200 km (Paris-Dakar) para dos periodos en un año de baja actividad solar.

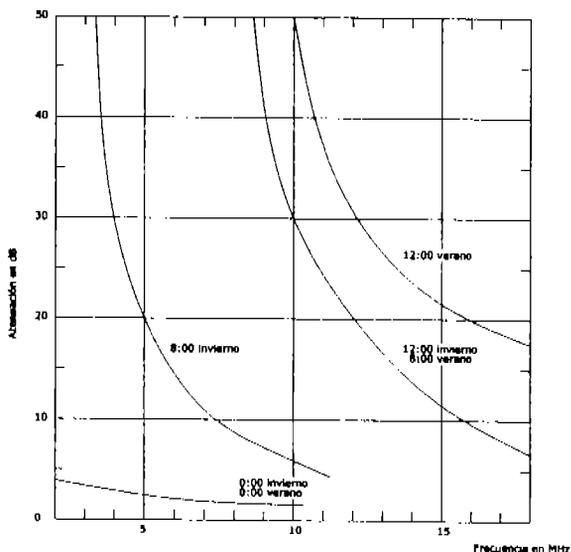


Figura 2.2.7. Absorción ionosférica en un enlace de 4200 km (Paris-Dakar)

#### 2.2.3.6.4. Absorción por auroras

Si las trayectorias penetran zonas de alta latitud donde existen auroras polares, la absorción puede ser considerablemente mayor debido al incremento de la ionización a comparación de las altitudes bajas donde hay muchas moléculas neutras o átomos.

#### 2.2.3.6.5. Ocultamiento por la Capa E

Considerando un enlace muy largo establecido por reflexiones en la capa F y comenzado con un ángulo bajo de elevación. Puede darse el caso de que mientras pasa a través de la capa E el ángulo de la trayectoria por esta capa puede ser suficientemente pequeño para satisfacer las condiciones de reflexión, aunque la ionización es más baja para la capa F. La onda es reflejada entonces por la capa E. Pero como esta capa es baja, una trayectoria puede solo llevarse a cabo usando un mayor número de reflexiones, cada cual está asociado con dos pasos a través de la capa D la cual tiene una alta absorción. Entonces la energía recibida es muy baja, y debería ser suficiente si hubiera sido recibida por medio de reflexión de la capa F debido al menor número de saltos necesarios. La capa E por lo tanto ha producido un ocultamiento de la capa F. Este fenómeno, que algunos momentos limita a la frecuencia mínima utilizable, da una LUF de ocultación.

#### 2.2.3.7. Predicciones de propagación ionosférica de corto y largo periodo

Debido a que la ionosfera varía geográficamente tanto de hora en hora, día a día y con la sesión y actividad solar, grandes atlas de las características ionosféricas son necesarios para determinar los límites de las frecuencias útiles y para realizar los cálculos necesarios para estimar la potencia requerida y ángulos de elevación para el óptimo diseño de antenas.

Los métodos computacionales son altamente desarrollados para estas predicciones. Programas de computadora, datos ionosféricos en forma de coeficientes para mapear funciones numéricas, etc.,

son proporcionados por el departamento de comercio de los Estados Unidos, la Administración Nacional de Telecomunicaciones e Información y el Instituto de Ciencias para Telecomunicaciones.

Las variaciones de largo periodo de los parámetros de E, F<sub>1</sub> y F<sub>2</sub> esta muy relacionado a los ciclos de la puesta de sol. Aunque no de manera completamente satisfactoria la medida de la actividad solar puede ser realizada. Alternativas como el índice ionosférico I<sub>n</sub> son útiles para predicciones de corto periodo (menor a 12 meses). Flujo solar en 10 cm del tamaño de la onda es especialmente útil para predicciones de las capas E y F<sub>1</sub> de aproximadamente 6 meses. Los valores de estos índices son publicados en el diario de la UIT-T.

#### 2.2.3.8. Propagación ionosférica para frecuencias menores a 150 kHz

Las características para la propagación ionosférica a frecuencias menores de 150 kHz son las siguientes:

- La difracción de la onda (onda de tierra) se extiende, por ejemplo a 1000 o 2000 km.
- La onda ionosférica tienen una penetración menor en la ionosfera, y se asume para todos los propósitos prácticos que es reflejada en la superficie más baja de la ionosférica en 70 km durante el día y 90 km en la noche.
- Se reduce la influencia de variaciones debido a la actividad solar.
- Por todas estas razones la propagación de tales ondas muestra gran estabilidad en amplitud y fase, lo cual explica su uso en sistemas de radio navegación para muy grandes distancias (sistema omega) y para transmisión de señales de tiempo. La polarización vertical es usada exclusivamente.

La propagación de estas ondas se estudia con dos formas que serán explicadas a continuación.

##### 2.2.3.8.1. Teoría de propagación por saltos

Esta de hecho es la teoría óptica de rayos. Se estudian posibles trayectorias con reflexiones de la superficie más baja de la ionosfera y del suelo, tomando en cuenta el coeficiente de reflexión de la ionosfera, el efecto de convergencia debido a la curvatura de la superficie reflejante y la naturaleza del suelo. Para cortas distancias, se suma el efecto de difracción de la onda. Este método es usado para todas las ondas kilométricas y puede ser usado para ondas miramétricas en distancias menores a 1000 km.

##### 2.2.3.8.2. Teoría de modos

Para ondas miramétricas y más grandes, y para distancias mayores a 1000 km., es mejor considerar el espacio tierra-ionosfera como un larga guía de ondas capas de transmitir un gran numero de modos, los cuales disminuyen con la frecuencia. Este método es muy preciso pero requiere complicados cálculos, particularmente si la falta de homogeneidad de la guía de onda y la existencia del campo magnético son considerados.

### 2.2.3.9. Propagación ionosférica para frecuencias entre 150 kHz y 2 MHz

La propagación para frecuencias entre 150 kHz y 2 MHz toma lugar en la capa E. La absorción mientras pasa por la capa E es muy considerable durante el día pero baja mucho por las noches, por lo que la propagación para estas frecuencias es posible prácticamente solo por las noches.

### 2.2.3.10. Sondeos ionosféricos

Un sondeo ionosférico es un método que sirve para estudiar la ionosfera por medio de la reflexión de ondas, este método funciona como un radar y nos permite conocer la distribución de iones y electrones por algunas técnicas de probabilidad. A continuación se enlistan y describen algunos de ellos:

- *Worldwide Sounding*: es un programa de intercambio internacional de datos ionosféricos, obtenidos desde 1946 desde una radio base terrestre ha sido coordinado por Unión Científica Internacional de Radio (URSI) desde un punto de vista científico y por el Comité Consultivo Internacional de Radio (CCIR) desde un punto de vista de las necesidades de las comunicaciones.
- *Sonda Ionosférica*: es un radar de pulsos (o una onda continua en FM) en el cual la frecuencia de exploración varía desde un amplio intervalo que va desde 1 hasta 25 MHz o superior. El equipo mide el tiempo de propagación (altura virtual) y la frecuencia máxima de reflexión, y los resultados pueden ser interpretados en términos de perfiles de densidad de electrones para una altura cercana a los 100 Km.
- *Parámetros de absorción*: es una comparación relativa de la amplitud de pulsos reflejados, una onda continua de alta potencia registra y mide la atenuación del ruido galáctico ocasionado por la ionosfera, esto es usado para obtener información acerca de la absorción y la densidad de electrones en la región D, donde la sonda ionosférica ofrece muy poca información.
- *Cohetes espaciales y Satélites*: ahora es posible explorar la ionosfera a través de los instrumentos de los cohetes y satélites. En particular, la región de mayor densidad de electrones de la capa F la cual es inaccesible con las sondas ionosféricas, ha sido estudiada a través de satélites, mientras que los cohetes han proporcionado las más satisfactorias mediciones de la región D.
- *Radar de "Esparcimiento Incoherente"*: los radares de alta potencia en VHF emitidos en polarización vertical obtienen ecos del esparcimiento de los electrones los cuales pueden ser relacionados con un perfil de densidad de electrones.

### 2.2.4 Enlaces que penetran la ionosfera (para espaciales y satelitales)

Para los enlaces que penetran la atmósfera, ignorando las colisiones entre electrones y moléculas neutras, y también el campo magnético, tenemos que una trayectoria de la superficie de la tierra y alcanzando la ionosfera con un ángulo  $\phi_0$  esta definida por la ley de Snell:

$$n_h \cos \phi = \cos \phi_0$$

donde  $n_h$  es el índice de reflexión de la altura  $h$ , la cual puede ser expresada como una función de la frecuencia crítica en esa altura:

$$n_h = \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}$$

de la cual se deduce:

$$\text{sen}\phi = \frac{\sqrt{\text{sen}^2\phi_0 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}$$

que da el ángulo  $\phi$  en cualquier punto de la trayectoria. Esa trayectoria sólo existe si:

$$f > \frac{f_c}{\text{sen}\phi_0}$$

Por razones geométricas, el ángulo  $\phi_0$  puede tomar solo valores bajos, y consecuentemente únicamente ondas de alta frecuencia pueden penetrar la ionosfera.

Si el campo magnético es tomado en cuenta, se tiene que una onda con frecuencia menor a la girofrecuencia puede penetrar también la ionosfera, pero este modo de propagación es de mayor interés a la búsqueda geofísica que a las telecomunicaciones.

#### 2.2.4.1 Errores en ángulos de elevación

Debido a que el índice de refracción no es el mismo en todos los lugares, la trayectoria tiende a ser curvada y consecuentemente hay una diferencia entre la dirección real de una fuente y la dirección aparente de la onda obtenida. En un medio esféricamente simétrico el radio de curvatura de la trayectoria es proporcional al gradiente vertical del índice de refracción. En la ionosfera el gradiente vertical del índice de refracción cambia el signo en la altura donde la ionización es máxima; consecuentemente, las trayectorias tienden a bajar un poco, como se muestra en la figura 2.2.8.

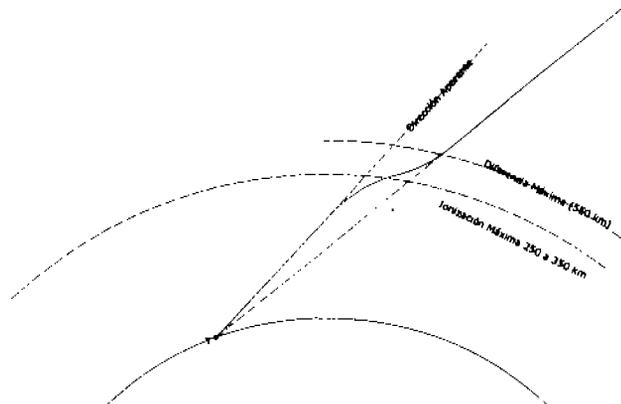


Figura 2.2.8. Diferencia en la dirección debido a la ionosfera

Para un perfil dado de ionización la diferencia del ángulo de llegada depende de la frecuencia, del ángulo de elevación y de la altura de la fuente (satélite). Las diferencias alcanzan un máximo para una altura de alrededor de 550 km., un valor mayor que la ionización máxima, y un ángulo de elevación de 4° a 5°. Se alcanza un valor de 0.35° durante el día para una frecuencia de 100 MHz. Las diferencias caen aproximadamente inversamente con el cuadrado de la frecuencia.

### 2.2.4.2 Errores en tiempos de propagación y distancia

El error en la distancia esta dado, por la expresión:

$$\Delta l = \int (n_r - 1) ds$$

$n_r$  no es igual a la fase del índice de refracción. Si se consideran frecuencias considerablemente más grandes que la frecuencia crítica, se obtiene aproximadamente:

$$n_r = \frac{1}{n} = \left[ 1 - \left( \frac{f_c}{f} \right)^2 \right]^{-1/2} \approx 1 + \frac{1}{2} \left( \frac{f_c}{f} \right)^2$$

y consecutivamente:

$$n_r - 1 \approx \frac{1}{2} \frac{81N}{f^2} \approx 40 \frac{N}{f^2}$$

y por lo tanto:

$$\Delta l \approx \frac{40}{f^2} \int N ds$$

La integral representa el contenido electrónico total. Para una trayectoria vertical durante el día, la integral toma un valor de  $30 \cdot 10^{18}$  electrones/m<sup>2</sup>. Para una frecuencia de 100 MHz se tiene que  $\Delta l = 1200$  m.

Como  $\Delta l$  depende de la frecuencia, el tiempo de propagación es distorsionado conduciendo a la deformación de la señal transmitida, y consecutivamente a una limitación en el ancho de banda obtenible. Esta limitación generalmente no es un problema para frecuencias mayores a cientos de MHz.

### 2.2.4.3 Efecto de rotación de Faraday

La presencia del campo magnético de la tierra conduce, debido al efecto de Faraday, a la aparición de un doble índice de refracción, y por lo tanto a dos diferentes velocidades de propagación, dependiendo de la polarización de las ondas. Si  $n_1$  y  $n_2$  son los dos índices de refracción, la diferencia entre el cambio de fase es igual a:

$$\Delta \Phi = \frac{2\pi}{\lambda} \int (n_2 - n_1) ds$$

y el ángulo de rotación es igual a la mitad del ángulo del cambio de fase.

La cantidad  $n_2 - n_1$  depende esencialmente del ángulo  $\theta$  entre la dirección de propagación y la del campo magnético. Para propagación no transversal el ángulo de rotación en radianes esta dado aproximadamente por la expresión:

$$\Omega = \frac{A}{f^2} \int NH_0 \cos \theta ds = \frac{A}{f^2} \int \frac{NH_0 \cos \theta}{\sin \phi} dh$$

donde  $h$  es la altura,  $\phi$  es el ángulo formado con la horizontal a la tangente a la trayectoria y  $A$  es una constante. La figura 2.2.9 nos muestra el ángulo de rotación como una función de la frecuencia para un ángulo de elevación igual a cero para el día y la noche. Para una trayectoria vertical el ángulo debería ser dividido entre 3.5. Despejado eso, este ángulo de rotación es extremadamente largo para ondas métricas y decimétricas, haciendo absolutamente esencial usar polarización circular para enlaces con satélites. Por otro lado, unos GigaHertz arriba la polarización lineal puede ser usada. De cualquier modo, si se quiere utilizar la misma frecuencia en ambas polarizaciones ortogonales, se necesita utilizar frecuencias mayores a 10 GHz para obtener suficiente desacoplamiento entre las dos polarizaciones.

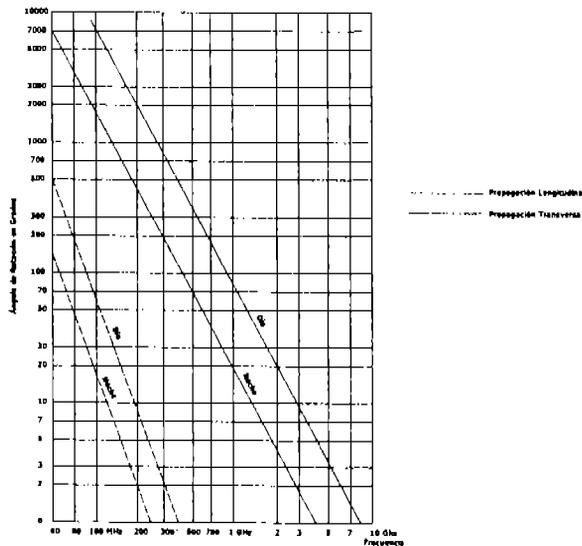


Figura 2.2.9. Valores típicos de rotación de polarización.

#### 2.2.4.4 Atenuación ionosférica

Al penetrar en la ionosfera las ondas sufren una atenuación asociada con la parte imaginaria del índice de refracción, debida a colisiones entre electrones y moléculas neutras. Como las frecuencias consideradas son altas, sus valores en Hz son más grandes que el número de colisiones por segundo.

Ignorando el campo magnético. La atenuación total para un enlace vertical esta dada por la expresión:

$$A_v = \frac{1.16 \cdot 10^{-3}}{f^2} \int Nv ds (dB)$$

La mayoría de esta atenuación se lleva a cabo en la capa D que se encuentra entre los 80 y 100 km. donde el producto  $Nv$  puede alcanzar  $10^{17}$ . Durante el día un valor típico de la integral es  $1.8 \times 10^{16}$ . Asumiendo que la atenuación toma lugar en una capa atmosférica de profundidad constante, situada a una altura media  $h$ , la atenuación para un ángulo de elevación  $\phi$  esta dado por la siguiente expresión donde  $f$  esta en MHz:

$$A_\phi = \frac{2.2 \cdot 10^3}{f^2 \sqrt{\sin^2 \phi + 2h/R}} dB$$

La absorción ionosférica puede tomar anormalmente valores altos durante la presencia de ciertos fenómenos específicos en regiones de alta latitud (auroras polares, capas polares) porque el campo magnético es virtualmente vertical, permitiendo a partículas de alta energía penetrar en lo profundo de la atmósfera. La atenuación puede alcanzar entonces de 4 a 5 dB en 100 MHz.

#### 2.2.4.5 Centelleo (escintilación)

En el modelo de la ionosfera la ionización depende únicamente de la altura, y sus variaciones con el tiempo se asumen muy lentas. De hecho, la ionización también envuelve variaciones horizontales y variaciones de periodo corto, creando fluctuaciones en características de una onda que pasa a través de la ionosfera. Estas fluctuaciones pueden afectar la amplitud, la fase, el ángulo de arribo y la polarización de la onda. Esto depende de la latitud, tiempo, actividad solar y frecuencia. En general, puede decirse que las fluctuaciones ionosféricas son particularmente importantes en regiones ecuatoriales y polares y durante la noche. La frecuencia de fluctuación se encuentra entre 0.1 y 1 Hz. Alrededor de 100 MHz, las fluctuaciones pueden ser mayores a 10 dB para altos tiempos de porcentajes, y ocasionalmente alcanzar 30 dB o más.

### 2.3. Propagación de ondas en la troposfera (frecuencias arriba de 30 MHz)

#### 2.3.1. Reflexión en obstáculos

Para que ocurra una reflexión las dimensiones del obstáculo u objeto deben ser mucho mayores que la longitud de onda como se muestra en las figuras 2.3.1 y 2.3.2 ( $a$  y  $b \gg \lambda$ ).

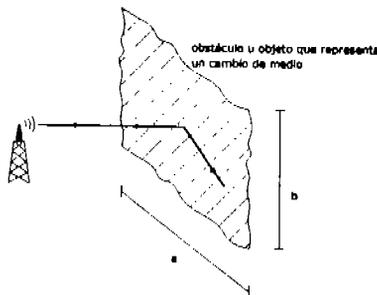


Figura 2.3.1 Reflexión de las ondas radioeléctricas en obstáculos

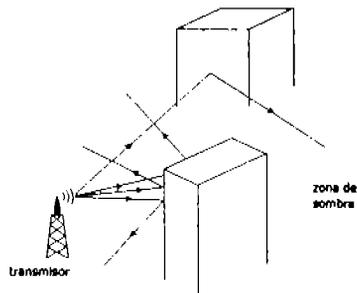


Figura 2.3.2 Reflexión de las ondas radioeléctricas en obstáculos y creación de zonas de sombra

### Interferencias por multitrayectorias

Este tipo de interferencias se debe a una gran variedad de obstáculos con los cuales se encuentran en su camino las señales originando que estas lleguen al receptor con diferentes fases o retardos como se muestra en la figura 2.3.3, este tipo de interferencias se presentan de diferentes formas para cada tipo de señales:

- Audio.- desvanecimientos
- Imagen.- fantasmas
- Datos.- interferencia inter simbólica

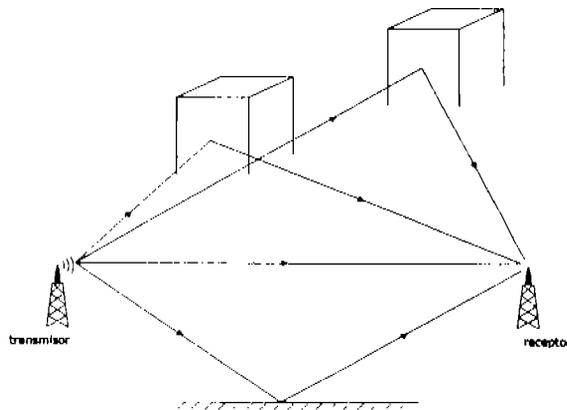


Figura 2.3.3 Interferencias por multitrayectorias

Para evitar esta clase de interferencias se ocupa técnicas como CDMA (Acceso Múltiple por División de Código) además de SS (Espectro Disperso) que se encarga de cancelar las multitrayectorias.

Existen distintos tipos de reflexiones, a continuación se muestra una clasificación:

*Reflexión especular*

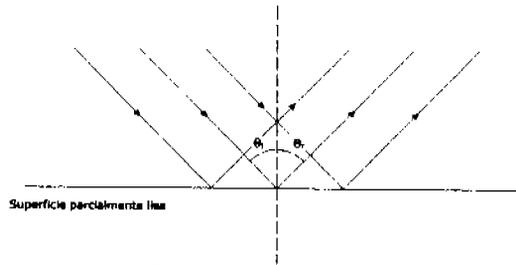


Figura 2.3.4 Reflexión especular

*Reflexión difusa*

En donde aparece el concepto de "criterio de Rayleigh", que es el encargado de valorar la rugosidad de la superficie y más adelante se discutirá este criterio.

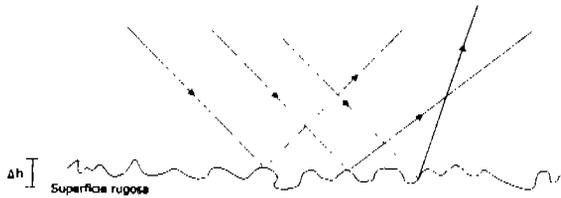


Figura 2.3.5 Reflexión difusa

*Reflexión totalmente difusa "Esparcimiento Lambertiano"*

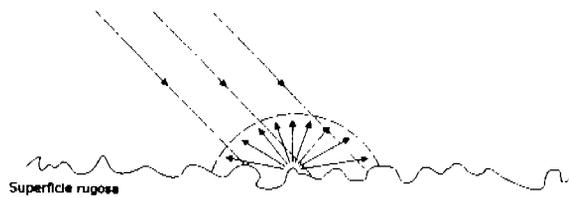


Figura 2.3.6 Reflexión totalmente difusa

*Reflexión parcialmente difusa*

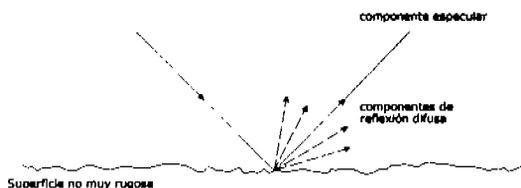


Figura 2.3.7 Reflexión parcialmente difusa

*Reflexión en superficies lisas*

*Lisa plana*

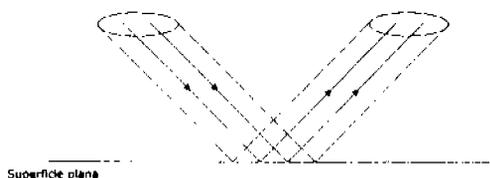


Figura 2.3.8 Reflexión en una superficie lisa plana

*Lisa curva*

Para este caso existen mayores pérdidas debidas al espacio libre además de que el haz de energía reflejado diverge.

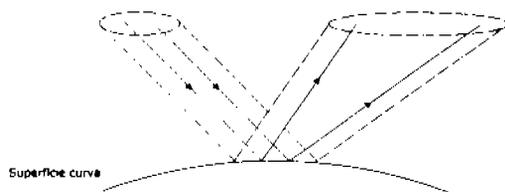


Figura 2.3.9 Reflexión en una superficie lisa curva

Para el caso de reflexión en superficies lisas y planas

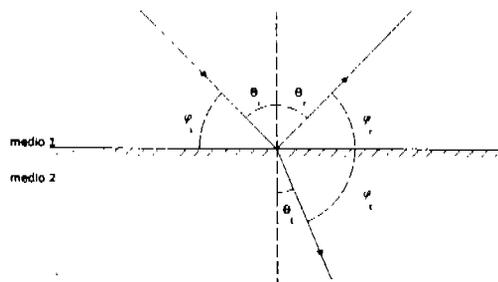


Figura 2.3.10 Reflexión en superficies planas y lisas

$$\varphi_i = 90 - \theta_i; \quad \varphi_r = 90 - \theta_r; \quad \varphi_t = 90 - \theta_t;$$

$$\theta_i = \theta_r$$

$$\varphi_i = \varphi_r$$

$$\frac{\text{sen} \varphi_i}{\text{sen} \varphi_r} = \frac{v_1}{v_2}; \quad v_1 = \frac{1}{\sqrt{\mu_1 \epsilon_1}}; \quad v_2 = \frac{1}{\sqrt{\mu_2 \epsilon_2}}$$

$$\frac{\text{cos} \varphi_i}{\text{cos} \varphi_r} = \frac{v_1}{v_2}; \quad \frac{\text{cos} \varphi_t}{\text{cos} \varphi_i} = \frac{\sqrt{\mu_2 \epsilon_2}}{\sqrt{\mu_1 \epsilon_1}}$$

Para medios no magnéticos  $\mu_2 = \mu_1 = \mu_0$

$$\frac{\text{cos} \varphi_i}{\text{cos} \varphi_r} = \frac{\sqrt{\epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1}}; \quad \epsilon_1 = \epsilon_{r1} \epsilon_0; \quad \epsilon_2 = \epsilon_{r2} \epsilon_0$$

$$\frac{\text{cos} \varphi_r}{\text{cos} \varphi_i} = \frac{\sqrt{\epsilon_{r2}}}{\sqrt{\epsilon_{r1}}}$$

Para medios dieléctricos donde  $\sigma \cong 0$

$$\sqrt{\epsilon_{r2}} \cong n_2; \quad \sqrt{\epsilon_{r1}} \cong n_1$$

n.- índice de refracción

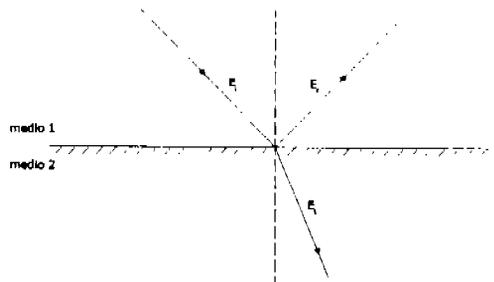


Figura 2.3.11 Presencia del campo en la reflexión en superficies planas y lisas

$$\frac{E_r}{E_i} = \Gamma$$

$\Gamma$  .- coeficiente de reflexión

$$E_r = \Gamma E_i$$

es en lo general una cantidad de valor complejo

$$\Gamma = \rho e^{j\phi}$$

no se refleja nada de energía  $\rightarrow 0 < |\rho| < 1 \leftarrow$  toda se refleja

$\rho$  .- magnitud del coeficiente de reflexión

$\phi$  .- fase del coeficiente de reflexión. Diferencia de fase entre el campo incidente y reflejado

### Polarización

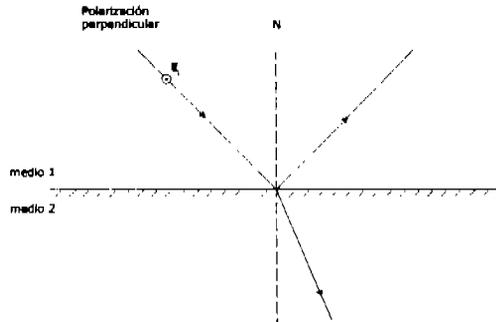


Figura 2.3.12 Polarización Perpendicular

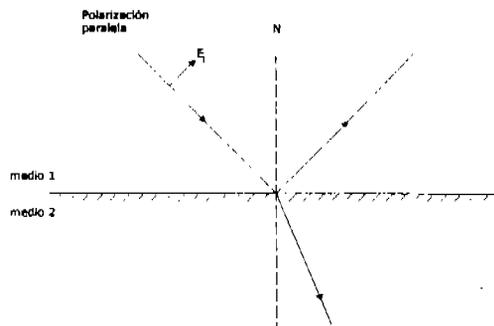


Figura 2.3.13 Polarización paralela

Si el medio 2 fuese la tierra, la polarización:

- a) Perpendicular correspondería en comunicaciones a ondas polarizadas horizontalmente
- b) Paralela correspondería en comunicaciones a ondas polarizadas verticalmente

*Reflexión en superficies planas conductoras*

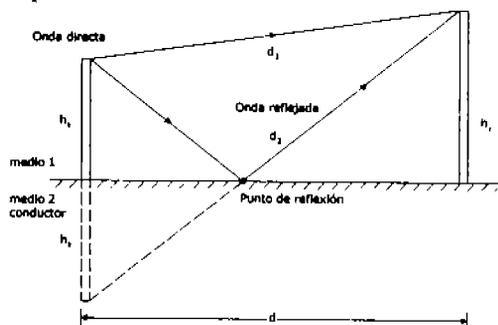


Figura 2.3.14 Reflexión en superficies planas conductoras

En la figura 2.3.14  $h_t$  y  $h_r$  alturas a las que están ubicadas las antenas transmisora y receptora

Conductor

$$\Gamma \cong -1 + 0j$$

$$\rho = 1; \phi = 180^\circ$$

*Polarización perpendicular*

Cambia la dirección debido a las cargas del medio conductor como se muestra en la figura 2.3.15.

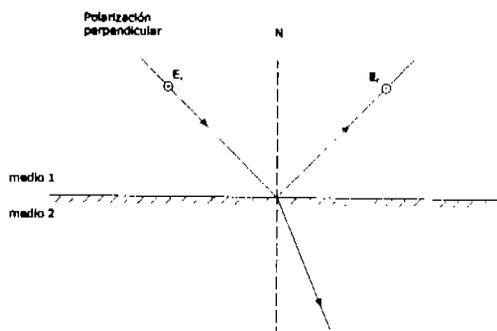


Figura 2.3.15 Cambio de dirección del campo eléctrico en polarización perpendicular

*Polarización paralela*

La tangencial cambia la dirección como se muestra en la figura 2.3.16.

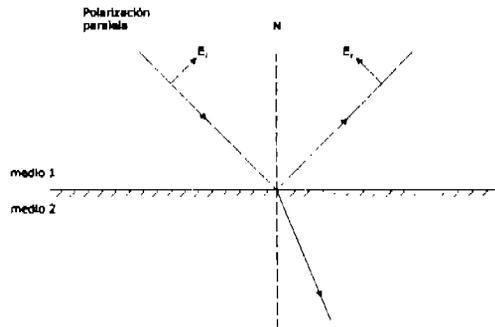


Figura 2.3.16 Cambio de dirección del campo eléctrico en polarización paralela

En polarización circular por lo tanto cambia el giro.

Reflexión en materiales desde el aire

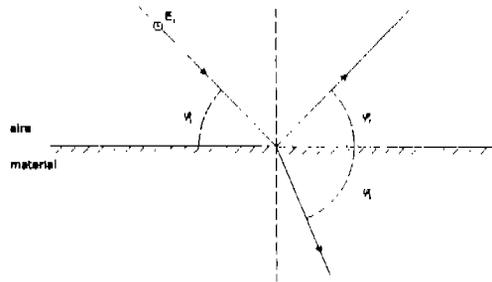


Figura 2.3.17 Reflexión en materiales desde el aire

$E_{rc}$  - permitividades complejas

$$\Gamma_{\perp} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\epsilon_{rc1} \operatorname{sen} \varphi - \sqrt{\epsilon_{rc2} - \epsilon_{rc1} \cos^2 \varphi}}{\epsilon_{rc1} \operatorname{sen} \varphi + \sqrt{\epsilon_{rc2} - \epsilon_{rc1} \cos^2 \varphi}}$$

Como en el aire  $E_{rc1} = 1$

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\operatorname{sen} \varphi - \sqrt{\epsilon_{rc2} - \cos^2 \varphi}}{\operatorname{sen} \varphi + \sqrt{\epsilon_{rc2} - \cos^2 \varphi}}$$

$$\epsilon_{rc} = \epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}$$

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\operatorname{sen} \varphi - \sqrt{\left(\epsilon_{r2} - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}\right) - \cos^2 \varphi}}{\operatorname{sen} \varphi + \sqrt{\left(\epsilon_{r2} - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}\right) - \cos^2 \varphi}}$$

Para una polarización paralela

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{\left(\epsilon_{r2} - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}\right) \operatorname{sen} \varphi - \sqrt{\left(\epsilon_{r2} - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}\right) - \cos^2 \varphi}}{\left(\epsilon_{r2} - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}\right) \operatorname{sen} \varphi + \sqrt{\left(\epsilon_{r2} - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}\right) - \cos^2 \varphi}}$$

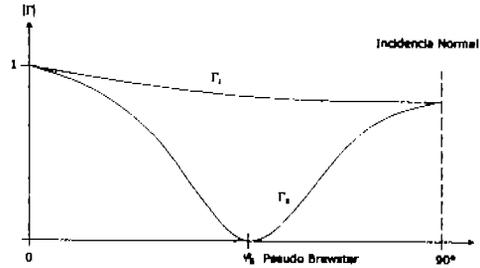


Figura 2.3.18 Coeficientes de reflexión

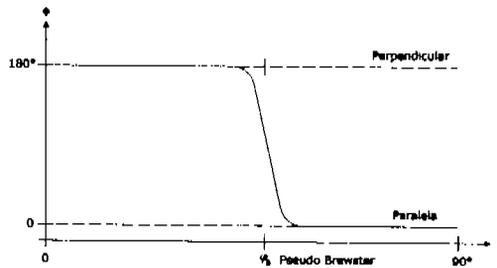


Figura 2.3.19 Coeficientes de reflexión

### Criterio de Rayleigh

Este criterio hace posible saber el grado de irregularidad de una superficie reflectiva.

Diferencia de fase entre los rayos

$$\Delta \theta = Bs \Delta l$$

$$B \text{ - cte de fase del aire; } B = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$\Delta\theta = \frac{4\pi\Delta l}{\lambda}$$

$$\Delta l = \Delta h \text{sen}\varphi_i$$

Criterio de rayleigh

$$\Delta\theta = \frac{4\pi\Delta h}{\lambda} \text{sen}\varphi_i [\text{rad}]$$

$$\text{Si } \lambda \gg \Delta h; \frac{\Delta h}{\lambda} \ll 1 \Rightarrow \Delta\theta \rightarrow 0$$

Superficie lisa reflexión especular

$$\Delta\theta < 0.3 \text{Rad}$$

Superficie rugosa reflexión difusa

$$\Delta\theta > \frac{\pi}{2} \text{Rad}$$

### 2.3.2. Refracción troposférica

#### 2.3.2.1. Índice de refracción en la troposfera

Para una mezcla de gases, la extensión por la cual el índice de refracción es mayor a 1 puede ser expresada por la siguiente expresión:

$$n - 1 = \sum m_i \left( A_i + \frac{B_i}{T} \right)$$

donde  $m_i$  es la densidad,  $T$  es la temperatura absoluta,  $A_i$  y  $B_i$  son dos constantes de las cuales la segunda es únicamente para gases no-cero de los cuales sus moléculas tienen un momento de dipolo eléctrico, como por ejemplo el vapor de agua.

Como  $n-1$  es muy pequeño, generalmente se utiliza una cantidad  $N$  la cual es  $10^6$  mayor y es llamado la refractividad. Cuando se trabaja con ondas de radio la refractividad del aire esta dada por la siguiente formula:

$$N = (n - 1)10^6 = \frac{77.6}{T} \left( p + 4810 \frac{e}{T} \right)$$

donde  $p$  es la presión total en milibares;

e es la presión parcial del vapor de agua en milibares;  
T es la temperatura absoluta en kelvin.

En el mar el valor de N se encuentra alrededor de 300.

La humedad atmosférica puede ser expresada de otras formas, las cuales dan varias formas diferentes de la expresión de N. Se puede utilizar en particular:

1. Humedad específica, la cual es la razón entre la masa del vapor de agua mezclada con el aire y la masa de aire húmeda.
2. La razón de mezcla, la cual es la razón entre la masa del vapor de agua mezclada con la atmósfera y la correspondiente masa del aire seco.
3. Humedad relativa, la cual es la razón entre el vapor de agua contenido y el vapor de agua saturado contenido a la misma temperatura, o en otras palabras, la razón entre la razón de la mezcla existente y la razón de mezcla saturada.

En general (excepto en muy altas temperaturas), la cantidad de agua que puede el aire soportar es suficientemente bajo como para que se pueda distinguir entre la humedad específica y la razón de mezcla; las dos cantidades estas dadas aproximadamente por la siguiente expresión:

$$s = 622 \frac{e}{p}$$

donde s esta expresado en gramos de agua por kilogramo de aire. Bajo estas condiciones N toma la siguiente forma:

$$N = p \left( \frac{77.6}{T} + 600 \frac{s}{T^2} \right)$$

El primer término, el cual no depende de la humedad, es llamado término seco, mientras el segundo es llamado el término mojado.

### 2.3.2.2. Atmósfera de referencia y atmósfera real

Conforme la altura aumenta, el índice de refracción  $n$  generalmente decrece y tiende a 1. De cualquier forma, este decrecimiento total es generalmente sujeto a variaciones considerables en las partes más bajas de la atmósfera. En términos simples, se puede decir que la dirección de decrecimiento total es determinada por al reducción de la presión, notándose que los valores principales se deben a fluctuaciones en temperatura y humedad.

Como la presión decrece exponencialmente con la altura, lo mismo es verdad para el índice de refracción. Esto nos conduce a la definición de una atmósfera de referencia para la refracción, y la CCIR da la siguiente expresión:

$$N(h) = 315 \exp(-0.316h)$$

donde la altura  $h$  se expresa en kilómetros.

La curva del índice atmosférico, puede ser deducida por la presión, y las mediciones de la temperatura y la humedad como una función de la altura.

2.3.2.3. Ecuaciones generales para la refracción troposférica

Se empieza por establecer la relación, la cual se da para la trayectoria de una onda de radio en una atmósfera con estratificación esférica como se muestra en la figura 2.3.20.

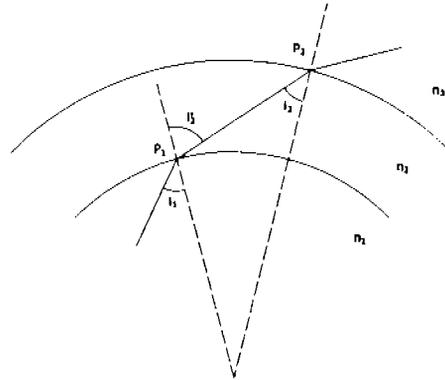


Figura 2.3.20 Refracción en un medio con una estratificación esférica

En el punto  $P_1$  la ley de Snell puede escribirse:

$$n_1 \text{sen} i_1 = n_2 \text{sen} i'_2$$

Además, en el triángulo  $OP_1P_2$  se tiene la siguiente relación:

$$\frac{r_1}{\text{sen} i_2} = \frac{r_2}{\text{sen} i'_2}$$

Eliminando  $i'_2$ :

$$n_1 r_1 \text{sen} i_1 = n_2 r_2 \text{sen} i_2$$

Asumiendo que el índice de refracción varía de forma constante, se tiene:

$$n(r) r \text{sen} i = \text{cte}$$

donde  $n$  es una función de la distancia  $r$  al centro de la tierra.

En la propagación de ondas de radio, se prefiere utilizar el ángulo de elevación  $\varphi$  (o ángulo de vista)

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - i$$

Por lo tanto la relación previa se puede escribir:

$$n r \cdot \cos \varphi = \text{cte} \dots(1)$$

Esta ecuación fundamental es, de hecho, la ecuación diferencial de las trayectorias, pero también puede ser considerada como una primer integral de una ecuación de segundo orden, al contener una constante se tiene una función invariante en toda la trayectoria. Los cálculos llegan a ser razonablemente simples si se trabaja en coordenadas polares, con origen en el centro de la tierra y el eje polar que pase a través del origen de la trayectoria. En este caso, el ángulo  $V$  para la tangente del rayo vector es simplemente el ángulo de incidencia  $i$ . Teniendo en cuenta las siguientes relaciones estándares:

$$\cos V = \frac{dr}{ds}; \operatorname{sen} V = \frac{r d\theta}{ds}; \tan V = \frac{r d\theta}{dr} \dots (2)$$

donde  $ds$  es un elemento del arco de la trayectoria.

La ecuación (1) puede por lo tanto describirse:

$$nr \operatorname{sen} V = n_0 a \cos \varphi_0$$

y usando las relaciones (2) la integral se obtiene:

$$\theta = \int_b^{a+h} \frac{dr}{r \sqrt{\left(\frac{n}{n_0}\right)^2 \left(\frac{r}{a}\right)^2 \frac{1}{\cos^2 \varphi_0} - 1}}$$

la cual da la ecuación de la trayectoria, ya que  $n(r)$ , "perfil del índice de refracción" de la atmósfera, se conoce.

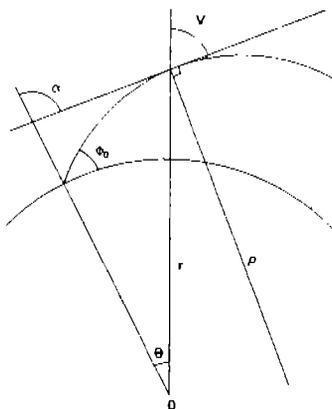


Figura 2.3.21 Refracción en un medio con una variación constante en el índice de refracción

Para obtener la ecuación diferencial (1) tomando en cuenta las ecuaciones (2):

$$\frac{dn}{n} + \frac{dr}{r} + \frac{dV}{\tan V} = 0 \dots (3)$$

Si además se toma en cuenta la siguiente relación:

$$\alpha = \theta + V$$

La ecuación (3) toma la forma:

$$\frac{dn}{n} + \frac{d\alpha}{\tan V} = 0$$

La ecuación (3) también se puede describir para mostrar el radio de curvatura  $ds/d\alpha = \rho$ :

$$\frac{dn}{n} + \frac{d\alpha}{ds} \cdot \frac{ds}{rd\theta} \cdot dr = 0$$

$$\frac{1}{\rho} = -\frac{\sin V}{n} \cdot \frac{dn}{dr}$$

La cual usualmente se puede escribir de otra forma:

$$\frac{1}{\rho} = -\frac{\cos \varphi}{n} \cdot \frac{dn}{dh}$$

donde  $h$  es la altura arriba de la superficie de la tierra.

*Enlaces terrestres: efectos de refracción a larga escala*

Si las terminales de un enlace son cercanas a la tierra, el coseno  $\varphi$  es cercano a 1;  $n$  es siempre aproximado a 1. Por lo tanto se puede simplificar la expresión para el radio de curvatura:

$$\frac{1}{\rho} \approx -\frac{dn}{dr} = -\frac{dn}{dh}$$

llamando  $h$  a la altura arriba de la altura de referencia (superficie de la tierra o nivel de mar). Se puede ver que aparte de la señal, la curvatura de la trayectoria es igual al gradiente del índice de refracción. Si el gradiente vertical es constante, las trayectorias son arcos circulares.

*Índice de refracción modificado*

Sabiendo que  $n$  es muy cercano a 1 a nivel de mar. Por lo tanto se puede escribir:

$$n = 1 + N10^{-6}$$

Además si las dos terminales del enlace están cercanas a la atmósfera, la altura  $h$  arriba de la superficie de la tierra desde cualquier punto de la trayectoria es pequeña comparada con el radio de la tierra  $a$  y se puede escribir:

$$r = a + h \quad \text{donde } h \ll a$$

Finalmente, si el ángulo  $\varphi$  es pequeño:

$$\cos \varphi = 1 - \frac{\varphi^2}{2}$$

Bajo estas condiciones, la relación fundamental para la propagación en una atmósfera esférica estratificada, por lo que la ecuación (1), se puede escribir:

$$N10^{-6} + \frac{h}{a} - \frac{\varphi^2}{2} = cte \dots(4)$$

Y se toman las siguientes dimensiones:

Altura =  $h$  [m], gradiente de índice de refracción =  $N$  unidades/km, radio de la tierra =  $a \times 10^3$  km ( $a = 6.37$  y  $1/a = 0.157$ ) y el ángulo del rayo =  $\varphi$  mili radianes.

Por lo que la ecuación (4) se puede escribir:

$$N + \frac{h}{a} - \frac{\varphi^2}{2} = cte \dots(5)$$

La cantidad  $M = N + h/a$  se le conoce como el índice de refracción modificado. Y puede ser para deducir la propagación en un índice de refracción  $M$  sobre una tierra plana ( $a$  es infinito). La ecuación de la trayectoria es:

$$M - \frac{\varphi^2}{2} = cte$$

#### Radio efectivo de la tierra

Esta es otra modificación comúnmente utilizada. Emplea un radio efectivo de la tierra escogido de tal forma que para las medidas de las alturas superiores a esta superficie terrestre hipotética, las trayectorias llegan a ser líneas rectas. La nueva superficie terrestre se asume por lo tanto que tiene una atmósfera de índice de refracción constante. Si se deriva la ecuación (5) con respecto a  $h$ :

$$\frac{dN}{dh} + \frac{1}{a} - \varphi \frac{d\varphi}{dh} = 0$$

Si se escribe:

$$\frac{dN}{dh} + \frac{1}{a} = \frac{1}{Ka}$$

con lo que se define una esfera de radio  $Ka$  para la cual las trayectorias serán líneas rectas porque:

$$\frac{1}{Ka} - \varphi \frac{d\varphi}{dh} = 0 \quad \delta \quad \frac{h}{Ka} - \frac{\varphi^2}{2} = cte$$

es la ecuación de la trayectoria en una atmósfera de índice de refracción constante. El coeficiente  $K$  definido para este caso es llamado el coeficiente multiplicador del radio de la tierra:

$$K = \frac{1}{1 + a \frac{dN}{dh}}$$

Como  $K$  varia con el tiempo, las trayectorias tienen que ser dibujadas para varios valores de  $K$ . Las trayectorias son únicamente líneas rectas para cada particular tipo de atmósfera. Este procedimiento es muy usado para determinar la altura de antenas usadas en enlaces de transmisión de radio.

*Atmósfera normal: sub-refracción y super-refracción*

Una atmósfera normal es una atmósfera esférica estratificada con un gradiente de índice de refracción constante verticales cual tiene un valor de:

$$\frac{dN}{dh} = -39 \text{ unidades / km}$$

Por lo que para una atmósfera semejante se puede aplicar la siguiente aproximación:

$$K \approx 4/3 \quad \delta \quad Ka \approx 8500 \text{ km}$$

Este valor del gradiente es un valor promedio sobre los primeros kilómetros de la atmósfera en un clima moderado.

Si el valor algebraico del gradiente es mayor a  $-39$  N/km, se dice que toma lugar la sub-refracción, las trayectorias son menos curvadas y el radio efectivo de la tierra es menor a 8500 km. En particular si el valor del gradiente es cero, la atmósfera es lineal, y las trayectorias son líneas rectas. Si el gradiente es positivo, el radio efectivo de la tierra es menor que su radio real.

En particular, si el gradiente es menor a  $-157$  N/km,  $K$  toma un valor negativo. La curvatura de la trayectoria es entonces mayor que la superficie de la tierra. Las trayectorias por lo tanto giran hacia abajo, y pueden ser reflejadas por la superficie de la tierra. Tomando lugar la propagación guiada o propagación por ductos.

Estas diferentes condiciones de refracción pueden ser fácilmente mostradas en una grafica representando o  $M$  o  $N$  como función de la altura, considerando el gradiente de la tangente a la curva  $N(h)$  o  $M(h)$  cercano a un punto en la altura  $h_0$ , como se muestra en la figura 2.3.22.

La figura 2.3.23 muestra 3 posibles representaciones de trayectorias dependiendo si se considera la tierra real, una representación de la tierra con un radio de 8500 km ( $K=4/3$ ) o una tierra plana. El gradiente vertical el cual da una trayectoria en línea recta es obviamente diferente en cada uno de los casos.

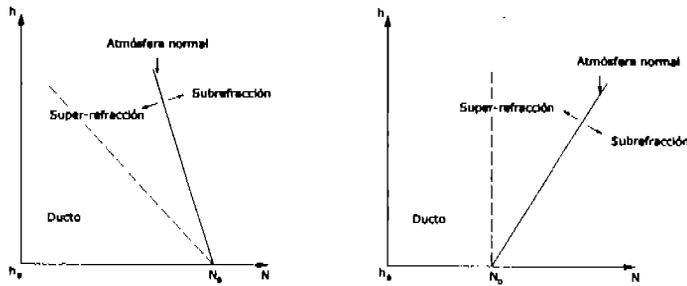


Figura. 2.3.23 Las diferentes condiciones de refracción en la atmósfera.

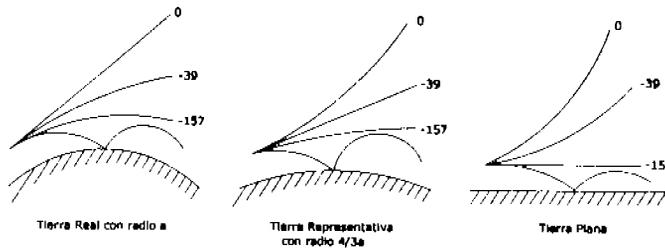


Figura 2.3.23 Varias representaciones del inicio de trayectoria en dirección horizontal. Parámetro: tres valores particulares de gradiente de índice de refracción

### Propagación en ductos en la atmósfera

#### Condiciones necesarias

Sabiendo que si el gradiente vertical del índice de refracción es menor a  $-157$  N/km, las ondas de radio son más curvadas que la superficie de la tierra. Una zona atmosférica en la cual las condiciones son semejantes existe lo que se llama una capa de ductos. Si es lo suficientemente baja, una trayectoria la cual inicia su viaje hacia arriba tomara la forma de un arco el cual regresara a un punto de la tierra. Si, en este punto, la superficie de la tierra es reflejante, se formara un segundo arco, y así sucesivamente. Esto dará un camino de ductos. Si la zona atmosférica donde ocurren estas condiciones de refracción es suficientemente alta, las trayectorias no regresaran a la tierra, pero tomaran varias curvas diferentes, alternando entre valores más grandes que los de la curvatura de la tierra en la zona de ductos, y menos que la curvatura de la tierra en la región inferior de la atmósfera. Ellas por lo tanto siguen entre 2 nuevas alturas formando un ducto elevado, todo esto se muestra en la figura 2.3.24.

Si se aplica la ecuación (1), la cual da la trayectoria de una onda de radio en el punto de inicio  $(n_0, r_0, \phi_0)$  y en la parte superior de la trayectoria  $(n, r, 0)$ :

$$n_0 r_0 \cos \phi_0 = \pi r$$

donde:

$$\cos \varphi_0 = \frac{n}{n_0} \frac{r}{r_0}$$

Como en una capa atmosférica con un muy alto gradiente de índice de refracción tiene necesariamente que ser de grosor limitado, las dos cantidades  $n/n_0$  y  $r/r_0$  tienen que ser cercanas a 1, por lo tanto  $\varphi_0$  es pequeño. Las únicas ondas que pueden estar en ductos por lo tanto son aquellas que tienen un ángulo de elevación muy pequeño, generalmente menor a  $1^\circ$  y consecuentemente  $\cos \varphi$  se puede reemplazar por una expansión limitada

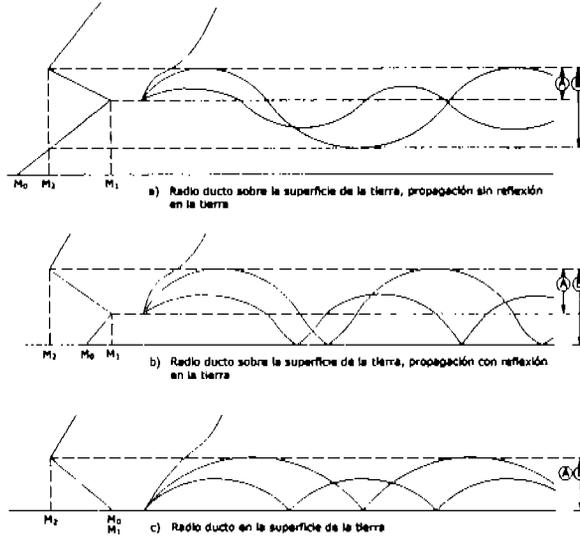


Figura 2.3.24 Propagación por ducto ionosférico: A: ducto de capa; B: radio ducto troposférico.

Como, en la propagación por ductos, el radio efectivo de la tierra puede tomar una gran variación de valores, es mejor usar una representación de una tierra plana, y así usar el índice refractivo modificado  $M$ :

$$M = N + \frac{h}{a}$$

Bajo estas condiciones, se ha visto que la ecuación de la trayectoria se puede escribir de la siguiente forma:

$$\varphi^2 - 2M = cte$$

Escribiendo esta relación para un punto de inicio ( $M_1, \varphi_0$ ) y el punto en el cual la tangente llega a ser horizontal ( $M_2, 0$ ):

$$\varphi_0^2 = 2(M_1 - M_2)$$

Es claro que los ductos únicamente tomarán lugar si  $(M_1 - M_2)$  es positivo. El ángulo máximo  $\varphi_0$  se obtiene si el punto de salida es en la altura donde  $M$  es máximo.

*Teoría de propagación en un ducto*

Existen dos teorías la geométrica y la de modo.

*(a) Teoría geométrica*

El método geométrico se basa en trazar trayectorias que emerjan de la antena de transmisión, para incrementar ángulos de elevación (para cada mili radian). Examinando todas las trayectorias nos mostrarían que la energía es concentrada a lo largo de ciertas líneas (cáusticas) y que es imposible alcanzar ciertas regiones con un ducto.

*(b) teoría de modo*

Como en un ducto metálico, una onda puede ser propagada en un ducto troposferico en un número de modos. Ese número depende de la razón del grosor del ducto y la longitud de onda.

**2.3.3. Difracción**

Si una onda que esta siendo propagada en un medio encuentra una superficie que separa un medio de otro, su continuidad es preservada únicamente en apariencia sobre la superficie de conducción o en la trayectoria de desplazamiento de corrientes en esa superficie. Estas corrientes crean radiación que se suma a la radiación incidente.

En el caso de un plano y una superficie de separación infinitamente larga, las ondas creadas en esta forma (por reflexión o refracción) obedecen a leyes muy simples y pueden ser estudiadas usando el concepto de un rayo. Si la separación de la superficie es pequeña con respecto a la longitud de onda o si contiene bordes puntiagudos u otras irregularidades, las ondas secundarias creadas por la superficie no tan largas obedecen a leyes semejantes. Estas leyes únicamente se logran analíticamente obteniendo una solución para un pequeño número de superficies. La solución obtenida, es llamada onda difractada.

En el campo de la propagación de ondas dos casos son particularmente interesantes, el del medio plano y el de la esfera. Difracción por medio plano es estudiado por la óptica únicamente por medio de métodos escalares sin tomar en cuenta su polarización, lo cual permite utilizar las integrales de Fresnel y el espiral de Cornus. Las soluciones obtenidas son generalmente suficientemente buenas para ondas de radio.

La difracción en una esfera es estudiada en dos casos especiales, uno es cuando se tiene una fuerte puntual cercana a la esfera de radio muy largo (difracción de una onda en la tierra) y el otro es cuando un plano de onda cae sobre una esfera la cual tiene un radio del mismo orden de magnitud a su longitud de onda, o más pequeña (difracción en gotas de lluvia).

**2.3.4. Esparcimiento**

En ciertos casos la trayectoria de la onda incluye obstáculos los cuales tienen dimensiones del mismo orden de magnitud o más pequeños a su longitud de onda, pero para los cuales el número por unidad de volumen es mucho mayor. Por lo tanto se asume que cada uno de los obstáculos crea una onda difractada. Este fenómeno es llamado esparcimiento. Y fue estudiado en óptica por Lord Rayleigh para esferas dieléctricas de muy pequeño diámetro.

Dado el pequeño tamaño de los obstáculos, el concepto de zona de sombra no aplica, y el esparcimiento es estudiado en todo el espacio.

El esparcimiento puede ser producido no únicamente por obstáculos con fuentes definidas claramente sino también por irregularidades en el índice de refracción en el medio. Este es el caso del esparcimiento en la ionosfera y la troposfera.

Otra aproximación al problema es posible si los "obstáculos" son partículas que son extremadamente pequeñas con respecto a la longitud de onda

### 2.3.5. Absorción por gases atmosféricos

La densidad de la energía electromagnética de una antena decrece durante la propagación debido a dos fenómenos completamente diferentes:

- La onda diverge de la antena
- La onda es progresivamente absorbida o esparcida por el medio

El primer fenómeno ocurre siempre en un medio sin pérdidas. Su efecto puede ser contrarestando usando una antena larga. Por otro lado, para el segundo fenómeno la energía perdida es irrecuperable en casos de absorción, o parcialmente recuperable. El segundo fenómeno tiene estos dos casos específicos:

- Absorción molecular por gases atmosféricos
- Absorción y esparcimiento por partículas líquidas y sólidas en la atmósfera particularmente por gotas de lluvia

Debido a que el nitrógeno no tiene banda de absorción en el rango de radiofrecuencia, la absorción molecular se debe casi siempre en su totalidad al oxígeno y el vapor de agua.

#### *Atenuación debida al oxígeno*

En frecuencias menores a los 350 GHz el oxígeno tiene una línea aislada de la absorción en los 118.74 GHz y unas series de muy cercanas líneas alrededor de los 50 y 70 GHz. En la parte más baja de la atmósfera estas líneas se comportan como unas constantes bandas de absorción. Además, la molécula de oxígeno tiene un momento magnético el cual produce una línea de frecuencia cero en su espectro de absorción.

Usando el patrón de líneas de Van Vleck y Weisskopf y tomando en cuenta resultados de observaciones obtenidas la atenuación específica en dB/km debido al oxígeno en la parte más baja de la atmósfera puede ser representada aproximadamente por las siguientes expresiones:

$$\gamma_{O_2} = \left( \frac{6.6}{f^2 + .33} + \frac{9.8}{(f - 57.5)^2 + 2.2} \right) f^2 \cdot 10^{-3}, f < 57.5 \text{ GHz}$$

$$\gamma_{O_2} = 14.7 \text{ dB}, 57.5 < f < 62.5 \text{ GHz}$$

$$\gamma_{O_2} = \left( \frac{4.13}{(f - 62.5)^2 + 1.1} + \frac{0.19}{(f - 118.7)^2 + 2} \right) f^2 \cdot 10^{-3}, 62.5 < f < 350 \text{ GHz}$$

#### *Atenuación debida al vapor de agua*

En frecuencias menores a 350 GHz, el vapor de agua muestra tres líneas de absorción, en frecuencias de 22.3 GHz, 183.3 GHz y 323.8 GHz. Además, en un rango de ondas submilimétrico y frecuencias infrarrojas existen muchas más líneas, algunas de estas muy intensas. Esto significa que la suma de las bandas laterales de estas líneas tiene un efecto significativo en el rango de ondas de

centímetros y el rango milimétrico. Este efecto algunas veces llamado absorción residual, puede ser representado por un único término que es proporcional al cuadrado de la frecuencia.

Para muy bajas concentraciones de atenuación de vapor de agua puede ser tratado como si fuera proporcional a la concentración. De cualquier forma esta relación es únicamente una aproximación y conduce a subestimar la reducción en la señal, la cual llega a ser significativa cerca de los  $10\text{g/m}^3$ .

Usando el patrón de líneas de Van Vleck y Weisskopf y tomando en cuenta los resultados obtenidos y medidas de la atenuación específica en dB/km debido al vapor de agua que en la parte baja de la atmósfera puede ser representada por la siguiente expresión:

$$\gamma_{H_2O} = \left( 0.067 + \frac{2.4}{(f - 22.3)^2 + 6.6} + \frac{7.33}{(f - 183.5)^2 + 5} + \frac{4.4}{(f - 323.8)^2 + 10} \right) f^2 \cdot \rho 10^{-4}$$

Donde  $f$  esta expresada en GHz y  $\rho$  en gramos de vapor de agua por  $\text{m}^3$  de aire. Para frecuencias menores a los 100 GHz únicamente los primeros dos términos necesitan ser tomados en cuenta.

### 2.3.6. Absorción por lluvia e hidrometeoros

Es importante mencionar que se conoce como hidrometeoros a las partículas tales como la lluvia, la neblina, las nubes, la nieve y el granizo. De las partículas no gaseosas en la atmósfera, las gotas de lluvia causan la mayor atenuación. Esta atenuación es debida a la absorción de la energía por las pérdidas ohmicas en las gotas de lluvia y a la energía esparcida por gotitas de agua. Aclarando que la lluvia es el principal hidrometeoro.

#### *Absorción y esparcimiento de ondas por partículas*

Cuando en el plano de una onda se encuentran partículas, ejemplo gotas de lluvia, una parte de la energía de la onda es absorbida por las partículas, y otra pequeña parte es esparcida por ellas, y el resto pasa a través de la zona ocupada por las partículas. Por lo tanto generalmente:

$$P_i - P_t = P_a + P_d$$

donde:

- $P_i$  es la potencia incidente;
- $P_t$  es la potencia transmitida;
- $P_a$  es la potencia absorbida;
- $P_d$  es la potencia esparcida;

Lo cual se puede expresar como:

$$\text{Atenuación} = \text{absorción} + \text{esparcimiento}$$

En la figura 2.3.26 se muestra la atenuación por gases en la atmósfera.

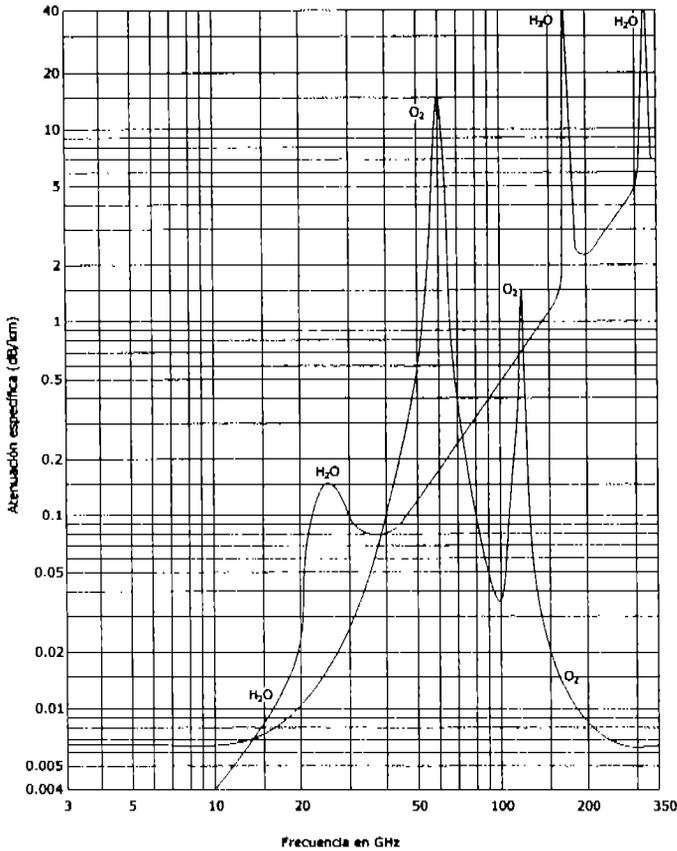


Figura 2.3.26. Atenuación por gases en la atmósfera: presión: 1013.6 mba; temperatura: 20°; vapor de agua: 7.5 g/m<sup>3</sup>

Parte de la energía esparcida regresa en la dirección de la onda incidente lo que puede causar interferencia en la onda transmitida. Este fenómeno es prácticamente insignificante en caso de esparcimiento por partículas pequeñas, pero llega a ser muy importante si regularidades en el medio de transmisión reflejan energía para adelante, como en el caso de irregularidades en el índice de refracción.

Cada partícula puede ser observada por un momento como unan antena receptora. La energía absorbida corresponde a la energía recibida, mientras que la energía esparcida es llamada energía re-radiada.

Asumiendo que la energía esparcida sucesivamente por dos partículas es insignificante. “Áreas equivalentes” pueden ser asociadas con estas diferentes energías, aunque para este trabajo se usara la expresión sección efectiva de cruce, la cual expresa el radio entre la potencia considerada (absorbida o esparcida) a la densidad de flujo de potencia de la onda incidente:

$$\sigma_t = \sigma_a + \sigma_d$$

donde:

$\sigma_t$  es la sección total de cruce (atenuación);  
 $\sigma_a$  es la sección de cruce de absorción;  
 $\sigma_d$  es la sección de cruce de esparcimiento.

Por lo tanto se considera un medio que contiene  $N$  partículas idénticas en promedio en un volumen  $V$ . La atenuación de un plano de onda de densidad de flujo de potencia  $S$  que pasa a través de este medio sobre una distancia  $dx$  esta dado por la relación:

$$\frac{dS}{S} = \frac{N}{V} \sigma_t dx$$

La atenuación específica  $\gamma$  es igual a:

$$\gamma = \frac{dS}{S dx} = \frac{N}{V} \sigma_t$$

Si las partículas no son idénticas, y en particular si son esféricas con radio  $a$  entre  $a_0$  y  $a_1$ , el producto  $N\sigma$  puede ser remplazado por la expresión:

$$\int_{a_0}^{a_1} N(a) \sigma(a) da$$

donde  $N(a) da$  representa el numero de partículas con un radio entre  $a$  y  $(a+da)$ ;

Cálculos teóricos hacen la suposición que el campo de esparcimiento fuera de la partícula y el campo interno son producidos por oscilaciones electromagnéticas inducidas en la partícula por la onda incidente. Estos campos pueden ser considerados como la suma de campos multipolares, por ejemplo de campos eléctricos y magnéticos con  $2n$  polos ( $n=1$  corresponde al caso dipolo).

Los cálculos son difíciles para partículas esféricas. Se encuentra que la partícula más pequeña se toma con respecto a la longitud de onda, esta partícula es el máximo numero  $n$  a ser considerado. En particular, si se limita la expansión a términos en  $(D/\lambda)^6$ , donde  $D$  es el diámetro de la partícula, se necesita únicamente considerar los términos eléctrico y magnético que corresponden a  $n=1$ , y el termino magnético corresponde a  $n=2$ . La expresión para  $\sigma_t$  toma la siguiente forma:

$$\sigma_t = \frac{\lambda^2}{2\pi} \left( \frac{\pi D}{\lambda} \right)^3 \left[ C_1 + C_2 \left( \frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 + C_3 \left( \frac{\pi D}{\lambda} \right)^3 \right]$$

Los coeficientes  $C$  dependen de las características eléctricas (permitividad y conductividad) de las partículas.  $C_1$  y  $C_2$  son cero por cero conductivas. Los primeros dos términos son por lo tanto debidos principalmente a la absorción. El término  $C_3$  es igual a:

$$C_3 = \frac{4}{3} \operatorname{Re} \left( \frac{\eta - 1}{\eta + 2} \right)^2$$

Donde  $\eta$  es el índice complejo de refracción de la partícula:

$$\eta = \epsilon - j60\sigma\lambda$$

Por lo tanto es claro que  $C_3$  existe aun para partículas dieléctricas, y es asociado con el esparsamiento.

Si las partículas son esféricas, la atenuación no depende de la polarización de la onda.

*Atenuación por gotas de agua de diámetro conocido*

Si se aplican estas consideraciones para casos donde las partículas son gotas de lluvia, se obtienen los siguientes resultados.

- a) Si  $D/\lambda$  es extremadamente pequeño, por ejemplo en la neblina, nubes o lluvia extremadamente fina, para frecuencias más bajas a 50 MHz, únicamente se debe tomar en cuenta el coeficiente  $C_1$ ; por lo tanto es claro que la sección de cruce es proporcional a  $D^3$ , por ejemplo el volumen de la gota, o la masa del agua. Esta propiedad aplica aun en casos donde existe una distribución de varios diámetros de gotas, ya que son muy pequeñas. Consecuentemente, la atenuación específica debido a nubes o lluvia extremadamente fina depende solo del agua contenida por la atmósfera, medida en  $g/m^3$ . La teoría muestra, además, que el coeficiente  $C_1$  es proporcional para propósitos prácticos a la frecuencia en un muy ancho rango de frecuencias, particularmente en temperaturas que no son muy bajas. Consecuentemente, la atenuación es aproximadamente proporcional al cuadrado de la frecuencia.
- b) Si  $D/\lambda$  no es muy pequeña, pero es aun significativamente menor a 1, el cual es el caso para una caída de lluvia moderada en frecuencias entre 3 y 20 GHz, se tiene que tomar en cuenta particularmente los términos  $C_2$  y  $C_3$ . La teoría muestra que, arriba de los 20 GHz,  $C_2$  es aproximadamente proporcional a la frecuencia y  $C_3$  es constante. Por la influencia del diámetro de la gota, se tiene una función de  $D^3$  para el término  $C_2$ , y una función de  $D^6$  para el término  $C_3$ .
- c) Si  $D/\lambda$  es mucho mayor a 1, el cual es el caso de una fuerte lluvia en frecuencias arriba de los 20 GHz, o una lluvia moderada en frecuencias mayores a los 50 GHz. Se puede predecir que la sección de cruce efectivo de gotas de lluvia se para de incrementar y que tiende hacia la área geométrica aparente. Como la lluvia esta compuesta por gotas de distintos diámetros, se encuentra que la atenuación específica alcanza un máximo aproximado en los 200 GHz y se luego disminuye.

*Atenuación por lluvia uniforme de intensidad conocida*

Si una distribución particular de diámetros de gotas de lluvia se elige, y si la velocidad límite de las gotas como función de su diámetro es conocida, se puede deducir el número y diámetro de gotas por unidad de volumen. Tomando la suma de los efectos de todas estas gotas, se puede deducir la atenuación específica, generalmente expresada en dB/km.

Para la velocidad límite de la gota, generalmente se usa la relación desarrollada por Jun y Kinzer, y para la distribución de diámetros, usualmente se adopta el modelo de Laws y Parson o el de Marshall y Palmer, ambos dan un resultado similar.

La siguiente figura 2.3.26 se basa en la distribución de Laws y Parson, dando las principales curvas de atenuación como una función de la intensidad de lluvia y de la frecuencia.

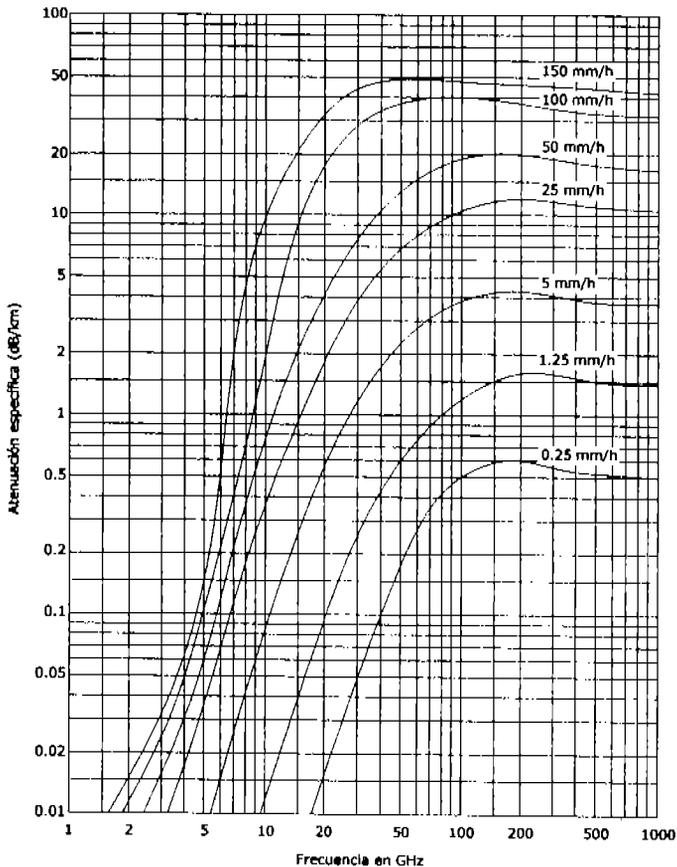


Figura 2.3.27 Atenuación específica debida a la lluvia.

Para calcular la atenuación la siguiente relación empírica también se puede utilizar:

$$\gamma = KR^\alpha$$

Donde  $\gamma$  es la atenuación específica en dB/km y R es la intensidad de caída de lluvia en mm/h. K y  $\alpha$  son dos coeficientes que son funciones de la frecuencia.

La ventaja de esta relación es que es simple, y es relativamente exacta para el rango de valores de atenuación usados en las aplicaciones prácticas.

#### Atenuación debido a la nieve y el granizo

El agua en forma de hielo causa muy poca atenuación. Consecuentemente, desvanecimientos debido a la nieve o el granizo depende principalmente a la proporción de agua líquida que se encuentre. Por lo cual no es un problema significativo en un enlace de comunicación.

### 2.3.7. Efectos de la ionosfera para transmisiones espaciales

Debido a que los enlaces satelitales se establecen con cuerpos en movimiento o son utilizados para mediciones, ciertos efectos de refracción pueden ser precisamente conocidos para poder hacerse las correcciones necesarias (ángulo de arribo, retardo de propagación, efecto Doppler, etc.).

#### *Variaciones en la dirección*

Debido a la curvatura de la trayectoria por causa de la refracción, la radio dirección de un satélite no es exactamente el mismo que su dirección geométrica. La diferencia entre las dos es expresada como la diferencia:  $\varphi_0 - \varphi_1$ . Si el satélite se encuentra muy lejos, se puede ver en la siguiente figura que la diferencia es casi exactamente igual a la diferencia:  $\alpha - \alpha_0$ . Y utilizando algunas ecuaciones e identidades podemos llegar a esta aproximación:

$$\alpha - \alpha_0 \approx \frac{n_0 - 1}{\tan \varphi_0}$$

Mucha de la frecuencia utilizable puede usar esta fórmula, como no requiere un conocimiento del perfil del índice de refracción de la atmósfera, únicamente del valor del índice de refracción en la superficie de la tierra. Además para ángulos de elevación mayores a  $20^\circ$  da una aproximación adecuada.

Para ángulos de elevación más pequeños, particularmente si se aproximan al rango de operación de radio que tienen que ser llevados a cabo, se necesita saber el perfil del índice de refracción para la atmósfera, cada vez más próximo conforme el ángulo de elevación cae.

#### *Retardo, tiempo de propagación y errores de distancia*

Como los enlaces satelitales son generalmente muy largos, el tiempo de propagación alcanza altos valores que algunas veces causa dificultades para enlaces de dos caminos. Por ejemplo, el tiempo de propagación para un viaje de regreso de la tierra a un satélite geostacionario es alrededor de 0.25s, por lo cual se requieren aparatos especiales necesariamente para comunicaciones por teléfono con satélite.

Para satélites cercanos a la superficie de la tierra, el problema no es la longitud del retardo sino la exactitud con la que se conoce el retardo. El tiempo de propagación para ondas que viajan entre un satélite y la tierra no son más largas que para el espacio abierto por dos razones:

1. La trayectoria no sigue una línea recta: la consecuencia es que se incrementa la longitud de la trayectoria que es pequeña y puede ser no tomada en cuenta excepto para ángulos de elevación por debajo de unos cuantos grados.
2. La velocidad de la onda es escasamente más baja que en el vacío, produciendo un aparente incremento de la trayectoria dado por la relación:

$$\Delta L = \int_0^R (n - 1) ds$$

s será la abscisa de la curva en la trayectoria y R la distancia del satélite, la cual puede ser tomada como infinita para el propósito del cálculo, como los efectos atmosféricos no solo afectan los primeros kilómetros.

Como la trayectoria real no se desvía mucho de una línea recta con ángulo de elevación  $\varphi_0$  ya que  $\varphi_0$  es mayor a unos cuantos grados:

$$\Delta L = \int \frac{(n-1)}{\text{sen}\phi_0} dh$$

donde  $h$  es la altura vertical. Un valor aproximado de  $\Delta L$  puede ser obtenido asumiendo que la atmósfera es exponencial:

$$n-1 = (n_0 - 1)e^{-bh}$$

donde  $b$  es una escala de altura asociada con  $n_0$  y con su gradiente vertical cercano a la superficie de la tierra por la relación:

$$b = \frac{(dn/dh)_0}{n_0 - 1}$$

Bajo estas condiciones, se tiene como resultado:

$$\Delta L = \frac{(n_0 - 1)^2}{(dn/dh)_0 \text{sen}\phi_0}$$

Esta relación es una buena aproximación ya que la variación de  $n$  cerca de la tierra no es muy irregular.

#### 2.4. Propagación por esparcimiento troposférico

Las comunicaciones más allá del horizonte en el rango de VHF y mayores frecuencias son posibles porque una pequeña porción de la señal transmitida es esparcida por pequeños cambios en el índice de refracción del aire, y por polvo, nubes, y naturalmente por otras partículas que se encuentran en la troposfera. Los rangos normales para estaciones bien equipadas se proveen en los sumarios de propagación de cada banda, en donde se indican las máximas distancias que comúnmente se trabajan vía esparcimiento troposférico.

La máxima distancia teórica con la que se puede trabajar vía esparcimiento troposférico se limita por la distancia de línea de vista entre dos estaciones que se encuentran en la misma región de esparcimiento de la troposfera.

En la práctica, las trayectorias del esparcimiento troposférico son más cortas que 310 km, y las pérdidas en las trayectorias esparcidas aumentan con la frecuencia. El esparcimiento puede utilizarse a cualquier hora o en cualquier estación del año. El clima afecta la eficiencia del esparcimiento, pero sus efectos son casi imposibles de predecir sobre cualquier trayectoria dada.

#### 2.5. Propagación por esparcimiento en meteoritos

Enlaces entre 310 y 808 km de distancias se pueden llevar a cabo en Frecuencias entre 50 a 432 MHz vía reflexiones de los rastros ionizados por meteoros debido a que ellos viajan a través de la ionosfera. La energía cinética de meteoros no mayores a una semilla, y muy comúnmente del tamaño de granos de arena, es suficiente para ionizar una columna de aire mayor a 7.5 km de largo en la capa. Las partículas se evaporan por si mismas y nunca alcanzan a llegar a la tierra, pero la columna ionizada puede persistir por unos pocos segundos a un minuto o más antes de desaparecer. Este tiempo es suficiente para llevar a cabo muy breves enlaces por reflexión en los

rastros ionizados. Cientos o miles de meteoros entran a la atmósfera terrestre todos los días, pero relativamente pocos tienen el tamaño requerido, la velocidad y la orientación a la tierra para que se pueda llevar a cabo la propagación por esparcimiento en meteoros.

Señales de radio en el rango de 30 a 100 MHz son reflejadas mejor por rastros de meteoros, haciendo a la banda de los 50 MHz la principal para trabajar con esparcimiento por meteoros. Las primeras horas de la mañana son las más productivas. Los enlaces por esparcimiento en meteoros en frecuencias de 144 MHz y mayores son más difíciles por la potencia de la señal reflejada y su duración disminuye al incrementar la frecuencia. Un rastro de meteoro que provee 30 segundos de comunicación en 50 MHz solo provee 3 segundos en 144 MHz y menos de 1 segundo en 432 MHz.

El esparcimiento en meteoros es mejor durante Julio y Agosto porque el promedio de meteoros que entran en la atmósfera terrestre tiene un máximo en estos meses. La aparición de un meteoro ocurre cuando la tierra pasa a través de una corriente densa de partículas. El mayor número de apariciones son relativamente consistentes año con año.

Los meteoros proveen solo rápidos momentos de comunicación aun durante uno de los mayores momentos de sus apariciones, especialmente en 144 MHz y frecuencias mayores, técnicas especiales de operación se usan en algunas ocasiones para incrementar la probabilidad de completar un enlace.

## 2.6. Modos de propagación irregular

### 2.6.1. Modulación cruzada ionosférica

En 1934, después de poner en servicio un transmisor de potencia de onda larga (Radio Luxemburgo), se descubrió que las ondas reflejadas por la ionosfera en la región del transmisor fueron escasamente moduladas por él. Por este motivo el este efecto fue llamado en un principio "efecto Luxemburgo".

Se puede asumir que en un punto dado en la ionosfera el promedio de trayectorias libres de electrones es independiente de su velocidad y, consecuentemente, la frecuencia de colisión crece en proporción a la velocidad de los electrones. Esto significa que la atenuación de la onda debido a las pérdidas de energía por colisión también se incrementa proporcionalmente con esta velocidad.

Siendo  $v_0$  la frecuencia media de colisión en la ausencia de cualquier onda. Si una onda esta siendo propagada en la ionosfera, su campo eléctrico  $E(t)$  da a los electrones una velocidad suplementaria y consecuentemente la frecuencia de colisión llega a ser una función  $v(t)$ . Si la onda es modulada, la función  $v(t)$  puede no seguir las variaciones sinusoidales de  $E(t)$  debido a la inercia específica del medio. Por lo tanto simplemente toma un valor medio  $v$  escasamente mayor que  $v_0$ . Existe por lo tanto un incremento en la absorción debido al paso de una onda, pero el efecto es muy pequeño.

Si la onda de radio es modulada en amplitud en una suficientemente baja frecuencia (frecuencias acústicas), la amplitud  $E(t)$  incluye una componente en esta frecuencia, y  $v(t)$  puede seguir estas variaciones. El efecto por lo tanto es como si la atenuación variara en ritmo con la modulación. Este fenómeno tiene 2 consecuencias.

1. Si solo una onda modulada es propagada, entonces, como la atenuación del medio incrementa el pico de modulación, el factor de modulación se reduce.
2. Si dos ondas de muy diferente amplitud están siendo propagadas, la onda con la mayor amplitud modula la atenuación debido al medio en ritmo con su propia modulación. La amplitud de la segunda onda por lo tanto sufre esta modulación de amplitud que adiciona a su propia modulación. Este fenómeno de interferencia es llamado *modulación cruzada ionosférica*. Es claro que la modulación cruzada se incrementa no solo con la potencia del transmisor sino también con la atenuación del medio. Es por lo tanto particularmente

significante con ondas kilométricas y hectométricas (LF y MF) la reflexión de la región D de la ionosfera. El campo magnético de la tierra también juega un importante papel.

### **2.6.2. Propagación ionosférica irregular en HF**

La propagación ionosférica irregular en HF ocurre cuando existe un esparcimiento en la ionosfera, también conocido como esparcimiento lateral que es usado por el hecho de que las ondas pueden ser bien recibidas afuera del círculo que contienen al transmisor y al receptor. Este fenómeno, que ocurre en frecuencias que son normalmente reflejadas, puede deberse a frentes de igual ionización o a que la superficie de la tierra no es perfectamente esférica.

### **2.6.3. Propagación por región F en VHF**

Para frecuencias arriba de los 50 MHz se pueden propagar a través de la ionosfera por medio de reflexiones en la capa F específicamente en la capa  $F_2$ . La MUF de las reflexiones en la capa  $F_2$  alcanza como máximo los 70 MHz en los años que existe un aumento del ciclo de manchas solares, logrando hacer útil parte de la banda de VHF para este tipo de comunicaciones. La distancia de los saltos en 50 MHz es usualmente de 1119 km y 1554 km. La MUF puede exceder los 50 MHz durante un periodo de de 3 años. La MUF toma en cuenta las estaciones del año, los días y los ciclos de las manchas solares. La MUF puede superar los 50 MHz solo durante otoño e invierno. Los enlaces de 50 MHz por la capa  $F_2$  son generalmente completados solo en trayectorias donde existe la luz de día, ya que la MUF decae después de la puesta de sol.

### **2.6.4. Propagación por región E esporádica**

La capa de reflexión significativamente irregular, desde el punto de vista de la propagación en HF, es la capa E esporádica. A pesar de lo que su nombre implica, estas capas son totalmente comunes. Una teoría es que  $E_s$  ocurre como un resultado de ionización del viento a una gran altura en presencia del campo magnético de la tierra. Otra teoría es que las capas  $E_s$  son parches delgados de iones de larga vida (primariamente metálicos) que se desprenden de meteoros que pasan a través de la atmósfera, y que se forman en pequeñas capas debido a la acción de sistemas de marejadas de viento. Capas de iones de sodio producidos por mecanismos similares comúnmente aparecen en un rango de altura de 90 km. Debido a que las tasas de recombinación de iones metálicos son extremadamente bajas en la ionosfera, estas capas delgadas pueden persistir por muchas horas antes de ser neutralizadas por recombinación y dispersadas por difusión y son más comúnmente observadas en la noche cuando las densidades del fondo son más bajas, las últimas áreas de  $E_s$  persisten únicamente unas pocas horas, y se mueven rápidamente bajo la influencia de patrones de viento a grandes alturas. Distintos tipos de  $E_s$  tienen diferentes características y mecanismos de producción, son encontrados en las zonas de aurora y, en una altura de cerca de 150 km, en las latitudes bajas y medias ecuatoriales. Ellas comparten las comunes características de todos los fenómenos de la capa E, su aparición no es predecible, y todas ellas tienen un efecto de las comunicaciones en HF. Cuando  $E_s$  ocurre, produce un efecto marcado en la geometría de las trayectorias de radio propagación que normalmente se lleva a cabo en las capas más altas. Su densidad pico puede algunas veces superar al de la mayor altura de la capa F. Cuando esto ocurre, estas capas pueden reflejar ondas incidentes de HF en alturas mucho menores y prevenir reflexiones de la capa F, con lo cual se reduce el rango de transmisión. Aunque la aparición de  $E_s$  no es predecible, puede ser usada obteniéndose grandes ventajas cuando se conoce su presencia. Ha sido encontrado que cerca del ecuador,  $E_s$  ocurre principalmente durante el día y presenta pequeñas variaciones temporales. Por causa de contrastes, en la zona de aurora,  $E_s$  es principalmente durante de la noche pero presenta también pequeñas variaciones. En latitudes medias de cualquier forma, la

aparición de E, es dominada a ambas variaciones temporales y diurnas y es más prevalente en verano.

### 2.6.5. Esparcimiento ionosférico en VHF

El esparcimiento ionosférico en VHF se encuentra sobre frecuencias que no son normalmente reflejadas, y particularmente entre 30 y 60 MHz. Esto parece ser producido por dos causas; ionización meteórica y turbulencia en la parte mas baja de la ionosfera en 85 km de altura. Las turbulencias se incrementan con la ionización, y por lo tanto con el ángulo de elevación del sol. Los esparcimientos alcanzan un mínimo alrededor de las 9:00 pm (tiempo local) debido a que la ionización meteórica y la ionización con la atmósfera son bajas.

En general, el nivel recibido por esparcimiento tiene un nivel máximo en el tiempo del solsticio y un mínimo en los equinoccios. Es reforzado por bruscas turbulencias ionosféricas debido al incremento de la ionización en las capas más bajas.

En cuanto a las rápidas fluctuaciones en el nivel recibido son motivos de preocupación, se observa el mismo fenómeno para el esparcimiento troposférico: la correlación entre los valores recibidos en dos puntos separados decrece en cuanto estos puntos se mueven aparte, haciendo eficiente una diversidad de posibles recepciones, usando una separación de 20 longitudes de onda en una dirección perpendicular a la trayectoria de propagación. También existe un fenómeno de degradación en la ganancia de la antena con marcada limitación de la ganancia efectiva de la antena. La ganancia puede con dificultades únicamente exceder 15 dB. De la misma forma, el ancho de banda útil no puede ser mayor a unos pocos kHz.

Las transmisiones por esparcimiento ionosférico fueron usadas entre 1950 y 1970 para canales telegráficos y canales de transmisión de datos de alta confiabilidad sobre distancias de 800 a 20000 km, en particular para aplicaciones militares. También se intento hacer sistemáticamente uso de rastros meteoritos usando un receptor auxiliar el cual pusiera en funcionamiento la modulación del transmisor solo en los momentos donde se detectara la presencia de un rastro ionizado. Estos sistemas ahora son muy poco usados.

### 2.6.6. Esparcimiento por lluvia

El esparcimiento por lluvia es un caso espacial del esparcimiento troposferico que se lleva a cabo en el rango de 1296 MHz a los 10 GHz. Los interesados en la señal solamente apuntan sus antenas hacia un área común de lluvia. Una cierta porción de la energía de la señal de radio frecuencia es esparcida por las gotas de lluvia, haciendo posible enlaces sobre el horizonte u obstruyendo trayectorias, aunque con baja potencia. El rango teórico para esparcimiento por lluvia es mayor a 248 km, pero la experiencia de algunos amateurs en la banda de microondas sugiere que el rango es menor a 62 km. El granizo y la nieve hacen menos eficiente el esparcimiento por lo que entorpece que se lleven a cabo este tipo de enlaces.

### 2.6.7. Reflexión en aviones

Una interferencia es el efecto de una energía no deseada, debida a una o varias emisiones, radiaciones o inducciones sobre la recepción de un sistema de radiocomunicación, que se manifiesta como degradación de la calidad, falseamiento o perdida de la información que se podría obtener en ausencia de esta energía no deseada. Y compromete el funcionamiento de servicios de radionavegación y de seguridad e interrumpe o impide el de radiocomunicación.

Muchas de estas interferencias o rezagos en la comunicación se deben a un fenómeno particular que se va dando en los aviones al cual se le conoce como reflexión de aviones.

Las bandas de frecuencias específicas del servicio aeronáutico, por ejemplo, son: 2850-3155, 4650-4750, 8815-9040...

Las que mejor se oyen son las emisoras de los aviones, ya que, aunque menos potentes, están mejor situadas para que las ondas lleguen bien. Para el caso en el que en las zonas de población muy densa, las comunicaciones aeronáuticas son más cortas al haber más estaciones en tierra y se hacen en frecuencias de VHF (AIR de 118-135 MHz.). Las bandas de frecuencia preferentes durante el día son las de 8, 11 y 13 MHz. Y durante la noche las de 4,5 y 5 MHz.

Otras de las fuentes más comunes es la utilización de bandas de frecuencia adyacentes a las bandas aeronáuticas, en que existen en funcionamiento sistemas de radiocomunicaciones que utilizan señales de potencia relativamente alta. Un ejemplo es el uso de la banda 100-108 MHz por el servicio de radiodifusión FM que puede provocar interferencia a un sistema de aterrizaje por instrumentos (ILS) este sistema le indica al piloto el rumbo de la pista y el ángulo de descenso que debe tomar para aterrizar en el aeropuerto. El sistema consta de dos equipos uno al final de la pista llamado Localizador, que le indica al piloto el eje de la pista, ésta parte trabaja en la banda de VHF. El otro equipo se encuentra en el umbral de la pista y se llama Trayectoria de planeo. Le envía la señal con un ángulo de 3 grados que es la forma correcta con la cual descienden para poder aterrizar de una forma segura, este equipo trabaja en la banda de UHF.



Figura 2.6.1 Reflexión en aviones

Los datos que caracterizan el canal (frecuencia óptima de transmisión, ángulo de elevación, tiempo de retardo y altura máxima de reflexión) constituyen la información básica que debe ser introducida en el equipo transmisor de la señal HF. Por ello las empresas aeronáuticas deben de conocer los lugares de transmisión estratégica militar para no impedir su comunicaciones, así mismo la reflexiones que presentan los aviones en el espacio no presentan un riesgo ni corte con importancia solamente dan en la región afectada una cierta parte de la información temporal que el avión crea.

La caracterización del canal es la primera parte de una técnica más amplia que hora local, época del año, y actividad solar.

Actualmente se continúa con el diseño y construcción de un equipo digital capaz de transmitir utilizando técnicas de espectro ensanchado

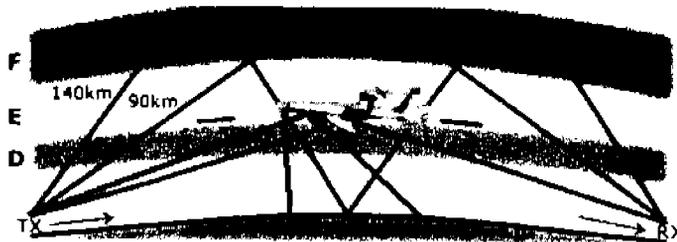


Figura 2.6.2 Transmisión de ondas electromagnéticas mediante rebotes en aviones

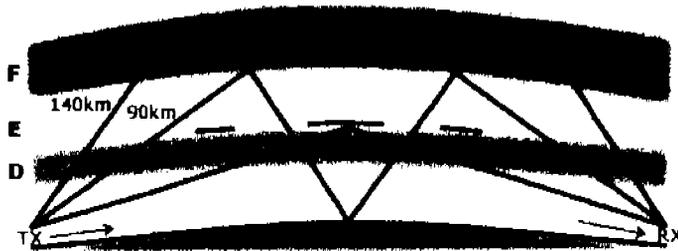


Figura 2.6.3 Transmisión de ondas electromagnéticas mediante rebotes en las capas E y F de la ionosfera.

El empleo de las comunicaciones HF es una técnica mucho más barata que el uso de satélites y resulta particularmente útil cuando las características de los mensajes priorizan la fiabilidad de la recepción y la confidencialidad de la información frente a su cantidad. Por ello este sistema puede ser muy útil para los Ministerio de Asuntos Exteriores y Defensa, Instituciones como Protección Civil y para las comunicaciones con barcos pesqueros, aviones, zonas de emergencia, etc.

## Capítulo 3. Consideraciones Básicas para Radioenlaces

---

### 3.1. Antenas

#### 3.1.1. Ganancia

Para una antena transmisora, el termino ganancia se define como la relación que debe existir entre la potencia necesaria a la entrada de una antena de referencia sin pérdidas y la potencia suministrada a la antena en cuestión, para que ambas antenas produzcan, en una dirección dada la misma intensidad de campo o la misma densidad de potencia, a la misma distancia.

La ganancia de una antena generalmente se expresa en decibeles [dB], salvo que se indique lo contrario, la ganancia esta referida a la dirección de máxima radiación de la antena. Eventualmente, puede tomarse en consideración la ganancia para una polarización específica.

Según la antena de referencia elegida, se hace distinción entre:

a) Ganancia absoluta e isotrópica ( $g$ , ó  $G_i$ )

El método de referencia más empleado para determinar la ganancia es una antena isotrópica aislada en el espacio. La antena isotrópica es una antena hipotética que se considera que no tienen pérdidas y que la potencia que se le suministra es radiada uniformemente en todas las direcciones (figura 3.1.1).

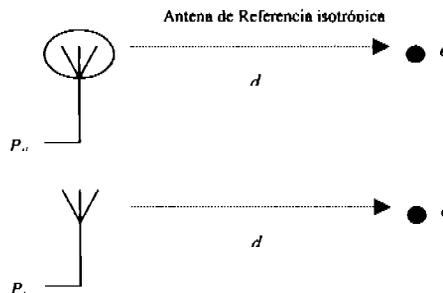


Figura 3.1.1 Ganancia Absoluta de una Antena

$$g_i = \frac{P_{ii}}{P_i}$$

$$G_i = 10 \log g_i = 10 \log \left[ \frac{P_{ii}}{P_i} \right] \quad [dB_i]$$

- a.1) Potencia isotrópicamente radiada equivalente *p.i.r.e.* (*e.i.r.p.* en inglés)  
 Producto de la potencia suministrada a la antena por su ganancia relativa a una antena isotrópica es una dirección dada:

$$p.i.r.e. (e.i.r.p.) = g_i P_i \quad [mW, W, kW]$$

$$P.J.R.E. (E.I.R.P) = G_i + P_{i,em} \quad [dBm, dB, dBk]$$

- b) Ganancia relativa a un dipolo de media longitud de onda ( $g_d$  ó  $G_d$ )  
 Para este tipo de ganancia la antena de referencia es un dipolo de media longitud de onda aislado en el espacio cuyo plano ecuatorial contienen la dirección dada (figura 3.1.2).

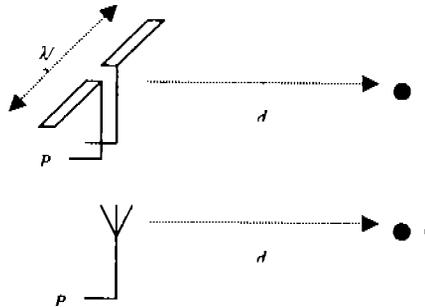


Figura 3.1.2 Ganancia relativa a un dipolo de media longitud de onda

$$g_d = \frac{P_{id}}{P_i}$$

$$G_d = 10 \log g_d = 10 \log \left[ \frac{P_{id}}{P_i} \right] \quad [dB_d]$$

- b.1) Potencia radiada aparente *p.r.a.* (*e.r.p.* en inglés)  
 Producto de la potencia suministrada a la antena por su ganancia relativa a un dipolo de media onda en una dirección dada:

$$p.r.a. (e.r.p.) = g_d P_i \quad [mW, W, kW]$$

$$P.R.A. (E.R.P.) = G_d + P_{i,em} \quad [dBm, dB, dBk]$$

- c) **Ganancia relativa a una antena vertical corta ( $g$ , ó  $G_r$ )**  
 Para este tipo de ganancia la antena de referencia es una antena vertical corta más pequeña que un cuarto de longitud de onda normal a un plano conductor que contiene la dirección dada.

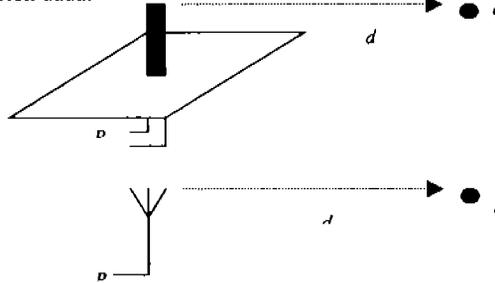


Figura 3.1.3 Ganancia relativa a una antena vertical corta

$$g_v = \frac{P_{lv}}{P_t}$$

$$G_v = 10 \log g_v = 10 \log \left[ \frac{P_{lv}}{P_t} \right] \quad [dB_v]$$

- c.1) **Potencia radiada aparente relativa a una antena vertical corta, p.r.a.v.**  
 Producto de la potencia suministrada a la antena por su ganancia relativa a una antena vertical corta en la dirección dada:

$$p.r.a.v. = g_v p_t \quad [mW, W, kW]$$

$$P.R.A.V. = G_v + P_{t_{dB}} \quad [dBm, dB, dBk]$$

Dado que la ganancia isotrópica:

- de un dipolo de media longitud de onda es:  
 $g_{\text{dipolo}} = 1.65 \quad G_{\text{dipolo}} = 2.15 \quad [dBi]$
- de una antena vertical corta es:  
 $g_{\text{vertical}} = 3.00 \quad G_{\text{vertical}} = 4.80 \quad [dBi]$

Las relaciones entre la ganancia isotrópica con las ganancias con respecto a un dipolo y una antena vertical corta son:

$$g_d = \frac{g_t}{1.65} \quad \text{ó} \quad G_d = G_t - 2.15$$

$$g_v = \frac{g_t}{3.00} \quad \text{ó} \quad G_v = G_t - 4.80$$

Estas relaciones pueden emplearse en aquellas antenas donde sea adecuado y posible hacerlo.

Un radiador isotrópico es usualmente adoptado como referencia en microondas y en HF, y un dipolo de media onda es adoptado en VHF y UHF, donde este tipo de antena es conveniente para una implementación práctica. Una antena vertical corta sobre un plano conductor es una referencia apropiada en MF y frecuencias menores donde la propagación por onda de tierra. A continuación se muestra una tabla con la ganancia de las principales antenas de referencia.

Antena de referencia	$g_i$	$G_i(\text{dB})$
Isotrópica en espacio libre	1	0
Dipolo Hertziano en espacio libre	1.5	1.75
Dipolo de media onda en espacio libre	1.64	2.15
Dipolo Hertziano, o monopolo vertical corto, en un plano conductor perfecto	3	4.8
Monopolo de cuarto de onda en un plano conductor perfecto	3.3	5.2

Tabla 3.1.1 Ganancia de antenas típicas de referencia

### 3.1.2. Patrón de radiación

El patrón de radiación de una antena está definido como "una función matemática o una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena como una función de las coordenadas espaciales. En la mayoría de los casos, el patrón de radiación es determinado en la región de campo lejano y es representado como una función de las coordenadas direccionales. Las propiedades de radiación incluyen densidad de flujo de potencia, intensidad de radiación, intensidad de campo, fase de directividad o polarización". La propiedad de radiación más importante es la distribución espacial en dos o tres dimensiones de energía radiada como una función de la posición de observación a lo largo de una trayectoria o superficie de radio constante. Un sistema de coordenadas correctamente elaborado se muestra en la figura 3.1.4. Un dibujo de la potencia recibida en un radio constante se conoce como *patrón de potencia*. Por otro lado, un gráfico de la variación espacial del campo eléctrico o magnético a lo largo de un radio constante es llamado *patrón de campo*.

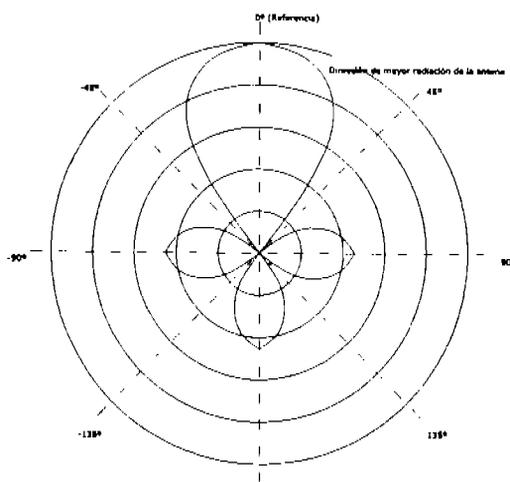


Figura 3.1.4 Patrón de radiación de una antena

### 3.1.2.1. Patrón isotrópico, direccional y omnidireccional

Un radiador isotrópico es definido como “una antena hipotética sin pérdidas que da una radiación igual en todas las direcciones”. Aunque es ideal y no se puede realizar, es tomada como referencia para expresar las propiedades directivas de las antenas actuales. Una antena direccional: “toma las propiedades de radiación o recepción de las ondas electromagnéticas más eficientemente en algunas direcciones que otras. Este término es usualmente aplicado a una antena la cual su máxima directividad es significativamente mayor que la de un dipolo de media onda”. El patrón omnidireccional es “tener un esencialmente no direccional patrón en un plano dado y un patrón direccional en cualquier plano ortogonal”. Por lo tanto un patrón omnidireccional es un tipo especial de un patrón direccional. Este tipo de patrón se muestra en la figura 3.1.5.

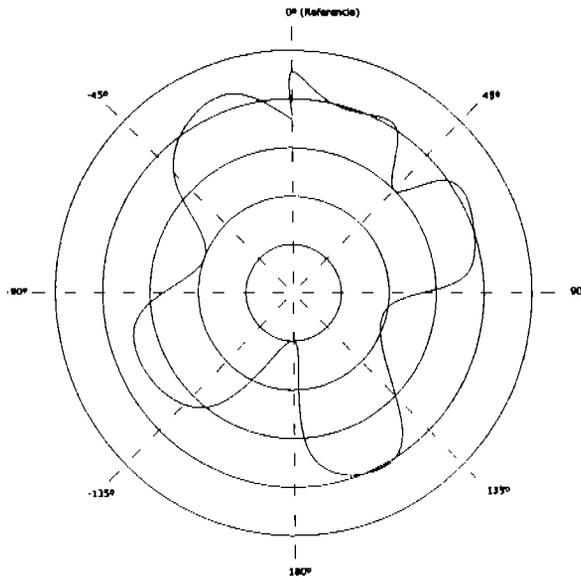


Figura 3.1.5 Patrón de radiación omnidireccional de una antena

### 3.1.2.2. Planos principales

Para una antena polarizada linealmente, su funcionamiento se describe en términos de sus principales planos E y H. El plano E se define como “el plano que contiene el vector de campo eléctrico y la dirección de máxima radiación”, y el plano H como “el plano que contiene el vector de campo magnético y la máxima dirección de radiación”.

### 3.1.2.3. Lóbulos del patrón de radiación

Un lóbulo de radiación es una "porción del patrón de radiación limitado por regiones de relativamente débil intensidad de radiación", los lóbulos pueden ser clasificados en mayor o principal, menor, lateral y trasero.

Un lóbulo mayor se define como "el lóbulo de radiación que contiene la dirección de máxima radiación". Un lóbulo menor es cualquier lóbulo con excepción del mayor. Un lóbulo lateral es "un lóbulo que radia en cualquier otra dirección que el lóbulo proyectado". (Usualmente un lóbulo lateral es adyacente al lóbulo principal o mayor y ocupa el hemisferio en la dirección del rayo principal). Un lóbulo trasero es "un lóbulo de radiación el cual sus ejes hacen un ángulo de aproximadamente  $180^\circ$  con respecto al rayo de la antena". Usualmente el lóbulo menor se refiere al que ocupa el hemisferio en dirección opuesta a la del lóbulo principal. A continuación tenemos un patrón de radiación el cual nos muestra los distintos tipos de lóbulos figura 3.1.6.

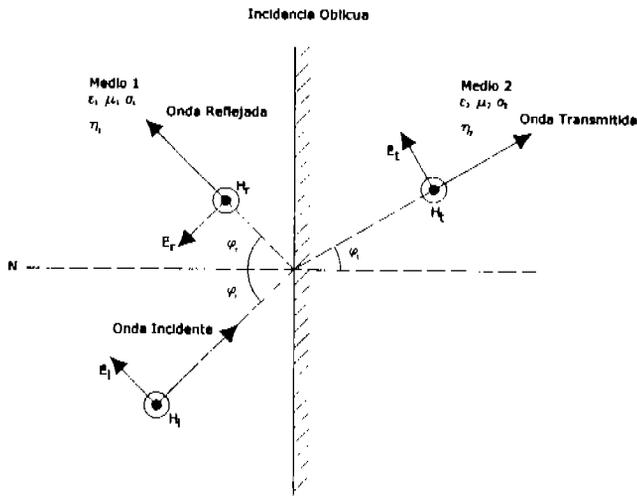


Figura 3.1.6 Lóbulos del patrón de radiación de una antena

### 3.1.2.4. Directividad

En la versión de 1983 de la IEEE Estándar definitions of terms for antennas, se realizó un cambio a la definición de la versión de 1973. Básicamente el nuevo término de *directividad* de la versión de 1983 ha sido usado para remplazar el término de ganancia directiva de la versión vieja de 1973. En la nueva versión de 1983 el termino ganancia directiva ha sido desaprobado. *Directividad de una antena* se define como "la razón entre la intensidad de radiación en una dirección dada de la antena y la intensidad de radiación promediada en todas las direcciones. La intensidad de radiación promedio es igual a la potencia total radiada por la antena dividida por  $4\pi$ . Si la dirección no se especifica, se emplea la dirección de máxima intensidad de radiación". Para la directividad de una fuente no isotrópica se calcula como la razón de su intensidad de radiación en una dirección dada sobre la de una fuente isotrópica. De forma matemática:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}}$$

Si no se especifica la dirección, implica la dirección de máxima intensidad de radiación (máxima directividad) expresada como

$$D_{max} = D_0 = \frac{U|_{max}}{U_0} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}}$$

D = directividad (sin dimensiones)

D<sub>0</sub> = directividad máxima (sin direcciones)

U = intensidad de radiación (W/unidad de ángulo sólido)

U<sub>max</sub> = intensidad de radiación máxima (W/unidad de ángulo sólido)

U<sub>0</sub> = intensidad de radiación de una fuente isotrópica (W/unidad de ángulo sólido)

P<sub>rad</sub> = potencia total radiada (W)

### 3.1.3. Polarización

Una onda electromagnética tendrá una polarización característica, usualmente descrita por el plano del campo eléctrico. Para antenas lineales en espacio libre el plano de polarización corresponderá al plano que contenga a los elementos de radiación eléctrica de la antena.

*Polarización de una antena* en una dirección dada se define como "la polarización de la onda transmitida (radiada) por la antena. Es importante saber que cuando no se especifica la dirección, se toma la polarización en la dirección de máxima ganancia". En la práctica, la polarización de la energía radiada varía con la dirección del centro de la antena, por lo que diferentes partes del patrón pueden tener diferentes polarizaciones.

*Polarización de una onda radiada* se define como "la propiedad de una onda electromagnética que describe la variación en el tiempo, dirección y magnitud relativa del vector de campo eléctrico; específicamente, la figura trazada como una función del tiempo por la extremidad del vector en un lugar fijo en el espacio, y el sentido en el cual es trazada, como es observado a lo largo de la dirección de propagación". La polarización entonces es la curva trazada por el punto final de la flecha que representa el campo eléctrico instantáneo. El campo tiene que ser observado a lo largo de la dirección. La figura 3.1.7 nos muestra el dibujo de una función del tiempo.

La polarización de una onda puede ser definida en términos de una onda radiada o recibida por una antena en una dirección dada. La polarización de una onda radiada por una antena en una dirección especificada en un punto en el campo lejano se define como "La polarización del plano de onda el cual es usado para representar la onda radiada en ese punto. En cualquier punto en el campo lejano de una antena la onda radiada puede ser representada por un plano de onda de quien el campo eléctrico de potencia es el mismo para cualquier punto de la onda y la dirección de propagación está en la dirección radial de la antena". Esta es una característica del campo lejano de ondas radiadas por todas las antenas prácticas. La polarización de una onda recibida por una antena se define como la "polarización de un plano de onda, incidente de una dirección dada y teniendo una densidad de flujo de potencia dado, el cual resulta en máxima potencia obtenible en las terminales de la antena".

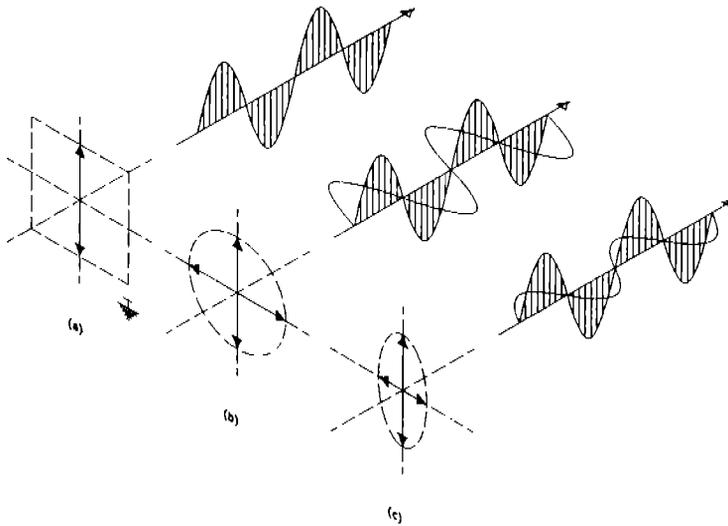


Figura 3.1.7 Polarización de una antena (a) Polarización Vertical (b) Polarización Circular (c) Polarización Elíptica

### 3.1.4. Efectos de la tierra

La proximidad de la tierra no considerada como un conductor perfecto afectará el funcionamiento de una antena. En algunos casos, donde la antena está colocada a varias longitudes de onda arriba de la tierra, puede ser convenientemente consideradas señales directamente de la antena y aquellas que son reflejadas por la tierra o por otras superficies como señales de distintas trayectorias. Cuando la antena es cercana a, o sobre, la tierra no es apropiado considerar como rayos separados y entonces el efecto puede ser tomado en cuenta como un modelo de directividad modificada para la antena, incluyendo la reflexión en la tierra; modificando la apertura efectiva de la antena; o tomando en cuenta el cambio en la resistencia de radiación, etc.

### 3.2. Propagación en espacio libre

Un transmisor con potencia  $P_t$  en el espacio libre, el cual radia isotrópicamente (uniformemente en todas las direcciones), da una densidad de flujo de potencia  $s$  en una distancia  $r$  de:

$$s = \frac{P_t}{4\pi r^2}$$

Usando razones logarítmicas y unidades prácticas,

$$S = -41 + P_t - 20 \log d$$

donde  $S$  es la densidad de flujo de potencia en decibeles relativo a  $1 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ ,  $P_t$  es la potencia en decibeles relativo a  $1 \text{ kW}$  y  $d$  es la distancia en km.

La correspondiente intensidad de campo  $e$  esta dada por:

$$e = \sqrt{120\pi S} = \frac{\sqrt{30 P_t}}{r}$$

Esta relación se aplica cuando la potencia es radiada isotrópicamente.

Un dipolo  $\lambda/2$  tiene una ganancia en su plano ecuatorial de 1.64 (como se mostró en la tabla 3.1.1) y en este caso el campo de potencia es:

$$e \approx \frac{7\sqrt{P_t}}{r}$$

De lo anterior, para la propagación en espacio libre, la intensidad de la señal, o la intensidad de campo, decrece 20 dB por cada década de distancia incrementada, o 6 dB para cada que se duplica la distancia.

### 3.3. Pérdidas de transmisión

La potencia obtenible,  $p_r$ , en una carga que esta conjuntamente en unión a la impedancia de una antena receptora es:

$$p_r = S a_e$$

donde  $a_e$  es la apertura efectiva de la antena, dada por  $\lambda^2/4\pi$  para una antena ideal isotropita de libres pérdidas.

La potencia recibida por una antena isotropita ideal en una distancia  $r$  debida a la potencia  $p_t$  radiada isotropicamente esta dada por:

$$p_r = \frac{P_t}{4\pi r^2} = p_t \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$$

y las perdidas básicas de transmisión en espacio libre es la razón  $p_t/p_r$ .

Las perdidas de transmisión son casi siempre expresadas en términos logarítmicos, en decibeles, y como un valor positivo de atenuación.

$$L_M = 10 \log \left( \frac{P_t}{P_r} \right) = p_t - p_r = 20 \log \left( \frac{4\pi r}{\lambda} \right) \quad \text{ó} \quad L_M = 32.44 + 20 \log f + 20 \log d$$

donde  $f$  esta en MHz y  $d$  esta en km.

El concepto de perdida de transmisión puede ser extendido para incluir los efectos de los siguientes mecanismos en el medio de propagación, y de las antenas y el sistema de radio en uso:

*Perdida de transmisión básica para espacio libre  $L_f$*  relacionado con antenas isotropicas y pérdidas en la propagación;

*Perdidas de transmisión básicas  $L_b$*  incluye el efecto del medio de propagación, ejemplos:

- (a) Pérdida de absorción debida a gases en la atmósfera o en la ionosfera
- (b) Pérdida de difracción debida a la obstrucción de colinas o montañas
- (c) Pérdidas por reflexión
- (d) Esparcimiento debido a irregularidades en el índice de refracción en la atmósfera o en la ionosfera debido a los hidrometeoros
- (e) Apertura al medio acoplado pérdidas o degradación en la ganancia de la antena, lo cual puede ser debido a la presencia de un substancial fenómeno de esparcimiento en la trayectoria
- (f) Pérdida por acoplamiento en la polarización
- (g) Efecto de interferencia de onda entre el rayo directo y los rayos reflejados por la tierra, otros obstáculos o capas atmosféricas

*Perdidas de transmisión  $L$* , la razón, usualmente expresada en decibeles, para un radio enlace entre la potencia radiada por la antena transmisora y la potencia que seria obtenida en la antena receptora si no existían pérdidas en los circuitos de radio frecuencia asumiendo que los diagramas de radiación de la antena se conservan.

Las pérdidas de transmisión pueden ser expresadas por:

$$L = L_s - L_{tc} - L_{rc} \text{ dB}$$

donde  $L_{tc}$  y  $L_{rc}$  son las pérdidas, expresadas en decibeles, en los circuitos de las antenas transmisoras y receptoras respectivamente, excluyendo la disipación asociada con la radiación de la antena.

*Perdidas del sistema  $L_s$* , la razón, usualmente expresada en decibeles, para un radio enlace, de la potencia de entrada de radio frecuencia a las terminales de la antena transmisora y la potencia de la señal de radio frecuencia resultante obtenible en las terminales o la antena receptora.

1. La potencia obtenible es la potencia real máxima que una fuente puede expresar a una carga
2. Las pérdidas del sistema pueden expresarse por:

$$L_s = 10 \log \left( \frac{P_t}{P_a} \right) = P_t - P_a \text{ dB}$$

donde  $p_t$  es la potencia de radio frecuencia de entrada a las terminales de la antena transmisora y  $p_a$  la potencia original de radio frecuencia resultante obtenida en las terminales de la antena receptora.

*Perdidas totales  $L_t$*  es la razón, usualmente expresada en decibeles, entre la potencia suministrada por el transmisor de un enlace de radio y la potencia suministrada al receptor correspondiente en una instalación real, condiciones de operación y propagación.

Es necesario especificar en cada caso los puntos en los cuales la potencia suministrada por el transmisor y la potencia suministrada al receptor son determinadas, por ejemplo:

- Antes o después de los filtros de radio frecuencia o multiplexores que pueden ser empleados en el envío o recepción final
- En la entrada o en la salida de las líneas de alimentación del transmisor y receptor

La relación entre estas razones se muestra en la siguiente figura 3.3.1. Es muy importante el correcto uso de los términos, y las definiciones completas están dadas en la recomendación ITU-R P.341.

*Perdidas de transmisión en la trayectoria de los rayos  $L_t$* , las pérdidas de transmisión para una particular trayectoria de propagación de un rayo, son igual a las pérdidas de transmisión básicas menos las ganancias de las antenas receptora y transmisora en las direcciones de la trayectoria del rayo.

Las pérdidas de transmisión en la trayectoria de los rayos puede ser expresada por:

$$L_t = L_b - G_t - G_r \text{ dB}$$

*Perdidas relativas al espacio libre  $L_m$* , son igual a la diferencia entre las pérdidas básicas de transmisión y las pérdidas de transmisión en el espacio libre, expresadas en decibeles.

Las pérdidas relativas el espacio libre puede ser expresada por:

$$L_m = L_b - L_f \text{ dB}$$

Las pérdidas relativas al espacio libre pueden ser divididas en pérdidas de diferentes tipos, tales como:

- pérdida de absorción
- pérdida por difracción, como por ondas de tierra
- reflexión efectiva o pérdida por esparcimiento
- pérdida por acoplamiento en la polarización
- efecto de interferencia de onda entre el rayo directo y rayos reflejados de la tierra

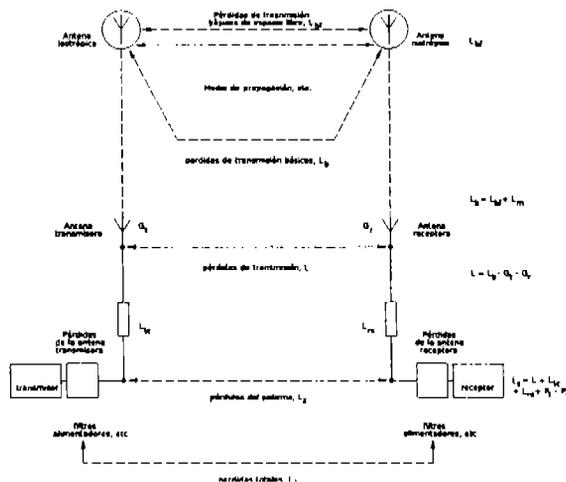


Figura 3.3.1 Descripción gráfica de términos para las pérdidas de transmisión

### 3.4. Multitrayectorias

Debido a que existen obstáculos y reflectores en un canal de propagación inalámbrico, las llegadas de las señales transmitidas ocurren en el receptor de varias direcciones sobre una multiplicidad de caminos. Se llama multitrayectoria a tal fenómeno. Esto es un juego imprevisible de reflexiones y/o ondas directas, cada uno con su propio grado de atenuación y retraso.

Las multitrayectorias por lo general son descritas por:

- *Línea de vista (LOS)*: la conexión directa entre el transmisor (TX) y el receptor (RX).
- *Sin línea de vista (NLOS)*: el camino que llega después de reflexión de reflectores.

La ilustración de trayectorias en línea visual y sin línea visual se muestra en la figura 3.4.1.

Como es sabido, las multitrayectorias presentan algunos problemas a la propagación de las ondas, a continuación se describe algunos de ellos:

- Las multitrayectorias dividen la intensidad de la señal y provocan que sus fases tengan fluctuaciones, además originan un retraso de tiempo en las señales recibidas. Como una solución a estos problemas se propone usar esquemas de diversidad para combatir la multitrayectorias
- **Desvanecimientos**: Cuando las ondas de señales de las multitrayectorias son desfasadas, la reducción de la fuerza de señal en el receptor puede ocurrir. Se conoce a esta disminución de intensidad como desvanecimiento ocasionado por las multitrayectorias; este fenómeno se conoce particularmente como **esparcimiento de Rayleigh**

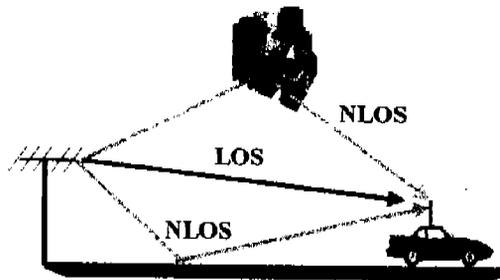


Figura 3.4.1 Trayectorias en línea visual (LOS) y sin línea visual (NLOS)

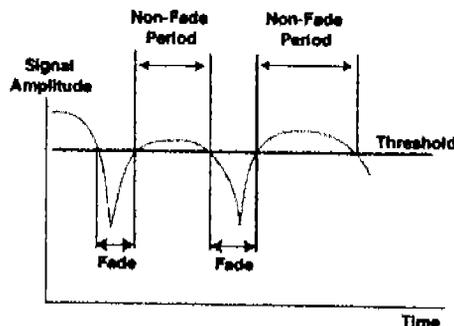


Figura 3.4.2 Representación gráfica de los desvanecimientos

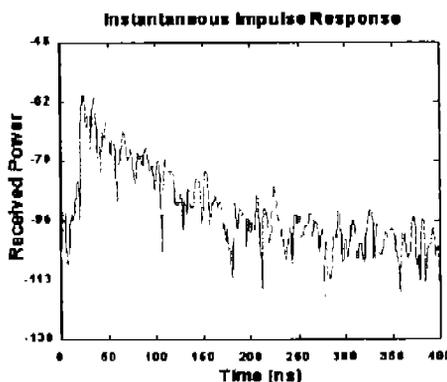


Figura 3.4.3 Gráfica de la potencia recibida de una señal que presenta multitrayectorias.

- Retardo por esparcimiento: Como múltiples reflexiones de la señal transmitida pueden llegar al receptor varias veces, esto puede causar una interferencia inter simbólica (esto es que los bits choquen unos con otros) que ocasiona que el receptor no pueda clasificar la información. Para este caso a la dispersión del canal la llaman retardo por esparcimiento ocasionado por multitrayectorias que es un parámetro importante para tener acceso a las capacidades de funcionamiento de sistemas inalámbricos. Una medida común de esta es el Retardo por esparcimiento RMS. Para una comunicación confiable sin usar la equalización adaptable u otras técnicas para contrarrestar las multitrayectorias, la tasa de datos transmitida debería ser mucho más pequeña que el inverso de la extensión de retraso por esparcimiento RMS (a esto se le llama la amplitud de banda coherente). Cuando la tasa de datos transmitida es mucho más pequeña que la amplitud de banda coherente, el canal inalámbrico se conoce canal de banda estrecha. Cuando los datos transmitidos son estrechamente iguales o más grandes que la amplitud de banda coherente, se le llama al canal, canal selectivo de frecuencia o canal de banda ancha.

### 3.5. Desvanecimientos

#### 3.5.1. Clasificación y características

El fenómeno de los desvanecimientos varía dependiendo del tipo de enlace. En términos generales, hay tres tipos de enlaces en línea de vista.

- a. Enlaces de gran distancia (cerca de los 50 km). Este es el caso con toda seguridad de los radioenlaces y la detección a distancia de blanco a través del radar. Para este caso es la atmósfera donde ellos juegan un papel principal. Los rápidos desvanecimientos son producidos por las múltiples trayectorias atmosféricas, sobre intervalos de tiempo que duran varias horas, en ciertas épocas del año y, si la frecuencia es elevada, la atenuación puede ser causada por los hidrometeoritos. En ciertas trayectorias puede haber grandes desvanecimientos ocasionados por el efecto de ducto que puede atrapar a la onda en un ducto troposférico, impidiendo así que la señal sea recibida en el punto deseado. En ciertas ocasiones pueden existir obstrucciones en el camino.
- b. Enlaces de corta distancia. Este es el caso para ciertos enlaces en redes inalámbricas, particularmente en frecuencias superiores a los 10 GHz. Los desvanecimientos son

entonces provocados por la reflexión de las ondas en la superficie terrestre, pérdidas causadas por los gases, y la lluvia. Los dos últimos factores son particularmente importantes en frecuencias entre los 15 y 20 GHz.

- c. Enlaces oblicuos (enlaces donde el ángulo de elevación es mayor a unas cuantos grados). Este es el caso de los enlaces con satélites y algunos radares. Las multitrayectorias tienen un papel mínimo. La atenuación por gases e hidrometeoros es el factor principal.

### **3.5.1.1. Desvanecimientos debidos a las variaciones a gran escala de la refracción atmosférica**

Sabiendo que la curvatura de las trayectorias está directamente relacionada al gradiente vertical del índice de refracción. Se considera solo el gradiente principal, medido, por ejemplo, a la altura de unos cientos de metros, sin tomar en cuenta las características geológicas locales. El gradiente principal puede ser expresado por el valor de un factor multiplicado por el radio de la tierra.

Se tiene que señalar también que el gradiente principal en la parte baja de la atmósfera presenta extremadamente largas variaciones con el tiempo, lo que conduce a anomalías en determinados momentos, de los cuales los más importantes son los siguientes:

1. Un alto grado de sub-refracción puede reducir el lanzamiento de las antenas tal como si algún punto del enlace estuviera oculto.
2. Mayores variaciones en el índice de refracción puede significar que una trayectoria directa no tan larga, se caiga entre la línea de conexión de las antenas, produciendo un efecto semejante al desplazamiento de la antena.
3. Un alto grado de super-refracción puede conducirnos a propagación en modo de ductos en la troposfera.

### **3.5.1.2. Desvanecimientos y distorsiones debidas a las multitrayectorias troposféricas**

Incluso si las condiciones de propagación en modo de ducto no son alcanzadas sobre la trayectoria completa, la ocurrencia de super-refracción conduce a la aparición de multitrayectorias troposféricas. Si una de estas trayectorias permanece fuera particularmente de las otras, simplemente se tiene cintilación alrededor del nivel principal de recepción. Por otro lado, si la energía es distribuida entre un número de trayectorias de comparable importancia, se puede tener un rápido desvanecimiento. Este fenómeno generalmente es conocido como propagación en multitrayectorias.

### **3.5.1.3. Desvanecimiento debido a la reflexión en la superficie terrestre**

Un enlace de línea de vista que este colocado sobre una superficie reflejante y en particular sobre el mar, puede ser perturbado por la existencia de un rayo reflejado bastante estable. Si la reflexión se lleva a cabo en una trayectoria marítima libre de obstáculos, se puede aplicar la teoría de dos rayos, y así obtener la amplitud y la fase relativa del rayo reflejado, tan bien como la intensidad del campo resultante, de las consideraciones geométricas. Si la reflexión se lleva a cabo en una trayectoria terrestre, el problema es generalmente más complicado desde que el área reflejante es a menudo relativamente pequeña y no necesariamente esta localizada cerca del punto de reflexión geométrico. En este caso, el fenómeno de difracción debe ser considerado.

Tanto las señales como el ruido están propensas a variaciones en tiempo y en distancia. Estos cambios en intensidad surgen de la naturaleza como proceso aleatorio, originado por las multitrayectorias de propagación, por los cambios en la refractividad a lo largo de la trayectoria, por movimientos de los sistemas terminales o el medio reflectante, por cambios en pérdidas de

transmisión, etc. Un conocimiento de las características estadísticas de una señal recibida puede ser requerido en evaluaciones del funcionamiento de los sistemas de modulación etc.

La estadística de las variaciones de una señal es requerida también para una planeación del espectro y para la predicción del desempeño de los sistemas. Para estos propósitos es importante conocer, por ejemplo:

- (a) el nivel de señal excedido para largos porcentajes de tiempo en cada lugar (para determinar la calidad del servicio buscado o del servicio de área)
- (b) el nivel de señal que ocurre para pequeños porcentajes de tiempo (para determinar el significado de la potencial interferencia o la posibilidad de reutilizar frecuencias)

En algunos casos las señales están sujetas a variaciones rápidas de espacio, sobre impuestas a una variabilidad más baja. Esto puede ser posible para tratar el fenómeno de manera separada, usando un receptor de integración en tiempo o un verificador de señal para que el intervalo de tiempo abarque varias fluctuaciones rápidas. En otros casos un entendimiento del total de las variaciones de la señal puede requerir una consideración de los efectos combinados de los dos tipos de variabilidad.

### 3.5.2. Distribuciones con que se caracterizan desvanecimientos

Cuando el valor de un parámetro resulta del efecto acumulativo de varios procesos, en los cuales se tiene la misma tendencia central, la densidad de probabilidad  $p(x)$  tiene una distribución en forma de campana. El ejemplo se muestra en la figura 3.5.1, la cual es un histograma donde los resultados son recolectados en un número de periodos o intervalos. Los valores más representativos y típicos de esta distribución son la media aritmética o promedio, la moda y la mediana.

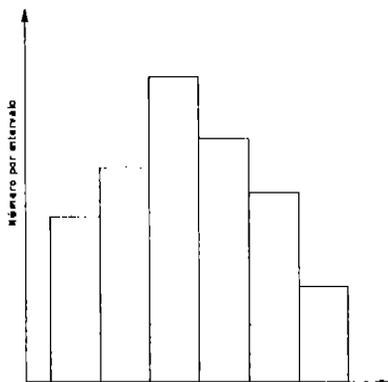


Figura 3.5.1 Ejemplo de un histograma

Para  $n$  valores discretos de una variable  $x$ , medidos en intervalos regulares de tiempo o lugar, etc., el valor medio  $\bar{x}$  es dado por:

$$\bar{x} = \frac{\sum x_n}{n}$$

El valor moda del aquel que ocurre más frecuentemente y por lo tanto es valor pico del histograma.

La mediana es el valor el cual es excedido por el 50% de los valores. Otros percentiles pueden ser también determinados por la distribución: los cuartiles o los deciles. Para una distribución asimétrica, la mediana y la moda tendrán diferentes valores, pero ellos coinciden cuando la distribución es simétrica.

En la propagación de ondas de radio, donde los parámetros son expresados en decibeles, una media aritmética de un grupo de valores logarítmicos en decibeles tienen poca sensibilidad, y la mediana y otros percentiles son más usados comúnmente.

### 3.5.2.1. Distribución (Gaussiana) Normal

A menudo se asume que una distribución simétrica, con un pico central, es una distribución normal Gaussiana como se muestra en la figura 3.5.2, y esta dada por:

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\bar{x}}{\sigma}\right)^2\right\}$$

donde  $\sigma$  es un parámetro normalizado conocido como la desviación estándar;  $\sigma^2$  es también llamado como la varianza:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum (x_n - \bar{x})^2}{n}}$$

Esto hace notar que la densidad de probabilidad esta dada por una relación que esta contenida en un periodo con un ancho de una desviación estándar.

La función de densidad de probabilidad acumulativa (CDF),  $F(x)$ , es mostrada en la figura 3.5.3 y esta dada por:

$$F(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{t-\bar{x}}{\sigma}\right)^2\right\} dt$$

Esto hace notar que CDF puede ser revertida para dar la probabilidad en que la función es excedida.

Las tablas estadísticas proporcionan valores para ambas funciones  $p(x)$  y  $F(x)$  los cuales son fáciles de obtener de estas.

Las graficas en papel especial también están disponibles donde la escala del eje de las abscisas es colocada para que aparezca una variable normalmente distribuida como una línea estrecha con una pendiente proporcional a la desviación estándar.

Una aproximación para la mitad de la distribución donde  $x < \bar{x}$  esta dada por:

$$F(x) = \frac{\exp(-y^2/2)}{\sqrt{2\pi} \{0.661y + 0.339\sqrt{y^2 + 5.51}\}} \quad \text{donde } y = \frac{\bar{x} - x}{\sigma}$$

la mitad superior de la distribución puede obtenerse utilizando en la ecuación anterior  $y = (x - \bar{x})/\sigma$ , en este caso tenemos  $1 - F(x)$ .

De hecho, en la propagación de ondas de radio, una distribución normal de una señal de potencia solo ocurre cuando hay pequeñas fluctuaciones del nivel medio, como en el caso de

centelleo. Predominantemente, esta es una distribución normal de los logaritmos de la variable que proporciona la información útil: la distribución logo-normal.

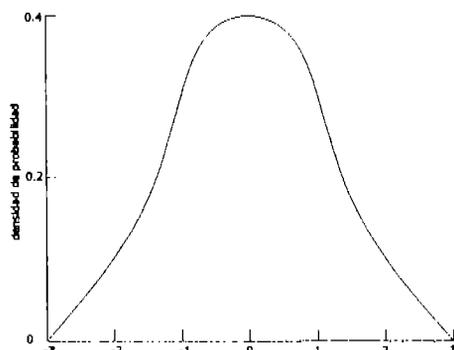


Figura 3.5.2 La función de densidad de probabilidad de una distribución normal

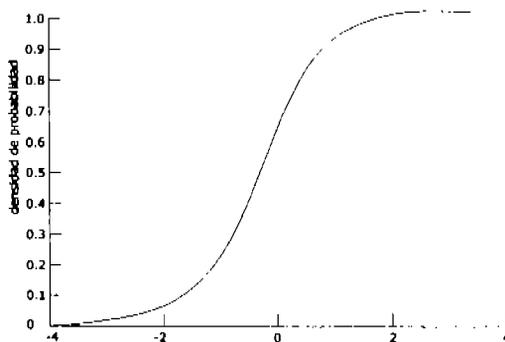


Figura 3.5.3 La función de acumulativa de probabilidad de una distribución normal

### 3.5.2.2. Distribución Logo-normal

En el caso de una distribución logo-normal, cada parámetro (los valores de la variable en si misma, la media, la desviación estándar, etc) están expresadas en decibels y las ecuaciones de la distribución normal pueden aplicarse. La distribución Logo-normal es apropiada para muchos de las variaciones en tiempo encontradas en el estudio de la propagación, o en algunos de los casos también para las variaciones de distancia. Por ejemplo en un área pequeña de cobertura de un sistema móvil. Se nota que, cuando una función es logo-normalmente distribuida, la media y la mediana de la función (expresadas en Watts o en Volts) no son las mismas: la media es aún definida como el valor central de la distribución, mientras que la media de los valores numéricos en la distribución logo-normal es dada por  $x + \sigma^2/2$

### 3.5.2.3. Distribución de Rayleigh

La combinación de un gran número de componentes de vectores de señal con una fase arbitraria y una amplitud similar conduce a una distribución de Rayleigh. Así esta es apropiada para situaciones donde la señal resulta de la combinación de multitrayectorias o componentes de esparsamiento. En este caso

$$p(x) = \frac{2x}{b} \exp\left(-\frac{x}{b^2}\right) \quad \text{y} \quad F(x) = 1 - \exp\left(-\frac{x}{b^2}\right)$$

donde  $b$  es el valor de la raíz cuadrada de la media (note que  $x$  y  $b$  son valores numéricos de amplitud, no decibeles)

Para esta distribución la media es  $0.886b$ , la mediana  $0.833b$ , la moda  $0.707b$  y la desviación estándar es  $0.436b$ .

Esto es común para notar que, para valores de  $F(x)$ ,  $F(x) = x^2/b^2$ , así que cuando  $x$  es una amplitud en voltaje su potencia decrece en un orden de 10 dB por cada década de probabilidad. Sin embargo, esto no es suficiente prueba para determinar si una variable presenta una distribución de Rayleigh, ya que algunas otras distribuciones presentan la misma propiedad. Esta propiedad se muestra en la tabla 3.5.1 de algunos ejemplos de la distribución de Rayleigh.

$F(x)$	0.999	0.99	0.9	0.5	0.1	0.01	0.001	0.001
$20\log(x)$	+ 10 dB	+ 8.2	+ 5.2	0	- 8.2	- 18.4	- 28.4	- 38.4

Tabla 3.5.1. Distribución de Rayleigh

#### 3.5.2.4. Distribución combinada logo-normal y Rayleigh

En un número de casos la variación de la señal puede ser representada como si se tuvieran dos componentes: fluctuaciones rápidas y estrechamente espaciadas, que pueden ser debidas a las multitrayectorias o esparcimiento, con una distribución de Rayleigh; y la media de esta rápidas variaciones, medida sobre un largo periodo de tiempo o distancia, con una distribución logo-normal. Esta distribución esta dada por:

$$1 - F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{-x^2 \exp\left\{-0.23\sigma u\right\} \frac{u^2}{2}\right\} du$$

donde  $\sigma$  es la desviación estándar (en decibeles) de la distribución logo-normal. Esta distribución combinada se muestra en la figura 3.5.4.

#### 3.5.2.5. Distribución de Rice

La distribución de Rice (también llamada la distribución de Nakagami- $n$ ) aplica para el caso donde hay una componente estable libre de desvanecimiento, junto con un componente que varía aleatoriamente con una distribución de Rayleigh. Esto puede ocurrir donde hay una señal directa junto con una señal reflejada proveniente de una superficie rugosa, donde hay una señal estable con señales con multitrayectorias, o en LF y MF donde hay un señal de tierra estable y señales reflejadas de la ionosfera.

La densidad de probabilidad para la distribución de Rice esta dada por:

$$p(r) = \frac{2r}{b^2} \exp\left(-\frac{r^2 + a^2}{b^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{ar}{b^2}\right) \quad \text{y}$$

$$1 - F(x) = 2 \exp(-a^2/b^2) \int_{x/b}^{\infty} v \exp(-v^2) \cdot I_0\left(\frac{2ab}{b}\right) dv$$

$$\text{donde } I_0(z) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} e^{z \cos \theta} d\theta$$

donde los valores RMS de las componentes estable y de Rayleigh son  $a$  y  $b$ , respectivamente. Un parámetro  $k = a^2/b^2$ , la relación de potencias de las componentes estable y de Rayleigh, es a menudo utilizado para describir la distribución específica y se expresa frecuentemente en decibeles,  $K$ , en la figura 3.5.5 se muestran curvas de los valores de  $K$ .

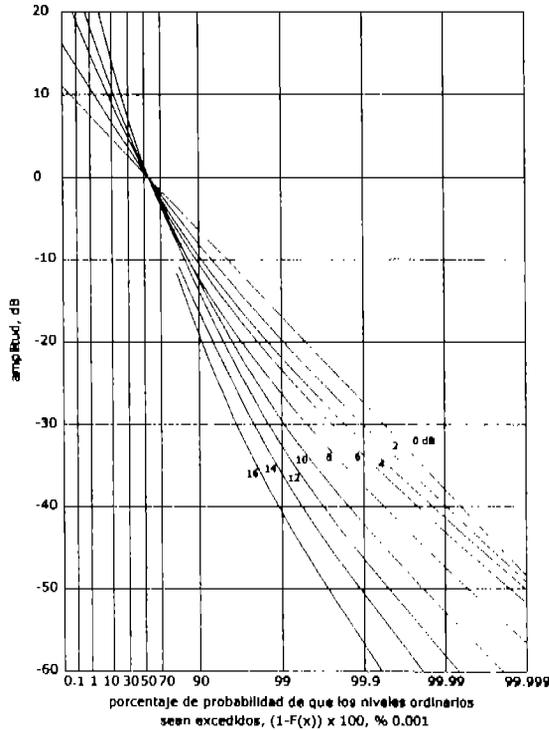


Figura 3.5.4 Distribución combinada Log-normal y Rayleigh (con  $\sigma$  de la distribución Log-normal como parámetro)

En la mayoría de los casos. La potencia en la componente con desvanecimientos se sumara a la potencia de la señal estable donde, por ejemplo, las multi-trayectorias traen modos adicionales de señal al receptor. En algunos otros casos, la potencia total será constante donde la componente aleatoria sea originada por la señal estable.

### 3.5.2.6. Distribución Gamma

Para fenómenos que principalmente ocurren para pequeños porcentajes de tiempo, por ejemplo tasa de lluvia, la distribución gamma es usada habitualmente. La distribución esta dada por.

$$p(x) = \frac{a^v}{\Gamma(v)} \cdot x^{v-1} \cdot e^{-ax} \text{ y esta puede aproximarse a}$$

$$1 - F(x) \cong v \cdot \frac{e^{-ax}}{0.68 + ax + 0.28 \log ax} \text{ válida para } v < 0.1 \text{ y } ax > 0.03.$$

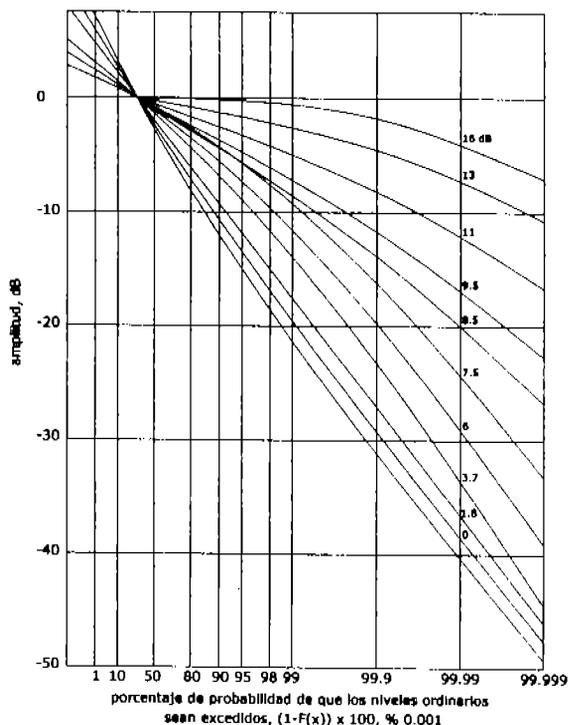


Figura 3.5.5 Función  $F(r)$  de la distribución de Nakagami (los valores de  $K$  (in dB) se muestran en las curvas)

### 3.6. Técnicas para mitigar desvanecimientos

Existen diversas técnicas para disminuir los efectos de desvanecimiento a continuación de señalan algunas de las más populares

- **Margen de desvanecimiento:** esta técnica consiste en una modificación al margen de desvanecimiento, como su nombre lo indica, es decir, se realiza un aumento en la potencia operacional para de esta forma tener un margen de desvanecimiento más amplio que permita captar señales cuyas variaciones sean menores al mencionado margen.
- **Técnicas de Diversidad:** entre las técnicas de diversidad se encuentran varias que permiten recibir una señal libre de desvanecimientos, esta técnicas serán descritas a continuación:

- i. *De espacio*: esta técnica consiste en el empleo de dos antenas para la recepción de señales separadas una determinada distancia  $ds$  (figura 3.6.1) la cual debe ser mayor a la longitud de onda de la señal en cuestión, esto con la finalidad de tener la opción de seleccionar entre ambas señales a la que presente mayor estabilidad.

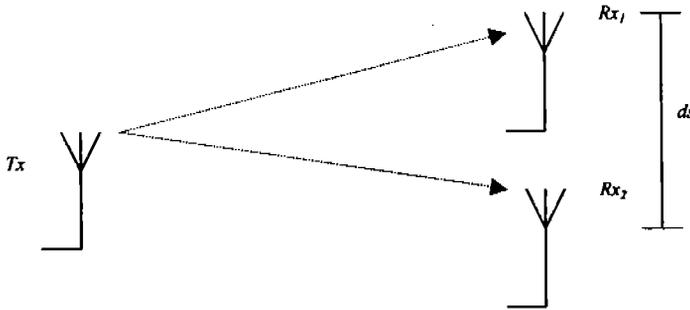


Figura 3.6.1 Técnica de diversidad de espacio

- ii. *De frecuencia*: consiste en transmitir la señal en dos frecuencias diferentes y posteriormente elegir la señal que presenta mayor estabilidad en la recepción, este método requiere de componentes extras como un diplexor (figura 3.6.2) para poder transmitir dos señales a través de una sola antena, o en su caso de dos sistemas de transmisión. Una desventaja de esta técnica es la necesidad de dos canales de transmisión para efectuarla.

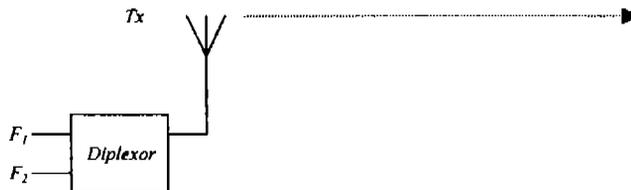


Figura 3.6.2 Técnica de diversidad de frecuencia

- iii. *De polarización*. Esta técnica consiste en emitir una misma señal en dos polarizaciones distintas para así poder seleccionar la mejor se adecue a las necesidades del sistema, pero esto implica tener dobles radiadores en la transmisión y en la recepción de la señal.
- iv. *De tiempo*
- v. *De ángulo*
- vi. *Combinadores de diversidad*: Se pueden sumar todas las señales recibidas para obtener una señal con mayor potencia, sin embargo es necesario que todas las señales se encuentren en fase, otra opción es el empleo de procesadores de señal o la elección de solo una señal de todas las recibidas.

En los sistemas digitales se puede combatir la interferencia inter simbólica ocasionada por las multitrayectorias a través de ecualizadores adaptables los cuales emplean los mismos métodos pero sin emplear técnicas de diversidad

### 3.7. Ruido

#### 3.7.1. Ruido interno y ruido externo

El ruido interno es debido a las pérdidas en los circuitos de las antenas o en la línea de transmisión, o es generado en la propia recepción. Está ruido tiene las características del ruido térmico. La llegada del ruido externo a la antena receptora puede ser debido a:

- (a) ruido atmosférico generado por descargas de relámpagos, o como resultado de absorción de gases atmosféricos (ruido de cielo);
- (b) el fondo cósmico, principalmente de la galaxia, o del sol;
- (c) banda ancha artificial de ruido generado por maquinaria, sistemas de potencia etc.

En general, el ruido es de banda ancha, con una intensidad variando únicamente y lentamente con la frecuencia.

La potencia de ruido debida a fuentes externas,  $p_n$ , puede ser convenientemente expresada como un factor de ruido,  $f_a$ , el cual es la razón entre la potencia de ruido y el correspondiente ruido térmico, o como una temperatura de ruido,  $t_a$ , de esta forma:

$$f_a = \frac{P_n}{kt_0b} = \frac{t_a}{t_0}$$

donde  $k$  es la constante de Boltzman =  $1.38 * 10^{-23}$  J K<sup>-1</sup>,  $t_0$  es la temperatura de referencia, tomando como 288 k y  $b$  es el ancho de banda del ruido del sistema de recepción en Hz.

Es importante saber que puede existir una confusión en la terminología ya que  $f_a$  es el factor numérico del ruido, y el término *figura de ruido*,  $F_a$ , es usado para la razón logarítmica, entonces:

$$F_a = 10 \log f_a$$

La potencia de ruido obtenible en decibels arriba de 1 W esta dada por:

$$P_n = F_a + B - 204 \text{ dBW}$$

donde  $B \approx 10 \log b$ .

Cuando se hacen mediciones con un dipolo de media onda en espacio libre el correspondiente valor del campo de potencia RMS esta dado por:

$$E_n = F_a + 20 \log f_{MHz} + B - 99 \text{ dB } (\mu\text{V m}^{-1})$$

y para un monopolo vertical corto enterrado:

$$E_n = F_a + 20 \log f_{MHz} + B - 95.5 \text{ dB } (\mu\text{V m}^{-1})$$

Valores máximos y mínimos para figuras de ruido externo se muestran en las figuras 3.7.1 y 3.7.2.

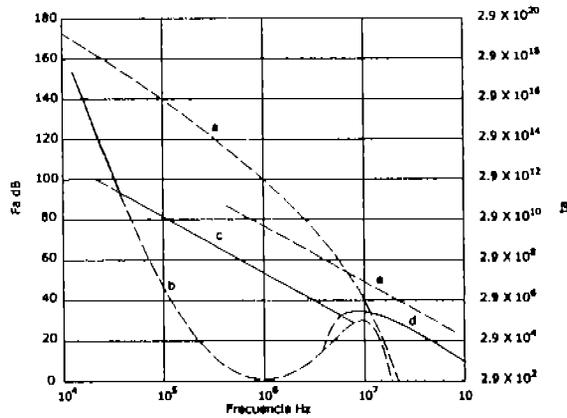


Figura 3.7.1 Figura de Ruido  $F_a$  en la frecuencia de 10 kHz a 100 MHz  
 (a) Ruido atmosférico, valor excedido el 0.5 % del tiempo  
 (b) Ruido atmosférico, valor excedido el 99.5 % del tiempo  
 (c) Ruido creado por el hombre, recibido en un solo sitio  
 (d) Ruido galáctico  
 (e) Ruido creado por el hombre en una zona mediana de negocios  
 Nivel de ruido mínimo esperado

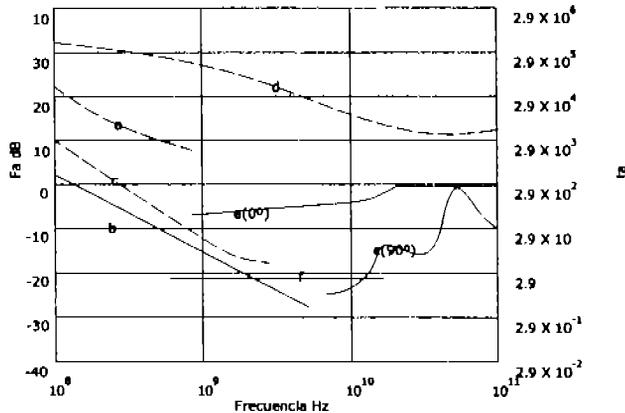


Figura 3.7.2 Figura de Ruido  $F_a$  en la frecuencia de 100 MHz a 100 GHz  
 (a) Media estimada en una zona industrializada, creado por el hombre  
 (b) Ruido galáctico  
 (c) Ruido galáctico (hacia el centro galáctico con un ancho de banda infinitamente angosto)  
 (d) Sol tranquilo ( $1/2^\circ$  de ancho de banda dirigido hacia el sol)  
 (e) Ruido del cielo debido al oxígeno y vapor de agua, curva superior, ángulo de elevación  $0^\circ$ ; curva inferior, ángulo de elevación  $90^\circ$   
 (f) Cuerpo negro (fondo cósmico), 2.7 K nivel mínimo de ruido esperado

### 3.7.2. Ruido externo de origen natural y creado por el hombre

#### 3.7.2.1. Ruido de origen natural

El ruido de origen natural consiste en: ruido térmico, ruido atmosférico, y ruido cósmico. Estas fuentes de ruido usualmente determinan el mínimo nivel detectable de la señal de un receptor en un ambiente libre de fuentes artificiales.

- *Ruido térmico.* Por muchos años el ruido térmico fue el principal limitante de la sensibilidad de los radares y receptores de microondas. Avances recientes en el funcionamiento de amplificadores de bajo ruido han reducido el ruido térmico a muy bajos niveles, radiaciones térmicas de objetos cercanos, tierra y el cielo son ahora factores que pueden ser considerados para elegir sitios para receptores satelitales y radares. Receptores que operan en frecuencias menores a 20 MHz usualmente encuentran ruido de otras fuentes que es considerablemente mayor al ruido térmico de amplificadores convencionales; por lo tanto, el funcionamiento de amplificadores de bajo ruido no es usualmente un factor en el diseño de receptores de bajo ruido. Una excepción ocurre para receptores de VLF que operan en el Ártico y Antártico, donde el ruido atmosférico es extremadamente bajo y el ruido cósmico es tapado por la ionosfera.
- *Ruido atmosférico.* Rayos de tormentas producen brotes de impetuoso ruido. En bajas frecuencias, estos brotes son propagados a distintos receptores por modos ionosféricas normales. El ruido es dependiente del clima, hora del día, estación, ubicación del receptor con respecto a áreas de lluvia, y condiciones de propagación ionosférica. El ruido atmosférico generalmente decrece al incrementar la latitud y se incrementa en altas latitudes. Las fuentes de ruido atmosférico son particularmente activadas durante las estaciones lluviosas en el caribe, el este de la India, África ecuatorial, El norte de India y el lejano este. Un excelente resumen de una guía mundial de ruido atmosférico esta contenido en el reporte CCIR 322. Un ejemplo de un mapa desarrollado de CCIR de niveles de ruido atmosférico en resumen durante las horas de día se muestra en la figura 3.7.3. El mapa muestra el nivel medio de ruido en decibelios arriba de  $kTB$  en una frecuencia de 1 MHz que fue recibido en una antena vertical corta ( $k$  es la constante de Boltzmann,  $T$  es 290 Kelvin y  $B$  es el ancho de banda del receptor en Hz).
- *Ruido cósmico.* Las fuentes de ruido cósmico son externas a la atmósfera de la tierra; las fuentes primarias son el sol, la vía láctea, y otras fuentes cósmicas discretas. Actividades radio astronómicas han identificado un gran numero de fuentes de ruido cósmico. El ruido de fuentes cósmicas tienen que penetrar la atmósfera de la tierra para llegar a las antenas localizadas en la superficie de la tierra. La absorción ionosférica limita la recepción del ruido cósmico en frecuencias debajo de 20 MHz, mientras que el proceso de absorción molecular limita la recepción de ruido extraterrestre en frecuencias menores a 10 MHz. Receptores satelitales localizados debajo de 1000 km no tienen estas limitantes.

Recientes avances en el diseño de receptores de bajo ruido y el general despliegue de satélites y sondas en el espacio han incrementado la importancia del ruido cósmico. Sistemas de comunicación satelital, el envío de la señal de satélites a la televisión, y la necesidad de enlaces para datos entre vehículos espaciales y la tierra ha incrementado el numero de antenas dirigidas hacia el cielo con receptores sensibles que son capaces de recibir. El ruido cósmico algunas veces limita el funcionamiento del tal sistema.

La figura 3.7.4 muestra el nivel de ruido galáctico en decibelios relativo a una temperatura de ruido de 290 k cuando se recibe en un dipolo de media onda. Los niveles de ruido mostrado en esta figura asumen ninguna absorción atmosférica.

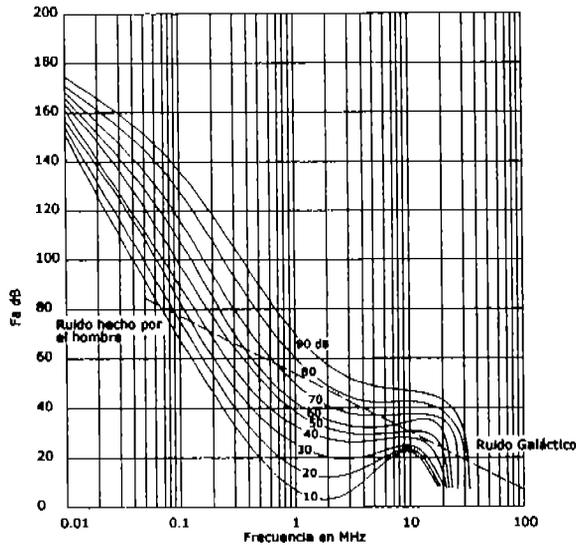


Figura 3.7.3 Variación del ruido de radio con la frecuencia

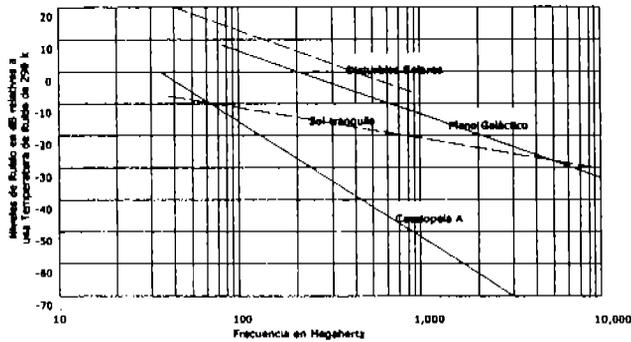


Figura 3.7.4 Niveles de ruido cósmico para una antena receptora dipolo de media onda

**Plano galáctico:** Ruido galáctico del plano galáctico en la dirección del centro de la galaxia. Los niveles de ruido de otras partes del plano galáctico pueden estar entre 12 y 15 decibeles debajo de los niveles dados en la figura.

**Sol tranquilo:** Ruido del sol "tranquilo"; eso es, ruido solar en momentos donde existe poca o ninguna actividad de manchas solares.

**Disturbios solares:** Ruido de los "disturbios" solares. El término "disturbio" se refiere a tiempos de actividad solar tanto de llamaradas como de manchas.

**Cassiopeia A:** Ruido de una fuente discreta de alta intensidad de ruido cósmico conocida como Cassiopeia A. Este es uno de los miles de fuentes discretas conocida

3.7.2.2. Ruido creado por el hombre

El ruido creado por el hombre frecuentemente limita el funcionamiento de los receptores. Esto es particularmente cierto para comunicaciones móviles terrestres, recepción de televisión, para frecuencias altas, y otros servicios de radio debajo de UHF. El ruido creado por el hombre se origina de una gran variedad de fuentes; algunos ejemplos de ruido son del (ignición) encendido de sistemas de motor de gasolina, ruido (corona) de líneas de potencia de alto voltaje, ruido (gap) de líneas de distribución, ruido de soldadores estabilizados de radio frecuencia, y ruido producido por muchos otros instrumentos eléctricos que se encuentran en casas y negocios. La figura 3.7.5 muestra el rango de frecuencias que es afectado por comunes tipos de ruido creado por el hombre. Fuentes que afectan el funcionamiento de receptores de baja frecuencia no producen ruido dañino en mayores frecuencias. Lo opuesto también es cierto en fuentes que producen ruido dañino para VHF y UHF generalmente no se produce ruido dañino para bajas frecuencias.

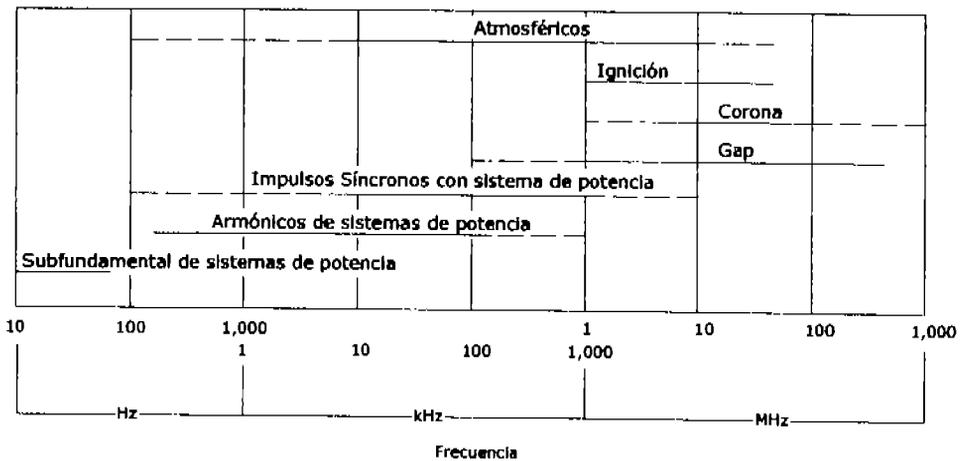


Figura 3.7.5 Rango de frecuencia afectado por el ruido creado por el hombre

Los niveles promedio de ruido creado por el hombre son más altos en áreas urbanas y suburbanas que en áreas rurales debido al mayor número de fuentes en áreas de mayor población. La figura 3.7.6 muestra los valores promedio de la potencia de ruido en áreas urbanas y suburbanas. En localidades lejanas y silenciosas, el ruido creado por el hombre puede ser extremadamente bajo. En general el ruido creado por el hombre decrece en su nivel con el aumento en la frecuencia, aunque una específica fuente puede que no cumpla esta regla en específico.

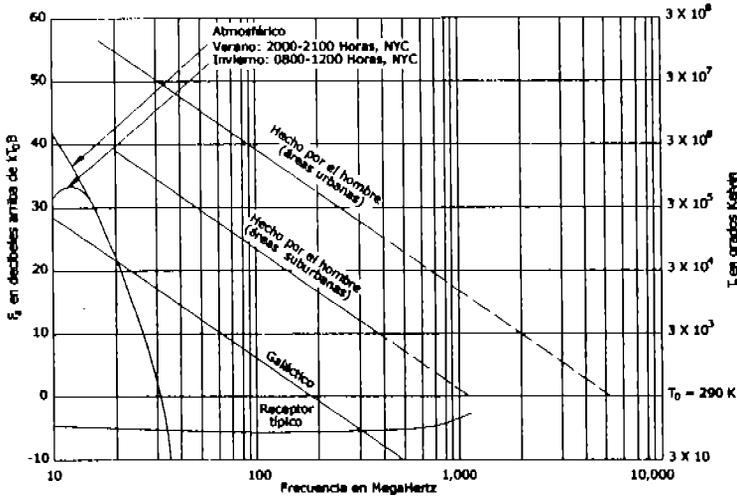


Figura 3.7.6 Valores promedio de la potencia de ruido esperada de varias fuentes (antena omnidireccional en el campo lejano)

### 3.7.3. Comportamiento del ruido externo a través del espectro radioeléctrico

Las siguientes gráficas nos muestran el comportamiento del ruido externo a través del espectro radio eléctrico.

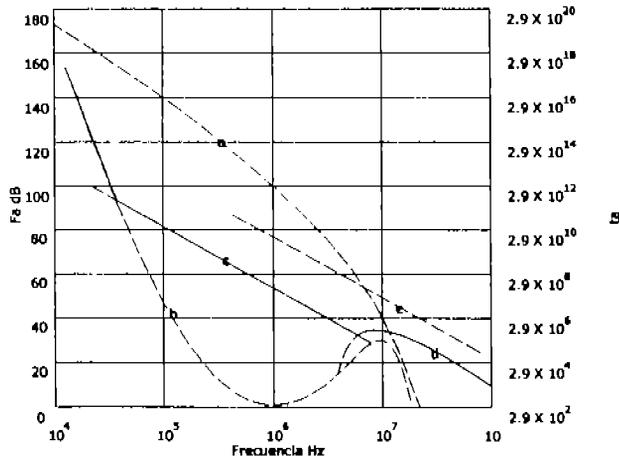


Figura 3.16 Figura de Ruido  $F_a$  en la frecuencia de 10 kHz a 100 MHz

- (f) Ruido atmosférico, valor excedido el 0.5 % del tiempo
  - (g) Ruido atmosférico, valor excedido el 99.5 % del tiempo
  - (h) Ruido creado por el hombre, recibido en un solo sitio
  - (i) Ruido galáctico
  - (j) Ruido creado por el hombre en una zona mediana de negocios
- Nivel de ruido mínimo esperado

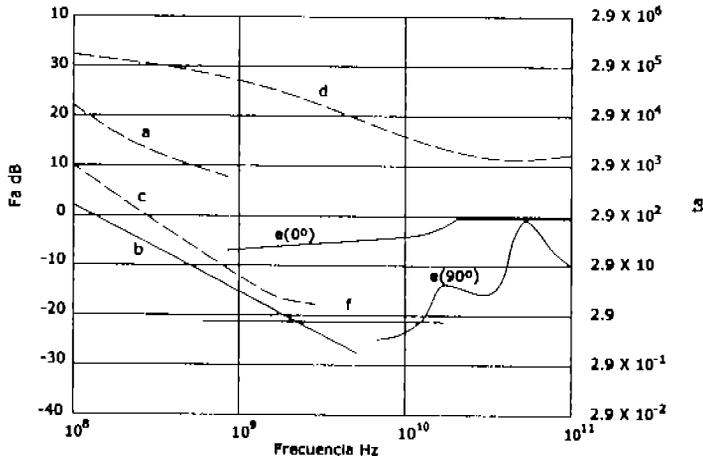


Figura 3.17 Figura de Ruido  $F_a$  en la frecuencia de 100 MHz a 100 GHz

- (g) Media estimado en una zona industrializada, creado por el hombre
- (h) Ruido galáctico
- (i) Ruido galáctico (hacia el centro galáctico con un ancho de banda infinitamente angosto)
- (j) Sol tranquilo ( $1/2^\circ$  de ancho de banda dirigido hacia el sol)
- (k) Ruido del cielo debido al oxígeno y vapor de agua, curva superior, ángulo de elevación  $0^\circ$ ; curva inferior, ángulo de elevación  $90^\circ$
- (l) Cuerpo negro (fondo cósmico), 2.7 K nivel mínimo de ruido esperado

## Capítulo 4. Predicción del Desempeño de Radioenlaces

---

### 4.1. Introducción

La predicción del desempeño de los radio enlaces juega un papel importante en el diseño de modernas redes o sistemas de comunicación inalámbricos ya que a través de los modelos y métodos de predicción pueden ser tomados en cuenta diversos fenómenos físicos que intervienen de manera directa en la propagación de las ondas de radio tales como: reflexiones, difracciones y esparcimientos. En este capítulo, mostramos información acerca de los diversos modelos, métodos y diversas características de propagación que permiten una predicción eficaz de un radio enlace.

Un método de predicción contiene todos los elementos para tener un alto desempeño de radio enlaces. En algunos casos es usual estimar medias mensuales para el desempeño de sistemas a través de modelos específicos. El uso principal de estos modelos es, sin embargo, el cálculo de la intensidad de señal y la relación señal a ruido (SNR) en un determinado número de frecuencias. Esto es acompañado por una cuantificación estadística de la variación día a día y de la probabilidad de que se pueda tener una determinada calidad del servicio. En altas frecuencias los parámetros de interés son el retraso de grupo de la señal y la cintilación.

### 4.2. Predicción de la intensidad de campo para ondas de superficie entre 10 Hz y 30 MHz

Los modos principales de propagación de las ondas radioeléctricas debajo de los 2 MHz son la onda de superficie y onda de cielo.

En el espectro radioeléctrico debajo de los 2 MHz se localizan una importante variedad de sistemas de radio, como: radionavegación aeronáutica, radioaficionados, servicios fijos, servicios terrestres móviles, radiotelegrafía costera y marítima móvil, radionavegación marítima (radio faros), servicios móviles, radiolocalización, radionavegación, radiodifusión sonora, transmisión de estándares de frecuencia y servicios de tiempo, entre otros.

#### 4.2.1. Propagación por onda de superficie

Considerando el caso de una antena transmisora,  $T$ , sobre una tierra perfectamente plana y altamente conductiva como se muestra en la figura 4.2.1. El voltaje,  $V$ , inducido en la antena

receptora, ubicada en una posición arbitraria,  $R$ , puede ser expresado como la suma de los vectores de la onda directa y la onda reflejada en la tierra:

$$V = QI \left\{ Q_1 \frac{e^{-jk r_1}}{r_1} + Q_2 R \frac{e^{-jk r_2}}{r_2} \right\}$$

donde  $I$  es la corriente en la antena transmisora,  $Q$  es una constante,  $Q_1$  y  $Q_2$  se toman en cuenta de los diagramas polares de recepción y transmisión y  $R$  es el coeficiente de reflexión apropiado.

En muchos casos, especialmente donde la frecuencia de radiación es en VHF o en alguna banda superior de frecuencias, la ecuación anterior ofrece resultados aceptables para aplicaciones prácticas. Sin embargo, sucede que para tener una completa descripción del campo en  $R$  requiere una contribución adicional a la resultante:

$$V = QI \left\{ Q_1 \frac{e^{-jk r_1}}{r_1} + Q_2 R \frac{e^{-jk r_2}}{r_2} + S \frac{e^{-jk r_3}}{r_3} \right\}$$

donde  $S$  es un factor complejo el cual depende de las propiedades eléctricas de la tierra, polarización de transmisión, frecuencia y ubicación de las terminales. Este tercer término representa la onda de superficie y este es un modo de propagación de gran valor en los sistemas de radio que operan en HF y banda de frecuencias menores. Veremos posteriormente que cuando los puntos  $T$  y  $R$  se encuentran cercanos a la tierra, la onda directa y la onda reflejada en la tierra se cancelan una a la otra dejando solo a la onda de superficie. Por consiguiente, a manera de ejemplo, durante las horas del día cuando la absorción ionosférica nulifica el modo de onda de cielo en MF, la onda de superficie es la portadora de todas las señales que ocupan el medio de esta banda de radiodifusión. Las ondas de superficie solo soportan las operaciones de radiodifusión en LF, las comunicaciones y sistemas de navegación en VLF/LF, comunicaciones a corta distancia en HF y algunas clases de radar en HF.

La onda de superficie se propaga por virtud de corrientes que fluyen en la tierra y por lo tanto no dependen para su existencia de la atmósfera. Con polarización horizontal las ondas de superficie son demasiado atenuadas y tienen poca aplicación práctica. Todas las aplicaciones mencionadas anteriormente emplean una polarización vertical.

A diferencia de las señales propagadas ionosféricamente, la onda de superficie sufre una dispersión despreciable tal que, en principio las señales de banda ancha pueden ser transmitidas cuando la onda de superficie solitaria está activa. Los desvanecimientos sólo ocurren cuando hay variaciones en el tiempo en la trayectoria de propagación. Sobre la tierra, las ondas de superficie son señales estables. Sobre el mar las ondas están sujetas a pequeños desvanecimientos debido a los cambios en la marea y en las características de las olas de mar.

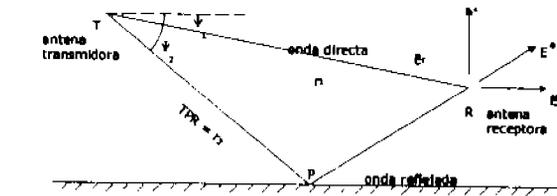


Figura 4.2.1 Geometría de la onda directa y onda reflejada en la tierra.

4.2.2. Teoría para una superficie terrestre homogénea y lisa

4.2.2.1. Plano finito de tierra conductora

*Teoría de la tierra plana de Sommerfeld-Norton:* después de que Sommerfeld y Norton obtuvieran expresiones para las componentes de la onda de tierra y el campo de energía sobre un plano de tierra conductor finito debido a un pequeño elemento de corriente vertical, la ecuación mostrada anteriormente resulta en:

$$E_z = j30kIdl \left[ \left\{ \cos^2 \psi_1 \frac{e^{-jk r_1}}{r_1} + \cos^2 \psi_2 R_v \frac{e^{-jk r_2}}{r_2} \right\} + \left\{ (1 - R_v)(1 - u^2 + u^4 \cos^2 \psi_2) F \frac{e^{-jk r_2}}{r_2} \right\} \right]$$

$$E_\rho = -j30kIdl \left[ \sin \psi_1 \cos \psi_1 \frac{e^{-jk r_1}}{r_1} + \sin \psi_2 \cos \psi_2 R_v \frac{e^{-jk r_2}}{r_2} - \right.$$

$$\left. \cos \psi_2 (1 - R_v) u \sqrt{1 - u^2} \cos \psi_2 \left\{ 1 - \frac{u^2}{2} (1 - u^2 \cos^2 \psi_2) + \frac{\sin^2 \psi_2}{2} \right\} F \frac{e^{-jk r_2}}{r_2} \right]$$

donde  $\psi_1$  y  $\psi_2$  están definidos en la figura 4.2.1,  $j$  es la raíz cuadrada de  $-1$ ,  $k$  es el número de onda que es igual a  $2\pi/\lambda$ ,  $I dl$  es el producto de la corriente de la fuente y su longitud (momento del dipolo),  $R_v$  es el coeficiente de Fresnel para una onda plana con polarización vertical y  $F$  es una función de atenuación la cual depende del tipo de tierra y longitud de la trayectoria,  $F$  esta dada por la siguiente expresión:

$$F = \left[ 1 - j\sqrt{\pi w} e^{-w} \left\{ \text{erfc}(j\sqrt{w}) \right\} \right]$$

erfc denota la función de error complementario (Abramowitz y Stegun) y

$$w = \frac{-j2kr_2 u^2 (1 - u^2 \cos^2 \psi_2)}{(1 - R_v)}$$

$$u^2 = \frac{1}{(\epsilon r - jx)} \quad \text{y} \quad x = \frac{\sigma}{(\omega \epsilon_0)} = 1.8 \times 10^4 \frac{\sigma}{f_{MHz}}$$

$\sigma$  es la conductividad de la tierra.

Hay que señalar que las ecuaciones mostradas anteriormente representan componentes de campo en las direcciones vertical y radial de un sistema cilíndrico de coordenadas.

*Caso especial en que las bases terminales se encuentran en tierra:* cuando los puntos  $T$  y  $R$  están ambos en tierra, esto implica que  $R_v = -1$ , y  $\psi_1$  y  $\psi_2 = 0$ , la onda directa y la onda reflejada actúan en oposición y su suma es cero. Estas circunstancias se pueden prever para muchas aplicaciones prácticas. Cuando esto pasa la onda de superficie domina y puede ser descrita por unas formas simplificadas de las expresiones mostradas anteriormente, tenemos:

$$E_z = j30kIdl (1 - u^2 + u^4) F \frac{e^{-jk r}}{r}$$

$$E_p = j30kIdl \left\{ u \sqrt{1-u^2} (2-u^2+u^4) \right\} F \frac{e^{-jkr}}{r}$$

En la onda de superficie pura solo las componentes radial y vertical del campo eléctrico están presentes. En términos físicos esto significa que el frente de onda en la propagación está inclinado. La relación de fase es tal que el frente de onda se inclina hacia la dirección de propagación. El grado de inclinación depende de la conductividad de la tierra y la frecuencia. Las mediciones de la onda inclinada pueden ser empleadas para inferir las propiedades eléctricas de la tierra local. Como  $E_p$  es finito y la componente de campo magnético es horizontal, existe una componente descendente del vector de Poynting y la energía es perdida en la onda de propagación horizontal. De esta forma la atenuación ocurre debido a la ley del inverso del cuadrado de la distancia en la propagación. La teoría de Sommerfeld-Norton cae en el término  $F$  para tratar de describir esta atenuación extra.

Para bases terminales en tierra el factor de atenuación  $F$ , aún aparece, pero  $w$  se simplifica a:

$$w = \frac{-jkr u^2}{2} (1-u^2)$$

*Interpretación y utilización de resultados:* las predicciones de la cobertura de las ondas de radio son casi invariablemente conducidas en términos de intensidad de campo eléctrico. Este acercamiento también prevalece en la radiodifusión LF y MF aunque ahora más receptores domésticos incorporan antenas de ferrita las cuales son sensibles al campo magnético en radio frecuencia. La onda de superficie contiene una componente de campo magnético horizontal,  $H_{\phi}$ , el cual está relacionado a la componente eléctrica mayor a través de la expresión:

$$H_{\phi} = -\frac{E}{Z_0}$$

donde  $Z_0$  es la impedancia intrínseca del espacio libre (aproximadamente 377 Ohms). Por consiguiente, para diseñar en términos de la potencia del campo eléctrico.

La atenuación de la onda de superficie se eleva a través de la inclinación hacia delante de su campo eléctrico. La tasa de atenuación cambia más marcadamente cuando el ángulo de inclinación aumenta. Combinando las ecuaciones anteriores es posible mostrar la relación de las componentes del campo eléctrico de una manera simple.

$$\frac{E_p}{E_z} \approx u = \frac{1}{\sqrt{K_r}}$$

$K_r$  es la permitividad dieléctrica compleja de la tierra. Esta varía con la frecuencia y las propiedades eléctricas de la tierra.

Algunos valores representativos son presentados en la tabla 4.2.1.

Los valores altos de  $K_r$  corresponden, de acuerdo a la expresión anterior, a bajos grados inclinación y por consiguiente atenuación. Podemos concluir que la atenuación de la onda de superficie es mayor sobre tierra de baja conductividad y en altas frecuencias de radio. El agua de mar tiene una alta conductividad y la onda de superficie, con un campo eléctrico vertical, se propaga relativamente con baja atenuación.

Tipo de tierra	Frecuencia (kHz)	
	200 (LF)	1000 (MF)
Mar ( $\sigma = 5 \text{ S m}^{-1}$ , $\epsilon_r = 70$ )	70 - j45000	70 - j90000
Tierra Buena ( $\sigma = 10^{-2} \text{ S m}^{-1}$ , $\epsilon_r = 10$ )	10 - j900	10 - j180
Tierra Pobre ( $\sigma = 10^{-3} \text{ S m}^{-1}$ , $\epsilon_r = 4$ )	4 - j90	4 - j18

Tabla 4.2.1 Valores típicos de permitividad dieléctrica compleja para diferentes tipos de tierra y frecuencias

La amplitud de la componente del campo eléctrico está entonces dada por:

$$|E_z| = \frac{300}{r} \sqrt{P} |F|$$

donde  $P$  es la potencia total radiada por un dipolo de Hertz, expresada en kW,  $r$  es la longitud de la trayectoria en km y  $E_z$  es la intensidad del campo eléctrico mV/m.

Todos los efectos interesantes están asociados con  $|F|$  en unas cuantas longitudes de onda de la señales generadas  $|F|$  es aproximadamente la unidad. Es este régimen la intensidad del campo varía en relación a  $1/r$ . En distancias lo suficientemente grandes  $|F|$  presenta una transición para variar inversamente proporcional a la distancia en tanto que la intensidad de campo varía en  $1/r^2$ .

#### 4.2.2.2. Tierra conductora esférica finita

La siguiente etapa, en nuestro esfuerzo por tener un modelo realista de la propagación, consiste en sustituir una tierra esférica por el modelo plano de Sommerfeld. En intervalos pequeños, el modelo de Sommerfeld para ondas de superficie puede ser aplicado sin adaptación. En intervalos grandes, y cuando las dos terminales están más allá de la línea visual, es necesario calcular campos con las consideraciones apropiadas para la difracción sobre la tierra curvada.

Esto habría servido para detallar la teoría asociada en esta apreciación global de la propagación de onda de superficie. En cualquier caso las matemáticas son complicadas y nada fáciles de entender. Bremmer ofrece un buen recuento de la teoría.

Esto implica que la curvatura de la tierra introduce un tercer régimen, normalmente más allá de la variación del campo por la ley del inverso del cuadrado de la distancia, en el cual el decremento de la intensidad del campo se vuelve exponencial. La distancia inicial de esta exponencial puede ser estimada por la expresión:

$$\frac{80}{\sqrt{f_{\text{MHz}}}} \text{ km}$$

A partir de este nuevo alcance lejano, más de las características de la onda de superficie sobre una tierra esférica son idénticas a las deducidas por el modelo para tierra plana de Sommerfeld.

#### 4.2.3. Efectos atmosféricos

Las ondas de superficie terrestre pueden propagarse en total ausencia de una atmósfera. Todo el trabajo teórico de Sommerfeld, Norton, Van der Pol y Bremmer han ignorado los efectos atmosféricos. Ellos han asumido que una onda que se propaga en el espacio sobre la tierra puede viajar en una línea recta. En la práctica, la atmósfera terrestre está estratificada y posee un índice de refracción que decrece normalmente con la altura. En promedio la variación con la altura es exponencial. Cerca de la tierra esto es en ocasiones suficiente para asumir un perfil de variación con la altura lineal.

En cualquier atmósfera donde el índice de refracción decrece con la altura, una onda de radio será refractada hasta la tierra. Si el índice es lineal, un notable cambio a la teoría de Van der Pol/Bremmer/Norton habilita a la refracción atmosférica para ser ajustada. Esto es necesario solo para incrementar artificialmente el radio de la tierra por arriba de su valor real aproximadamente de 6371 km. tal como un truco cómodamente aplicado en VHF y frecuencias superiores. Un radio efectivo de la tierra solo podría ser usado cuando ambas terminales se encuentren cercanas a la tierra y en frecuencias mayores a 10 MHz.

Rotheram ha explorado el campo del radio efectivo de la tierra multiplicado por un factor en las bandas de frecuencia donde la onda de superficie es de importancia práctica. Por encima de los 30 MHz un factor de 1.374 es apropiado. En frecuencias menores a 10 MHz los efectos de la atmósfera son despreciables y el factor tiende a la unidad. En las vecindades de la radiodifusión en MF el factor se encuentra entre 1.20-1.25 para diversas clases de tierra. Los resultados de Rotheram han sido calculados para condiciones promedio de la atmósfera durante tiempos de condiciones anormales de atmósfera, los factores del radio efectivo de la tierra fuera del intervalo de 1-1.374 pueden ser requeridos para simular los efectos predominantes de la propagación.

Cuando los problemas surgen donde una o ambas terminales están elevadas con respecto a la tierra, la energía que se propaga encuentra una refractividad con la altura, la cual es aproximadamente exponencial y claramente no lineal. Tales trayectorias no pueden ser modeladas empleando un factor del radio efectivo de la tierra y una teoría de propagación libre de atmósfera. El perfil de refractividad no lineal se vuelve insignificante para todas las frecuencias cuando una terminal esté elevada por encima de 1 km y en frecuencias por debajo de 10 MHz cuando las terminales están en la tierra.

Afortunadamente, las dudas acerca de la validez de las teorías de propagación libre de atmósfera y los factores de radio efectivo de la tierra han sido cubiertas por el trabajo de Rotheram. Rotheram ha desarrollado un método de predicción de propósito general para las ondas de tierra y un programa de computadora asociado. Este método incorpora un perfil de refracción exponencial. Este es el actualmente recomienda la UIT para la planeación de sistemas y ha sido adoptado por un número importante de agencias. El programa de Rotheram, GRWAVE, es descrito detalladamente en la siguiente sección.

#### 4.2.4. Método de predicción recomendado por la UIT-R

Rotheram describe tres métodos de predicción onda de espacio y onda de superficie sobre una tierra lisa y homogénea rodeada por una atmósfera uniforme la cual presenta un perfil de refractividad exponencial. Los métodos trabajan para terminales elevadas y amplias bandas de frecuencia. Ningún método simple es efectivo para todas las trayectorias geométricas pero, usando técnicas numéricas apropiadas, es posible determinar si un método está ó no funcionando y, si no es así, cambiar a la mejor aproximación. Los métodos y sus regiones aproximadas de valides son:

- (i) Serie de residuos (modo de sumas): usado en las mayores distancias, para estaciones elevadas esto es más allá de los horizontes de radio. Para terminales cercanas a la superficie de la tierra este es para distancias más grande que  $10 \lambda^{2/3}$  km.
- (ii) Teoría de tierra plana de Sommerfeld extendida: una teoría de Sommerfeld extendida puede ser aplicada en rangos cortos y alturas pequeñas. Estas restricciones se refiere a rangos menores a  $10 \lambda^{1/3}$  km y alturas por debajo de  $35 \lambda^{2/3}$  m.
- (iii) Geometría óptica (teoría de rayos): este método final es aplicado en los radio horizontes cuando la altura de la terminal esta por arriba de una altura que pueda ser alcanzada por la aproximación de Sommerfeld. Este incluye el cálculo de la fase y la amplitud de las trayectorias directa y reflejada con las debidas consideraciones para la refracción atmosférica.

Afortunadamente, los tres métodos son aptos para tratar con todas las geometrías razonables para que la interpolación entre dos resultados inapropiados sea innecesaria. Bajo circunstancias donde dos métodos son simultáneamente válidos ambos resultados son encontrados adecuados.

Rotheram escribió un programa en Fortran, para calcular los campos de la onda de tierra usando estas teorías. Este programa, GRWAVE, ha sido empleado por la UIT-R para producir una serie de curvas en las cuales se muestra como la intensidad del campo eléctrico de una polarización vertical varía en función del alcance, tipo de tierra y frecuencia (10 MHz a 30 MHz). En este sentido la UIT-R ha adoptado un perfil de refractividad promedio dado por:

$$n = 1 + (n_s - 1)e^{(-h/h_s)}$$

donde  $n_s$  = refractividad de la superficie = 1.000315 y  $h_s$  = escala de altura del perfil de refractividad = 7.35 km. estas curvas pueden ser encontradas es la Recomendación UIT-R P.368.

La figura 4.2.2 muestra un ejemplo de las curvas de onda de tierra de la UIT-R para el mar, tierra ( $\sigma = 0.03 \text{ S m}^{-1}$ ) y tierra muy mojada ( $\sigma = 0.0001 \text{ S m}^{-1}$ ). Las siguientes dos representan algunas condiciones extremas. La curva de la propagación en el mar es la mejor estimada. Para estas curvas ambas terminales están en la tierra, tal es así, que en su cálculo, las partes de óptica geométrica del GRWAVE no son empleados. Una inspección cercana a la gráfica de la figura 4.2.2 revela los tres regímenes de atenuación que han sido inferidos en los puntos anteriores (inversamente proporcional a la distancia, inversamente proporcional al cuadrado de la distancia y exponencial). También se puede notar una gran dependencia entre la frecuencia y la conductividad de la tierra en la atenuación de la onda de superficie en su propagación sobre tierra mojada.

La figura 4.2.2 muestra la relativa baja atenuación experimentada por la onda sobre el mar. En las bandas de frecuencia por debajo de los 3 MHz la onda viaja los primeros 100 km con una tasa de atenuación inversa a la distancia. Sin embargo para un alcance de aproximadamente 400 km incluso una transmisión de VLF a 10 kHz comienza a sufrir pérdidas mayores a las dadas por la línea inversa a la distancia.

En la aplicación de estas curvas para un sistema de planeación propuesto es esencial tener un claro entendimiento del radiador de referencia usado durante su cálculo. Para las curvas de la UIT-R el radiador empleado es un dipolo Hertziano vertical con un producto de longitud de corriente (momento del dipolo) de  $5\lambda/2\pi$ .

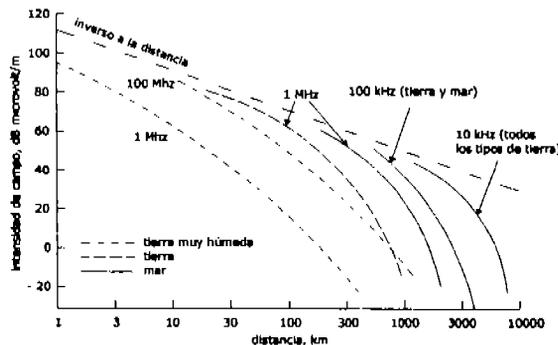


Figura 4.2.2 Curvas de onda de superficie de la UIT-R

Para algunas aplicaciones es conveniente trabajar en términos de pérdida de transmisión que con intensidad de campo. Los sistemas de radar son un caso típico. Las pérdidas de transmisión son

definidas en términos de relaciones de potencia transmitida y recibida, pero existen varias maneras de construir este tipo de relaciones y para ello se requiere mucho cuidado.

Cuando las terminales de transmisión y recepción están en la tierra, como se supone en la gráfica 4.2.2, es fácil relacionar las curvas de intensidad de campo de la UIT-R a las pérdidas de transmisión básicas.

$$L_b = 142.0 + 20 \log_{10} f_{MHz} - E$$

donde  $E$  es la intensidad de campo en dB para el radiador de referencia de la UIT-R.

#### 4.2.5. Mapas de la conductividad de tierra

En la práctica, cuando el ingeniero de propagación ha sido requerido para calcular la viabilidad de un enlace o la cobertura de una estación radiodifusora, una de las más difíciles etapas es la de adquirir una descripción apropiada de la conductividad de la tierra a lo largo de la trayectoria o el área de interés. Una usual fuente de datos se encuentra en la recomendación P.832 de UIT-R. Aquí, son presentados mapas geográficos y las áreas con distintas características eléctricas son delineadas. Los mapas son un conglomerado de información colectada durante varios años y el grado de detalle varía de región a región.

Una vez que los mapas de la UIT-R han sido consultados, a menudo es necesaria la búsqueda de información local acerca de los tipos de tierra presentes. Las autoridades que regulan la radiodifusión algunas veces cuentan con detalles de la conductividad de la tierra en sus respectivas áreas.

Cuando la información de la UIT-R y local resulta inadecuada, es entonces necesario consultar mapas geológicos del lugar e intentar asociar el tipo de material con las características eléctricas del mismo.

#### 4.2.6. Tierra lisa de mezcla de conductividades

Hasta ahora, hemos discutido los modelos elaborados para la propagación de la onda de superficie y las formas en las cuales estos pueden ser aplicados. Sin embargo, todos los modelos tratan solo el caso de una tierra homogénea y lisa. En la práctica, es necesario a menudo resolver problemas de planeación donde se ven involucrados cambios en el tipo de tierra a lo largo de la trayectoria de propagación.

Suponiendo que tenemos una situación donde un enlace de onda de superficie debe ser establecido entre dos terminales las cuales están localizadas en tierras de diferentes propiedades eléctricas. En algún punto a lo largo de la trayectoria lisa de propagación ocurre una transición entre dos tipos diferentes de tierra. La mitad superior de la figura 4.2.3 muestra la situación en forma esquemática. ¿Cómo calcular la intensidad del campo recibido en R debido a la transmisión desde T?

Eckersley sugiere que esto se puede hacer usando secciones de las curvas de atenuación apropiadas para la onda de superficie para la frecuencia y los diferentes tipos de tierra. La figura 4.2.3 muestra la idea en una forma gráfica. La construcción de Eckersly puede ser hecha empleando las curvas para tierra homogénea tal como las publica UIT-R. De manera intuitiva, este método parece correcto. Sin embargo, produce resultados pobres en comparación con los experimentales, y peor aún, viola la necesidad de tener reciprocidad en la trayectoria. La reciprocidad demanda que, si el transmisor y receptor son intercambiados de lugar, entonces la onda encontrará los dos tipos de tierra en orden inverso, entonces la intensidad del campo en el receptor puede ser igual.

Millington en un documento clásico de propagación de onda de tierra, presenta un método simple pero efectivo para resolver el problema descrito en la figura 4.2.3. Su trabajo fue hecho en

un tiempo cuando las mediciones confiables de cambios en la intensidad del campo en el vecindario de una transición de conductividad eran escasas. Otros fueron desarrollando soluciones analíticas al problema pero sus resultados fueron complicados e inadecuados para las aplicaciones prácticas. Las aproximaciones de Millington fueron una combinación de conocimiento teórico e intuición física. El argumento se muestra en las siguientes líneas.

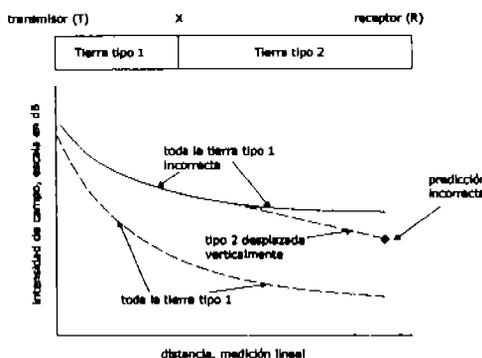


Figura 4.2.3 Método de predicción de Eckersley para una tierra lisa con mezcla de conductividades

Supongamos que T en la figura 4.2.3 es bien removido de la transición de conductividad en X. en este caso la onda de superficie la cual es lanzada en la dirección de R tendrá una tasa de atenuación con la distancia horizontal y una variación con la altura sobre la tierra la cual es característica del tipo de tierra 1. El campo puede ser calculado empleando un modelo para una tierra homogénea con una pérdida pequeña de precisión. De manera similar, si R es bien removida de X entonces la potencia del campo de la onda de superficie variará con la distancia horizontal y la altura de una forma la cual es mandada por la tierra tipo 2. En efecto, esto podría parecer como si la onda hubiera viajado de T a R sobre tierra homogénea del tipo 2. La única evidencia de su paso sobre la tierra de tipo 1 podría ser un cambio en el nivel absoluto de la señal. Los modelos de propagación para tierra homogénea no pueden ser aplicados directamente para calcular la potencia absoluta en el lado del receptor de X.

Consideremos ahora que podría estar pasando cerca del punto de transición de conductividad X. Millington argumenta que puede ocurrir un poco de distorsión o perturbación en la onda de superficie. En aproximación la transición del campo de T será afectada probablemente incluso antes de que X sea encontrada. Sin embargo, esto podría ser una comparación modesta con el trauma padecido por el campo en el lado del receptor de la transición.

Millington entonces elaboró la discusión y buscó establecer un método de predicción el cual pudiera dar un cambio consistente en el perfil de altura de intensidad de campo cercano a la transición del tipo de tierra. Una restricción esencial en la forma del método fue que este debería satisfacer el requerimiento de reciprocidad. Se hizo una propuesta, sin el rigor profesional o matemático, que la intensidad del campo podría ser estimada por una doble aplicación del método de Eckersley, seguido por un promedio de los dos resultados (expresado en decibeles). Una aplicación es hecha en dirección hacia delante y otra en dirección inversa, como si la ubicación de T y F fuera intercambiada. Formando un promedio de las fuerzas la solución satisface la reciprocidad. La figura 4.2.4 muestra como debe ser aplicado el método de Millington.

Cuando el método es aplicado a la situación de señales propagándose de tierra de alta conductividad a tierra de baja conductividad, las perturbaciones en la frontera aparecen como un decrecimiento abrupto en la intensidad del campo. Eventualmente, las variaciones del campo se presentan en la tierra de baja conductividad.

Cuando el método es aplicado a la situación de señales propagándose de tierra de baja conductividad a tierra de alta conductividad, un efecto más remarcado es predicho. El fenómeno es más marcado en la frontera entre la tierra y el mar. La potencia del campo sufre un abrupto incremento inmediatamente al cruzar la costa. Millington buscó explicar la inesperada recuperación en términos de la redistribución de energía en la señal de elevadas porciones de frentes de onda por debajo de los más bajos niveles.

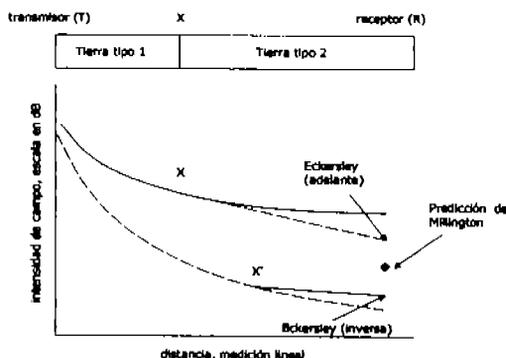


Figura 4.2.4 Método de predicción de Millington

En 1950 Millington e Isted, en un experimento cuidadosamente ejecutado, midieron el efecto de recuperación en los 3 MHz y los 75 MHz y demostraron un excelente acuerdo con el nuevo método de predicción. La figura 4.2.5 muestra el grado de precisión en la predicción a 3 MHz.

El método puede ser aplicado a trayectorias con más de dos secciones de tierra por exactamente el mismo procedimiento. El método de Eckerley es empleado para rutas hacia delante y en reversa y entonces el promedio de los resultados es calculado.

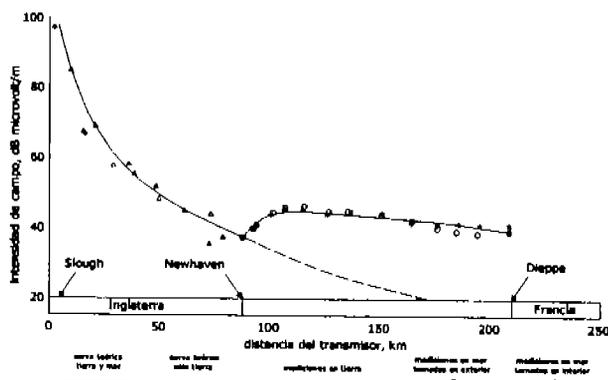


Figura 4.2.5 Curva calculada y observación experimental de la recuperación de la señal sobre el mar a 3 MHz

Desde 1950, el método de Millington ha sido ampliamente usado y es aún recomendado por la UIT-R para la planificación de onda de superficie donde los cambios de la conductividad de la tierra ocurren a lo largo de la trayectoria de propagación.

#### 4.2.7. Los efectos de las construcciones

Cuando una onda de superficie encuentra un área construida, sus características normales de propagación son modificadas por la presencia de estructuras eléctricamente conductoras. Los tipos de estructuras involucradas son los edificios construidos de acero, cables eléctricos, postes de alumbrado público, plomería y algunos árboles. Muchas estas estructuras pueden ser consideradas como monopolos parásitos de la tierra. Las mediciones de la intensidad de campo magnético horizontal de las ondas de superficie en MF en Londres han sido hechas por Causebrook. Las variaciones en la intensidad del campo con un rango que muestra un mínimo bastante marcado el cual puede ser explicado por curvas de onda de superficie, incluso en combinación con el método de Millington.

Causebrook demostró como sus mediciones en Londres pueden ser explicadas empleando la teoría de propagación en tierra plana de Sommerfeld-Norton. Este muestra que un comportamiento inusual, de hecho, presentado en la función de atenuación,  $F$ . En áreas rurales la componente real del valor complejo de  $w$  es negativa y en su régimen  $|F|$  decrece monótonamente con la longitud de la trayectoria. En áreas urbanas las estructuras creadas por el hombre ocasionan que la parte real de  $w$  sea positiva. En este régimen la función de atenuación puede tener un mínimo distinto en una longitud de trayectoria de aproximadamente  $100\lambda$  la cual podría contribuir para un comportamiento mesurado.

Causebrook mostró que el efecto de la estructura de cama de clavos en áreas urbanas modificaría la impedancia de la superficie para que  $w$  introdujera la región cercana el mínimo en  $|F|$ . Esto hizo imposible de deducir la impedancia de la superficie de manera analítica. Sin embargo, fue posible deducir un modelo empírico el cual es paramétrico en la altura promedio de los edificios y el área fraccional cubierta por los mismos.

Aunque no existe una recomendación de UIT-R sobre como modelar el efecto de las construcciones en la planeación de sistemas de onda de superficie, la aproximación de Causebrook es ciertamente efecto de consideración.

#### 4.3. Modelos ionosféricos

La ionosfera, la región ionizada de la atmósfera entre los 60 y 1000 km, afecta a todas las señales de radio por debajo de aproximadamente 5 GHz las cuales pasan o viajan a través de ella. Solo algunos de los sistemas asociados a la propagación de ondas de radio pueden operar bajo tales circunstancias y esto es lo que limita la operación de los sistemas de radio. En ocasiones los efectos de la ionosfera son bastante significantes, pero algunas veces estos pueden ser ignorados por completo. Para altas frecuencias (HF), en la propagación por onda de cielo, la ionosfera es, por supuesto, un prerequisite.

Si la ionosfera fuera estable en tiempo y constante en espacio sería relativamente fácil determinar el efecto de ionización en la radiopropagación y por consiguiente en los sistemas de radio. Desafortunadamente, la estabilidad no es una característica, particularmente en las regiones de latitudes altas, y como consecuencia los modelos y métodos de predicción ionosférica son requeridos para el diseño de sistemas, planeación de los servicios y el manejo de frecuencias. Estos modelos y métodos caracterizan el medio y estiman el desempeño del sistema. Algunos operan en tiempo real o muy cerca de este y ellos están a menudo informando al operador de radio en el curso de una acción la cual podría mejorar el desempeño del sistema.

Los métodos de predicción ionosférica han sido considerados para incorporar uno o varios elementos:

- Un modelo ionosférico
- Un método de rayos
- Factores y sistemas incluyendo antenas, ruido, etc.

- Un cálculo de parámetros de interés (por ejemplo SNR)

El aspecto más difícil del modelado de la propagación es la generación de un modelo ionosférico de la distribución vertical de la concentración de electrones en las regiones E y F. La eficacia de una predicción o un modelo no es mejor que el conocimiento del perfil de densidad de electrones en la ionosfera. Afortunadamente, ha habido sustanciales mejoras en el modelado de las características ionosféricas desde hace unos cuantos años, todo como resultado de las mejoras en materia de computación y de los sensores en tierra los cuales proporcionan una actualización de los datos en tiempo real.

Bilitza proporciona excelentes resúmenes de varios modelos ionosféricos. Estos cubren densidad de electrones, temperatura, composición de iones, campo eléctrico ionosférico, precipitación de la aurora y modelos de conductividad.

Existen modelos basados en la estadística y en la física de la densidad de electrones, desafortunadamente, los tiempos de procesamiento en la computadora para los modelos físicos son demasiado altos; típicamente, una supercomputadora necesitaría varias horas para determinar la densidad de electrones a un nivel global. Como consecuencia de esto, los modelos físicos no son apropiados para aplicaciones en tiempo real.

#### 4.3.1. Modelos empíricos

##### 4.3.1.1. Modelos de perfil de densidad de electrones

Los modelos empíricos del perfil de densidad de electrones, actualmente son los más empleados. Los modelos empíricos son en esencia modelos climatológicos para especificar niveles de actividad solar y/o actividad magnética, de acuerdo al día, hora, estación del año, posición geográfica, etc. Tales modelos están basados en una base de datos estadísticos de las características de la ionosfera derivados de la red mundial de ionosondas. Una escala de punto fijo es empleada para generar modelos estilizados de la ionosfera basados en una función lineal, parabólica o polinomial. Los puntos típicos derivados de la base de datos ionosféricos incluyen  $f_oF2$ ,  $f_oF1$ ,  $f_oE$  y  $M(3000)$ .  $f_oF2$  corresponde a la más alta señal de polarización ordinaria regresada por la capa F2 en una incidencia vertical.  $f_oF1$  y  $f_oE$  son parámetros similares apropiados para las regiones F1 y E.  $M(3000) = MUF(3000)/f_oF2$  proporciona una medición de la altitud pico de la región F.

La figura 4.3.1 ilustra un perfil de densidad de electrones estilizado como una función de la altura adoptado como componente del modelo recomendado por la UIT-R. Este modelo no puede ser utilizado para un trazado de rayos por las discontinuidades del gradiente. Para superar este problema se introdujo el modelo Dudeney. El modelo de referencia internacional de la ionosfera (IRI) ofrece un nivel superior de detalles en el perfil de densidad de electrones.

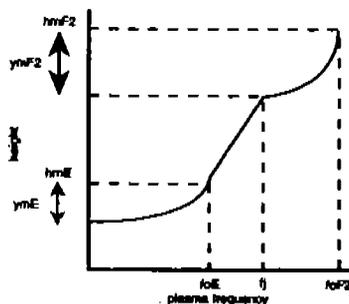


Figura 4.3.1 Bradley-Dudeney modelo aproximado del perfil ionosférico de densidad de electrones

#### 4.3.1.2. Base de datos de la UIT de coeficientes ionosféricos

Las representaciones numéricas más comúnmente usadas de la ionosfera es el atlas de características ionosféricas de la UIT. Los valores de esta base de datos son empleados en todos los modelos mencionados anteriormente. El atlas ofrece mapas de la frecuencia crítica pico en la capa F2,  $f_oF2$  y el factor  $M(3000)$ .

Las características de las capas E y F1 están dadas por una serie de fórmulas que consideran la variación con la latitud, hora del día y estación del año dependiendo del ángulo del cenit solar. Los contornos de  $f_oF2$  son, sin embargo, basados en funciones esféricas armónicas y de Fourier para cada mes de dos años de referencia con una considerable dependencia lineal con  $R_{12}$  (número de manchas solares) para periodos solares intermedios. El modelo general consiste de 34,296 coeficientes. La figura 4.3.2 muestra un ejemplo de los contornos de  $f_oF2$  para el mes de Diciembre, 1900 UT, con un número de 20 manchas solares, es importante notar que el modelo falla en altas latitudes.

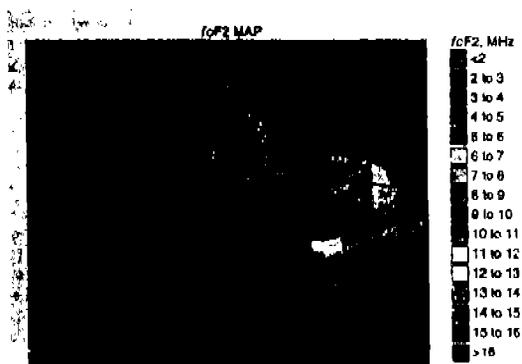


Figura 4.3.2 Contornos  $f_oF2$ , 1900 UT, SSN = 20

#### 4.3.1.3. Base de datos de coeficientes ionosféricos URSI

Es conocido desde hace tiempo que el método de la UIT es impreciso sobre los océanos y en el hemisferio sur, donde las mediciones de la ionosonda son escasas o simplemente no existen. Rush sugiere una estructura para introducir valores teóricos en regiones donde las mediciones no existen y esto conduce a un nuevo modelo el cual fue adoptado por la Unión Internacional de Radio Ciencia (URSI por sus siglas en inglés).

#### 4.3.2. Modelos ionosféricos físicos

Los modelos físicos están basados en simulaciones teóricas autoconsistentes de la ionosfera a través de una solución de las ecuaciones de continuidad, energía y momento para los electrones e iones. Los parámetros típicos de entrada recurridos para el manejo del modelo la radiación sola EUV, la precipitación de partícula de la aurora y las condiciones de frontera atmosféricas y magnetosféricas. De estos datos de entrada y ecuaciones se obtienen numéricamente las densidades del plasma, temperaturas y tendencias de un sistema de ecuaciones no lineales. El valor de los modelos físicos se concentra en que estos pueden ser empleados para entender los complejos procesos que llevan a cambios en la ionosfera. Por ejemplo los modelos acoplados de termosfera e

ionosfera, han sido usados extensivamente para descifrar los complejos comportamientos de la ionosfera ante las tormentas geomagnéticas.

### 4.3.3. Modelos parametrizados

Los modelos estadísticos (o climatológicos) y los modelos físicos presentan ciertas ventajas y desventajas respectivamente debido a sus aplicaciones y modos de operación. La exactitud del primero esta limitada por la acumulación de datos y las reglas adoptadas para la extrapolación espacial de los mismos. El segundo es intelectualmente más atractivo pero las demandas computacionales son altas y los controladores del modelo son en realidad no tan buenos.

Una tercera opción es la versión parametrizada del modelo físico. El modelo parametrizado comienza con un modelo físico el cual proporciona una representación más realista de la estructura espacial de la ionosfera, más que la que el modelo estadístico ofrece. Cualquier base de datos estadística inevitablemente promedia sobre condiciones geofísicas similares resultando en un modelo plano el cual no es representativo de la ionosfera instantánea. El modelo físico es entonces parametrizado en términos de parámetros solares y geográficos que proporcionan un modelo fácil de usar y bastante rápido.

#### 4.3.3.1. PIM

El modelo PIM emplea los coeficientes  $f_oF2$  de la UIT para la normalización de los perfiles de densidad de electrones o los coeficientes producidos por el Modelo de la Universidad Estatal de UTAH. El calculo del perfil de densidad de electrones esta basado fundamentalmente en la composición neutral, temperatura y viento junto con las distribuciones de campo eléctrico, las precipitaciones de la aurora y el espectro solar EUV. Los datos de entrada del modelo consisten en el horario universal y el valor diario de  $F_{10.7}$  (el flujo solar a una longitud de onda de 10.7 cm) o el numero de manchas solares. El valor actual de  $K_p$  (índice de actividad geomagnética) es también requerido con el signo (positivo o negativo) de la componente y de campo magnético interplanetario. Este último factor es empleado para seleccionar uno, o dos patrones de dirección del viento solar en regiones de latitudes elevadas. El modelo PIM es el más poderoso, sin embargo, solo cuando este es actualizado en tiempo real a través de los datos de entrada.

## 4.4. Métodos de predicción de propagación de ondas ionosféricas debajo de 2 MHz

### 4.4.1. Propagación por onda de cielo debajo de los 2 MHz

La onda de cielo es aquella parte de la señal total recibida la cual cuenta con la presencia de la ionosfera para su existencia. El concepto de la onda de cielo es más fácil de entender que la onda de superficie.

En las bandas de frecuencia debajo de los 2 MHz existen esencialmente tres métodos de estimar la intensidad de campo de la onda de cielo:

- (i) Un método de modo de guía de onda teórica por el cual la propagación es analizada como la suma de las ondas correspondientes a los modos en la guía de onda formada por la tierra y la parte inferior de la ionosfera;
- (ii) Un método teórico llamado salto de onda en el cual las señales son modeladas como uno de muchos rayos reflejados en la parte inferior de la ionosfera; esta aproximación es similar, en principio, a la que se emplea en los métodos de predicción de onda de cielo en HF;

- (iii) Un método empírico, ver la recomendación de UIT-R P.1147 para la planeación de servicios de radiodifusión sonora en las bandas de LF y MF.

En un grado, los tres métodos son complementarios. La elección del método depende principalmente de la combinación de rangos de frecuencia y tierra de interés. La figura 4.4.1 es una guía burda de las regiones de aplicación de cada método. Los tres métodos serán explicados en las siguientes secciones.

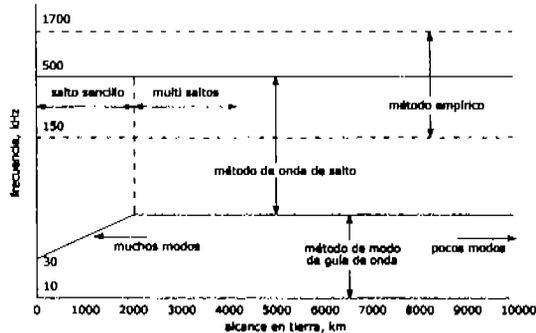


Figura 4.4.1 Métodos de predicción de onda de cielo: dominio aproximado de aplicación

#### 4.4.2. Predicción teórica de la intensidad de campo en modo de guía de onda

En frecuencias por debajo de los 60 kHz la distancia entre la tierra y la ionosfera es menor a unas cuantas longitudes de onda y la cavidad tiende a actuar como una guía de onda. Por ejemplo, en la frecuencia principal Omega de 10.2 kHz, la separación es menor que aproximadamente tres longitudes de onda. Las ondas de superficie y cielo por consiguiente no pueden considerarse separadamente, excepto para intervalos cortos.

Las pérdidas de propagación para señales de ELF/VLF y menores a LF en la guía de onda tierra-ionosfera son muy modestas. Sin embargo, una pobre eficiencia en la antena transmisora puede ser una severa limitación. Los servicios de comunicación sufren de inevitable ancho de banda angosto y por consiguiente bajas transmisiones de datos. En la otra banda, la excelente estabilidad de fase de las señales de onda continua hace a estas bandas ideales para servicios de navegación hiperbólicos de largo alcance.

La figura 4.4.2 muestra una curva típica en VLF de intensidad de campo contra la distancia en una trayectoria sobre el mar en la noche a 15.5 MHz. Aquí se puede observar que la curva concuerda de manera cercana con la curva de onda de superficie de UIT-R para distancias mayores a los 1200 km. Posteriormente esta influencia de la ionosfera es claramente aparente.

Es interesante comparar las mediciones de la intensidad del campo con lo predicho por un simple modelo de predicción. Imaginemos que la guía de onda tierra-ionosfera esta libre de pérdidas y que la potencia radiada  $P$  es distribuida uniformemente sobre el frente de onda. Si la tierra fuera plana el área del frente de onda cilíndrico sería  $2\pi hd$ , donde  $d$  es la distancia desde el transmisor y  $h$  es la altura de la ionosfera ( $d \gg h$ ). El flujo de potencia sobre el frente de onda podría ser por consiguiente  $P/2\pi hd$ , el cual es también igual a  $E^2/Z_0$  donde  $E$  es la intensidad del campo. La intensidad del campo, en  $mV m^{-1}$ , de acuerdo a este simple modelo es entonces dado por:

$$E = 245 \sqrt{\frac{P}{hd}}$$

donde  $P$  esta en kW y  $h$  y  $d$  en km

La ecuación anterior muestra que la intensidad del campo puede decrecer como la raíz cuadrada de la distancia; esto es por supuesto menor que la ley de esparcimiento en el espacio libre del inverso de cuadrado de la distancia. La tasa de atenuación esta decreciendo aún más por la curvatura de la tierra; si esto es tomado en cuenta la expresión  $E$  se transforma en:

$$E = 245 \sqrt{\frac{P}{hd \sin(d/a)}}$$

donde  $a$  es el radio de la tierra en km.

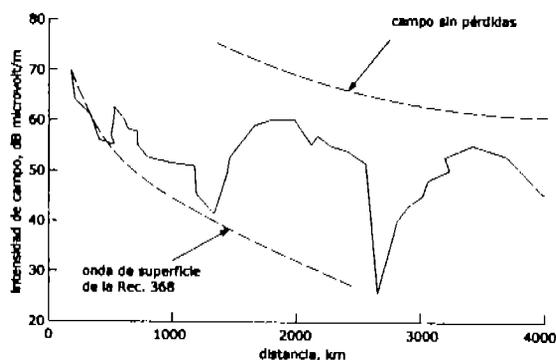


Figura 4.4.2 Medición de intensidad de campo durante la noche a 15.576 kHz

La figura 4.4.2 también muestra la intensidad del campo calculada a través de esta última ecuación, para  $h = 90$  km. En comparación con la medición de la intensidad del campo, la atenuación muestra en la guía de onda tierra-ionosfera ser menor durante la noche. La atenuación medida durante el día es un poco mayor.

Claramente, hay características importantes en la relación medida entre la variación de la intensidad del campo y el alcance que no es descrito por las simples teorías mostradas con anterioridad. En el ejemplo mostrado en la figura 4.4.2, la intensidad mínima de la señal ocurre en los 1200 y 2700 km. Varias teorías han sido desarrolladas para explicar la propagación en baja frecuencia y un estudio puede ser encontrado en la recomendación P.684-2 de la UIT-R. Una teoría empleada, trata el campo total como la suma de los principales modo de guía de onda los cuales se pueden propagar en la cavidad. La interferencia destructiva entre los modos activos ofrece oportunidad de observar nulos en la intensidad de las señales. Lo más alto de la frecuencia y lo más bajo del alcance, permiten un gran número de modos significantes. En 15.5 kHz, por ejemplo, la guía de onda tierra-ionosfera puede soportar por lo menos cuatro modos TM (transversal magnético). En ELF, por otro lado, es usualmente necesario considerar un solo modo.

Una expresión debida a Wait para la suma de los modos de la guía de onda excitada por un monopolo corto puede escribirse así:

$$e = 300 \sqrt{\frac{P}{a \sin(d/a)}} \frac{\sqrt{\lambda}}{h} e^{-j(kd + \pi/4)} \sum_n \Lambda_n e^{-jK_n d}$$

donde  $\lambda$  es la longitud de onda en km,  $k$  es el número de onda en el espacio libre  $= 2\pi/\lambda$ ,  $A_n$  es el factor de excitación de n-ésimo modo y  $S_n$  es el coeficiente de propagación del n-ésimo modo.

Los términos  $A_n$  y  $S_n$  son complejos. Los factores de excitación dan la amplitud relativa y fase de varios modos excitados en la guía de onda por la fuente. La parte real del coeficiente de propagación  $kS_n$  contiene información de la fase de cada modo y la parte imaginaria da la tasa de atenuación. Estos factores dependen de la longitud de onda, la altura de la ionosfera, las propiedades eléctricas de la tierra y los coeficientes de reflexión de la ionosfera.

La recomendación P.684 de UIT-R describe de manera más detallada como los coeficientes de reflexión de la ionosfera pueden ser calculados y empleados en método de guía de onda antes descrito. En adición, la recomendación describe una forma más avanzada de la teoría de guía de onda la cual ofrece una solución completa. Varios trabajadores han desarrollado programas de computadora para evaluar los métodos de guía de onda. Una implementación del algoritmo es la colección de programas realizada por Ferguson.

#### 4.4.3. Predicción teórica de la intensidad de campo por salto de onda

En frecuencias superiores a los 60 kHz (longitudes de onda más cortas que 5 km), y en frecuencias menores cuando la longitud de la trayectoria es menor a aproximadamente 200 km, esta no es lo apropiadamente grande como para modelar el mecanismo de propagación como una guía de onda. En cambio emplearemos la teoría de rayos para calcular la intensidad del campo de la onda de cielo y combinar esta con la intensidad del campo de la onda de superficie.

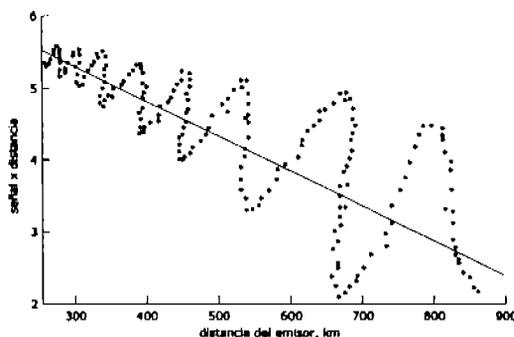


Figura 4.4.3 Patrón de interferencia Holligworth medido a 85 kHz

La figura 4.4.3 muestra mediciones de la variación del campo, junto con una curva teórica de la onda de superficie sola. La oscilación en el campo medido es producto de la interferencia entre la onda de superficie y la onda de cielo en un salto. El intervalo de oscilación es pequeño para alcances cortos porque la onda de cielo es pequeña comparada con la onda de superficie. En rangos superiores a los 2500 km la onda de cielo es dominante y las oscilaciones decaen. La interferencia nula es generalmente conocida como el patrón de Hollingworth. La intensidad de campo nula cambia de ubicación en respuesta a los cambios diurnos en la altura de la reflexión de la onda de cielo.

La reflexión de la onda de cielo toma lugar a alturas cercanas a los 70 km durante el día y 90 km durante la noche. En estos alcances más bajos de la ionosfera la variación de concentración de electrones con la altura es significativa en la longitud de una señal de LF. Bajo tales circunstancias la teoría magnetoiónica hasta entonces aplicada satisfactoriamente en HF no es válida. Las ondas son regresadas a la tierra, por una reflexión parcial.

Los coeficientes de reflexión empleados en el procedimiento de reflexión de salto de onda pueden ser empíricos o basados en un modelo teórico.

Las ondas de cielo en LF se propagan firmemente por la noche y pueden tener un buen nivel durante los días de invierno en latitudes medianas. Las variaciones de los ciclos solares aparecen para minimizarlas.

Un informe completo de los métodos de predicción de intensidad de campo por salto de onda es presentado por la UIT-R en su recomendación P.684. La fórmula básica para predecir la intensidad efectiva del campo de la onda de cielo  $E_s$ , cuando la recepción es a través de una pequeña y plana antena de cuadro es:

$$E_s = 300\sqrt{P} \frac{2}{L} \cos\psi \, {}_{\parallel}R_{\parallel} D F_t F_r$$

donde

$P$  = potencia radiada (kW)

$L$  = longitud de la trayectoria de la onda de cielo (km)

${}_{\parallel}R_{\parallel}$  = coeficiente de reflexión ionosférica el cual da la relación de las componentes paralelas del campo eléctrico al plano de incidencia

$D$  = factor de convergencia de la ionosfera

$F_t$  = un factor de la antena de transmisión

$F_r$  = un factor de la antena de recepción

$\psi$  = ángulo de salida y arribo de la onda de cielo en la tierra relativo a la horizontal

Para propagación más allá de un salto y una distancia de cerca de 200 km es necesario calcular la intensidad de la señal después de las múltiples reflexiones en la ionosfera y las reflexiones intermedias en la tierra. Para este propósito una forma más general de la ecuación anterior es:

$$E_s = 300\sqrt{P} \frac{2}{L} \cos\psi \, {}_{\parallel}R_{\parallel}^{(n-1)} D^n D_{\kappa}^{(n-1)} F_t F_r \pi^n {}_{\perp}R_{\perp}$$

donde

$n$  = número de saltos ionosféricos

${}_{\perp}R_{\perp}$  = coeficiente de reflexión efectiva de tierra finitamente conductora

$D_{\kappa}$  = factor de divergencia causado por la tierra esférica (aproximadamente 1/D)

La recomendación 684 da gráficas de los factores mencionados anteriormente. Una característica usual de este método es la consideración de ángulos negativos de elevación en la evaluación de los factores de la antena. Un ángulo negativo de elevación corresponde a una geometría donde la señal se propaga, en cada salto a una elevación cero, por secciones de difracción alrededor de la protuberancia de la tierra esférica.

#### 4.4.4. Predicción teórica de la intensidad de campo empírica

En la planeación de sistemas de radiodifusión sonora en las bandas de LF y MF, la UIT-R recomienda el uso de métodos de predicción empíricos de ondas de cielo. Una descripción completa del método se encuentra en la recomendación P.1147 de UIT-R. Los puntos sobresalientes del método son presentados aquí. La propagación de la onda de cielo en estas bandas difiere de las frecuencias más bajas porque las ondas de radio regresan a la tierra por refracción ionosférica más que una reflexión parcial. A pesar de esto, la teoría magnetoiónica puede ser utilizada.

Una de las principales características de las bandas de frecuencia por encima de los 150 kHz es que las ondas de cielo se propagan eficientemente en la noche pero son atenuadas grandemente durante el día. Esta atenuación ocurre principalmente en la región D de la ionosfera. El atardecer la ionización de la capa D decae rápidamente, y las ondas reflejadas en las capas superiores E o F se vuelven significantes.

Para radiodifusión en LF y MF la onda de superficie es el modo de propagación más importante por que esta ofrece una señal estable todo el tiempo. No obstante, el modo de onda de cielo es importante porque este puede proporcionar una gran extensión, aunque de inferior calidad, en la cobertura nocturna. Esta también puede provocar algunos problemas de interferencia nocturna entre estaciones las cuales funcionan de manera independiente con ondas de superficie durante el día.

#### 4.4.4.1. Características generales

Como la onda de cielo se propaga del transmisor al receptor esta está sujeta a varias pérdidas. Estas pérdidas son consideradas con mayor detalle en las próximas secciones. En la práctica, más antenas transmisoras y receptoras empleadas en la radiodifusión en LF y MF usan una polarización vertical, y esto es supuesto aquí.

La principal fórmula de predicción de la UIT-R para la intensidad de campo media anual de la onda de cielo es:

$$E = P + G_v + G_h + G_s - L_p - 20 \log p - k_r (p/1000)^{0.5} - L_t - L_r$$

donde

- $E$  = intensidad de campo media anual por hora en dB ( $V m^{-1}$ )
- $P$  = potencia radiada en dB (kW)
- $G_v$  = factor de ganancia de la antena transmisora debido a la directividad vertical (dB relativo a la ganancia máxima de un dipolo corto)
- $G_h$  = factor de ganancia de la antena transmisora debido a la directividad horizontal (dB)  $G_h = 0$  para una antena omnidireccional azimutal
- $G_s$  = 'ganancia de mar' asociada con el mar cercano a la antena transmisora o receptora (dB)
- $L_p$  = pérdida de acoplamiento de polarización asociada con los efectos magnetoiónicos (dB)
- $A$  = factor empírico el cual depende de la latitud geométrica
- $p$  = distancia de propagación inclinada (km)
- $k_r$  = factor empírico de pérdida en el cual está envuelta la absorción ionosférica, convergencia, pérdida terminal y pérdida intermedia por las reflexiones en la tierra
- $L_t$  = factor de pérdida empírico por hora (dB)
- $L_r$  = factor de pérdida incorporando los efectos de la actividad solar (dB)

La ecuación de predicción es aplicable entre los 150 y 1700 kHz y longitudes de trayectoria mayores a 12000 km. pero podría ser usado con precaución para latitudes geométricas fuera de los  $\pm 60^\circ$ .

#### 4.4.4.2. Pérdida terminal y ganancia de mar

La potencia de la onda transmitida, y el voltaje inducido en la antena receptora, son influenciados por las pérdidas de la tierra, los cuales podrían ser cero solo si la tierra fuera plana y perfectamente conductora cerca de las antenas. Con una tierra plana pero finitamente conductora la

interacción de la onda directa y la onda reflejada en la tierra da una pérdida de tierra en cada terminal de:

$$L_r = 6 - 20 \log |1 + R(\psi)| \text{ dB}$$

donde  $R$  es el coeficiente de reflexión de Fresnel para una onda plana con una polarización vertical a un ángulo de elevación de  $\psi$ . Como el ángulo de elevación aproximadamente roza,  $R$  tiende a -1 y las pérdidas de tierra se vuelven infinitas. Cuando la curvatura de la tierra es tomada en cuenta las pérdidas se vuelven grandes más no infinitas.

Los factores de pérdida de terminal debido a las imperfecciones de la tierra no aparecen explícitamente en el método de predicción de la recomendación P.1147. En cambio están incluidos de manera implícita para una tierra promedio como parte del término empírico  $k_r$ .

El agua de mar tiene mucha más conductividad que la tierra, con el resultado que las pérdidas de tierra para terminales localizadas a unas cuantas decenas de kilómetros del mar pueden ser menores que para aquellas que el promedio de tierra se incluye en  $k_r$ .

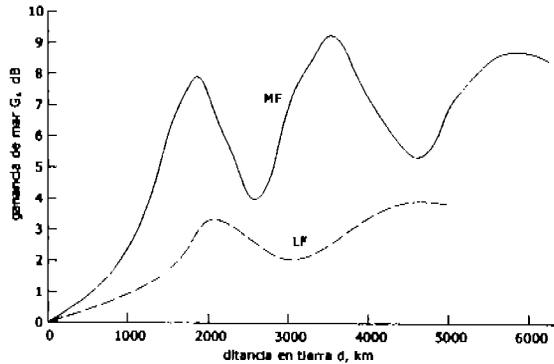


Figura 4.4.4 Ganancia de mar  $G_s$  para una sola terminal en la costa

Para una terminal localizada en la costa, un factor de corrección, conocido como ganancia de mar  $G_s$ , puede ser calculado empleando los coeficientes de reflexión apropiados para el primer promedio de tierra (conductividad de 10 mS/m) y el mar. La diferencia en la pérdida de los dos tipos de tierra es la ganancia apropiada para cada terminal. La figura 4.4.4 muestra el resultado de tal cálculo. Nótese que la ganancia de mar tiene un máximo en los rangos de tierra que son múltiplos de 2000 km debido a la presencia de señales de bajo ángulo. A los 2000 km el bajo ángulo y la reflexión de un solo salto en la capa  $E$  es dominante, en los 4000 km el bajo ángulo y dos saltos dominan y así sucesivamente. Cuando una terminal está localizada en la tierra, o el mar solo ocupa un canal angosto, entonces la ganancia de mar para la terminal se reducirá. Un algoritmo para tratar con tales complicaciones es presentado en la recomendación P.1147 de UIT-R.

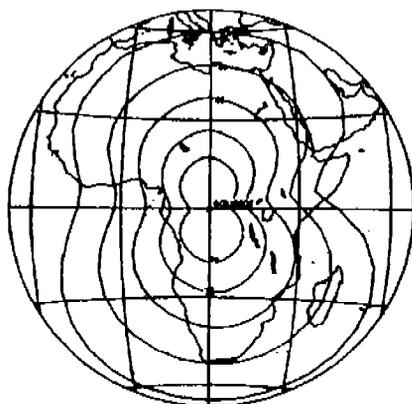
Cuando usamos el método de predicción recomendado para calcular la cobertura de una estación radiodifusora de LF o MF esto permite obtener directamente ganancia de mar para el transmisor. Evaluando la ganancia de mar en el receptor es calculablemente intensivo y es solo realmente práctico cuando una base de datos digital del litoral está disponible. En la práctica  $G_s$  en el receptor es a menudo tomada como cero.

#### 4.4.4.3. Pérdida de acoplamiento de polarización

La ionosfera, un plasma con campo magnético incluido, es un medio birrefringente. Una onda de radio linealmente polarizada incide en la capa inferior de la ionosfera separándose en dos ondas que se propagan de manera independiente. La división de potencia en las dos ondas depende de la polarización de la onda incidente relativa al campo geomagnético local. Una de estas ondas, la extraordinaria, es más atenuada que su compañera, la onda ordinaria. En general, a la salida de la ionosfera las dos ondas tienen una polarización elíptica. En general, pueden o no estar bien orientadas para excitar una corriente en la antena receptora.

La frecuencia giromagnética de la tierra varía entre los 800 kHz cerca del ecuador y los 1600 kHz cerca de los polos, y por consiguiente se encuentra en la banda de radiodifusión MF. En la frecuencia giromagnética la onda extraordinaria es casi atenuada completamente así que solo la onda ordinaria contribuye a la recepción de la señal. Este efecto también prevalece sobre una banda de frecuencias cercanas a la girofrecuencia y la extinción de la onda extraordinaria puede asumirse para todas las planeaciones en MF. En la banda de LF el efecto puede ser ignorado.

Cuando la onda incidente excita una onda extraordinaria la cual es subsecuentemente absorbida, este es un mecanismo de pérdida llamado comúnmente pérdida de acoplamiento de polarización. Una mayor pérdida ocurre cuando la onda ordinaria polarizada elípticamente emerge de la ionosfera para excitar una corriente en una antena receptora la cual responde solo a la componente vertical. Los dos mecanismos son esencialmente el mismo. La  $L_p$  en la ecuación anterior es la suma de las pérdidas de acoplamiento de polarización alcanzadas en el transmisor y receptor al final de la trayectoria. En trayectorias largas es necesario calcular las pérdidas en cada terminal por separado.



*Hora del día: 6 hrs. después del atardecer  
Frecuencia: 1000 kHz  
Potencia radiada: 37.8 dBkW  
Tipo de antena: monopolo de cuarto de onda  
Mapa: gran círculo  
Capa de reflexión: Región E  
Contornos: 78, 72, 66, 60, 54 dB (microvolti)*

Figura 4.4.5 Cobertura de un transmisor de MF en el ecuador

El eje mayor de la onda polarizada elípticamente aceptado por la ionosfera es paralelo al campo magnético de la tierra. En la salida de la ionosfera el eje mayor es otra vez paralelo al campo local. Cerca del ecuador, donde el campo de la tierra es aproximadamente horizontal, la antena transmisora normal verticalmente polarizada tiene un mal acoplamiento en el modo ordinario en direcciones al este u oeste. Similarmente, la antena receptora normal verticalmente polarizada y ortogonal a la onda ordinaria que llega del este u oeste. Entonces las pérdidas por acoplamiento de polarización en cada terminal pueden ser muy significativas y esto es más extremo en trayectorias de este-oeste/oeste-este cerca del ecuador. La figura 4.4.5 muestra la cobertura predicha para una

estación transmisora omnidireccional en el ecuador. En cambio de contornos de cobertura aproximadamente circulares, la cobertura limitada en el este y el oeste es debido a las pérdidas de acoplamiento de polarización.

#### 4.4.4.4. Variabilidad temporal

La intensidad de campo de una onda de cielo en las bandas de LF y MF varía con escalas de tiempo de minutos a años.

Las variaciones de periodos cortos, usualmente con una distribución de Rayleigh y medidos en minutos, se tienen debido a la continua turbulencia en la ionosfera. Ocasionalmente, cuando solo dos modos de onda de cielo se presentan, el desvanecimiento puede ser más severo.

Las mediciones de intensidad del campo en un periodo corto en un día generalmente difieren de una medición equivalente en el siguiente día. Una secuencia de mediciones día a día puede a menudo aproximarse por una distribución log-normal.

Las variaciones diurnas en la intensidad del campo son considerables. La intensidad del campo de la onda de cielo es mayor durante la noche y es menor o insignificante durante el día. Un gran número de mediciones bajo una variedad de circunstancias ha permitido la estimación de un factor de pérdida promedio por hora  $L_p$ , la forma de este es mostrado en la figura 4.4.6. Para trayectorias de varios saltos ( $> 2000$  km) las horas del atardecer y el amanecer son tomadas para estas en un punto a 75 km de la terminal donde el sol se oculta o aparece primero, porque el resto de la trayectoria esta entonces en oscuridad.

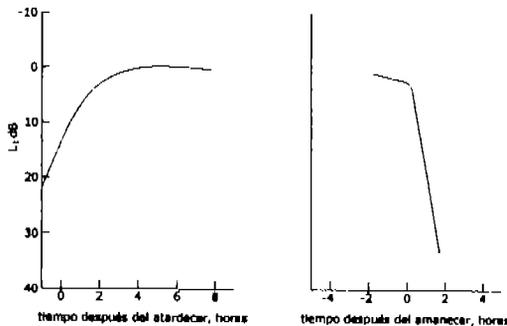


Figura 4.4.6 Factor de pérdida por el horario  $L_p$ .

También existen variaciones por estaciones del año en la intensidad del campo. En la banda de MF los meses del equinoccio están asociados con intensidades de campo mayores que otros. La variación por estaciones total puede ser del orden de 15 dB en las frecuencias inferiores de la banda de MF, pero es solo de 3 dB a 1600 kHz. En la banda de LF se han observado variaciones diferentes. Por ejemplo un pronunciado máximo durante el verano.

## 4.5. Métodos de predicción de propagación de ondas ionosféricas por encima de 2 MHz

### 4.5.1. HF

El desarrollo de los métodos de predicción han seguido desde hace mucho la evolución del modelo ionosférico y más recientemente el desarrollo del modelo analítico del trazado de rayos. Los

métodos de propagación en HF no son nada nuevos, pues datan de antes de la Segunda Guerra Mundial. A través de los años un gran número de métodos han sido desarrollados y aun continua tal actividad. Muchos, sin embargo, no están realmente disponibles, y por supuesto, algunos han caído en el desuso a consecuencia del surgimiento de nuevos modelos. Por tales razones describiremos en este subcapítulo solo algunos de los más accesibles y populares métodos de predicción para HF:

**IONCAP:** este es un programa bastante popular desarrollado por el Instituto para Ciencias en Telecomunicaciones (ITS por sus siglas en inglés) en Estados Unidos y es operable en una variedad importante de plataformas de computadora. A raíz de este se han desarrollado algunos métodos similares, por ejemplo el VOACAP, el cual solo hace uno cuantos pequeños cambios a los cálculos empleados en IONCAP. IONCAP y sus derivados usan técnicas de espejo virtual.

**ITU REC533:** Este es el método recomendado por la UIT. Es una técnica relativamente simple, pero los resultados obtenidos presentan una precisión comparable con la de métodos más complejos.

**ICEPAC:** circuito y análisis de perfil mejorado para las comunicaciones ionosféricas (ICEPAC) es el último método de predicción del ITS. Emplea el modelo de densidad de electrones ICED el cual debe mejorar el desempeño en las regiones de elevadas latitudes.

#### 4.5.1.1. ICEPAC

ICEPAC representa una de las más nuevas herramientas de ayuda para la predicción y decisión en HF y como tal es merecedora de la más detallada discusión en este texto. Los datos de entrada son bastante similares a los de IONCAP y esto arroja un total de 29 diferentes opciones de salida. La BMUF es considerada para seguir un distribución dada, así esta es posible de determinar, para cada frecuencia y modo, la fracción de días para los cuales el modo existe. Los valores de referencia también existen para las desviaciones estándar superiores e inferiores de las variaciones de la señal día a día para estimar la probabilidad en que la intensidad de la señal excederá un umbral preestablecido.

##### *Descripción ionosférica, métodos 1 y 2*

Los métodos 1 y 2 proporcionan valores especiales relacionados con los parámetros de la ionosfera.

##### *MUF opciones de salida, métodos 3 a 12 y 25 a 29*

Estos métodos incluyen listados y gráficos de salida de la frecuencia básica máxima utilizable (MUF) y la frecuencia óptima de transición (FOT) para la trayectoria y para los modos individuales E, ES, F1y F2. Estos también proporcionan información del ángulo de elevación. La tabla 4.5.1 ilustra una salida típica del método 10 para una trayectoria desde el sur del Reino Unido a Ottawa, Canadá, en enero de 1994.

##### *Opciones de desempeño del sistema, métodos 16 a 24*

Las salidas del desempeño del sistema es una tabla larga que proporciona datos acerca del desempeño del sistema. El método 16 (mostrado en la tabla 4.5.2) ilustra una salida típica del ICEPAC para la trayectoria del sur del Reino Unido a Ottawa, Canadá. Enlista en cada tiempo (UT) y frecuencia (FREQ) cuales son los más confiables modos de propagación (MODE), ángulo de elevación (ANGLE), tiempo de retardo en la trayectoria (DELAY), la altura virtual (V HITE), la probabilidad de que la frecuencia de operación ser menor a la predeterminada MUF (F DAYS), la media de las pérdidas del sistema (LOSS), intensidad campo de en  $\text{dB}\mu\text{V m}^{-1}$  (DBU), la media de las potencias de señal y ruido en las terminales de entrada del receptor en dBW (S DBW y N DBW), relación señal a ruido (SNR), la combinación requerida en el transmisor de potencia y



Capítulo 4. Predicción del Desempeño de Radioenlaces

CCIR COEFICIENTES		METHOD 16		ICEPAC		Version		ITS.01		PAGE		1	
JAN 1984 SSN = 62. Qoff= 1.0													
Cobbett Hill, UK CRC, Ottawa, Canada AZIMUTHS N. MI. KM													
51.27 N -63 E - 45.40 N 75.22 W 294.97 53 07 2934.6 5434.4													
MINIMUM ANGLE 3.00 DEGREES													
XMITR 2-10 IONCAP Const 10dB Azim=295.0 OFFaz=160.0 10.000MW													
RCVR 2-10 CCIR.000 CCIR /IGOTROPE Azim= 0 OFFaz= 53.9													
2 MHE NOISE = -136.0 DBM REQ. REL = .90 REQ. SNR = 44.0 DB													
MULTIPATH POWER TOLERANCE = 10.0 DB MULTIPATH DELAY TOLERANCE = .650 MS													
14.0	25.2	2.0	4.0	6.0	7.0	9.0	11.0	13.0	15.0	17.0	19.0	21.0	FREQ
2F2	5 E	4 E	4 E	4F2	3F2	3F2	2F2	2F2	2F2	2F2	2F2	2F2	MODE
5.6	5.0	3.2	3.7	19.4	13.2	11.1	4.9	4.0	4.0	4.1	4.1	4.3	ANGLE
18.9	18.4	18.3	18.4	20.0	19.4	19.1	18.8	18.7	18.7	18.7	18.8	18.8	DELAY
290	71	75	81	287	288	251	269	248	248	251	254	254	V HITE
150	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	.99	.98	.95	.90	.84	.80	F DAYS
162	291	241	214	177	161	153	147	144	143	144	144	144	LOSS
13	-138	-82	-27	-10	8	17	23	28	29	29	28	28	DBU
-122	-251	-201	-149	-134	-118	-111	-103	-101	-102	-104	-106	-106	S DBM
-162	-131	-139	-144	-146	-149	-152	-154	-155	-157	-159	-159	-159	N DBM
40	-120	-61	-5	12	31	41	49	53	54	55	55	53	SNR
30	176	118	63	46	27	20	11	10	11	15	15	16	PPMRO
.41	.00	.00	.00	.00	.07	.35	.66	.73	.73	.70	.68	.68	REL
.00	.00	.00	.00	.00	.00	.09	.00	.00	.00	.00	.00	.00	MFR0B
15.0	26.0	2.0	4.0	6.0	7.0	9.0	11.0	13.0	15.0	17.0	19.0	21.0	FREQ
2F2	5 E	4 E	4 E	4F2	3F2	3F2	2F2	2F2	2F2	2F2	2F2	2F2	MODE
5.7	5.0	3.2	3.9	18.3	11.9	10.9	4.0	4.0	4.0	4.1	4.1	4.3	ANGLE
18.9	18.4	18.3	18.4	19.9	19.2	19.1	18.7	18.7	18.7	18.7	18.8	18.8	DELAY
291	71	75	81	271	265	248	249	247	249	251	256	256	V HITE
150	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	.98	.94	.94	F DAYS
162	301	250	222	180	163	154	147	144	143	142	142	142	LOSS
14	-147	-91	-30	-13	6	16	25	29	31	32	32	32	DBU
-122	-261	-210	-152	-137	-120	-112	-104	-102	-101	-101	-102	-102	S DBM
-162	-131	-139	-144	-146	-149	-152	-154	-155	-157	-158	-159	-159	N DBM
40	-130	-71	-5	9	29	40	49	53	54	57	57	57	SNR
29	183	124	62	44	24	14	5	1	0	0	0	0	PPMRO
.42	.00	.00	.00	.00	.05	.32	.75	.87	.91	.89	.82	.82	REL
.00	.00	.00	.00	.00	.00	.08	.38	.51	.60	.60	.60	.60	MFR0B
16.0	24.6	2.0	4.0	6.0	7.0	9.0	11.0	13.0	15.0	17.0	19.0	21.0	FREQ
2F2	5 E	4 E	4 E	4F2	3F2	3F2	2F2	2F2	2F2	2F2	2F2	2F2	MODE
6.4	5.0	3.4	18.3	13.4	11.0	4.0	3.9	4.0	4.0	4.2	4.2	4.6	ANGLE
19.0	18.4	18.3	19.9	19.4	19.1	18.7	18.7	18.7	18.7	18.8	18.8	18.8	DELAY
309	71	77	271	292	269	249	245	248	248	254	263	263	V HITE
150	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	.99	.97	.98	F DAYS
160	284	242	187	174	160	150	146	143	142	141	142	142	LOSS
15	-130	-75	-22	-7	9	21	27	30	32	32	32	32	DBU
-120	-243	-194	-144	-131	-117	-107	-103	-101	-100	-101	-102	-102	S DBM
-161	-131	-139	-144	-146	-149	-152	-154	-155	-157	-159	-159	-159	N DBM
41	-112	-55	0	15	32	44	51	55	57	58	57	57	SNR
29	164	105	51	35	19	6	1	-3	-4	-2	5	5	PPMRO
.44	.00	.00	.00	.00	.00	.52	.88	.94	.96	.94	.88	.88	REL
.00	.00	.00	.00	.00	.01	.21	.46	.51	.60	.60	.60	.60	MFR0B

Tabla 4.5.2 Salida del Método 16 ICEPAC

4.5.2. Modelos computarizados de la cintilación ionosférica

Las regiones de cintilación ionosférica consisten en un cinturón de 20° de ancho centrado en el ecuador geomagnético y en las regiones polares arriba de los 55° a 60° de latitud. En el cinturón ecuatorial de cintilación, se experimenta a menudo una cintilación que presenta una distribución de Rayleigh en las bandas de VHF y UHF durante la tarde noche y la mañana, entre las 2000 y 0200 del tiempo local (LT). En las regiones polares, la cintilación es más irregular y puede ocurrir a cualquier hora del día o de la noche aunque a niveles menores que la cintilación ecuatorial.

La climatología de la cintilación en regiones ecuatoriales está razonablemente bien establecida y las condiciones de variación en un largo período pueden ser modelados usando el programa de computación WBMOD. Este modelo también incluye un modelo climatológico para altas latitudes, sin embargo este es menos riguroso.

El modelo de irregularidades en la densidad de electrones, EDIM, en WBMOD es una colección de modelos empíricos los cuales describen la geometría, orientación, potencia y movimiento de las irregularidades en función de la latitud, fecha, hora del día, actividad solar y geomagnética.

Uno de los parámetros básicos generados por el modelo es la irregularidad de potencia de la densidad de electrones integrada con la altura, CkL, el cual es una medición vertical de la potencia integrada en las irregularidades. Este es un parámetro más dinámico que controla la cintilación mundial.

El modelo WBMOD asume que toda la propagación en línea de vista, los efectos de cintilación pueden ser calculados aunque el efecto de las irregularidades ionosféricas pueda ser atribuido a una infinitamente delgada pantalla de cambios de fase colocada a una altitud en una capa irregular. Un rayo que se propaga pasa a través de la pantalla con lo que presenta un cambio de fase conforme a las características espectrales de las irregularidades, y la intensidad resultante y la fase de la cintilación muestran como es la propagación del rayo después de la pantalla hacia el receptor. Las irregularidades son descritas en términos de su espectro de densidad de potencia (PDS) y su forma y orientación con respecto a la dirección del campo geomagnético local.

#### **4.5.3. Aplicación de modelos específicos**

Los modelos de propagación mencionados muestran una arquitectura general la cual los hace utilizables en diversas aplicaciones. Un número de métodos de predicción, sin embargo, han sido desarrollados con arquitecturas generales para aplicaciones específicas.

En aplicaciones militares de HF, la baja probabilidad de interceptación y bloqueo es importante y está generalmente basada en técnicas tales como espectro disperso, criptografía y nulidad de antena. Incluso con tales estrategias sofisticadas las señales pueden propagarse a receptores no autorizados provocando interferencia o fuga de información. Una técnica alternativa, basada en la utilización táctica de la predicción de propagación de señales, puede entonces presentar ciertas ventajas. Esta técnica explota el conocimiento detallado de la ionosfera y el trazado de rayos para minimizar la cobertura de la señal y por consiguiente negar o minimizar, el acceso de un receptor no deseado a la información transmitida. La técnica puede ser empleada en aislamiento o en conjunto con algunas técnicas más sofisticadas.

A pesar de esta técnica táctica puede ser perfeccionada empleando uno o varios programas de predicción, son requeridos datos especializados y la contribución de la onda de tierra puede no ser evaluada.

Para superar estas deficiencias tácticas la ayuda de decisión en HF ha sido desarrollada. Un ejemplo es el sistema de modelado del medio ambiente electromagnético en HF (HF-EEMS por sus siglas en inglés), la ayuda está diseñada para habilitar a los operadores expertos tanto como a los inexpertos en HF para predecir los parámetros de sus sistemas de comunicación tales como frecuencia, estación receptora y potencia radiada. La ayuda de decisiones emplea una versión modificada del programa de predicción REC533. HF-EEMS V1.1 también contiene un simple modelo de propagación para ondas de tierra en sistemas de línea visual (LOS < 200 km). Las características de propagación de la onda de tierra son calculadas por una versión modificada del GRWAVE, el cual calcula la intensidad del campo de la onda de tierra sobre una superficie terrestre plana, curva y homogénea.

La ayuda de decisiones muestra al operador los datos en dos formatos: mapas de cobertura de señal y tablas de frecuencia. En la figura 4.5.1 la onda de cielo y onda de tierra son mostradas en el mismo mapa, a lo largo de estaciones locales amigas y enemigas. Estos mapas mensuales permiten a los usuarios inspeccionar las configuraciones de los enlaces y evaluar las transmisiones efectivas y no efectivas.

A través de unas tablas, la ayuda de decisiones recomienda las mejores frecuencias de operación para minimizar la interceptación enemiga. Existen dos acercamientos que pueden ser utilizados, uno basado en las consideraciones de la frecuencia mínima utilizable (LUF) y otro basado en la MUF. En el primero se trata de operar en una frecuencia la cual esta por debajo de la LUF en los receptores enemigos pero por encima de la LUF para los receptores amigos. El segundo consiste en el empleo de una frecuencia superior a la MUF para los receptores enemigos pero menor a la MUF de los receptores amigos. Esto hace notar que la técnica LUF es más problemática pues es más difícil de alcanzar la potencia estimada de la señal que en MUF.

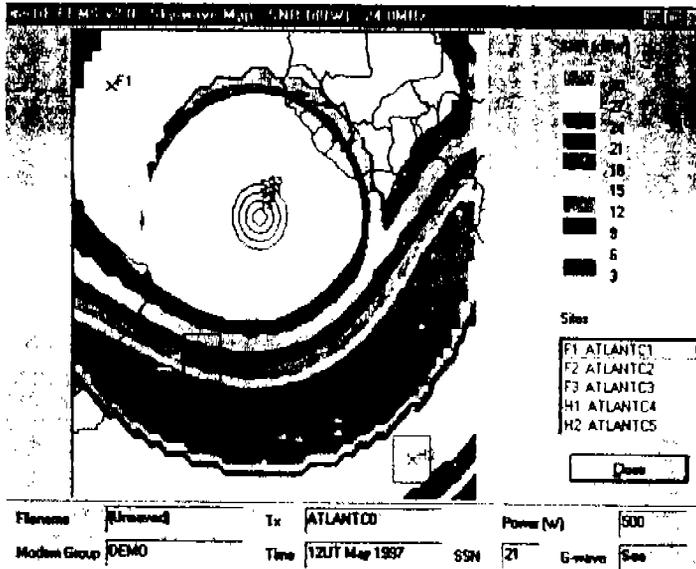


Figura 4.5.1 Mapa de cobertura de señal a 24 MHz con tres estaciones amistosas (+) y dos enemigas (x)

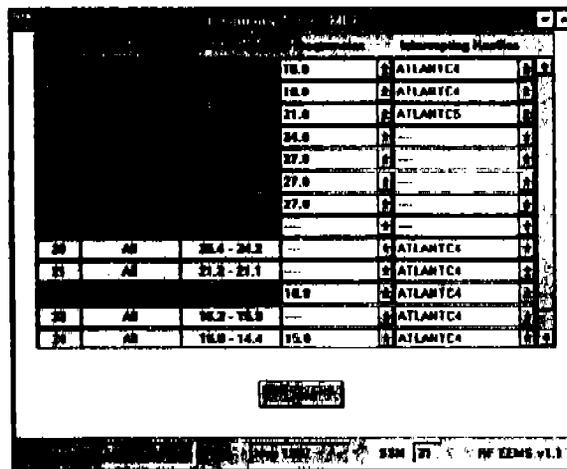


Figura 4.5.2 Intervalos de frecuencia con mínima interceptación enemiga de la señal durante la transmisión empleando el algoritmo MUF

La figura 4.5.2 es un extracto de una tabla de frecuencias de 24 horas, basada en predicciones MUF, para el escenario de transmisiones mostrado en la figura 4.5.1. Si el modo soportado es predicho la tabla ofrece un intervalo de frecuencias en el cual todas las estaciones amigas recibirán la señal, mientras se minimiza a interceptación enemiga. Las frecuencias que se encuentra en el plan de frecuencias asignado son mostradas en la tabla de la figura 4.5.2. La columna en la extrema derecha muestra los receptores enemigos predeterminados a interferir las transmisiones. Los receptores enemigos desplegados son los más aptos para interceptar la señal; los adicionales están enlistados en orden decreciente de probabilidad de interceptación en ventanas ocultas. Las versiones operacionales de estas tablas tienen un código de colores. Los intervalos de frecuencia no interceptados por los receptores enemigos están coloreados en verde. Los que tienen una probabilidad menor de ser interceptados se presentan en amarillo para indicar precaución. Si los receptores enemigos interceptan la señal entonces estos intervalos de frecuencia se colorean en rojo.

#### 4.5.4. Sondas ionosféricas para la administración de frecuencias en HF

Las sondas ionosféricas (ionosondas) son esencialmente radares que miden el retraso de grupo de las ondas que se propagan a través de la ionosfera. Debido a la estructura de la ionosfera, pueden ser obtenidos múltiples retornos de los radares en una sola frecuencia. Las sondas ionosféricas pueden ser monoestáticas con el receptor y el transmisor colocados en un mismo punto o biestáticas con el transmisor y el receptor separados algunas decenas, cientos o miles de kilómetros. Los primeros generan monogramas verticales y los últimos monogramas oblicuos.

La sonda oblicua consigue información ionosférica tal como las frecuencias de propagación y multitrayectorias. Si las comunicaciones en HF están sobre la misma trayectoria como la sonda, las ionosondas biestáticas ofrecen una invaluable ayuda en la toma de decisiones para elegir la frecuencia correcta de operación.

#### 4.6. Modelos de propagación para enlaces cortos

Los sistemas de radio de enlaces cortos son usados para muchos propósitos, para telemetría, control remoto y juegos y también para comunicaciones. En comunicaciones se emplean en telefonía inalámbrica, redes locales inalámbricas de radio (RLAN's), radio accesos fijos y sistemas microcelulares.

Para algunas de estas aplicaciones son empleadas potencias demasiado bajas con pobres localizaciones de antenas donde el usuario solo espera un rango de operación de unos cuantos metros. Por ejemplo, en el caso de controles de autos para puertas automáticas, el usuario pondrá el transmisor hacia el auto y probablemente tenga algún entendimiento de la necesidad de tener un enlace cercano en línea visual. Para tales aplicaciones existen algunos requerimientos importantes para procurar tener buenos modelos de propagación.

Para RLAN's y otras aplicaciones en interiores habrá una necesidad diferente para cada tipo de modelado de los efectos, del tamaño y forma del área, obstrucciones, materiales de construcción y penetración a través de las paredes y pisos. Para transmisión de datos a alta velocidad puede también ser necesario modelar el tiempo de dispersión en multitrayectorias.

Pero para sistemas microcelulares en exteriores y aplicaciones similares esto será necesario para modelar la propagación e intervalos de distancias menores o mayores a un kilómetro, o donde el o los métodos de predicción de rango mayor de área de cobertura puedan ser utilizados. 1 km es la división de distancia empleada por la UIT-R en sus recomendaciones entre los métodos de predicción de corto y largo alcance.

Sin embargo, las consideraciones superiores principalmente aplicadas a sistemas de VHF y UHF, donde aunque las distancias sean cortas la propagación es en régimen de campo lejano y las técnicas usuales de propagación son aplicables. Otra interpretación de corto alcance puede considerar trayectorias entre el régimen de campo cercano alrededor de la antena transmisora. Este es de importante significado en frecuencias bajas.

#### 4.6.1. Propagación en exteriores

##### 4.6.1.1. Categorías de trayectorias en exteriores

Aquí se presentan los métodos definidos en la recomendación P1411 de la UIT-R, y esta restringido a una discusión de métodos aplicables a intervalos superiores a 1 km. Los métodos se pueden extender a intervalos de distancias mayores.

La clasificación puede ser tomada de los detalles del ambiente y de la aplicación del servicio. Las tablas 4.6.1, 4.6.2 y 4.6.3 resumen los factores que deben considerarse.

Varios ambientes de propagación pueden ser considerados como una propagación exterior de corto alcance en las áreas urbanas.

- Estación base montada sobre el nivel de las azoteas sirviendo a una pequeña macrocélula; en este caso la propagación de la estación base es principalmente sobre las azoteas.
- Estación base montada por debajo del nivel de las azoteas sirviendo a micro o picocélulas; en estos casos, la propagación es principalmente en los cañones de la calle.
- Enlaces de móvil a móvil, donde ambas terminales del enlace pueden ser asumidas para estar por debajo del nivel de las azoteas.

Ambiente	Descripción y deterioro de la propagación
Urbana alta elevación	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Cañon urbano, caracterizado por calles alineadas con edificios altos de varios pisos cada uno</li> <li>• Las alturas de los edificios hacen significantes contribuciones para la propagación sobre las azoteas</li> <li>• Filas de edificios altos dan la posibilidad de grandes retardos de trayectorias</li> <li>• Gran número de vehículos en movimiento en el área de acción como reflectores adhieren un efecto Doppler a las ondas reflejadas.</li> </ul>
Urbana/suburbana baja elevación	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Tipificado por calles anchas</li> <li>• La altura de los edificios generalmente son menores a tres pisos causando difracción sobre las azoteas</li> <li>• Las reflexiones y sombras de los vehículos en movimiento pueden ocurrir</li> <li>• Los efectos primarios son grandes retardos y pequeños efectos Doppler</li> </ul>
Residencial	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Viviendas de uno y dos pisos</li> <li>• Los caminos son generalmente de dos carriles amplios con carros estacionados en ambos lados</li> <li>• Posible follaje de pesado a ligero</li> <li>• Tráfico de motores usualmente ligero</li> </ul>
Rural	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Casas pequeñas rodeados de grandes jardines</li> <li>• Influencia de la altura del terreno</li> <li>• Posible follaje de pesado a ligero</li> <li>• Tráfico de motores algunas veces alto</li> </ul>

Tabla 4.6.1 Ambientes físicos de operación

Tipo de célula	Radio de Célula	Posición típica de la antena de la estación base
Macro-célula pequeña	0.5 km a 3 km	Exteriores: montada por encima de una azotea de altura promedio, la altura de algunos edificios en los alrededores puede ser superior a la altura de antena base.
Micro-célula Pico célula	100m a 500 m Menores a 100 m	Exteriores: montada debajo de una altura promedio Interiores y exteriores (montada debajo de los niveles de las azoteas)

Tabla 4.6.2 Definición de tipos de célula para sistemas móviles

Ambiente	Velocidad para usuarios peatones	Velocidad para usuarios con vehículo
Urbana alta elevación	1.5 m/s	Velocidad típica en el centro de la ciudad cerca de 50 km/h
Urbana/suburbana baja elevación	1.5 m/s	Alrededor de 50 km/h
Residencial	1.5 m/s	Autopistas mayor a 130 km/h
Rural	1.5 m/s	Cerca de 50 km/h De 80-100 km/h

Tabla 4.6.3 Velocidades típicas para usuarios móviles

#### 4.6.1.2. Modelos de pérdida de trayectoria

##### 4.6.1.2.1. Línea visual en un cañón urbano

###### UHF

En el punto 4.4, fue descrita la propagación para dos antenas elevadas sobre una tierra plana y lisa, donde la señal resultante es determinada por la suma de la onda directa y la onda reflejada en la tierra. En enlaces cortos la intensidad de campo tiene una serie de mínima correspondencia a la oposición de la fase de las dos componentes, con una intermedia máxima donde el campo presenta una variación de  $20 \log(d)$ . En distancias grandes, hasta el último nulo, el término de distancia cambia a  $40 \log(d)$ .

La Recomendación de la UIT-R P.1411 indica que una relación de este tipo solo aplica aproximadamente para algunas aplicaciones operando en ambientes con obstrucciones. Para operación sobre una trayectoria larga en línea visual en un cañón urbano (por ejemplo, cuando las antenas están por debajo de los niveles de las azoteas), las reflexiones y el esparcimiento en el desordenado ambiente, se ocupará principalmente en la mínima debido a la interferencia. La intensidad del campo en enlaces de corto alcance, con espacios promedio, variará aproximadamente como  $20 \log(d)$ , como si la trayectoria fuera en el espacio libre, aunque con una potencia radiada equivalente dependiente del ambiente alrededor de la antena transmisora.

Como una aproximación, esto puede tomarse como que el punto de ruptura, donde  $20 \log(d)$  cambia a  $40 \log(d)$ , puede ocurrir típicamente a una distancia dada por  $8\pi ch/\lambda$ .

La recomendación P.1411 de la UIT-R da aproximadamente las fronteras superior e inferior para las variaciones de pérdida de transmisión en un cañón urbano, como sigue:

Frontera inferior

$$L_{LOS} = L_{hp} + \begin{cases} 20 \log_{10} \left( \frac{d}{R_{hp}} \right) & \text{para } d \leq R_{hp} \\ 40 \log_{10} \left( \frac{d}{R_{hp}} \right) & \text{para } d > R_{hp} \end{cases}$$

Frontera superior

$$L_{LOS,u} = L_{hp} + 20 + \begin{cases} 25 \log_{10} \left( \frac{d}{R_{hp}} \right) & \text{para } d \leq R_{hp} \\ 40 \log_{10} \left( \frac{d}{R_{hp}} \right) & \text{para } d > R_{hp} \end{cases}$$

donde  $R_{hp}$  es la distancia del punto de ruptura dada por:

$$R_{hp} = \frac{4h_b h_m}{\lambda}$$

donde  $\lambda$  es la longitud de onda en metros, y  $L_{hp}$  es un valor de pérdida de transmisión básica en el punto de ruptura, definido como:

$$L_{hp} = \left| 20 \log_{10} \left( \frac{\lambda^2}{8\pi h_b h_m} \right) \right|$$

En distancias bastante cortas esto puede ser importante para tomar en cuenta un patrón vertical de radiación de la antena de transmisión. Donde la antena está elevada, un receptor cercano estará en el lóbulo lateral vertical más bajo del patrón de radiación entonces se reduce la ganancia como la distancia se reduce. De esta manera para comunicaciones móviles celulares y radiodifusión puede haber una reducción en la intensidad del campo con una distancia decreciente muy cercana a la antena.

#### SHF

En SHF, por arriba de los 15 GHz, el método dado en la sección anterior puede ser empleado, pero una corrección puede hacerse para permitir un incremento en la altura efectiva de la trayectoria de superficie, debido a la presencia del tráfico, como se muestra en las tablas 4.6.4 y 4.6.5.

Frecuencia (GHz)	$H_b$ (m)	Altura efectiva del camino $h_e$ (m)	
		$h_m$ 2.7	$h_m$ 1.6
3.35	4	1.3	**
	8	1.6	**
8.45	4	1.6	**
	8	1.6	**

15.75	4	1.4	**
	8	*	**

\* punto de ruptura mas allá de 1 km  
 \*\* no existe punto de ruptura

Frecuencia (GHz)	$H_b$ (m)	Altura efectiva del camino $h_e$ (m)	
		$h_m 2.7$	$h_m 1.6$
3.35	4	0.59	0.23
	8	**	**
8.45	4	*	0.43
	8	*	**
15.75	4	*	0.74
	8	*	**

\* punto de ruptura mas allá de 1 km  
 \*\* no se tomaron mediciones

Tabla 4.6.4 La altura efectiva del camino  $h_e$ , (tráfico pesado)

### Longitudes de Onda milimétricas

En frecuencias superiores a los 10 GHz, el punto de ruptura  $R_{rp}$  está más allá del máximo radio de la célula esperado (500 m). Esto significa que se puede esperar el cumplimiento de la cuarta ley de la intensidad en esta banda de frecuencia. Así podemos afirmar que, la intensidad decae con la distancia como si siguiera en el espacio libre, excepto que la atenuación por lluvia y vapor de agua se sumen.

#### 4.6.1.2.2. Modelo para situaciones sin línea visual

Para propagación sobre las azoteas, el modelo de difracción en multipantalla dado anteriormente es valido si las azoteas están todas a la misma altura. Asumiendo que las alturas de las azoteas difieren solo por un valor menor que el primer radio de las zonas de Fresnel, la altura de la azotea usada en el modelo es una altura promedio. Si la altura de las azoteas varía mucho más que el radio de la primera zona de Fresnel, un método preferente es empleado para calcular la difracción en los bordes de los edificios más altos como se describe en la recomendación de la UIT-R P.256 en lugar del modelo de multipantalla.

Para azoteas de altura similar, las pérdidas entre antenas isotrópicas son expresadas como la suma de la pérdida de espacio libre  $L_{bf}$ , la pérdida de difracción de las azoteas a la calle  $L_{rs}$  y la reducción debida a la difracción debido a la múltiple pantalla pasando las filas de edificios  $L_{msd}$ .

En este modelo  $L_{bf}$  y  $L_{rs}$  son independientes de la altura de la antena en la estación base, y  $L_{msd}$  es independiente si la antena de la estación base está abajo o arriba de la altura de los edificios:

$$L_{NLOS} = \begin{cases} L_{bf} + L_{rs} + L_{msd} & \text{para } L_{rs} + L_{msd} > 0 \\ L_{bf} & \text{para } L_{rs} + L_{msd} \leq 0 \end{cases}$$

El término  $L_{ori}$  describe el acoplamiento de la propagación de la onda a lo largo de la trayectoria multipantalla en la calle donde la estación móvil está localizada. Esto toma en cuenta el ancho de la calle y su orientación:

$$L_{rs} = -16.9 - 10 \log_{10}(w) + 10 \log_{10}(f) + 20 \log_{10}(\Delta h_m) + L_{ori}$$

$$L_{ori} = \begin{cases} -10 + 0.345\varphi & \text{para } 0^\circ \leq \varphi < 35^\circ \\ 2.5 + 0.075(\varphi - 35) & \text{para } 35^\circ \leq \varphi < 55^\circ \\ 4.0 - 0.114(\varphi - 55) & \text{para } 55^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ \end{cases}$$

donde  $\Delta h_m = h_b - h_m$

$L_{ori}$  es el factor de corrección de la orientación de la calle, el cual toma cuenta del efecto de la difracción de la azotea a calle en las calles que no son perpendiculares a la dirección de propagación.

La pérdida de difracción multipantalla de la estación base debido a la propagación en las filas de edificios depende de la altura de la antena en estación base relativa a las alturas de los edificios y al ángulo de incidencia. Un criterio para la incidencia rasante es la distancia de campo establecida,  $d_s$ :

$$d_s = \frac{\lambda d^2}{\Delta h_b^2} \quad \text{donde } \Delta hb = h_b - h_r$$

Para el cálculo de  $L_{msd}$   $d_s$  es comparado con la distancia  $l$  sobre la cual los edificios se extienden.

Cálculo de  $L_{msd}$  para  $l \gg d_s$

$$L_{msd} = L_{hsh} + k_a + k_d \log_{10}(dl/1000) + k_l \log_{10}(f) - 9 \log_{10}(b)$$

$$\text{donde } L_{hsh} = \begin{cases} -18 \log_{10}(1 + \Delta h_b) & \text{para } h_b < h_r \\ 0 & \text{para } h_b \leq h_r \end{cases}$$

es el término de pérdida que depende de la altura de la estación base.

$$k_a = \begin{cases} 54 & \text{para } h_b \leq h_r \\ 54 - 0.8\Delta h_b & \text{para } h_b \leq h_r \text{ y } d \geq 500 \text{ m} \\ 54 - 1.6\Delta h_b dl/1000 & \text{para } h_b \leq h_r \text{ y } d < 500 \text{ m} \end{cases}$$

$$k_d = \begin{cases} 18 & \text{para } h_b > h_r \\ 18 - 15 \frac{\Delta h_b}{h_r} & \text{para } h_b \leq h_r \end{cases}$$

$$k_l = \begin{cases} 0.7(f/925 - 1) & \text{para ciudades de tamaño medio y centros} \\ & \text{suburbanos con densidad de árboles media} \\ 1.5(f/925 - 1) & \text{para centros metropolitanos} \end{cases}$$

Cálculo de  $L_{msd}$  para  $l < d_s$

En este caso una extensa distinción ha sido hecha acordando las alturas relativas de estación base y las azoteas.

$$L_{msd} = -10 \log_{10} (Q_M^2)$$

$$\text{donde } Q_M = \begin{cases} 2.35 \left( \frac{\Delta h_b}{d} \sqrt{\frac{b}{\lambda}} \right)^{0.9} & \text{para } h_b > h_r \\ \frac{b}{d} & \text{para } h_b \approx h_r \\ \frac{b}{2\pi d} \sqrt{\frac{\lambda}{\rho}} \left( \frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi + \theta} \right) & \text{para } h_b < h_r \end{cases}$$

$$\text{y } \theta = \arctan\left(\frac{\Delta h_b}{b}\right) \quad \rho = \sqrt{\Delta h_b^2 + b^2}$$

$b$  es la separación promedio entre los edificios.

Para propagación NLOS en los cañones urbanos donde ambas antenas están por debajo del nivel de las azoteas, las ondas difractadas y refractadas en las esquinas de calles que cruzan tienen que ser consideradas. En este caso:

$$L_{NLOS} = -10 \log_{10} (10^{L_r/10} + 10^{L_d/10}) \text{ dB}$$

donde  $L_r$  es la pérdida de reflexión en la trayectoria, definida por:

$$L_r = -20 \log_{10} (x_1 + x_2) + x_1 x_2 \frac{f(a)}{w_1 w_2} - 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi}{\lambda} \right) \text{ dB}$$

$$\text{donde } f(a) = \begin{cases} -41 + 110a & \text{para } a \leq 0.33 \\ -13.94 + 28a & \text{para } 0.33 < a \leq 0.42 \\ -5.33 + 7.51a & \text{para } 0.42 < a \leq 0.71 \\ 0 & \text{para } a > 0.71 \end{cases}$$

$a$  es el ángulo de la esquina de la calle en radianes,  $w_1$  y  $w_2$  son los anchos de las calles que coinciden en la esquina, y  $L_d$  es la pérdida de difracción en la trayectoria definida por:

$$L_d = -10 \log_{10} [x_2 x_1 (x_1 + x_2)] + 2D_u + 0.1 \left( 90 - a \frac{180}{\pi} \right) - 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi}{\lambda} \right) \text{ dB}$$

$$D_u \approx - \left( \frac{40}{2\pi} \right) \left[ \arctan\left(\frac{x_2}{w_2}\right) + \arctan\left(\frac{x_1}{w_1}\right) - \frac{\pi}{2} \right]$$

#### 4.6.1.3. Influencia de la vegetación

Los efectos de propagación a través de la vegetación (principalmente árboles) son importantes para las predicciones de trayectorias cortas en exteriores. Los dos principales mecanismos de propagación pueden ser definidos de la manera siguiente:

- i. propagación a través (no alrededor ni sobre) los árboles
- ii. propagación sobre los árboles

El primer mecanismo predomina para geometrías en las cuales ambas antenas están por debajo de las alturas de los árboles y la distancia entre estos es pequeña, y el segundo predomina para geometrías en las cuales una antena está elevada sobre la altura de los árboles. La atenuación es producida altamente por el esparcimiento en multitrayectorias iniciadas por la difracción de la señal de energía sobre y a través de las estructuras de los árboles.

#### 4.6.1.4. Parámetros establecidos para cálculos en un sitio en general

Si los datos en una estructura de edificios y caminos es desconocida (situaciones de un sitio en general) se recomiendan los siguientes valores establecidos:

$h_r$	= 3 x [número de piso] + la altura del techo (m)
altura del techo	= 3 m techos levantados y 0 m techos planos
$w$ (ancho de la calle)	= $b/2$
$b$ (separación entre edificios)	= 20

#### 4.6.2. Propagación en interiores

Mucho del estudio de la propagación en interiores, cuyas áreas van desde habitaciones domésticas y oficinas, industrias, corredores, escaleras, salones de exhibición y estaciones de tren, ha sido limitado al modelado de edificios específicos con dificultades en la extrapolación para otros edificios. Este tópico es analizado en la recomendación P.1238 de UIT-R.

La predicción para la propagación en interiores de los sistemas de radio difiere en algunos aspectos de los sistemas exteriores. El propósito final, al igual que los sistemas exteriores, es asegurar una cobertura eficiente en el área requerida (o para asegurar una trayectoria confiable, en el caso de los sistemas punto a punto), y evitar interferencia en el sistema o en otros sistemas. Sin embargo, en el caso de sistemas interiores, la extensión de la cobertura está bien definida por la geometría del edificio, y los mismos límites del edificio afectarán la propagación. En adición a la reutilización de frecuencias en el mismo piso de un edificio, existe a menudo un deseo de reutilización de frecuencias entre diferentes pisos del mismo edificio, lo cual suma una tercera dimensión a los problemas de interferencia. Finalmente, las comunicaciones de muy corto alcance, particularmente donde frecuencias de ondas milimétricas son usadas, significan que pequeños cambios en el ambiente inmediato de la trayectoria pueden tener efectos sustanciales en las características de propagación.

Si la planeación específica de un sistema de radio para interiores ha sido emprendido, es necesario tener un conocimiento detallado de las particularidades del sitio (por ejemplo geometría, materiales, inmobiliario, etc.). Sin embargo, para una planeación inicial del sistema, es necesario estimar el número de estaciones base para proporcionar la cobertura deseada en el área y estimar la interferencia potencial a otros servicios o entre sistemas. Para este sistema de planeación, los modelos que generalmente representan las características de propagación en el ambiente son necesarios.

##### 4.6.2.1. Deterioro de la propagación y medidas de calidad en radio sistemas interiores

Los deterioros en la propagación en un canal de radio para interiores son causados principalmente por:

- reflexión en los objetos y difracción alrededor de los mismos (incluyendo paredes y pisos) en las habitaciones
- pérdidas de transmisión a través de las paredes, pisos y otros obstáculos
- canalización de energía, especialmente en corredores en altas frecuencias
- movimiento de personas y objetos en la habitación

y dados incrementos a los deterioros tales como:

- pérdidas de trayectoria no solo las pérdidas de espacio libre sino pérdidas adicionales debidas a obstáculos y transmisión a través de edificios, y posibles reducción de pérdidas de trayectoria por canalización
- variación espacial y temporal de pérdidas de trayectoria
- efectos de multitrayectorias por componentes reflejados y refractados de la onda
- polarización desigual debida a la alineación aleatoria de una terminal móvil

La tabla 4.6.6 enlista las características más significantes para los servicios típicos.

Aplicación	Deterioros preocupantes de la propagación
Voz	Pérdidas de trayectoria – distribución espacial y temporal
Datos (Baja Velocidad)	Pérdidas de trayectoria – distribución espacial y temporal Retardo multitrayectorias
Datos (Alta Velocidad)	Pérdidas de trayectoria – distribución espacial y temporal Retardo multitrayectorias Relación de modos de potencia deseados a no deseados
Radiolocalizadores	Pérdidas de trayectoria – distribución espacial y temporal
Fax	Pérdidas de trayectoria – distribución temporal
Video	Pérdidas de trayectoria – distribución espacial y temporal Retardo multitrayectorias

Tabla 4.6.6 Aplicaciones y deterioro de la propagación.

#### 4.6.2.2. Modelos de pérdidas de trayectoria para interiores

Los modelos de transmisión para interiores mostrados anteriormente asumen que la estación base y la unidad portátil están localizadas dentro del mismo edificio. Las pérdidas de trayectoria en interiores están caracterizadas por un promedio de las pérdidas ocasionadas por las trayectorias y los desvanecimientos estáticos en las zonas de sombra. Los coeficientes de pérdidas de potencia incluyen una tolerancia implícita por la transmisión a través de las paredes y sobre y a través de los obstáculos, y por otros mecanismos de pérdidas que probablemente puedan ser considerados en un solo piso del edificio.

El modelo básico tiene la siguiente forma:

$$L_{total} = 20 \log_{10} f + N \log_{10} d + L_f(n) - 28 \text{ dB}$$

donde:

$N$  = coeficiente de perdidas de potencia por la distancia

$f$  = frecuencia (MHz)

$d$  = distancia de separación (m) entre la estación base y la unidad portátil

$L_f$  = Factor de pérdida en la penetración del piso (dB)

$N$  = número de pisos entre la base y la unidad portátil

Los parámetros típicos, basados en el resultado de varias mediciones, están dados en las Tablas 4.6.7 y 4.6.8.

Frecuencia	Residencial	Oficina	Comercial
900 MHz	-	9 (1 piso) 19 (2pisos) 24 (3 pisos)	-
1.8 - 2.0 GHz	4n	15 + 4 (n - 1)	6 + 3 (n - 1)
5.2 GHz	-	16 (1 piso)	-

$n$  es el número de pisos penetrados

Tabla 4.6.7 Factores de pérdidas en la penetración del piso  $L_f$  (dB)

Frecuencia	Residencial	Oficina	Comercial
900 MHz	-	33	20
1.2 - 1.3 GHz	-	32	22
1.8 - 2.0 GHz	28	30	22
4 GHz	-	28	22
5.2 GHz	-	31	-
60 GHz	-	22	17

Los valores de 60 GHz asumen una propagación en una habitación o espacio simple, y no incluye ninguna tolerancia por transmisión a través de las paredes. La absorción por gases alrededor de los 60 GHz es significativa solo para distancias mayores a los 100 m, lo cual puede influir en la reutilización de frecuencias (Ver recomendación UIT-R P.678).

Tabla 4.6.8 Coeficientes de pérdida de potencia  $N$ , para el cálculo de pérdidas de transmisión en interiores

Las variaciones de desvanecimientos por sombras en interiores presenta una distribución logonormal con los valores de la desviación estándar (dB) como se muestran en la tabla 4.6.9.

Frecuencia	Residencial	Oficina	Comercial
1.8 - 2.0 GHz	8	10	10
5.2 GHz	-	12	-

Tabla 4.6.9 Desvanecimiento estático por sombras, desviación estándar (dB).

Algunas conclusiones generales pueden establecerse, especialmente para la banda de 900 - 2000 MHz.

- las trayectorias con línea de vista son dominadas por las pérdidas de espacio libre con una variación con la distancia de  $20 \log(d)$
- las grandes habitaciones abiertas, también tiene una variación similar con la distancia: esto puede deberse a una fuerte componente de línea de vista la mayor parte de áreas en la habitación (por ejemplo: salones ubicados en grandes tiendas, arenas de deportes, fabricas y oficinas abiertas).

- los corredores muestran una pérdida de trayectoria menor que la del espacio libre, con una variación de distancia típica de  $18 \log(d)$ ; supermercados con largos pasillos rectos con características similares.
- la propagación alrededor de obstáculos y a través de las paredes suman una pérdida considerable, la cual puede incrementarse con la variación de la distancia arriba de  $40 \log(d)$  para un ambiente típico.

Para grandes trayectorias sin obstáculos, el punto de ruptura de la primer zona de Fresnel puede ocurrir, tal como se discutió en la propagación para exteriores.

#### 4.6.2.3. Modelos de retardo por esparcimiento.

##### 4.6.2.3.1. Multitrayectorias

En la radiopropagación móvil los canales varían en tiempo, frecuencia y con desplazamiento espacial. Incluso en el caso estático, donde el transmisor y el receptor están fijos, el canal puede ser dinámico, pues existen esparcimientos y reflexiones ocasionados probablemente por el movimiento. El tiempo de retraso, asociado con cada multitrayectoria es proporcional a la longitud de la trayectoria. Una estimación aproximada del tiempo de retardo máximo que puede ser esperado en un ambiente dado se puede obtener de manera simple de las dimensiones del salón y del hecho de que el tiempo en nanosegundos para un pulso de radio recorren una distancia  $d$  (m) es aproximadamente  $3.3d$ .

##### 4.6.2.3.2. Retardo por esparcimiento RMS

Si un perfil decae en forma exponencial puede asumirse para una respuesta impulso, esta forma esta dada por:

$$h(t) = \begin{cases} e^{-t/S} & \text{para } 0 \leq t \leq t_{max} \\ 0 \dots & \end{cases}$$

donde  $S$  es el retardo por esparcimiento RMS,  $t_{max}$  es el máximo retardo y  $t_{max} \gg S$ .

La ventaja en la utilización de un retardo por esparcimiento RMS como el parámetro de salida del modelo es que dicho modelo puede ser expresado simplemente en forma de una tabla. Los parámetros típicos del retardo por esparcimiento, estimado por perfiles promedio de retardos, para tres ambientes interiores están dados en la tabla 4.6.10. Estos valores están basados en mediciones a 1.9 y 5.2 GHz empleando antenas omnidireccionales. (Esta es una pequeña evidencia de la gran dependencia de la frecuencia en estos parámetros cuando se emplean antenas omnidireccionales). En la tabla 4.6.10 los valores más pequeños no son extremos y pueden ocurrir muy frecuentemente, pero los valores más altos pueden ocurrir rara vez. Los valores dados en la tabla representan salones de los tamaños más grandes probablemente pueda encontrarse una en cada ambiente.

En un edificio dado, el retardo por esparcimiento tiende a incrementarse cuando se incrementa la distancia entre las antenas, y así aumentan las pérdidas por trayectoria. Con grandes distancias entre las antenas es más probable que las trayectorias sean obstruidas y que la señal recibida sea compuesta en su totalidad por trayectorias del esparcimiento.

Ambiente	Frecuencia (GHz)	A	B	C
		Valores más bajos (ns)	Valores medios (ns)	Valores más altos (ns)
Residencial Interior	1.9	20	70	150
Oficina interior	1.9	35	100	460
	5.2	45	75	150
Comercial Interior	5.2	55	150	500

Tabla 4.6.10 Parámetros del retardo por esparcimiento RMS

#### 4.6.2.3.3. Efecto de polarización y patrón de radiación de la antena

En un ambiente interior, no hay una sola trayectoria directa sino también hay trayectorias reflejadas y directas entre el transmisor y receptor. Las características de reflexión del material del edificio dependen de la polarización, ángulo de incidencia y la permitividad compleja de los materiales. Los ángulos de arribo de los componentes de multitrayectorias son distribuidos, dependiendo del ancho de haz de las antenas, las estructuras de los edificios y la ubicación de los transmisores y receptores. Por consiguiente, la polarización el patrón de radiación efectivo de la antena puede afectar significativamente las características de propagación en los interiores.

Esto es ampliamente aceptado ya que, en los canales de línea de vista (LOS), las antenas direccionales reducen el retardo por esparcimiento RMS en comparación con las antenas omnidireccionales, y la polarización circular (CP) reduce esto en comparación con la polarización lineal (LP). Por consiguiente, en este caso una antena CP ofrece medios efectivos de reducir el retardo por esparcimiento.

Frecuencia (GHz)	Antena Tx	Antena Rx	Retardo por	
		Ancho de Haz (Grados)	Esparcimiento RMS (90 percentil) (ns)	Tamaño del salón vacía (m)
60	Omni	Omni	17	13.5 ~ 7.8
		60	16	
		10	5	
		5	1	

Tabla 4.6.11 Ejemplo de la dependencia de la directividad de la antena del retardo por esparcimiento RMS estático.

Ya que los componentes de la propagación por multitrayectorias tienen una distribución de ángulo de arribo, aquellas componentes ajenas al ancho de haz de la antena son filtradas espacialmente usando antenas direccionales, y así el retardo por esparcimiento es reducido. En la propagación en interiores las mediciones y simulaciones de trazado de rayos son efectuadas en 60 GHz, con una transmisión de una antena omnidireccional y cuatro diferentes tipos de antenas receptoras (omnidireccional, de haz amplio, corneta estándar y de haz angosto) dirigidas hacia la antena transmisora, esto muestra que la supresión de las componentes retrasadas es más efectiva con anchos de haz angostos. La tabla 4.6.11 muestra ejemplo de la dependencia de la directividad de la

antena con el retraso por esparcimiento RMS estático no excediendo el 90% obtenido de las simulaciones de trazado de rayos en 60 GHz para una oficina vacía. Esto puede mostrar que algunos esquemas CDMA emplean las componentes de multitrayectorias para tener diversidad de trayectorias y frecuencias lo que muestra que la reducción del retardo por esparcimiento RMS puede no siempre ser necesariamente deseado.

#### 4.6.2.3.4. Efecto de los materiales de construcción, acabados e inmobiliario

Las características de propagación en interiores son afectadas por la reflexión y transmisión a través de los materiales de construcción. Las características de reflexión y transmisión de estos materiales dependen de la permitividad compleja de los materiales. De esta manera, los modelos de predicción para la propagación en sitios específicos necesitan la permitividad compleja de los materiales de construcción así como la estructura del edificio como datos básicos de entrada.

Las permitividades complejas de los materiales de construcción básicos, obtenidos experimentalmente, están tabulados en la tabla 4.6.12. Estas permitividades indican una significativa diferencia de un material a otro, a pesar de que muestran poca dependencia en el rango de 60 a 100 GHz, excepto para acabados de pisos los cuales varían por un 10 por ciento. En las bandas de ondas milimétricas, el acabado de las superficies, como la pintura, pueden ser consideradas como una de las capas dieléctricas.

	1 GHz	57.5 GHz	78.5 GHz	95.9 GHz
Concreto	7.0 - j0.85	6.5 - j0.43	-	6.2 - j0.34
Concreto ligero	2.0 - j0.50	-	-	-
Cubierta para pisos (resina sintética)	-	3.91 - j0.33	3.64 - j0.37	3.16 - j0.39
Yeso	-	2.25 - j0.03	2.37 - j0.10	2.25 - j0.06
Recubrimiento para techos	1.2 - j0.01	1.59 - j0.01	1.56 - j0.02	1.56 - j0.04
Vidrio	7.0 - j0.10	6.81 - j0.17	-	-
Fibra de vidrio	1.2 - j0.10	-	-	-

Tabla 4.6.12 Permitividad compleja de los materiales interiores de construcción.

De la permitividad compleja  $\eta$ , el coeficiente de reflexión esta dado por:

E-vector normal al plano de reflexión

$$R_N = \frac{\sin \theta - \sqrt{\eta - \cos^2 \theta}}{\sin \theta + \sqrt{\eta - \cos^2 \theta}}$$

E-vector paralelo al plano de reflexión

$$R_P = \frac{\sin \theta - \sqrt{(\eta - \cos^2 \theta)/\eta^2}}{\sin \theta + \sqrt{(\eta - \cos^2 \theta)/\eta^2}}$$

polarización circular

$$R_c = \frac{R_N + R_p}{2}$$

donde el plano de reflexión es el plano en el cual el rayo incidente y reflejado se encuentran y  $\theta$  es el ángulo entre el rayo incidente y el plano de la superficie reflectora.

Las reflexiones especulares de los materiales del piso son reducidas significativamente en las longitudes de onda milimétricas cuando los materiales son cubiertos por carpetas con superficies rugosas. Reducciones similares pueden ocurrir cuando las ventanas son cubiertas con cortinas. Sin embargo, esto hace esperar que los efectos particulares de los materiales serán más importantes cuando la frecuencia se incrementa.

En suma a las estructuras fundamentales de construcción, el inmobiliario y otros objetos adicionales también afectan significativamente las características de propagación. Estos pueden ser tratados como obstrucciones y cubiertos por el modelo de trayectorias de pérdida descrito con anterioridad.

#### 4.6.2.3.5. Efecto del movimiento de objetos en el salón

El movimiento de las personas en un salón provoca variaciones temporales en la propagación de las ondas radioeléctricas. Estas variaciones, sin embargo, son demasiado pequeñas comparadas con las tasas de transmisión de datos regularmente empleadas, y pueden por lo tal ser como una variable aleatoria invariante con el tiempo. Aparte de la gente en las proximidades de las antenas o en las trayectorias directas, el movimiento de personas en oficinas y otras locaciones dentro y alrededor de los edificios tiene un efecto despreciable en las características de propagación.

Las mediciones desempeñadas cuando ambas terminales del enlace están fijas indican que el desvanecimiento estático es demasiado no estacionario y es causado por las perturbaciones de multitrayectorias en áreas alrededor de algún enlace dado, por las sombras debidas a la gente que pasa a través del enlace.

Las mediciones en 1.7 GHz indican que una persona en movimiento en la trayectoria de un enlace de línea visual causa una baja de 6 a 8 dB en el nivel de potencia recibida, y el valor  $K$  de la distribución Nakagami-Rice es considerablemente reducido. En el caso de condiciones sin línea de vista, la gente en movimiento cerca de las antenas no presenta ningún efecto significativo en el canal.

En el caso de la terminal portátil, la proximidad de la cabeza y el cuerpo del usuario afecta el nivel de recepción de la señal. Las mediciones con un dipolo en 900 MHz muestran que la potencia de la señal recibida decrece entre 4 y 7 dB cuando la terminal está colgada en el cinturón, y entre 1 y 2 dB cuando la terminal es llevada hasta la cabeza del usuario.

Cuando la altura de la antena es menor a 1 m, por ejemplo en el caso de aplicaciones para computadoras portátiles o de escritorio, la trayectoria de línea visual puede ser sombreada por el movimiento de la gente en las cercanías de la terminal. Para algunas aplicaciones de datos, la profundidad y la duración del desvanecimiento son de interés.

Las mediciones en 37 GHz en un ambiente de interiores en vestíbulos de oficinas muestran que desvanecimientos entre 10 a 15 dB se observan a menudo. La duración de estos desvanecimientos, ocasionados por las sombras de los cuerpos, con gente en movimiento continuo en forma aleatoria a través de la líneas de vista del enlace, sigue una distribución log-normal, con una media y una desviación estándar dependiente de la profundidad del enlace. Para estas mediciones, a una profundidad de desvanecimiento de 10 dB, la duración media fue de 0.11s y la desviación estándar

fue de 0.47s. A una profundidad de desvanecimiento de 15 dB, la duración media fue de 0.05s y la desviación estándar fue de 0.15s.

#### 4.6.3. Propagación en túneles

Un túnel puede ser considerado como una guía de onda. Dependiendo del modo de propagación, la longitud de onda crítica para la guía será entre 0.82 y 1.7 veces el diámetro del túnel, y la longitud de onda máximo para la propagación será cercana a dos tercios de esta. Así las ondas VHF no se propagarán en túneles pequeños. Por supuesto los túneles no necesariamente deben tener paredes planas y buenas conductoras, los túneles pueden tener declives y curvas y pueden ser llenados parcialmente por autos o trenes. Así las pérdidas pueden ser mayores a las que la teoría de las guías de onda puede predecir. En suma el acoplamiento entre la entrada al túnel y el ambiente de salida no es óptimo y puede dificultar el alcance de las señales dentro del túnel.

Algunos logros han sido obtenidos con túneles ferroviarios largos con arreglos de antenas UHF para radiar señales directamente dentro del túnel, pero más generalmente la provisión de radiocomunicaciones en túneles se pueden proveer por sistemas de alimentación parcial.

Para comunicaciones de emergencia donde los alimentadores parciales no están disponibles, las comunicaciones pueden ser alcanzadas a través del uso de conductores en el túnel y por acoplamiento inductivo. Por ejemplo, el sistema FIGARO emplea frecuencias cercanas a los 3 MHz con antenas de cuadro acopladas a las líneas ferroviarias y otros conductores metálicos. Esta técnica requiere de habilidad y experiencia en su instalación y operación pero esta podría ser la única forma de comunicación en situaciones extremas.

#### 4.7. Modelos de propagación para servicios móviles en exteriores

Este subcapítulo muestra los conceptos más importantes para el modelado de sistemas de comunicación móvil operados en ambientes exteriores. La figura 4.7.1 muestra un poco de las muchas interacciones entre la ondas electromagnéticas, las antenas las cuales alcanzan y reciben tales ondas y el ambiente a través del cual ellas se propagan. Algunas veces estos efectos son tratados empleando modelos físicos detallados, pero de manera más usual estos son considerados demasiado complejos y son tratados de manera empírica o estadística. Este subcapítulo examina como estos efectos son modelados para macrocélulas y microcélulas, las cuales juntas comprenden los principales sistemas empleados en comunicaciones celulares móviles.



Figura 4.7.1 Escenarios de la propagación inalámbrica en exteriores

#### 4.7.1. El radio canal móvil exterior

El canal móvil exterior es un caso especial del canal para sistemas de comunicación genéricos definido por Shannon. La información transmitida, codificada como formas de onda apropiadas para el transmisor, es modificada por el ruido de canal en el camino el cual puede ser mas o menos impredecible para el receptor, entonces el receptor puede estar diseñado para superar estas modificaciones y entregar la información a su destino final con el menor de errores o distorsiones posibles.

En los canales inalámbricos, las fuentes de ruido pueden ser subdivididas en efectos multiplicativos y aditivos. Los ruidos aditivos surgen del ruido generado en el mismo receptor, tales como ruidos térmicos o de disparo en los dispositivos activos o pasivos y también de fuentes externas particularmente interferencia de otros transmisores y sistemas eléctricos. Alguna de esta interferencia puede ser introducida intencionalmente, pero con un control cuidadoso, tal como cuando los canales son reutilizados para maximizar la capacidad de un sistema de radio celular.

Los ruidos multiplicativos surgen una variedad de procesos encontrados en las ondas transmitidas en el camino de la antena transmisora a la antena receptora. Aquí se muestran algunos de ellos:

- las características direccionales de las antenas receptoras y transmisoras
- reflexión (de superficies lisas de paredes y colinas)
- absorción (por paredes, árboles y la atmósfera)
- esparcimiento (de superficies rugosas tales como el mar, tierra rugosa, y las hojas y ramas de los árboles)
- difracción (de los bordes, tales como las azoteas de los edificios y montañas)
- refracción (debida a las capas atmosféricas y otros materiales)

Este es convencional para subdividir los procesos multiplicativos en el canal en tres tipos de desvanecimiento, pérdidas de trayectoria, sombras (o desvanecimiento lento) y desvanecimiento rápido (o desvanecimientos de trayectoria), los cuales aparecen como procesos que varían con el tiempo entre las antenas, como se muestra en la figura 4.7.2. Todos estos procesos varían con la posición relativa de los cambios de receptor y transmisor y también con las contribuciones de los objetos que se mueven entre las antenas.

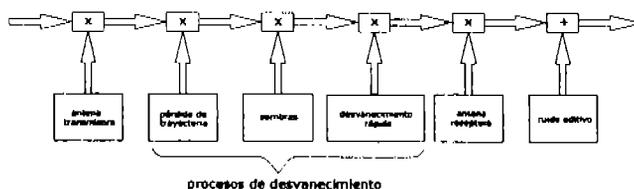


Figura 4.7.2 Contribuciones del ruido al canal inalámbrico

Un ejemplo de los tres procesos de desvanecimiento está ilustrado en la figura 4.7.3; este muestra la señal recibida por un receptor en movimiento con respecto a una estación base. La pérdida de trayectoria es un decrecimiento total en la potencia del campo, tal como la distancia entre el receptor y el transmisor se incrementa. Los procesos físicos los cuales lo causan son la propagación externa de las ondas de la antena transmisora y los efectos de obstrucción de árboles y edificios; un sistema típico puede presentar variaciones de pérdidas de trayectoria cercanas a los

150 dB sobre su área de cobertura para la cual fue diseñada. Sobrepuestas a las pérdidas de trayectoria están las sombras, las cuales cambian más rápidamente con variaciones significantes sobre distancias de cientos de metros y generalmente presentan una variación superior a 20 dB. Las zonas de sombra surgen debido la variación natural de obstrucciones particulares entre la base y el equipo móvil, tales como edificios particularmente elevados o zonas boscosas demasiado densas. El desvanecimiento rápido presenta variaciones en la escala de media longitud de onda (50 cm para 300 MHz, 17 cm para 900 Mhz) y frecuentemente introduce variaciones tan grandes como 35 o 40 dB. Esto resulta de la interferencia constructiva y destructiva en las múltiples ondas que llegan al equipo móvil desde la estación base. En este segmento solo serán examinadas las pérdidas de trayectoria y las zonas de sombra para sistemas móviles exteriores terrestres. Estas son las más importantes variaciones para predecir e área de cobertura para sistemas prácticos.

Las propagaciones móviles en exteriores se realizan en la banda de VHF o superiores. Las longitudes de onda correspondientes, del orden de algunos metros o menores, son más cortas que las dimensiones críticas de la mayoría de los objetos encontrados, tales como edificios o colinas. Esto permite la aplicación de varias aproximaciones de alta frecuencia para simplificar el análisis de los efectos de propagación.

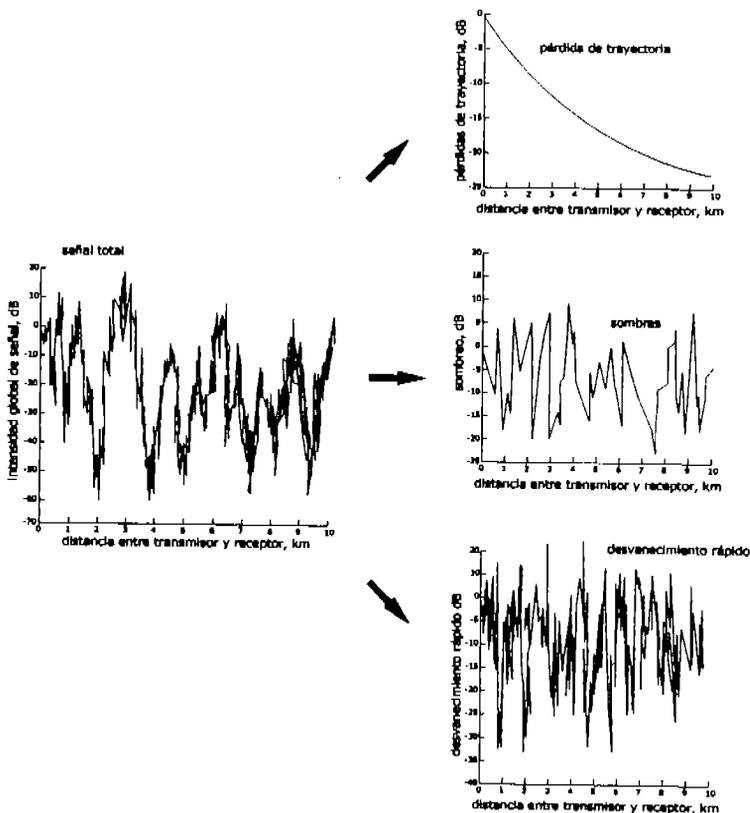


Figura 4.7.3 Las tres escalas de la variación de la señal móvil

#### 4.7.2. Tipos de sistemas

Este subcapítulo cubre dos de los principales tipos de sistemas, llamados macrocélulas y microcélulas.

- *Macrocelulas*: diseñadas para ofrecer servicios móviles (incluyendo voz y radiolocalización), particularmente en exteriores, para ambientes rurales, suburbanos y urbanos con densidades de tráfico medias. La altura de la antena en la estación base es más alta que los edificios circundantes, previendo un radio de célula desde 1 km hasta decenas de kilómetros a la redonda. Operado principalmente en VHF y UHF.
- *Microcélulas*: diseñadas para altas densidades de tráfico en áreas urbanas y suburbanas para usuarios en interiores y exteriores. Las antenas de la estación base, son a menudo más pequeñas que los edificios cercanos, y su área de cobertura está definida por el diseño de las calles. A longitud de la célula es cercana a 500 m. Al igual que las macrocélulas, se operan en VHF y UHF, pero se han propuesto servicios en los 60 GHz.

#### 4.7.3. Macroceludas

Esta sección, hablaremos de los métodos de predicción para las pérdidas de trayectoria encontradas en las macrocélulas. En principio, la propagación de las ondas puede ser analizada en detalle para predecir las pérdidas sobre la trayectoria entre la estación base y cada localización posible del equipo móvil. Sin embargo, los datos que describen el terreno y su complejidad pueden ser demasiados y el esfuerzo computacional necesario suele ser a menudo excesivo. Incluso si tales recursos estuvieran disponibles, el parámetro importante para el diseñador de macrocélulas es la obertura total, más que la potencia específica del campo en las locaciones particulares.

Los modelos presentados en esta sección tratan las pérdidas de trayectoria asociadas con un macrocélula dada como siendo dependiente de la distancia, considerando que el ambiente que rodea la estación base en justamente uniforme. En consecuencia, el área de cobertura predicha por estos modelos para una estación base aislada puede aproximarse a un círculo. Aunque esto es caramente impreciso, esto es empleado para propósitos de dimensionamiento del sistema.

##### 4.7.3.1. Definición de parámetros

Los siguientes términos serán empleados aquí en la definición de modelos de pérdida de trayectoria y se ilustran en la figura 4.7.4.

$h_m$	altura de la antena de la estación móvil sobre la altura del terreno local (m) a menudo tomada como 1.5 m.
$d_m$	distancia entre el móvil y el edificio más cercano (m)
$h_0$	altura típica (usualmente la media) de un edificio sobre la altura del terreno local (m)
$h_b$	altura de la antena de la estación base sobre la altura del terreno local (m)
$r$	distancia del gran círculo entre la estación base y el móvil (m)
$R = r \times 10^{-3}$	distancia del gran círculo entre la estación base y el móvil (km)
$F$	frecuencia portadora (Hz)
$f_c = f \times 10^{-6}$	frecuencia portadora (MHz)
$\lambda$	longitud de onda en el espacio libre (m)

La definición básica de una macrocélula es que  $h_b > h_m$ . Aunque los edificios no son las únicas obstrucciones en la práctica, ellos son usualmente por mucho las obstrucciones más importantes en las frecuencias macrocelulares típicas. La altura convencional de una radio base en la práctica es de alrededor de 15 m si se emplea un mástil, y alrededor de 20 m o más si se instalan en las azoteas de los edificios. La altura efectiva de la estación base se puede incrementar dramáticamente si esta ubicada en una colina por encima de la región a ser cubierta.

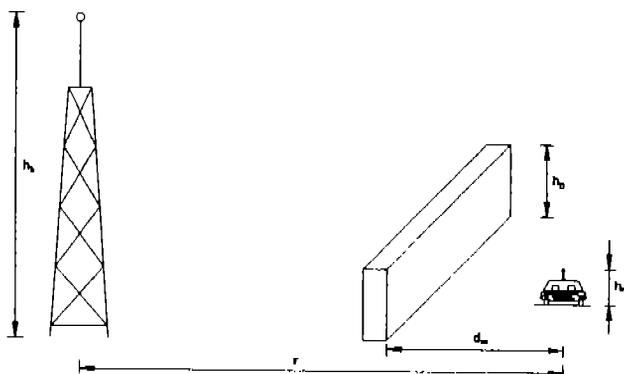


Figura 4.7.4 Definición de parámetros para los modelos de propagación de macrocélulas

#### 4.7.3.2. Modelos empíricos de pérdidas de trayectoria

Para crear predicciones prácticas de la cobertura de macrocélulas dada la amplia variedad de los mecanismos de propagación ilustrados en la figura 4.7.1, las simplificaciones son necesarias. Una forma aprobada de cuantificar estos complejos efectos es a través de un modelo empírico. Para crear tal modelo, se realizan extensas mediciones de pérdidas de trayectoria, y se ajustan una función apropiada para tales mediciones, con parámetros derivados de un ambiente en particular, frecuencias y alturas de antenas para minimizar el error entre el modelo y las mediciones. Nótese que cada medición representa promedio de un grupo de muestras, la media local, tomada sobre un área pequeña (alrededor de 10 a 50 m), con la intención de borrar los efectos del desvanecimiento rápido, como originalmente fue sugerido por Clarke. El modelo entonces puede ser empleado para diseñar sistemas operados en ambientes similares al de las mediciones originales. Un ejemplo real de un modelo empírico ajustado a las medidas se muestra en la figura 4.7.5. Los métodos de conteo para una amplia dispersión de mediciones en una distancia dada son objeto de estudio del siguiente punto.

La forma de empleo más simple para un modelo empírico de pérdidas de trayectoria es el siguiente:

$$\frac{P_R}{P_T} = \frac{1}{L} = \frac{k}{r^n} \quad \text{o en decibeles} \quad L = 10n \log r + K$$

donde  $P_T$  y  $P_R$  son las potencias efectiva transmitida e isotrópica predicha recibida,  $L$  es la pérdida de trayectoria,  $r$  es la distancia entre la estación base y el móvil y  $K = 10 \log_{10} k$  y  $n$  son constantes del modelo. Este será referido como un modelo de Ley de potencia. Una forma más conveniente (en decibeles) es:

$$L = 10n \log(r/r_{ref}) + L_{ref}$$

donde  $L_{ref}$  es la pérdida de la predicción en una distancia de referencia  $r_{ref}$ .

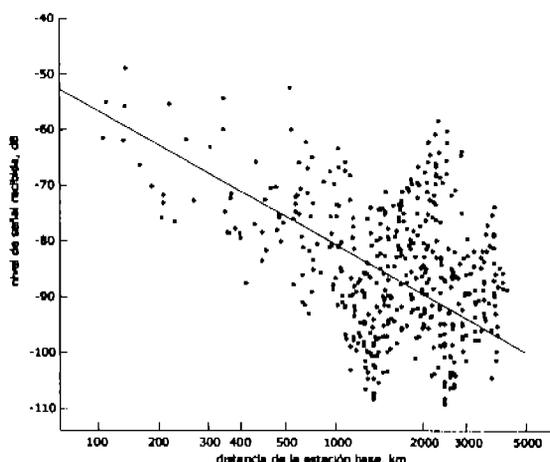


Figura 4.7.5 Modelo empírico de propagación en macrocélulas: los puntos tomados fueron medidos en un área suburbana y la línea representa un ajuste al modelo empírico

Las pérdidas de espacio libre y las pérdidas de tierra plana pueden ser expresadas en esta forma. El parámetro  $n$  es conocido como el exponente de la pérdida de trayectoria y es encontrado a través de mediciones en dependencia a los parámetros del sistema, tales como la altura de la antena y el ambiente. El exponente de pérdidas de trayectoria es crítico en el establecimiento de la cobertura y capacidad del sistema celular. El parámetro  $k$  es considerado como el recíproco de la pérdida de propagación que podría ser experimentado en un rango de un metro ( $r = 1$  m).

#### 4.7.3.2.1. Modelos de factor de obstáculos

Las mediciones tomadas en áreas urbanas y suburbanas usualmente encuentran un exponente de pérdida de trayectoria cercana a 4, igual que en la tierra plana pero con un valor absoluto mayor pero menor a  $K$  en la ecuación de la Ley de potencia. Esto ha conducido a que algunos modelos propuestos para pérdidas de tierra plana se les agregue una componente de pérdida extra llamada factor de desorden, como se muestra en la figura 4.7.6. Los varios modelos difieren básicamente en los valores que estos asignan a  $k$  y  $n$  para diferentes frecuencias y ambientes.

Un buen ejemplo de un modelo de factor de desorden es el método debido a Eagli, el cual está basado en un amplio número de mediciones tomadas en las ciudades americanas. Los resultados globales de Eagli fueron originalmente presentados en forma de nomograma, pero Delisle ha dado una aproximación para estos resultados a través de un fácil cálculo:

$$L = 40 \log R + 20 \log f_c - 20 \log h_b + L_m$$

donde

$$L_m = \begin{cases} 76.3 - 10 \log h_m & \text{para } h_m < 10 \\ 76.3 - 20 \log h_m & \text{para } h_m \geq 10 \end{cases}$$

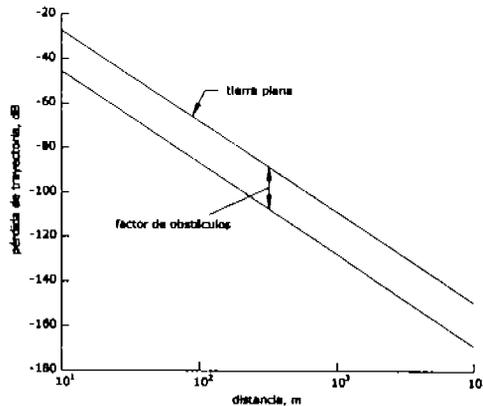


Figura 4.7.6 Modelo de factor de obstáculos, note que el eje y en esta figura tiene valores negativos en la pérdida de trayectoria; esto sirve para hacer claro la manera en la cual la potencia recibida disminuye con la distancia.

Note que esta aproximación involucra una discontinuidad en  $h_m = 10$  aunque las pérdidas en tierra plana son independientes de la frecuencia, este modelo introduce un factor adicional  $f_c^{-2}$  dependiente de la frecuencia, el cual es más representativo de los resultados de las mediciones reales. Para antenas demasiado altas, la pérdida predicha por la ecuación anterior puede ser menor que la de espacio libre, en este caso se emplea en valor de la pérdida de espacio libre.

Para una antena móvil la característica altura-ganancia es aproximadamente lineal para antenas que están claramente rodeadas por las características del terreno, suponiendo ser mayor a 10 m. Por otra parte, existe una variación de raíz cuadrada para alturas en el rango de 2-10 m. El valor de transición (10 m) corresponde presumiblemente a la altura media de la obstrucción, aunque no se hace ninguna corrección para otras alturas. El efecto de polarización promedio es considerado despreciable.

#### 4.7.3.2.2. El modelo Okumura-Hata

El modelo Okumura-Hata es un método de predicción completamente empírico, basado enteramente en una extensa serie de mediciones hechas alrededor de la ciudad de Tokio entre los 200 MHz y 2 GHz. No hay intento para basar las predicciones en un modelo físico tal como el de pérdida de tierra plana. Las predicciones son hechas a través de una serie de gráficas, las más importantes de las cuales han sido aproximadas en un conjunto de fórmulas por Hata. La perfección que estos dos trabajos toman juntos ha hecho de ellos el más ampliamente citado modelo de predicción para macroceldas, a menudo considerado como un estándar. Los valores para zonas urbanas del modelo presentado anteriormente han sido estandarizados para su uso internacional por la UIT.

El método considera dividir las áreas de predicción en una serie de categorías de terreno, llamados abierto, suburbano y urbano. Estos pueden ser resumidos de la siguiente forma:

- *Área abierta*: espacio abierto, sin árboles altos o edificios en la trayectoria, plano de tierra despejado por 300-400 m. (por ejemplo tierras de cultivo, campos de arroz, campos abiertos.)
- *Área suburbana*: aldea o carretera, esparcimiento con árboles u casas, algunos obstáculos cercanos a los equipos móviles pero no demasiado congestionado.
- *Área urbana*: ciudad con edificaciones o grandes zonas con edificios altos y casa con dos o más plantas, o grandes aldeas con casas cercanas y altas, densamente arbolados.

Okumura toma las áreas urbanas como referencia y aplica factores de corrección para la conversión a las otras clasificaciones. Esta es una elección sensible, ya que tales áreas no presentan la amplia variabilidad como las áreas suburbanas e incluso incluye los efectos de obstrucción mejor que en las áreas abiertas. Una serie de tipos de terreno son también definidos para cuando tal información está disponible. Un terreno casi-plano es tomado como referencia y se adhieren factores de corrección para otros tipos de terreno.

Las predicciones de Okumura de pérdidas de trayectoria medias son habitualmente calculadas empleando las aproximaciones de Hata siguientes:

áreas urbanas	$L_{dB} = A + B \log R - E$
áreas suburbanas	$L_{dB} = A + B \log R - C$
áreas abiertas	$L_{dB} = A + B \log R - D$

donde

$$A = 69.55 + 26.16 \log f_c - 13.82 \log h_c$$

$$B = 44.9 - 6.55 \log h_c$$

$$C = 2 (\log (f_c / 28))^2 + 5.4$$

$$D = 4.78 (\log f_c)^2 + 18.33 \log f_c - 40.94$$

$$E = 3.2 (\log (11.75 h_m))^2 - 4.97$$

para ciudades grandes,  $f_c \geq 300$

MHz

$$E = 8.29 (\log (1.54 h_m))^2 - 1.1$$

para ciudades grandes,  $f_c < 300$  MHz

$$E = (1.1 \log f_c - 0.7) h_m - (1.56 \log f_c - 0.8)$$

para ciudades medias y pequeñas

El modelo es válido solo para  $150 \text{ MHz} \leq f_c \leq 1500 \text{ MHz}$ ,  $30 \text{ m} \leq h_b \leq 200 \text{ m}$ ,  $1 \text{ m} < h_m < 10 \text{ m}$  y  $R > 1 \text{ km}$ . El exponente de pérdida de trayectoria está dado por  $B/10$ , el cual es un poco menor que 4, decreciendo con el aumento de la altura de la antena de la estación base.

La altura de la antena de la estación base  $h_b$  es definida como la altura por encima del nivel promedio de la tierra en un rango de 3-10 km de la estación base;  $h_b$  puede sin embargo, variar despreciablemente con la dirección del móvil hacia la base. El factor altura-ganancia varía entre 6 y 9 dB por octava, cuando la altura se incrementa de 30 m a 1 km. Las mediciones también sugieren que este factor depende del rango.

Okumura encuentra que la altura-ganancia de la antena móvil es de 3 dB por octava para  $h_m = 3 \text{ m}$  y 8 dB por octava para un valor mayor. Esto depende parcialmente de la densidad urbana, aparentemente como un resultado del efecto de la altura de los edificios o del ángulo de arribo de la onda de energía en el equipo móvil y la consecuente variación por sombras. Las áreas urbanas son sin embargo subdivididas en grandes y medianas/pequeñas ciudades, donde un área que tiene una altura de construcción promedio en exceso de 15 m se define como una ciudad grande.

Otros factores de corrección son incluidos en el trabajo original de Okumura para los efectos de la orientación de las calles (si un área tiene una gran proporción de calles las cuales están de manera radial o tangencial a la dirección de propagación) y una pequeña corrección para el terreno con declives o curvos (se usa si una gran proporción de calles están localizadas en los picos o valles de

los terrenos ondulatorios). La aplicación del método implica encontrar primero la mediana básica de intensidad de campo en círculos concéntricos alrededor de la estación base, entonces corregirlos de acuerdo al terreno y las gráficas de corrección.

Las predicciones de Okumura han sido encontradas usuales en muchos casos, particularmente en áreas suburbanas. Sin embargo, otras mediciones han sido discrepantes con estas predicciones; las razones de los errores son a menudo señaladas como la diferencia en las características del área en comparación con Tokio. Otros autores como Kozono han intentado modificar el método de Okumura para incluir una medida de densidad de construcción, pero tales acercamientos no han encontrado una aceptación común.

El modelo Okumura-Hata, junto con las correcciones relacionadas, es probablemente el modelo más usado comúnmente en el diseño de sistemas reales. Varias herramientas de predicción comerciales cuentan en esencia con variaciones de este modelo, optimizado por los ambientes particulares que ellos han caracterizado, como las bases de sus predicciones.

#### 4.7.3.2.3. Modelo COST 231-Hata

El modelo Okumura-Hata para ciudades medias a pequeñas ha sido extendido para cubrir la banda  $1500 \text{ MHz} \leq f_c \leq 2000 \text{ MHz}$

$$L_{CB} = F + B \log R - E + G$$

donde

$$F = 46.3 + 33.9 \log f_c - 13.82 \log h_b$$

$E$  está definido en la ecuación anterior para ciudades pequeñas o medianas y

$$G = \begin{cases} 0 \text{ dB} & \text{ciudades de tamaño medio y áreas suburbanas} \\ 3 \text{ dB} & \text{áreas metropolitanas} \end{cases}$$

#### 4.7.3.2.4. Categorías de ambiente

En un modelo empírico, es crucial la correcta clasificación del ambiente en que el sistema opera. Los modelos asumen que las características del ambiente a ser predichas son lo suficientemente similares a aquellos ambientes en que fueron tomadas y que las pérdidas de propagación a una distancia dada también serán similares. Sin embargo, se obtendrán buenos resultados si es elegida la correcta clasificación de ambiente. Las categorías de ambiente pueden ser también suficientemente numerosas ya que las propiedades de las diferentes locaciones clasificadas en la misma categoría son demasiado variables. La decisión para elegir la categoría de un ambiente es puramente subjetiva y puede variar entre los individuos y los países. Por ejemplo, el modelo Okumura-Hata emplea cuatro categorías: grandes ciudades, ciudades pequeñas o medianas, áreas suburbanas y áreas abiertas. Como las mediciones originales se realizaron en Tokio, el modelo aplica para otras partes del mundo donde las características son similares. Aunque esto es una suposición extremadamente cuestionable, no obstante esto es cierto ya que el modelo ha sido aplicado para muchos sistemas diseñados satisfactoriamente.

Muchos más esquemas detallados existen para la clasificación cualitativa de uso de la tierra. Los esquemas a menudo corresponden a fuentes de datos, tales como monitoreo remoto vía satélite, los cuales clasifican la tierra de acuerdo al grado de esparcimiento experimentado en varias

longitudes de onda. No obstante, esto no garantiza que exista un mapeo uno a uno entre las características de propagación y tales mediciones del uso de la tierra. En la intención de encontrar parámetros más apropiados, la creciente tendencia de la propagación macrocelular esta alcanzando modelos que tienen bases físicas y estos serán estudiados a continuación.

#### 4.7.3.3. Modelos físicos

Aunque los modelos empíricos han sido aplicados extensamente con buenos resultados, estos sufren de un número importante de desventajas:

- Solo pueden ser empleados sobre rangos de parámetros incluyendo el conjunto original de mediciones;
- Los ambientes son clasificados subjetivamente de acuerdo a las categorías tales como urbanos, los cuales presentan significados diferentes en los distintos países;
- Ofrecen una visión no física en los mecanismos en que la propagación ocurre

El último punto es particularmente significativo, ya que los modelos empíricos son incapaces de contar los factores tales como una construcción inusualmente grande o una colina que pueda modificar la propagación en locaciones particulares.

A pesar de que el modelo de tierra plana tiene un exponente de pérdida de trayectoria cercano al observado en las mediciones actuales, la situación física simplemente descrita aquí es raramente aplicada en la práctica. El móvil es casi siempre operado en situaciones donde no existe una trayectoria de línea de vista a alguna estación base o un punto de reflexión en la tierra, así la situación de dos rayos en el modelo de tierra plana es aplicada a menudo. Con la intención de encontrar un modelo físico de propagación más satisfactorio, examinaremos la difracción como un mecanismo potencial.

##### 4.7.3.3.1. El modelo Ikegami

Este modelo intenta producir una predicción enteramente determinística de intensidades de campo en puntos específicos. Usando un mapa detallado de las alturas, formas y posiciones de las construcciones, las trayectorias de los rayos entre el transmisor y el receptor son trazados, con la restricción de que solo las reflexiones simples en las paredes son contadas. La difracción es calculada empleando una aproximación simple del borde de los edificios más cercanos al móvil, y la pérdida de reflexión en las paredes es asumida como un valor constante fijo. Los dos rayos (reflejado y difractado) son potencias sumadas, resultando en el siguiente modelo aproximado:

$$L_r = 10 \log f_c + 10 \log(\sin \phi) + 20 \log(h_b - h_m) - 10 \log w - 10 \log \left( 1 + \frac{3}{L_r^2} \right) - 5.8$$

donde  $\phi$  es el ángulo de reflexión entre la calle y la línea directa de la base al móvil y  $L_r = 0.25$  es la pérdida de reflexión. El análisis asume que el móvil se encuentra en el centro de la calle. El modelo por consiguiente representa la situación ilustrada en la figura 4.7.7. Este además asume que el ángulo de elevación de la estación base de la punta al borde es despreciable en comparación con el ángulo de difracción abajo del nivel del móvil.

Una comparación de los resultados de este modelo con mediciones de 200, 400 y 600 MHz muestra que la tendencia general de variaciones a lo largo de una calle es tomada como exitosa. Las

predicciones sugieren que la intensidad del campo es ampliamente independiente de la posición del móvil en la calle. Esto es confirmado por valores medios de un gran número de mediciones, aunque la dispersión de valores es mayor. Un grado aceptable es también obtenido con el ángulo y el ancho de la calle.

A pesar de que esto suena razonablemente bien para variaciones pequeñas en la intensidad del campo, es una suposición fallida decir que la altura de la antena en la estación base no afecta la propagación. La misma suposición significa que el exponente de la pérdida de trayectoria en el espacio libre es asumida, así el modelo tiende a subestimar las pérdidas en grandes distancias. Similarmente la variación con la frecuencia es subestimada comparada con las mediciones.

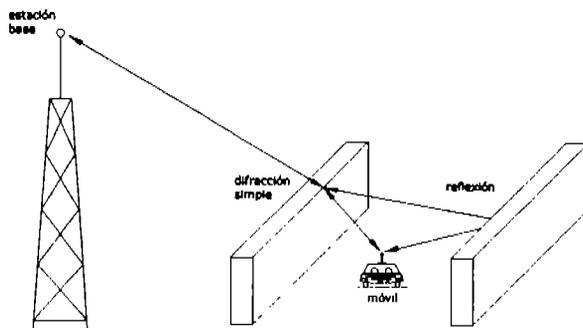


Figura 4.7.7 Una interpretación física del modelo Ikegami

#### 4.7.3.3.2. Difracción en las azoteas

Cuando los sistemas de macrocélulas están operando en un área altamente construida con algunos terrenos planos, el modo dominante de propagación es la difracción múltiple sobre las azoteas de los edificios. La difracción puede ocurrir alrededor de edificios individuales, pero esta tiende a ser altamente atenuada sobre distancias razonables ya que se involucran muchas interacciones con los edificios individuales.

El ángulo de difracción sobre la mayoría de las azoteas es pequeño para alturas de estaciones base y distancias típicas, usualmente menor a  $1^\circ$ . En estos casos la difracción es menos afectada por la forma particular de los obstáculos, así esto es apropiado para representar las construcciones como bordes filosos. La única excepción a esto es la difracción del edificio final en el cual la onda es difractada por la azotea hacia la antena del móvil a nivel de calle (figura 4.7.8). Esto es usual para separar estos procesos en difracciones múltiples a lo largo de los primeros  $(n - 1)$  edificios, tratados como bordes filosos, y el edificio final el cual puede ser tratado tal vez como un borde filoso o tal vez como una forma más compleja de la cual el coeficiente de difracción es conocido.

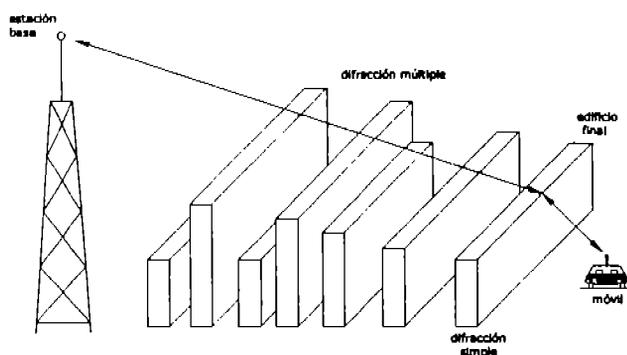


Figura 4.7.8 Difracción múltiple sobre las azoteas de los edificios

Han sido desarrollados métodos especiales para habilitar razonablemente un cálculo rápido de la difracción múltiple para casos en que en necesaria precisión en los resultados y donde los datos de las posiciones de los edificios y sus alturas están disponibles. Estos datos son generalmente demasiado costosos para el uso de macrocélulas. Dos soluciones simplificadas con requerimientos reducidos de cálculo y de datos serán examinadas a continuación.

#### 4.7.3.3. Modelo de borde plano

En este modelo, la situación es simplificada asumiendo que todos los edificios tienen la misma altura y ocupan un espacio similar. Los valores empleados pueden ser valores promedio del área bajo consideración, o pueden ser calculados de manera individual para cada una de las direcciones de la estación base si el grado de urbanización varía significativamente. La geometría es mostrada en la figura 4.7.9 ilustra los siguientes parámetros adicionales a los explicados en la sección anterior, distancia  $r_1$  de la estación base al primer edificio (m) y el ángulo de elevación  $\alpha$  de la antena de la estación base al techo del edificio final (radianes). En la figura 4.7.9, los edificios son colocados de manera normal al gran arco de trayectoria. Ya que esto no sería un caso normal en la práctica, el valor de  $w$  empleado podría ser un uno efectivo para las trayectorias más largas entre los edificios para una incidencia oblicua.

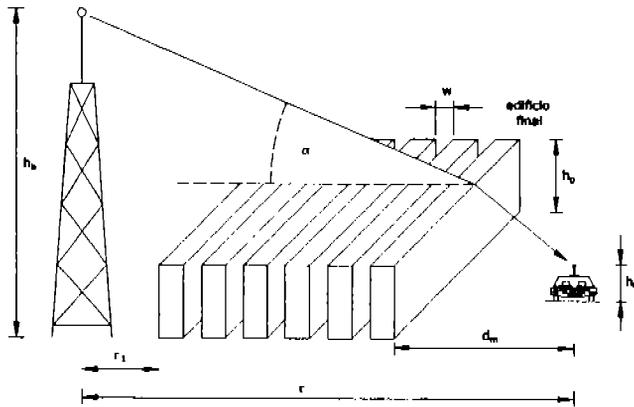


Figura 4.7.9 Geometría para modelo de borde plano

La excesiva pérdida de trayectoria es entonces expresada como:

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

donde  $L_{ke}$  cuenta para una difracción simple en un borde en el edificio final y  $L_{n-1}$  cuenta para las difracciones múltiples en los edificios restantes ( $n-1$ ). Suponiendo que  $r_1 \gg nw$  (la estación base está muy alejada del primer edificio), la difracción múltiple integral puede resolverse completamente en este caso en especial.

El resultado es que  $L_{n-1}$  es una función del parámetro  $t$  solamente, donde  $t$  esta dada por:

$$t = -\alpha \sqrt{\frac{\pi w}{\lambda}}$$

Esto nos da la siguiente fórmula:

$$L_n(t) = \frac{1}{n} \sum_{m=0}^{n-1} L_m(t) F_s(-jt\sqrt{m-n}) \quad \text{para } n \geq 1 \text{ y } L_0 = 1$$

donde

$$F_s(jx) = \frac{e^{-jx^3}}{\sqrt{2j}} \left\{ S\left(x\sqrt{\frac{2}{\pi}}\right) + \frac{1}{2} \right\} + j \left\{ C\left(x\sqrt{\frac{2}{\pi}}\right) + \frac{1}{2} \right\}$$

donde  $S(\cdot)$  y  $C(\cdot)$  son las integrales de seno y coseno de Fresnel. Esta formulación es extremadamente rápida y simple de calcular y es aplicable para varios valores de  $\alpha$ , incluso cuando la altura de la antena en la estación base este por debajo de la altura de los edificios. El número de edificios se puede incrementar a valores extremadamente altos sin dificultades.

El modelo de borde plano puede ser calculado directamente con la fórmula de  $L_n$ , o los resultados pueden ser estimados a través de las curvas de predicción de la figura 4.7.10, la cual muestra casos en que  $h_b \geq h_0$ . Una aproximación alternativa es el empleo de la siguiente fórmula:

$$L_n(t) = -20 \log A_n(t) = -(c_1 + c_2 \log n) \log(-t) - (c_3 + c_4 \log n) \text{ dB}$$

donde  $c_1 = 3.29$ ,  $c_2 = 9.90$ ,  $c_3 = 0.77$ ,  $c_4 = 0.26$ . Estos valores aproximados con una precisión mayor a  $\pm 1.5$  dB para  $1 \leq n \leq 100$  y  $-1 \leq t < \text{exponente}$  para el modelo de borde plano, ya que para  $n$  fija, podemos describir la ecuación anterior con  $L$  siendo la pérdida de trayectoria como relación de potencia:

$$L \propto (-t)^{-(c_2 \sqrt{10}) \log n} = \left( a \sqrt{\frac{\pi w}{\lambda}} \right)^{-(c_2 \sqrt{10}) \log n} = \left( \frac{h_b - h_0}{r} \sqrt{\frac{\pi w}{\lambda}} \right)^{-(c_2 \sqrt{10}) \log n}$$

donde la aproximación es válida si  $(h_b - h_0) \ll r$ . Este es el exceso en la intensidad de campo, así el exponente global de pérdida de trayectoria, incluyendo un 2 extra de la parte de espacio libre de las pérdidas, es la siguiente:

$$\text{exponente de pérdidas de trayectoria} = 2 + (c_2/10) \log n$$

esta expresión está ilustrada en la figura 4.7.11, donde es aparente que, para un número razonablemente elevado de edificios, el exponente de pérdidas de trayectoria para el modelo de borde plano es cercano a 4, tal como se observaba en las mediciones prácticas. De manera más general, podemos establecer: *La difracción múltiple en edificios cuenta para la variación de pérdida de trayectoria con un rango que es observado en las mediciones.*

La figura 4.7.10 muestra que, para  $h_b > h_0$ , por ejemplo  $t < 0$ , el campo en la azotea del último edificio eventualmente agrega un valor constante como el número de bordes se incrementa. Este número es  $n_s$ , corresponde al número necesitado para llenar la primera zona de Fresnel alrededor de los rayos de la estación base hacia el edificio final. El radio de la primera zona de Fresnel  $r_1$  está aproximadamente dado por:

$$r_1 = \sqrt{\lambda s}$$

donde  $s$  es la distancia a lo largo del rayo del punto de campo. Ahora, para una  $a$  pequeña:

$$a = \tan^{-1} \frac{r_1}{n_s w} \approx \frac{\sqrt{\lambda n_s w}}{n_s w}$$

Así

$$n_s \approx \frac{\lambda}{a^2 w} = \frac{\pi}{t^2}$$

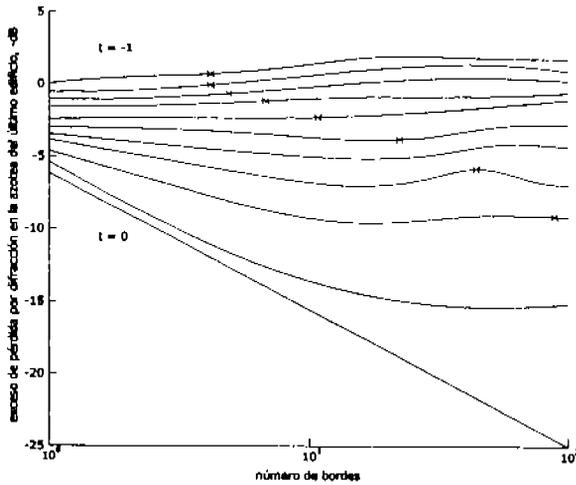


Figura 4.7.10 Curvas de predicción del modelo de borde plano para antenas de base elevadas: las curvas relacionan la variación de  $t$  de 0 a  $-1$  en pasos de 0.1; las marcas indican el número de bordes necesitados para modificar el campo.

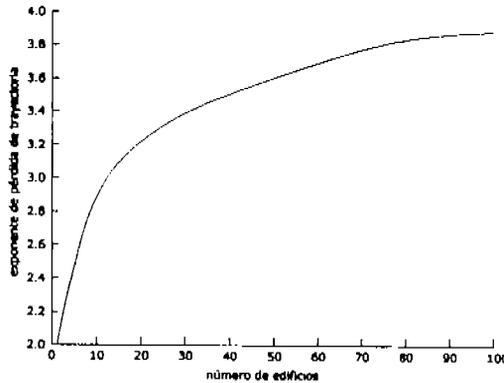


Figura 4.7.11 Exponente de pérdida de trayectoria para el modelo de borde plano

Esto se encuentra marcado en la figura 4.7.10. Note el número de bordes requeridos para establecer una elevación rápida con un decrecimiento de  $\alpha$ . Siempre que  $\alpha \leq 0$  el campo no se establece en todos, pero decrece monótonamente para todos  $n$

El modelo de borde plano es complementado por un modelado de la pérdida de difracción en el edificio final y las difracciones de los edificios al otro lado de la calle empleando el modelo Ikegami, entonces la pérdida total de trayectoria está dada por:

$$L_T = L_n(t) + L_F + L_E$$

#### 4.7.3.3.4. El modelo Walfisch-Bertoni

Este modelo puede ser considerado como el caso limitado del modelo de tierra plana cuando el número de edificios es suficiente para el campo establecido. Los múltiples procesos de difracción fueron investigados por Walfisch y Bertoni empleando una evaluación numérica de Kirchhoff. La integral de Huygens y una fórmula de potencia se adecuan a los resultados para el campo establecido. El modelo Walfisch-Bertoni fue el primero en la actualidad en demostrar que las difracciones múltiples en las construcciones cuentan para la variación de distancia con un rango que es observado en las mediciones.

Una aproximación del campo establecido es como el siguiente:

$$A_{\text{establecido}}(t) \approx 0.1 \left( \frac{a}{0.03} \sqrt{\frac{w}{\lambda}} \right)^{0.9} = 0.1 \left( \frac{-t}{0.03} \right)^{0.9}$$

Esto es válido solo para  $0.03 \leq t \leq 0.4$ . para rangos grandes, podemos poner de nuevo:

$$t \approx -a \sqrt{\frac{\pi w}{\lambda}} \approx -\frac{h_b - h_m}{r} \sqrt{\frac{\pi w}{\lambda}}$$

Ahora  $L_{\text{establecido}} \propto r^{-1.9}$ . La pérdida de espacio libre es proporcional a  $r^{-2}$ , así este modelo predice que la pérdida total de propagación es proporcional a  $r^{-3.8}$ , lo que es muy cercano a la ley de  $r^{-4}$  la cual es comúnmente asumida en los modelos empíricos y encontrada en las mediciones. Una simple aproximación de un borde filoso con una reflexión de un edificio opuesto es empleado de nuevo, justo como el modelo Ikegami, considerado para la difracción del último edificio. El modelo completo es expresado como:

$$L_{CA} = 57.1 + L_A + \log f_c + 18 \log R - 18 \log(h_b - h_0) - 18 \log \left| 1 - \frac{R^2}{17(h_b - h_0)} \right|$$

donde

$$L_A = 5 \log \left[ \left( \frac{w}{2} \right) + (h_b - h_m)^2 \right] - 9 \log w + 20 \log \left\{ \tan^{-1} \left[ \frac{2(h_b - h_m)}{w} \right] \right\}$$

El uso de la aproximación del campo establecido requiere que un gran número de construcciones estén presentes. Particularmente cuando  $a$  es pequeña. A pesar de esta limitación, el modelo de Walfisch-Bertoni es el primero que ha observado variaciones en las pérdidas de trayectoria empleando consideraciones físicas reales en lugar de transmitir en un acuerdo forzado empleando modelos de situaciones completamente diferentes.

#### 4.7.3.3.5. COST 231.1 Modelo Walfisch-Ikegami

El modelo Walfisch-Bertoni para el campo establecido ha sido combinado con el modelo Ikegami para la difracción debajo del nivel de la calle y algunos factores empíricos de corrección para mejorar concordancias con las mediciones en modelo integrado por el proyecto COST 231.

Para condiciones sin línea de vista las pérdidas totales están dadas por:

$$L = L_f + L_{msd} + L_{sd}$$

donde  $L_f$  es la pérdida de espacio libre,  $L_{msd}$  calcula la difracción múltiple en bordes filosos en la azotea del último edificio y  $L_{sd}$  calcula la difracción simple y los procesos de esparcimiento debajo del nivel de la calle.  $L$  da un valor mínimo de  $L_f$  en el caso de que los otros términos sean negativos. Los términos individuales son:

$$L_{sd} = -16.9 + 10 \log f_c + 10 \log \frac{(h_0 - h_m)^2}{w_m} + L(\phi)$$

donde  $w_m$  es la distancia entre las caras del edificio en ambos lados de la calle donde se encuentra el móvil (típicamente  $w_m = w/2$ ), y el último término toma en cuenta la orientación de la calle en un ángulo de a la trayectoria del gran arco:

$$L(\phi) = \begin{cases} -10 + 0.345\phi & \text{para } 0^\circ < \phi < 35^\circ \\ 2.5 + 0.075(\phi - 35^\circ) & \text{para } 35^\circ \leq \phi < 55^\circ \\ 4.0 + 0.114(\phi - 55^\circ) & \text{para } 55^\circ \leq \phi < 90^\circ \end{cases}$$

Finalmente, el término de difracción en la azotea está dado por:

$$L_{msd} = L_{hsh} + k_o + k_d \log R + k_f \log f_c - 9 \log w$$

donde

$$L_{msd} = \begin{cases} -18 \log [1 + (h_b - h_0)] & \text{para } h_b > h_0 \\ 0 & \text{para } h_b \leq h_0 \end{cases}$$

$$k_o = \begin{cases} 54 & \text{para } h_b > h_0 \\ 54 - 0.8(h_b - h_0) & \text{para } R \geq 0.5 \text{ km y } h_b \leq h_0 \\ 54 - 0.8 \frac{(h_b - h_0)R}{0.5} & \text{para } R < 0.5 \text{ km y } h_b \leq h_0 \end{cases}$$

$$k_d = \begin{cases} 18 & \text{para } h_b > h_0 \\ 18 - 15 \frac{(h_b - h_0)}{h_0} & \text{para } h_b \leq h_0 \end{cases}$$

$$k_f = -4 + 0.7 \left( \frac{f_c}{925} - 1 \right) \quad \begin{array}{l} \text{para ciudades de tamaño medio y áreas suburbanas} \\ \text{con densidad de árboles media} \end{array}$$

$$k_f = -4 + 1.5 \left( \frac{f_c}{925} - 1 \right) \quad \text{para centros metropolitanos}$$

Para un trabajo aproximado los siguientes valores del parámetro pueden ser empleados:

$$h_0 = \begin{cases} 3n_{\text{pisos}} & \text{para techos planos} \\ 3n_{\text{pisos}} + 3 & \text{para techos elevados} \end{cases}$$

$$w = 20 - 50 \text{ m}, \quad d_m = w/2, \quad f = 90^\circ$$

donde  $n_{\text{pisos}}$  es el número de pisos en el edificio. El modelo es aplicable para  $800 \text{ MHz} \leq f_c \leq 2000 \text{ MHz}$ ,  $4 \text{ m} \leq h_b \leq 50 \text{ m}$ ,  $1 \text{ m} \leq h_m \leq 3 \text{ m}$  y  $0.02 \text{ km} \leq R \leq 5 \text{ km}$ .

Una aproximación alternativa es remplazar el término  $L_{\text{msd}}$  por  $L_n(t)$  del modelo de borde plano. Esto podría habilitar al exponente de pérdida de trayectoria para variar de acuerdo al número de edificios y ser uniformemente válido para  $h_b \leq h_m$ . Note, sin embargo, que para antenas bastante bajas en la estación base otros mecanismos de propagación como la difracción alrededor de bordes de edificios verticales y reflexiones múltiples en las paredes de las construcciones, son probablemente más significantes.

#### 4.7.3.4. Herramientas de planeación computarizadas

Los métodos descritos en el presente subcapítulo son los más implementados para la planeación práctica con programas de computadora. El desarrollo de estos programas ha sido motivado y permitido por varios factores.

- el enorme incremento en la necesidad de planear sistemas celulares con rapidez y precisión
- el desarrollo de recursos computacionales rápidos y económicos
- el desarrollo de sistemas de información geográfica, con índices de datos sobre el terreno, conjuntados en una forma accesible y fácil de manipular

Estas técnicas se han implementado en un amplio rango de herramientas de planeación comerciales y específicas para determinadas empresas. Aunque la mayoría son basadas en combinaciones de modelos empíricos y físicos, se anticipa que habrá una progresiva evolución en el futuro cuando se desarrollen más métodos físicos o físico-estadísticos como los recursos computacionales se abaraten.

#### 4.7.4. Sombras

Los modelos de pérdida de trayectoria macrocelular descritos anteriormente, asumen que esta pérdida esta en función sólo de los parámetros tales como la altura de las antenas, ambiente de propagación y distancia. La pérdida de trayectoria predicha para un sistema que opera en un ambiente en particular será por tanto una constante para una distancia dada entre el móvil y la estación base. En la práctica, sin embargo, el desorden particular (edificios, árboles) a lo largo de una trayectoria de una determinada distancia puede ser diferente para cada trayectoria, ocasionando variaciones con respecto al valor nominal dado por los modelos de pérdida de trayectoria, como se muestra en la figura 4.7.5 por un largo esparcimiento evidente en las mediciones. Algunas trayectorias pueden sufrir un incremento en las pérdidas, mientras otras presentan menos obstrucciones y tienen un aumento en la intensidad de la señal, como se ilustra en la figura 4.7.12.

Este fenómeno es llamado sombreado o desvanecimiento lento. Este es crucial cuantizar que tan confiable será un enlace en un sistema celular.

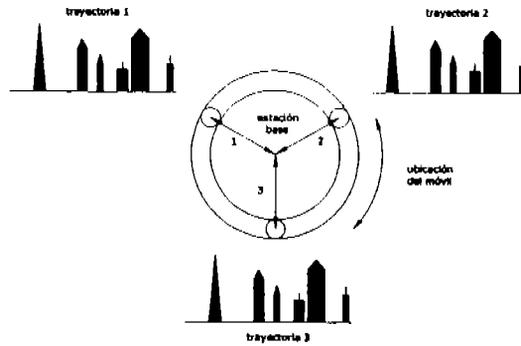


Figura 4.7.12 Variación de perfiles de trayectoria encontrados en un rango fijo de una estación base.

#### 4.7.4.1. Caracterización estadística

Si un móvil es manejado alrededor de la estación base (BS) a una distancia constante, entonces la media local del nivel de señal aparecerá típicamente similar al mostrado en la figura 4.7.13, después de extraer el nivel medio (50 %) en decibeles. Si la función de densidad de probabilidad es graficada, un resultado típico es la figura 4.7.14. La distribución de potencia de la señal fundamental es log-normal: esto es, la señal medida en decibeles tiene una distribución normal. El procedimiento por el cual esta distribución se presenta es conocido como sombras o desvanecimiento lento. Las variaciones ocurren sobre distancias comparables al ancho de los edificios y colinas en la región del móvil, usualmente decenas de cientos de metros.

La desviación estándar de la distribución de las sombras (en decibeles) es conocida como la variabilidad de ubicación  $\sigma_l$ . La variabilidad de ubicación varía con la frecuencia, altura de la antena y el ambiente; esta es mayor en áreas suburbanas y menor en las áreas abiertas, y usualmente esta en el rango de 5-12 dB; el valor en las figuras 4.7.12 y 4.7.13 es de 8 dB

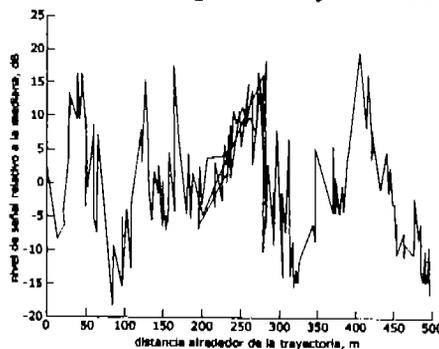


Figura 4.7.13 Variación típica de sombras con posición móvil y estación base fija

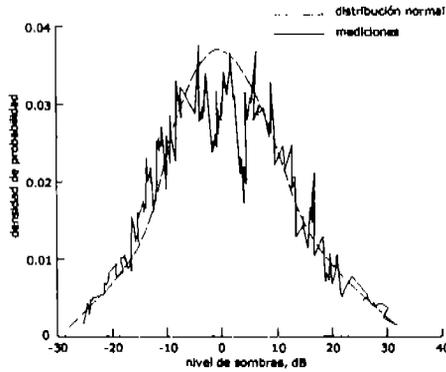


Figura 4.7.14 Función de densidad de probabilidad de las sombras.

En la práctica, no todas estas pérdidas contribuyen de igual forma, aquellas que son más cercanas al móvil, tienen un mayor efecto en las macrocélulas. Es más, las contribuciones de la difracción individual en obstáculos no puede adherirse simplemente, así que la consideración de independencia no es estrictamente válida. No obstante, cuando las diferentes alturas de los edificios, espacios y métodos de construcción son tomados en cuenta, junto con la atenuación debida a los árboles, la distribución de la función resultante es de hecho bastante cercana a la log-normal.

#### 4.7.4.2. Impacto en la cobertura

Cuando el efecto de sombras es incluido, la pérdida total de trayectoria se convierte en una variable aleatoria dada por:

$$L = L_{50} + L_S$$

donde  $L_{50}$  es el nivel no excedido al 50 por ciento de locaciones en una distancia dada, como predicción de un modelo estándar de pérdida de trayectoria,  $L_S$  es la componente de sombra, una variable aleatoria con distribución Gaussiana y media cero con una desviación estándar  $\sigma_L$ . La función de densidad de probabilidad de  $L_S$  es por consiguiente dada por la fórmula Gaussiana estándar:

$$p(L_S) = \frac{1}{\sigma_L \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{L_S^2}{2\sigma_L^2}}$$

Con la intención de ofrecer comunicaciones confiables a una distancia dada, un margen de desvanecimiento extra ha sido sumado al presupuesto del enlace de acuerdo a la confiabilidad requerida por el sistema. En a figura 4.7.15 el rango de la célula puede estar alrededor de 9.5 km si las sombras son despreciadas. Entonces solo el 50 por ciento de las ubicaciones en el límite de la célula serán propiamente cubiertas. Adhiriendo el margen de desvanecimiento, el radio de la célula se reduce a 5.5 km pero la confiabilidad se incrementa enormemente.

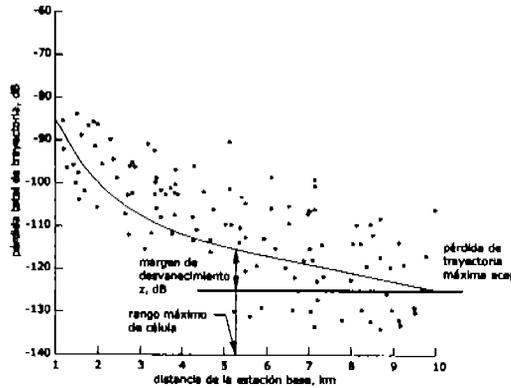


Figura 4.7.15 Efecto del margen de sombra en el alcance de una célula

La probabilidad de que las sombras incremente la pérdida de trayectoria media por un valor  $z$  en dB menor es entonces dada por:

$$\Pr[L_S > z] = \int_{L_S=z}^{\infty} p(L_S) dL_S = \int_{L_S=z}^{\infty} \frac{1}{\sigma_L \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{L_S^2}{2\sigma_L^2}} dL_S$$

Esto es entonces conveniente para normalizar la variable  $z$  para la variabilidad de localización:

$$\Pr[L_S > z] = \int_{x=z/\sigma_L}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx = Q\left(\frac{z}{\sigma_L}\right)$$

donde la función  $Q(\cdot)$  es la distribución complementaria acumulativa normal. Los valores para  $Q$  son extensamente tabulados, o ellos pueden ser calculados a través de  $\text{erfc}(\cdot)$ , la función de error estándar acumulativo, usando:

$$Q(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{x=t}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{t}{\sqrt{2}}\right)$$

$Q(t)$  puede también ser usada para evaluar el margen de sombras necesario para cada variabilidad de ubicación de acuerdo a la ecuación anterior poniendo  $t = z/\sigma_L$ .

#### 4.7.4.3. Variabilidad de localización

La figura 4.7.16 muestra la variación de la variabilidad de localización con la frecuencia, como medición de varios estudios. Esto muestra que hay una clara tendencia de  $\sigma_L$  a incrementarse con la frecuencia y que esta depende del ambiente. En los casos suburbanos tiende a haber una mayor variabilidad, debido a la gran variación en las características de edificios y árboles. Las situaciones urbanas hay una variabilidad mucho menor aunque las pérdidas totales de trayectoria son mayores.

Una variación no consistente con el alcance ha sido reportada; las variaciones en las mediciones entre 2 y 9 km son debidas a las diferencias en el ambiente local.

La figura 4.7.16 también incluye gráficas de una relación empírica ajustada a las curvas de Okumura y elegidos para variar de manera plana arriba de los 20 GHz. Esto esta dado por:

$$\sigma_L = 0.62(\log f_c)^2 - 1.3\log f_c + A$$

donde A = 5.2 en el caso urbano y 6.6. en el caso suburbano. Note que estos valores solo aplican a macrocélulas.

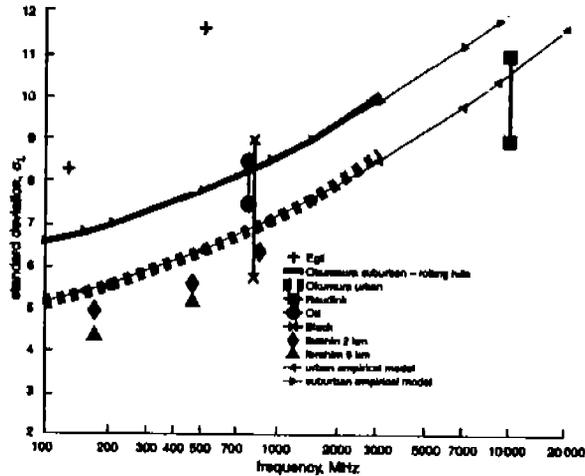


Figura 4.7.16 Variabilidad de ubicación contra frecuencia

#### 4.7.4.4. Correlación de sombras

Hasta ahora en esta sección, las sombras en cada trayectoria de propagación de la estación base al móvil han sido consideradas de manera independiente, pero esta consideración debe ser modificada para cálculos más precisos. Considerando la situación ilustrada en la figura 4.7.17. Dos móviles están separados por una distancia corta  $r_m$  y cada uno puede recibir señales de la estación base. Alternativamente, la ubicación de los dos móviles pueden representar dos posiciones de un solo móvil, separados por un intervalo de tiempo. Cada una de las trayectorias entre la base y las ubicaciones del móvil están marcadas con el valor de sombra asociado con esa trayectoria. Cada uno de los cuatro efectos de sombra de trayectoria pueden ser considerados para ser de una distribución log-normal, así que los valores  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ , y  $S_{22}$ , son variables Gaussianas aleatorias con media cero expresadas en decibeles. Sin embargo, no son independientes una de la otra, puesto que las cuatro trayectorias pueden incluir muchas de las mismas obstrucciones en los perfiles de trayectoria. Hay dos tipos de correlaciones a distinguir:

- Correlaciones entre las dos ubicaciones de los móviles, recibiendo señales de una sola estación base, tales como entre  $S_{11}$  y  $S_{12}$  o entre  $S_{21}$  y  $S_{22}$ . estas son correlaciones sucesivas, o simplemente la autocorrelación de las sombras experimentadas por un solo móvil que está en movimiento.

- Correlaciones entre dos ubicaciones de estación base recibida en una sola localización del móvil, tal como entre  $S_{11}$  y  $S_{12}$  o entre  $S_{12}$  y  $S_{22}$ . Estas son correlaciones sitio a sitio o simplemente correlaciones cruzadas.

Ambas correlaciones tienen un profundo impacto en el desempeño del sistema, especialmente en la cobertura, manejo e interferencia estática, control de potencia y capacidad.

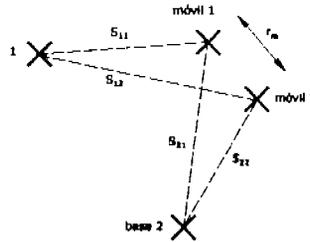


Figura 4.7.17 Definición de las correlaciones de sombras.

#### 4.7.5. Microceldas

El despliegue de microcélulas es motivado por el deseo de reducir el tamaño de las células en áreas donde un gran número de usuarios requieren acceso al sistema. Servir a estos usuarios con un radio espectro limitado requiere que las frecuencias sean reutilizadas para distancias demasiado cortas, donde cada célula contiene solo un número reducido de usuarios. Esto en principio puede ser alcanzado con antenas en las estaciones base a las mismas alturas como en las macrocélulas, pero esto puede incrementar los costos y las dificultades de planeación sustancialmente. En una microcélula la antena de la estación base tiene la altura típica de los postes de alumbrado público (entre 3 y 6 metros sobre el nivel de la tierra), aunque las antenas son usualmente montadas sobre algunos edificios, figura 4.7.18. La cobertura, típicamente de algunos cientos de metros, es entonces determinado principalmente por las ubicaciones específicas y características eléctricas de los edificios circundantes, con células de forma lejanas a un círculo. Las formas patrones de las antenas en las estaciones base pueden producir beneficios en el control de interferencia, pero este no es el factor determinante en la definición de la forma de la célula. Los mecanismos de propagación dominantes en el espacio libre más las reflexiones múltiples y el esparcimiento en las células, junto con la difracción en los bordes verticales de los edificios y azoteas, se vuelven significantes en la determinación de la interferencia entre los canales de las células. Las microcélulas de esta manera incrementan el uso potencial de estaciones base para tener un cuidadoso control del área de cobertura y así manejar la interferencia entre distintos sitios.

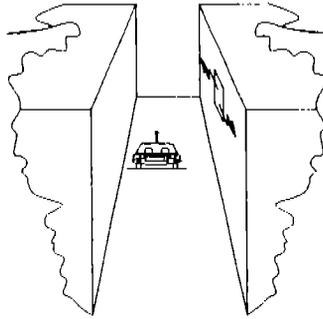


Figura 4.7.18 Montaje de antenas

#### 4.7.5.1. Modelos empíricos de doble inclinación

Con la intención de modelar la pérdida de trayectoria en las microcélulas, los modelos empíricos pueden ser usados en principio. Sin embargo, las mediciones indican que un simple modelo de pérdida de trayectoria no puede ajustar mediciones con una buena precisión. Un mejor modelo empírico en este caso es un modelo de doble inclinación. Dos exponentes de pérdida de trayectoria separados se emplean para caracterizar la propagación, junto con una distancia de punto de ruptura de unos cuantos centros de metros entre ellos donde la propagación cambia de un régimen a otro. En este caso la pérdida de trayectoria esta modelada como:

$$\frac{1}{L} = \begin{cases} \frac{k}{r^{n_1}} & \text{para } r \leq r_b \\ \frac{k}{(r/r_b)^{n_2} r_b^{n_1}} & \text{para } r > r_b \end{cases}$$

o en decibeles:

$$L = \begin{cases} 10n_1 \log r + L_1 & \text{para } r \leq r_b \\ 10n_2 \log \frac{r}{r_b} + 10n_1 \log r_b + L_1 & \text{para } r > r_b \end{cases}$$

donde  $L_1$  es la pérdida de trayectoria de referencia en  $r = 1$  m,  $r_b$  es la distancia del punto de ruptura,  $n_1$  es el exponente de pérdida de trayectoria para  $r \leq r_b$  y  $n_2$  es el exponente de pérdida de trayectoria para  $r > r_b$ . Con la intención de evitar la transición de forma entre las dos regiones de un modelo de doble inclinación, esto también puede ser modelado de acuerdo a una aproximación sugerida por Harley:

$$\frac{1}{L} = \frac{k}{r^{n_1} (1 + (r/r_b)^{n_2 - n_1})}$$

Esto puede considerarse en dos regiones: para  $r \ll r_b$  ( $1/L \approx kr^{-n_1}$ ) y para  $r \gg r_b$  ( $1/L \approx k(r/r_b)^{-n_2}$ ). Ya que el exponente de pérdida de trayectoria es otra vez  $n_1$  para cortas distancias y  $n_2$  para distancias grandes. El modelo es convenientemente expresado en decibeles como:

$$L = L_1 + 10n_1 \log r + 10(n_2 - n_1) \log \left( 1 + \frac{r}{r_b} \right)$$

donde  $L_1$  es el valor de referencia para la pérdida a 1 m.

Los valores típicos para los exponentes de pérdida de trayectoria encontrados a través de mediciones son alrededor de  $n_1 = 2$  y  $n_2 = 4$ , con una distancia de punto de ruptura de 200 a 500 m, pero esto puede acentuarse si esos valores varían mucho entre mediciones. Con la intención de planear las ubicaciones de las microcélulas efectivamente, es importante asegurar que los canales compartidos en las células tengan áreas de cobertura las cuales no se traslapen con la distancia del punto de ruptura. La rápida reducción del nivel de señal más allá de la distancia del punto de ruptura produce una gran relación de interferencia, lo que puede minimizar la capacidad del sistema.

#### 4.7.5.2. Modelos físicos

En la creación de modelos físicos para la propagación en microcélulas, es usual distinguir entre las situaciones en línea de vista (LOS) y sin línea de vista (NLOS). Debemos tener en cuenta que esto es posible solo para algunas generalizaciones de casos de LOS; los casos de NLOS requieren más información específica del sitio. Las trayectorias obstruidas tienden a sufrir grandes variaciones en un dado rango sin obstrucciones. Tales efectos pueden tomarse en cuenta explícitamente en los modelos.

#### 4.7.5.3. Modelos con línea visual

##### 4.7.5.3.1. Modelo de dos rayos

En una situación de línea visual, por lo menos existen un rayo directo y un rayo reflejado usualmente (Figura 4.7.19). El análisis de esta situación sigue a una aproximación similar derivada de la pérdida de tierra plana, excepto que no es muy apropiado considerar que las longitudes de las trayectorias directa y reflejada son necesariamente similares, o asumir que el coeficiente de reflexión tiene necesariamente magnitud de una unidad. La pérdida es entonces:

$$\frac{1}{L} = \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| \frac{e^{-jk r_1}}{r_1} + R \frac{e^{-jk r_2}}{r_2} \right|^2$$

donde  $R$  es el coeficiente de reflexión de Fresnel para la polarización pertinente. En el caso de polarización horizontal el coeficiente de reflexión es muy cercano a  $-1$ , así el exponente de pérdida de trayectoria tiende a un valor cercano a 4 para distancias largas como en la pérdida de tierra plana. Para una polarización vertical el exponente de pérdida de trayectoria es esencialmente 2 para todas las distancias, pero las grandes fluctuaciones presentan desapariciones en cortos alcances a grandes distancias. Así ambos casos producen dos regímenes de propagación.

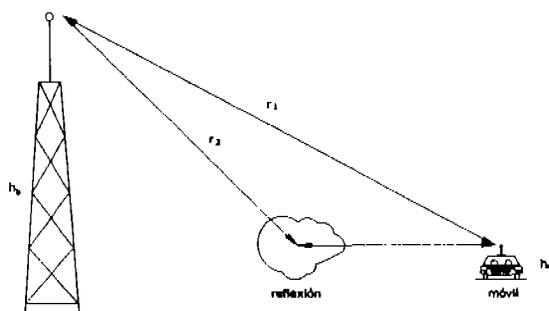


Figura 4.7.19 Modelo de dos rayos en propagación de línea visual

Ya que el coeficiente de reflexión para la polarización vertical es aproximadamente +1 para distancias largas, la distancia en la cual los rayos están en contra fase y de manera muy cercana a la distancia en la que  $r_2 = (r_1 + \lambda/2)$ , y esto da la posición del último declive en la señal polarizada verticalmente. Esta es exactamente la definición de la primer zona de Fresnel. Para altas frecuencias la distancia en la cual la primer zona de Fresnel toca la tierra esta dada aproximadamente por:

$$r_b = \frac{4h_b h_m}{\lambda}$$

El modelo de dos rayos crea una idealización usual para microcélulas operadas en situaciones sin obstáculos, tales como a lo largo de autopistas donde se presenta una trayectoria de línea visual y ocurre poco esparcimiento por obstáculos.

#### 4.7.5.3.2. Modelo de cañón de calle

Aunque una trayectoria de línea visual existe frecuentemente en las microcélulas, estas están situadas usualmente en áreas de construcciones altas. Los edificios alrededor del móvil pueden interactuar con la señal transmitida para modificar el régimen simple de dos rayos. Un caso representativo se ilustra en la figura 7.4.20 esta asume que el móvil y la estación base están localizadas en una calle recta, delimitada en ambos lados por edificios con paredes planas. Los modelos que emplean esta geometría canónica son modelos de cañon de calle.

Seis posibles trayectorias de rayos son ilustradas. Muchos más son posibles, pero ellos tienden a incluir reflexión en más de dos superficies. Estas reflexiones son típicamente atenuadas a una gran magnitud, así las principales contribuciones a la señal son las aquí ilustradas.

En comparación con el modelo de dos rayos, los modelos de cañón de calle producen más rápido desvanecimiento por multitrayectorias, y las diferencias entre las polarizaciones vertical y horizontal, son menores. Eventualmente las componentes polarizadas verticalmente disminuyen con un exponente de pérdida de trayectoria promedio de 4, y en las horizontalmente polarizadas tiende a 2. sin embargo, las calles reales raramente son rectas para una longitud suficiente como la observada en la distancia de alcance.

En general, para microcélulas en línea de vista, la altura de la estación base tiene solo un aspecto frágil en el alcance de la célula. Existe un efecto debido a la obstrucción de obstáculos (en este caso vehículos, mobiliario urbano y peatones), pero veremos en las secciones próximas que la altura de la estación base tiene un efecto significativo en la distancia de interferencia.

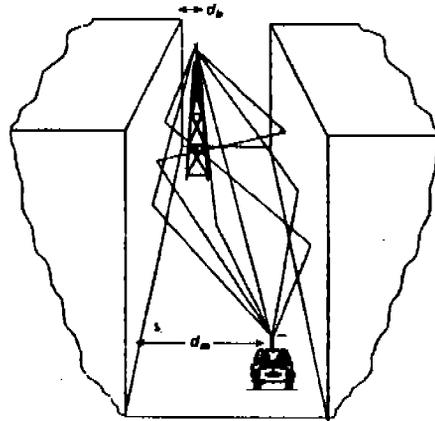


Figura 4.7.20 Modelo de cañón de calle en propagación microcelular en línea visual

#### 4.7.5.4. Modelos sin línea visual

##### 4.7.5.4.1. Mecanismos de propagación

Cuando la trayectoria de línea visual en una microcelda bloquea la energía de la señal puede propagarse de la base al móvil a través de varios mecanismos alternos:

- difracción sobre las azoteas de los edificios
- difracción alrededor de bordes verticales en los edificios
- reflexión y esparcimiento de las paredes y la tierra

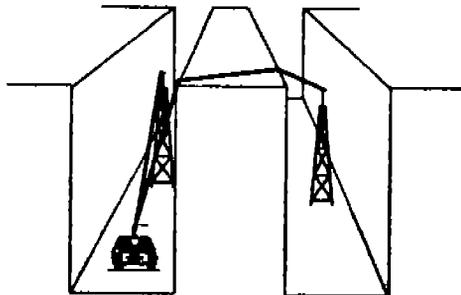


Figura 4.7.21 Difracción en azoteas como mecanismo de interferencia

Para distancias relativamente pequeñas de la estación base y antenas de altura baja, hay un ángulo grande a través del cual la señal se puede difractar sobre las azoteas y las pérdidas por difracción son correspondientemente grandes. Entonces la propagación es dominada por los otros dos mecanismos de la lista., donde el balance entre difracción y refracción depende de la geometría específica de cada edificio, en particular se presenta una gran reflexión en las paredes.

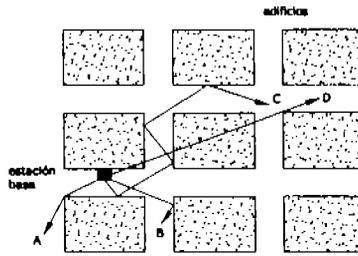


Figura 4.7.22 Variación de los mecanismos de propagación con la distancia para microcélulas sin línea visual

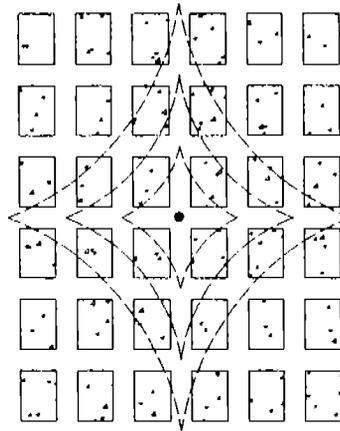


Figura 4.7.23 Propagación microcelular a lo largo y a través de las calles, ubicación de la base (●), contornos de pérdida de trayectoria (---).

En distancias largas, se involucra una interferencia entre los canales compartidos por las microcélulas, la señal difractada en las azoteas (figura 4.7.21) comienza a dominar debido al gran número de difracciones y reflexiones requeridas para la propagación sobre grandes distancias. La figura 4.7.22 muestra un plano de vista de un arreglo de edificios en forma de rejilla. Las trayectorias cortas A y B involucran solo una reflexión o difracción y probablemente son las fuentes dominantes de la señal de energía. En contraste, la trayectoria larga C es probablemente la más débil ya que presenta cuatro reflexiones y la trayectoria difractada en la azotea D es entonces la más dominante. Esta variación en los mecanismos de propagación con la distancia es otra fuente del modelo empírico de la doble inclinación.

El alcance del sistema es mayor a lo largo de la calle que contiene la estación base. Cuando el móvil da vuelta en una esquina, la señal cae rápidamente, a menudo de 20-30 dB. El área de cobertura resultante tiene por consiguiente forma de un diamante, como se muestra en la figura 4.7.23, aunque la forma precisa depende mucho de la geometría de los edificios. Confirmado por las mediciones los segmentos de curva que forman los diamantes en la figura 4.7.23 han sido mostrados para indicar que el mecanismo de propagación dominante entre el resto de las calles es difracción más que reflexión.

La variación de las formas de las microcélulas con la altura de la antena en la base en una estructura de rejilla ha sido investigada a detalle empleando la difracción múltiple integral, como esto muestra que hay una transición de una forma de diamante a algo cercano a un círculo cuando la

altura de la antena se incrementa. Esto también muestra que la característica de forma de diamante de la célula es obtenida por consideración sólo de la refracción vertical en las esquinas más reflexiones en las paredes de los edificios. Este trabajo también mostró que la distancia a la cual la transición entre varios mecanismos ocurre depende fuertemente de la distancia entre la estación base y las esquinas de las calles más cercanas.

Para antenas de baja altura, el fuerte esparcimiento mostrado en las microcélulas evita el eficiente uso de sectorización ya que el patrón de radiación de la antena en el espacio libre es destruido. Una eficiente reutilización de frecuencias aun puede ser preparada, como, puede tomarse ventaja de la geometría de los edificios. En una estructura regular de rejilla, el canal compartido de las microcélulas puede separarse diagonalmente cruzando las direcciones de las calles y con suficiente espacio para asegurar que las células no se traslapen con su distancia de punto de ruptura, con la intención de mantener altos niveles de señal a interferencia.

En ambientes más típicos, donde los edificios no son de tamaño regular, son aplicadas técnicas de planeación más avanzadas, particularmente cuando las frecuencias son compartidas entre microcélulas y macrocélulas.

#### 4.7.5.4.2. Modelo de rayos en sitios específicos

La predicción detallada de las características de las microcélulas requiere una predicción de sitio específico basada a detalle en el conocimiento de la geometría de los edificios. El análisis electromagnético de estas situaciones es comúnmente basado en la teoría geométrica de la difracción y sus extensiones. Estos modelos tienen la capacidad de alcanzar una alta precisión, pero su aplicación práctica ha sido limitada por el costo de la obtención detallada de los datos y el tiempo de cálculo requerido. Más recientemente, el progreso en monitoreo remoto por satélite ha reducido los altos costos de los datos necesarios y las técnicas avanzadas de trazado de rayos y al abaratamiento de los recursos computacionales han avanzado estas aplicaciones al punto donde los modelos de trazado de rayos son completamente posibles. No obstante, muchos operadores consideran que los costos son elevados y prefieren el diseño de sus microcélulas basados en el conocimiento y experiencia de sus ingenieros de planeación junto con las mediciones en sitios específicos.

#### 4.8. Predicción de la intensidad de campo para radiodifusión en VHF y UHF

La radiodifusión es definida en las Regulaciones de Radio de la UIT como un servicio de radiocomunicación en el cual los transmisores son diseñados para una recepción directa por el público en general. En Europa la radiodifusión en VHF y UHF se presenta en los intervalos de frecuencia mostrados en la figura 4.8.1. En el Reino Unido, 88-108 MHz es empleado para radio FM, 218-230 MHz es usado para radio digital y 470-860 MHz es empleada para televisión digital y análoga.

La propagación de ondas de radio se basa en los principios fundamentales y es obviamente independiente de la aplicación. Sin embargo, los requerimientos particulares de la radiodifusión, donde los transmisores necesitan cubrir grandes áreas, con poco control sobre las instalaciones receptoras, significa que ciertos aspectos de la propagación tienen son más significantes que en un enlace punto a punto.

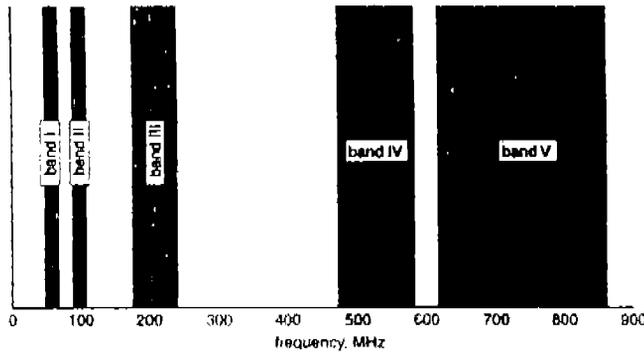


Figura 4.8.1 Localización espectral para radiodifusión en VHF y UHF

#### 4.8.1. Límite de determinación del servicio

Las radiodifusoras definen la cobertura en términos de la intensidad de campo, a diferencia de los servicios punto a punto donde es empleado el término de pérdida de transmisión. Por ejemplo, el límite del servicio de televisión en la banda IV es de  $64 \text{ dB}\mu\text{V}\text{m}^{-1}$ . Empleando una antena receptora típica montada en el techo, este nivel de intensidad de campo da una señal suficiente en el receptor de televisión para proporcionar una figura libre de ruido.

Este límite de intensidad de campo está basado en los requerimientos del servicio. Por ejemplo, aquí se muestra el mínimo aceptable en la relación señal a ruido en un receptor de televisión doméstico que es aproximada a 33 dB:

$$\frac{S}{N} = 20 \log \left[ \frac{Pk - Pk \text{ voltaje de imagen}}{\text{RMS voltaje de ruido}} \right] = 33 \text{ dB}$$

Para un sistema vestigial de banda lateral, la correspondiente relación señal a ruido =  $33 + 8 = 41 \text{ dB}$ .

El voltaje de ruido térmico es la entrada de un televisor doméstico es dado por:

$$V_N = 10 \log [k t_0 b r] + N + 120 \text{ dB}\mu\text{V}\text{m}^{-1}$$

donde:

$k = 1.38 \times 10^{-23}$	la constante de Boltzman
$t_0 = 290 \text{ K}$	temperatura de referencia
$b = 5.5 \times 10^6 \text{ Hz}$	ancho de banda del receptor
$r = 75 \Omega$	impedancia de entrada del receptor
$N = 7 \text{ dB}$	figura de ruido del receptor

Por consiguiente,  $V_N = 9 \text{ dB}\mu\text{V}$  y el voltaje mínimo en la entrada del receptor:

$$V_R = 9 + 41 = 50 \text{ dB}\mu\text{V}$$

Este voltaje de entrada esta relacionado a la intensidad de campo  $E$  en la antena receptora por la siguiente ecuación:

$$E = V_R + L - G + 20 \log f - 33.6 \text{ dB}$$

donde, en este ejemplo:

$L = 4 \text{ dB}$       pérdida en el alimentador  
 $G = 10 \text{ dB}$      ganancia de la antena  
 $f = 495 \text{ MHz}$    frecuencia central de la Banda IV

Aquí, la intensidad de campo mínima,  $E = 50 + 14 = 64 \text{ dB}\mu\text{Vm}^{-1}$ . La Tabla 4.8.1 muestra los límites típicos de cobertura para otros servicios.

Banda de frecuencia	Banda II	Banda III	Banda IV	Banda V
Tipo de Servicio	Recpción de radio FM a 10 m para el 50 % de las locaciones	Recpción de DAB a 1.5 m para el 50 % de las locaciones	Recpción de TV análoga a 10 m para el 50 % de las locaciones	Recpción de TV análoga a 10 m para el 50 % de las locaciones
Intensidad de campo en el área de cobertura ( $\text{dB}\mu\text{Vm}^{-1}$ )	54	35	64	70

Tabla 4.8.1 Límites típicos de cobertura

La razón para citar los límites de área cubierta de esta manera es porque las radiodifusoras no tienen control sobre las instalaciones receptoras. Sin embargo, por hacer ciertas suposiciones razonables, estas pueden proveer un campo lo suficientemente intenso para garantizar que el usuario reciba una alta calidad de servicio.

#### 4.8.2. Relaciones de protección

Más allá del límite de cobertura normal de un transmisor, cuando la señal ha caído a un nivel demasiado bajo, la frecuencia puede ser reutilizada, ya sea para el mismo servicio o para otro diferente. Claramente, la radiodifusora puede tener la certeza de que la transmisión distante, a pesar de su bajo nivel, no está causando interferencia a ninguna otra. Para hacer esto, el concepto de relaciones de protección es empleado. Esta se define de la siguiente forma:

relación de protección para un nivel dado de deterioro en la entrada del receptor = diferencia en dB entre las señales de potencia buscadas y no buscadas

donde el deterioro es definido de acuerdo con las escalas de UIT-R de la siguiente manera:

- Grado 5      imperceptible
- Grado 4      perceptible pero no incómodo
- Grado 3      ligeramente incómodo
- Grado 2      incómodo
- Grado 3      muy incómodo

El Grado 3 es empleado normalmente cuando se determinan relaciones de protección para servicios de televisión. Para una transmisión de sistema I-PAL de 625 líneas interferida por otra transmisión similar en la misma frecuencia, la protección requerida es de 40 dB para interferencia

continua. Los efectos de la refracción troposférica pueden causar que las señales de VHF y UHF viajen más allá del horizonte, aunque solamente por cortos periodos de tiempo. Por esta razón, la relación de protección es disminuida a 30 dB para interferencia troposférica.

Los valores de la relación de protección dependen del tipo de servicio considerando la frecuencia de separación entre ellos. En general, los valores máximos ocurren cuando la señal de interferencia tiene la misma frecuencia que el servicio buscado. La figura 4.8.2 muestra la curva de relación de protección para una señal de televisión interferida por una señal de banda angosta o señal CW.

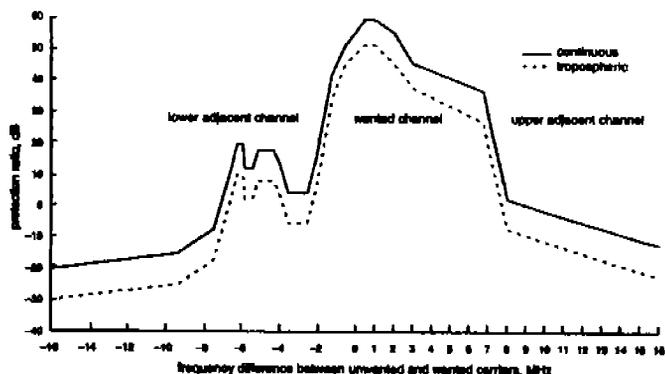


Figura 4.8.2 Curvas típicas de relaciones de protección. Relaciones de protección para visión de 625 líneas, sistema de televisión I-PAL interferido por una señal CW

### 4.8.3. Características de propagación

#### 4.8.3.1. Reflexiones en tierra y en superficies ásperas

Como se mostró anteriormente, la onda directa y reflejada en la tierra pueden, bajo ciertas circunstancias, estar periódicamente dentro o fuera de fase como la longitud de la trayectoria se incremente y producir una resultante la cual varía de +6 dB a -30 dB o menos relativo a la señal directa, como se muestra en la figura 4.8.3.

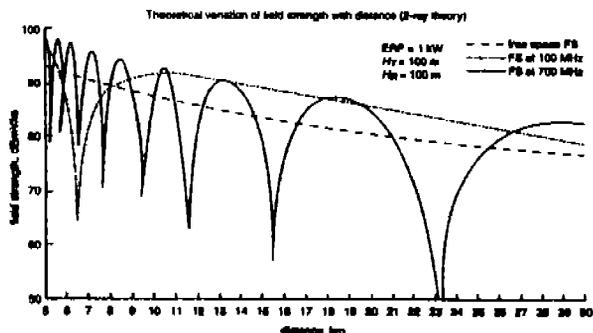


Figura 4.8.3 Ejemplo de teoría de dos rayos. Variación teórica de la intensidad de campo con la distancia

Esto puede sostener que, en este ejemplo, la altura de la antena receptora, aproximadamente 100 m, no es representativa de una situación real. Sin embargo, esta es la altura sobre la superficie reflectora y podría fácilmente ocurrir en realidad, por ejemplo la inclinación de una ladera sobre un terreno plano. El punto principal de este ejemplo es demostrar, en teoría, que las áreas grandes pueden no cumplir con los efectos de la teoría de dos rayos. El principal requerimiento es que la superficie de la tierra sea considerada lo suficientemente lisa para que se produzca un reflexión especular, análogo a la superficie de un espejo. Si la superficie de la tierra es rugosa, la señal podría ser esparcida después de la reflexión. La señal recibida podría entonces estar consistida por un número de componentes reflejadas llegando con una fase aleatoria relativa a la señal directa y la ocurrencia de desvanecimiento podría reducirse.

Un criterio conveniente para establecer el grado más alto de rugosidad, aún soportando la reflexión especular, fue desarrollado primero por Rayleigh. La figura 4.8.4 muestra una superficie reflectora con una rugosidad representada por peldaños rectangulares de profundidad  $d$ . Un rayo choca en la superficie en el punto A el cual tiene una trayectoria más corta del transmisor al receptor que el que choca en el punto C. La diferencia de trayectorias esta dada por  $AC - AB$  de la cual la diferencia de fase está dada por:

$$\Delta_{\phi} = \frac{4\pi \sin \theta}{\lambda}$$

Una superficie es considerada rugosa si la diferencia de fase de la onda excede los  $\pi/4$  radianes. Entonces, para ángulos de choque de  $1^\circ$ , el criterio se satisface para  $d \gg 10$  m a 100 MHz o  $d > 2$  en 600 MHz. Estas figuras en las frecuencias de la Banda II y ángulos pequeños de choque, es probable que ocurra la reflexión especular, incluso donde existan irregularidades sustanciales de superficie, tal como puede ocurrir en un área residencial. De manera recíproca, en las Bandas IV y V, las superficies de tierra pueden considerarse generalmente rugosas. Por lo tanto, grandes variaciones en la intensidad de campo, resultan de las señales directa y reflejada fuera de fase y es prevalece más en UHF que en VHF.

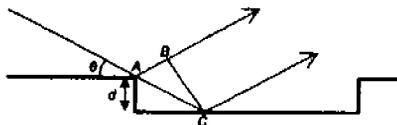


Figura 4.8.4 Criterio de rugosidad de Rayleigh

#### 4.8.3.2. Otros efectos de multitrayectorias

Los conceptos anteriores consideran a la propagación del transmisor al receptor como una rebanada vertical bidimensional. Solo dos rayos son considerados, la onda directa y la onda reflejada en la tierra. Esta es una simplificación y, en el espacio tridimensional, es probable que existan varias reflexiones en colinas y edificios, en ambos extremos de la trayectoria directa. Los edificios altos en áreas urbanas, debido a sus superficies planas y lisas, pueden causar serios problemas para la recepción. Incluso cuando existe línea visual al transmisor, la señal directa llega a la antena de un receptor de radio o televisión probablemente acompañada por varios rayos reflejados ligeramente retrasados en tiempo a causa de longitudes de trayectoria demasiado largas. El efecto puede ser visto en los receptores de televisión en forma de imágenes ligeramente retardadas hacia la derecha de la imagen principal. En el caso de radio FM, los efectos de multitrayectorias provocan audio demodulado o sonido distorsionado.

Otro efecto de multirayectoria se presenta cuando existe agua entre un transmisor y un blanco en área de servicio, por ejemplo sobre una laguna litoral. Pensando en que la superficie del agua no este muy turbia, la reflexión especular puede ocurrir fácilmente en UHF. En ciertas horas del día, cuando el nivel del mar está a la altura correcta, el rayo reflejado puede interferir destructivamente con el rayo directo y resultar en desvanecimientos profundos por varias horas.

Para instalaciones domésticas, empleando una antena yagi fija en un techo alto, estos efectos de multirayectorias pueden ser minimizados con posicionamiento cuidadoso de la antena. Sin embargo, la recepción por multirayectorias en un ambiente móvil es más difícil de superar debido a la baja altura de las antenas omnidireccionales que son empleadas en los vehículos. Solo ahora, con el desarrollo de avanzados métodos de modulación digital tales como COFDM, este problema puede superarse.

#### 4.8.3.3. Difracción

Puesto que, para algunas magnitudes, la pérdida de difracción es inversamente proporcional a la longitud de onda, entonces las transmisiones en las Bandas IV y V serán atenuadas más sobre el mismo obstáculo que en la Banda II. El resultado de esto es que los servicios de televisión en UHF necesita muchas más estaciones repetidoras que el servicio de radio FM en la Banda II ya que las deficiencias de cobertura en cualquier lugar en el que hay obstrucciones significantes en el terreno.

#### 4.8.3.4. Refracción troposférica

En distancias más grandes que 100 km, los niveles de señal en VHF y UHF pueden cambiar con una alta variabilidad con el tiempo debido a variaciones en la refractividad de la troposfera. Bajo ciertas condiciones, hay una inversión de capas y formación de ductos lo que permite que las señales viajen más allá del horizonte. Ya que este es un mecanismo meteorológico, la intensidad de la señal puede variar con las estaciones e incluso con 1 hora del día. La figura 4.8.15 muestra la variación de una transmisión de prueba en 218 Mhz, de Mendip a Daventry, en un periodo de 12 meses entre 1995 y 1996.

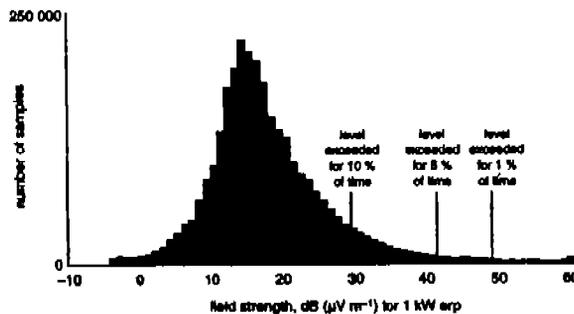


Figura 4.8.15 Distribución de intensidad de campo típica mostrando las mejoras de los efectos de propagación. Distribución de intensidad de campo para una transmisión de Mendip a Daventry a 218 MHz de Marzo de 1995 a Febrero de 1996, longitud de trayectoria = 152 km

Aquí se puede ver que para bajos porcentajes de tiempo los niveles de la señal son varias decenas de decibeles mayores que el nivel medio.

Una propagación reforzada tiende a ocurrir durante la época en no hay presencia de ciclones y, para trayectorias terrestres, un efecto diurno distintivo puede ser observado a menudo, con niveles máximos de señal que ocurren durante la noche. Esto se puede explicar de la manera siguiente.

Después de un día despejado, la superficie de la tierra puede enfriarse rápidamente de la radiación después del atardecer, dando lugar a un incremento de la temperatura del aire a una altura de la troposfera baja lo cual lleva la información a una inversión de capa y un efecto de ducto. La mañana siguiente, después del amanecer, la inversión de la capa es destruida por el calor solar y el nivel de la señal cae. Este efecto es claramente mostrado en la figura 4.8.6.

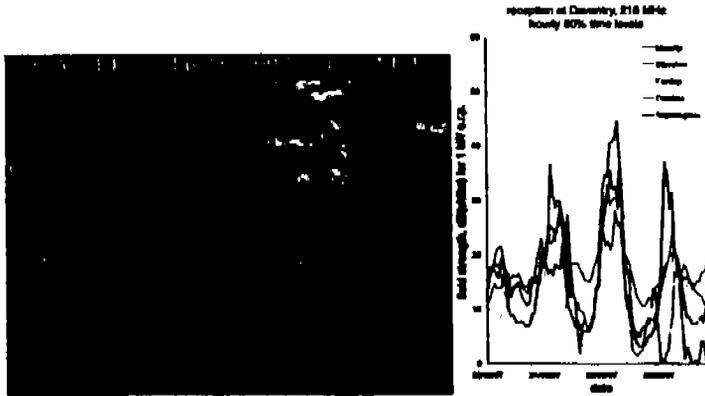


Figura 4.8.6 Ejemplo de la variación diurna sobre una trayectoria terrestre

Los ductos de propagación sólo se forman sobre las trayectorias en el mar debido a las variaciones de humedad y temperatura con la altura. A diferencia de las trayectorias en tierra, la variación diurna ocurre menos frecuentemente y la propagación reforzada puede durar varios días, como se ve en la figura 4.8.7.

Estos efectos troposféricos pueden tener serias consecuencias cuando las frecuencias son reutilizadas en otras partes del país y es necesaria una planeación cuidadosa para minimizar los problemas de interferencia. En algunos casos. Se tienen que emplear antenas transmisoras direccionales, particularmente donde la interferencia es demasiado probable.

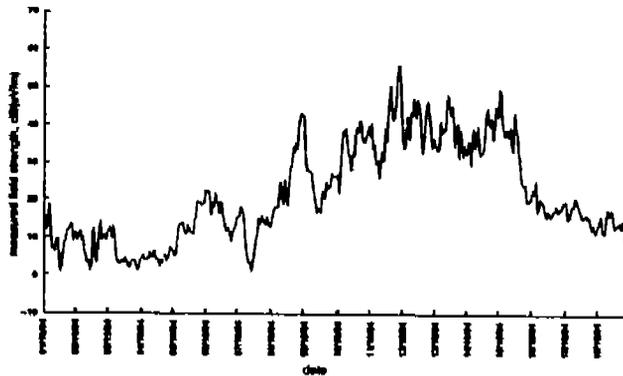


Figura 4.8.7 Ejemplo de la propagación en una trayectoria sobre agua, de Kippure a Walney Island, 223 MHz, niveles a cada hora

#### 4.8.4. Medición de la intensidad de campo

Como se vio anteriormente, la cobertura está definida en términos de la intensidad del campo, a diferencia de los enlaces punto a punto donde se emplea el concepto de pérdida de transmisión. En algunas etapas del diseño de un nuevo servicio, la radiodifusora necesita confirmar esta cobertura. Para hacer esto, son empleados una antena de medición calibrada y un receptor.

Un receptor para medición de intensidad de campo es esencialmente un voltmetro de radiofrecuencia sintonizable. Este registra el nivel de la señal, cuando esta es aplicada a sus terminales de entrada, para ser medida cuando sintonice la frecuencia de la señal. Este nivel puede ser mostrado en una pantalla de LCD o transferido como datos a una computadora. Los receptores más comerciales permiten una opción de ancho de banda y un tipo de detector compatible con los sistemas de transmisión que son medidos.

La antena de medición es una yagi o logoperiódica con una ganancia conocida. Cuando la antena es ubicada en un campo de radiofrecuencia de  $E \text{ dB}\mu\text{Vm}^{-1}$ , un voltaje es inducido en sus terminales y que puede medirse en el receptor. El voltaje,  $V \text{ dB}\mu\text{V}$ , en el receptor es relacionado a la intensidad del campo  $E \text{ dB}\mu\text{Vm}^{-1}$ , en la antena por:

$$E = V + L - G + 20 \log f - 32 \text{ factor de la antena}$$

donde

$L$	es la pérdida en dB del alimentador que conecta la antena al receptor
$G$	es la ganancia en dB de la antena en dB relativo a un dipolo de $\lambda/2$
$f$	la frecuencia en MHz

y se considera una impedancia característica de  $50 \Omega$ . La suma de los términos a la derecha de  $V$  es conocido como el factor de la antena.

Normalmente se emplean dos métodos de medición de intensidad de campo. Para el servicio de televisión, donde se asume que la antena del receptor doméstico esta colocada sobre el techo, la antena de medición se coloca en un mástil neumático ara esta puede ser elevada a una altura de 10 m. La intensidad de campo es entonces medida con el vehículo fijo a pesar de que, en UHF, particularmente en áreas urbanas y suburbanas, las mediciones pueden hacerse a una distancia corta para estar fuera de los efectos de multitrayectorias. Este método, a pesar de que ofrece una evaluación precisa de la cobertura, puede ser un proceso que consuma demasiado tiempo.

Para la evaluar la recepción de las señales de radio en los autos, la antena de medición es usualmente un monopolo de  $\lambda/4$  montado en el techo del vehículo. La intensidad del campo es medida mientras el auto está en movimiento y los resultados son registrados en una computadora. Alguna forma de información de posición puede también ser almacenada en la computadora a través de un receptor GPS de una estación de radiolocalización.

#### 4.8.5. Predicción de la intensidad del campo

Cuando se planea un nuevo servicio de radiodifusión es necesario conocer donde construir e instalar los transmisores y que potencias serán radiadas para tener la cobertura más efectiva. Vimos en los subtemas anteriores que también es necesario conocer donde será posible reutilizar las mismas frecuencias sin causar interferencia. Para hacer esto es necesario emplear alguna técnica de predicción de intensidad de campo. Existen dos aproximaciones de predicción de propagación, empírica y determinística.

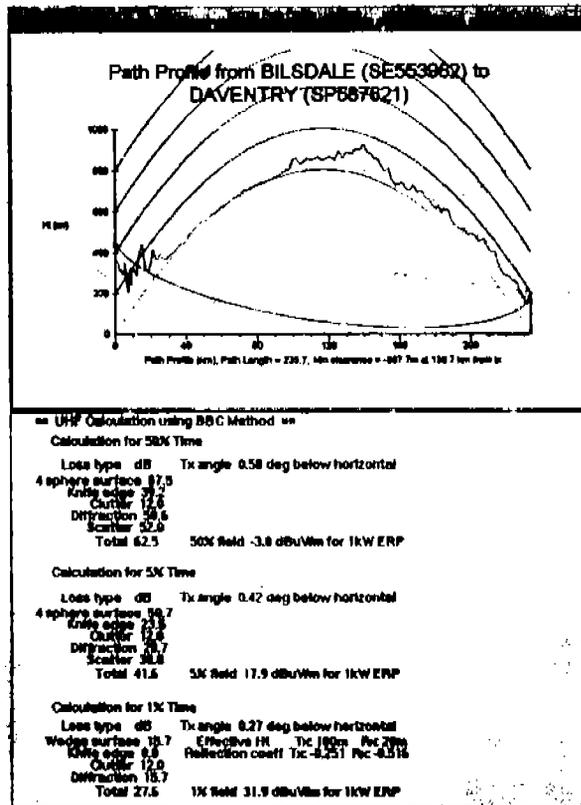


Figura 4.8.8 Ejemplo de la predicción de intensidad de campo usando datos del terreno

Un método empírico bien conocido, recomendado por la UIT por muchos años, es la recomendación P.370 de la UIT. Este ha sido empleado para la planeación de VHF y UHF, particularmente cuando es necesaria cierta coordinación entre países vecinos. El método se basó en un grupo de curvas de intensidad de campo trazadas contra la distancia, obtenidas de una excesiva campaña de mediciones. Las curvas permiten que la intensidad del campo sea predicha para un 50, 10, 5 u 1 por ciento de tiempo para trayectorias de mar y tierra. Aunque los perfiles de información de la trayectoria no fueron esenciales, la precisión fue mejorada a través de una serie de correcciones para las cuales fueron necesarios conocimientos del terreno en el ambas terminales estaban instaladas. Este método ha sido utilizado ampliamente para una planeación nacional e internacional ya que este tiene el beneficio de la imparcialidad. Métodos similares pueden ser empleados actualmente por su sucesor la recomendación P.1546 de UIT-R.

La aproximación determinística intenta un modelo matemático para asociar las trayectorias de propagación y sus condiciones. El también llamado método BBC es un ejemplo de esto, y algunas radiodifusoras tienen métodos similares. Una base de datos de las alturas del terreno es necesaria para que se construya un perfil de trayectorias. Este determina la existencia de mar y tierra y características del terreno en una serie de discretas formas geométricas, por ejemplo tierra lisa, bordes filosos, cuñas o cilindros. Un cálculo de la pérdida de trayectoria es realizado de acuerdo a como el perfil se aproxima o incursiona en la línea entre el transmisor y el receptor. La figura 4.8.8 muestra un ejemplo típico.

Para trayectorias en tierra se hace una interpolación entre una pérdida en múltiples bordes filosos y pérdidas calculadas sobre una superficie estilizada (cuffa o cilindro). Para trayectorias en el mar, se emplea un cálculo de pérdida sobre una superficie esférica. La pérdida de trayectorias es complementada sumando una pérdida de desorden tomando en cuenta los edificios y árboles. También son contados los efectos troposféricos tales como ductos o esparcimiento en la propagación. Para incrementar la precisión de los resultados los cálculos teóricos son modificados por un factor de optimización basado en varias mediciones de intensidad de campo hechas en áreas pobladas. La desviación estándar del error de predicción es normalmente de 7 dB.

El método determinístico tiende a ser más preciso que el empírico aunque no lo es tanto como se espera. Esto es principalmente ocasionado por que son modelos que consideran una sola trayectoria entre el receptor y el transmisor. En realidad, el nivel de señal recibida es el resultado de muchas otras señales adicionales debidas a las reflexiones en colinas o edificios. Como un resultado, estos programas son empleados solo como una guía burda de cobertura de transmisión. Su principal aplicación es para calcular el bajo porcentaje de los niveles de interferencia en conjunto con un programa de planeación de red.

No obstante, las computadoras modernas de alta velocidad, con grandes memorias, han habilitado nuevas aproximaciones para la predicción de intensidad del campo, tales como el método de ecuación parabólica. Este método modela el ambiente de propagación entre el transmisor y el receptor en una base tridimensional y tienen el potencial para hacer predicciones más precisas. Sin embargo, pueden pasar varios años antes de que estos métodos sean empleados para propósitos básicos de planeación.

## **4.9. Predicción de enlaces terrenales de línea visual**

### **4.9.1. Comunicación vía microondas**

Básicamente un enlace vía microondas consiste en tres componentes fundamentales: el transmisor, el receptor y el canal aéreo. El transmisor es el responsable de modular una señal digital a la frecuencia utilizada para transmitir, el canal aéreo representa un camino abierto entre el transmisor y el receptor, y como es de esperarse el receptor es el encargado de capturar la señal transmitida y llevarla de nuevo a señal digital.

El factor limitante de la propagación de la señal en enlaces microondas es la distancia que se debe cubrir entre el transmisor y el receptor, además esta distancia debe ser libre de obstáculos. Otro aspecto que se debe señalar es que en estos enlaces, el camino entre el receptor y el transmisor debe tener una altura mínima sobre los obstáculos en la vía, para compensar este efecto se utilizan torres para ajustar dichas alturas.

### **4.9.2. Antenas y torres de microondas**

La distancia cubierta por enlaces microondas puede ser incrementada por el uso de repetidoras, las cuales amplifican y redireccionan la señal, es importante destacar que los obstáculos de la señal pueden ser salvados a través de reflectores pasivos. Las figuras 4.9.1 y 4.9.2 muestran como trabaja un repetidor y como se ven los reflectores pasivos.

La señal de microondas transmitidas es distorsionada y atenuada mientras viaja desde el transmisor hasta el receptor, estas atenuaciones y distorsiones son causadas por una pérdida de poder dependiente a la distancia, reflexión y refracción debido a obstáculos y superficies reflectoras, y a pérdidas atmosféricas.

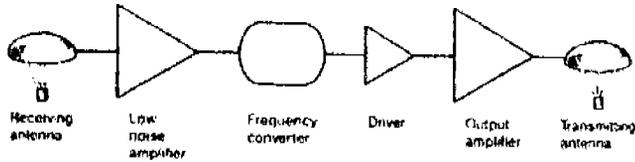


Figura 4.9.1 Diagrama de bloques de la estructura interna de un repetidor

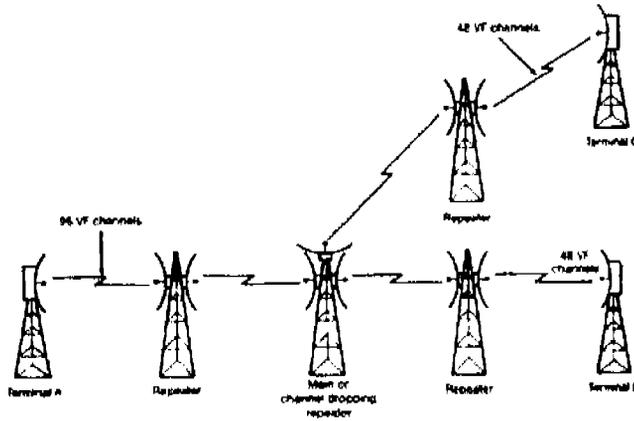


Figura 4.9.2 Operación de reflectores pasivos

La siguiente es una lista de frecuencias utilizadas por los sistemas de microondas:

Common Carrier	Operational Fixed
2.110	2.130 GHz
1.850	1.990 GHz
2.160	2.180 GHz
2.130	2.150 GHz
3.700	4.200 GHz
2.180	2.200 GHz
5.925	6.425 GHz
2.500	2.690 GHz
10.7	11.700 GHz
6.575	6.875 GHz
12.2	12.700 GHz

Debido al uso de las frecuencias antes mencionadas algunas de las ventajas son:

- Antenas relativamente pequeñas son efectivas.
- A estas frecuencias las ondas de radio se comportan como ondas de luz, por ello la señal puede ser enfocada utilizando antenas parabólicas y antenas de embudo, además pueden ser reflejadas con reflectores pasivos.
- Otra ventaja es el ancho de banda, que va de 2 a 24 GHz.

Como todo en la vida, el uso de estas frecuencias también posee desventajas:

- Las frecuencias son susceptibles a un fenómeno llamado Disminución de Multicamino (Multipath Fading), lo que causa profundas disminuciones en el poder de las señales recibidas.
- A estas frecuencias las pérdidas ambientales se transforman en un factor importante, la absorción de poder causada por la lluvia puede afectar dramáticamente el desempeño del canal.

El método de análisis más general y ampliamente utilizado en microondas. Consiste en la utilización del campo electromagnético caracterizado por los vectores (E, B, D y H en presencia de medios materiales), teniendo en cuenta las ecuaciones de MAXWELL ( $\nabla$ ), que rigen su comportamiento y las condiciones de contorno metálicos son muy frecuentes a estas frecuencias, cabe destacar que, por ejemplo, el campo E es normal y el campo H es tangencial en las proximidades externas de un conductor. No obstante, en las márgenes externas de las microondas. se utilizan frecuentemente los métodos de análisis correspondientes al rango contiguo del espectro; así, a frecuencias elevadas las microondas. Son útiles los conceptos de RAYO, LENTE, etc., ampliamente utilizados en óptica, sobre todo cuando la propagación es transversal electromagnética, (TEM, E y B perpendiculares entre sí y a la dirección de propagación) en el espacio libre. Por otro lado, a frecuencias bajas de microondas, colindantes con las radiofrecuencias, es útil la teoría de circuitos con parámetros distribuidos, en la que toma en cuenta la propagación efectiva que va a tener la onda en un elemento cualquiera. Así, un trozo de cable metálico, que en baja frecuencia representa simplemente un corto circuito que sirve para efectuar una conexión entre elementos, dejando equipotenciales los puntos que une, a alta frecuencia un sistema cuya frecuencia, por efecto peculiar, puede no ser despreciable y cuya autoinducción puede causar una impedancia que sea preciso tomar en cuenta. Entonces es preciso representar este cable a través de su impedancia (resistencia y autoinducción) por unidad de longitud.

También en la parte de instrumentación experimental, generación y transmisión de microondas, estas tienen peculiaridades propias que obligan a utilizar con características diferentes a los de los rangos de frecuencias vecinos. Respecto a limitaciones que impiden su funcionamiento a frecuencias de microondas. Como a continuación esquematizamos.

Las líneas de baja frecuencia son usualmente ABIERTAS, con lo cual, si se intenta utilizar a frecuencias elevadas, automáticamente surgen problemas de radiación de la energía electromagnética; para superar este inconveniente es necesario confirmar los campos electromagnéticos, lo que normalmente se efectúa por medio de contornos metálicos; así, los sistemas de transmisión usuales a microondas. son, o bien líneas visuales, o bien, en general, guías de onda continuadas por conductores abiertos o tuberías. En este sentido es ilustrativo ver la evolución de un circuito resonante LC paralelo de baja frecuencia hacia una cavidad resonante, que es circuito equivalente en m. Como a alta frecuencia las inductancias y capacidades (ELECTROSTÁTICA; INDUCCIÓN ELECTROMAGNÉTICA), cobran gran importancia, por pequeñas que sean, un circuito resonante para frecuencias RELATIVAS ALTAS puede ser sencillamente dos placas paralelas y una espira uniendo ambas placas; es para reducir aún más la inductancia se ponen varias espiras en paralelo, se llega a obtener una región completamente cerrada por

#### 4.9.3. Ventajas de los radio enlaces de microondas comparados con los sistemas de línea metálica

- Volumen de inversión generalmente más reducido.
- Instalación más rápida y sencilla.
- Conservación generalmente más económica y de actuación rápida.

- Puede superarse las irregularidades del terreno.
- La regulación sólo debe aplicarse al equipo, puesto que las características del medio de transmisión son esencialmente constantes en el ancho de banda de trabajo.
- Puede aumentarse la separación entre repetidores, incrementando la altura de las torres.

#### 4.9.4. Desventajas de los radio enlaces de microondas comparados con los sistemas de línea metálica

- Explotación restringida a tramos con visibilidad directa para los enlaces.
- Necesidad de acceso adecuado a las estaciones repetidoras en las que hay que disponer de energía y acondicionamiento para los equipos y servicios de conservación. Se han hecho ensayos para utilizar generadores autónomos y baterías de células solares.
- La segregación, aunque es posible y se realiza, no es tan flexible como en los sistemas por cable
- Las condiciones atmosféricas pueden ocasionar desvanecimientos intensos y desviaciones del haz, lo que implica utilizar sistemas de diversidad y equipo auxiliar requerida, supone un importante problema en diseño

#### 4.9.5. Transmisión de microondas

Un sistema en el que se utilizan localmente las m. Constará fundamentalmente de un generador y de un medio de transmisión de la onda hasta la carga; en caso contrario, tendremos necesidad de un sistema emisor y otro receptor, estando el emisor compuesto por los elementos anteriormente citados, donde la carga será una antena emisora, mientras que el receptor será otra antena, medio de transmisión y detector adecuado.

Además de estos elementos existirán otras componentes como pueden ser atenuadores, desfasadores, frecuencímetros, medidores de onda estacionaria, etc.; nosotros nos vamos a circunscribir fundamentalmente a la guía de onda, como elemento fundamental de transmisión a éstas frecuencias.

Como ya se ha citado, la guía de onda es esencia una tubería metálica, a través de la cual se propaga el campo electromagnético sin prácticamente atenuación, dependiendo esta del material de que la misma esté fabricada; así, a una frecuencia determinada, y para una geometría concreta, la atenuación será tanto menor cuanto mejor conductor sea el material. A diferencia de lo que ocurre en el medio libre, en el que el haz de ondas electromagnéticas es mas o menos divergente y sus campos transversales electromagnéticos (ondas TEM, ya citadas), en una guía el campo esta confinado en su interior, evitándose la radiación hacia el exterior, y sus campos ya no pueden ser TEM sino que han de hacer necesariamente del tipo TE (campo electrónico transversal a la dirección de propagación), o bien TM (campo magnético transversal) o bien híbridos, es decir, mezcla de TE y TM.

La configuración de la geometría, tipo de excitación de la guía y frecuencia, ocurriendo además que ciertas configuraciones de campo, denominadas modos, solo son posibles a frecuencias superiores a una determinada, denominada frecuencia de corte, existiendo un modo de propagación de dichos campos, el modo fundamental, que posee la frecuencia de corte mínima. Por debajo de esta frecuencia la guía no propaga la energía electromagnética.

#### 4.9.6. Propagación de microondas

Los sistemas de microondas son usados en enlaces de televisión, en multienlaces telefónicos y general en redes con alta capacidad de canales de información. Las microondas atraviesan fácilmente la ionosfera y son usadas también en comunicaciones por satélites. La longitud de onda

muy pequeña permite antenas de alta ganancias. Como el radio de Fresnel es relativamente pequeño, la propagación se efectúa como en el espacio libre.

Si hay obstáculos que obstruyan el radio de Fresnel, la atenuación es proporcional al obstáculo.

De la ecuación se obtiene la atenuación Pr/Pt en enlaces por microondas

$$Pr/Pt \text{ (dB)} = Gt \text{ (dB)} + Gr \text{ (dB)} + 20 \log h \text{ (m)} - 22 - 20 \log r \text{ (Km)}$$

donde r es la distancia del enlace, h es la longitud de onda Gt Y Gr son las ganancias del transmisor y del receptor receptivamente.

A la atenuación en espacio libre se le agregan algunos valores de atenuación debido a obstáculos:

6 dB: Incidencia restante.

40 dB: Bloqueo total del haz.

La atenuación puede variar de 6 a 20 dB dependiendo del tipo de superficie que provoca la difracción. Así:

6 dB: Para una difracción en filo de cuchilla, con incidencia rasante.

20 dB: Difracción con incidencia rasante en obstáculo más redondeado como terreno ligeramente ondulado o agua que sigue la curvatura de la tierra.

En condiciones desfavorables las pérdidas por reflexión pueden ser de hasta 50 dB (propagación sobre mar).

Si la superficie es rugosa se consideran despreciables las pérdidas por reflexión.

La temperatura efectiva de ruido Te del circuito receptor, referida a los terminales de entrada y la cifra de ruido o (factor de ruido) F de un circuito están relacionados de la siguiente forma:

$$F = 1 + Te/To$$

F es la razón de la potencia de ruido real de salida (al conectar en un generador de temperatura normalizado de  $To=290^{\circ}K$ ) y la potencia de ruido de salida que existiría para la misma entrada, si el circuito no tuviera ruidos propios.

Por tanto, se nota que

$$F = 1 \text{ o } 0 \text{ dB corresponde a } Te = 0^{\circ}K$$

$$F = 2 \text{ o } 3 \text{ dB corresponde a } Te = 290^{\circ}K, \text{ etc.}$$

#### 4.9.7. Anomalías de propagación en microondas

El gradiente del índice de refracción o factor K que corresponde al radio eficaz de la tierra se define como el grado y la dirección de la curvatura que describe el haz de microondas durante su propagación

$$K = R' / Rt$$

Donde Rt es el radio real terrestre y R" es el radio de la curvatura ficticia de la tierra.

Cualquier variación del índice de refracción provocada por la alteración de las condiciones atmosféricas, se expresa como un cambio del factor K.

En condiciones atmosféricas normales, el valor de K varía desde 1.2 para regiones elevadas y secas (o 4/3 en zonas mediterráneas), hasta 2 o 3 para zonas costeras húmedas.

Cuando K se hace infinito, la tierra aparece ante el haz como perfectamente plana, ya que su curvatura tiene exactamente el mismo valor que la terrestre.

Si el valor de K disminuye a menos de 1, el haz se curva en forma opuesta a la curvatura terrestre. Este efecto puede obstruir parcialmente al trayecto de transmisión, produciéndose así una difracción.

El valor de la curvatura terrestre para los distintos valores de K se calcula mediante la siguiente fórmula

h	=	d1 d2 / 1.5 K donde
h	=	Cambio de la distancia vertical desde una línea horizontal de referencia, en pies,
d1	=	Distancia desde un punto hasta uno de los extremos del trayecto, en millas.
d2	=	Distancia desde el mismo punto anterior hasta el otro extremo del trayecto, en millas.
K	=	Factor del radio eficaz de la tierra.
1 ml	=	1.61 Km.
1 pie	=	0.3 m.

Con excepción del desvanecimiento por efecto de trayectos múltiples, los desvanecimientos son fácilmente superables mediante:

- Diversidad de espacio.
- Diversidad de frecuencia.
- Diversidad de polarización.

Las alteraciones del valor de K desde 1 hasta infinito (Rango normal de K), tiene escasa influencia en el nivel de intensidad con que se reciben las señales, cuando el trayecto se ha proyectado en forma adecuada.

Las anomalías de propagación ocurren cuando K es inferior a 1, el trayecto podría quedar obstruido y por lo tanto sería vulnerable a los fuertes desvanecimientos provocados por el efecto de trayectos múltiples.

Cuando K forma un valor negativo, el trayecto podría resultar atrapado entre capas atmosféricas y en consecuencia sería susceptible a sufrir desvanecimiento total.

#### 4.9.8. Desvanecimientos

El desvanecimiento se debe normalmente a los cambios atmosféricos y a las reflexiones del trayecto de propagación al encontrar superficies terrestres o acuáticas.

La intensidad del desvanecimiento aumenta en general con la frecuencia y la longitud de trayecto.

En caso de transmisión sobre terreno accidentado, el desvanecimiento debido a propagación por multitrayectorias es relativamente independiente del citado margen sobre obstáculo y en casos extremos tiende a aproximarse a la distribución de Rayleigh, es decir, la probabilidad de que el valor instantáneo del campo supere el valor R es:

$$-R/R_0 P(R) = e$$

en donde:  $R_o$  es el valor eficaz.

En la figura se presentan valores típicos de desvanecimiento para trayectos con suficiente margen sobre obstáculos.

Los tipos de desvanecimiento que influye sobre la contabilidad de la propagación en los sistemas de microondas son selectivos y no selectivos.

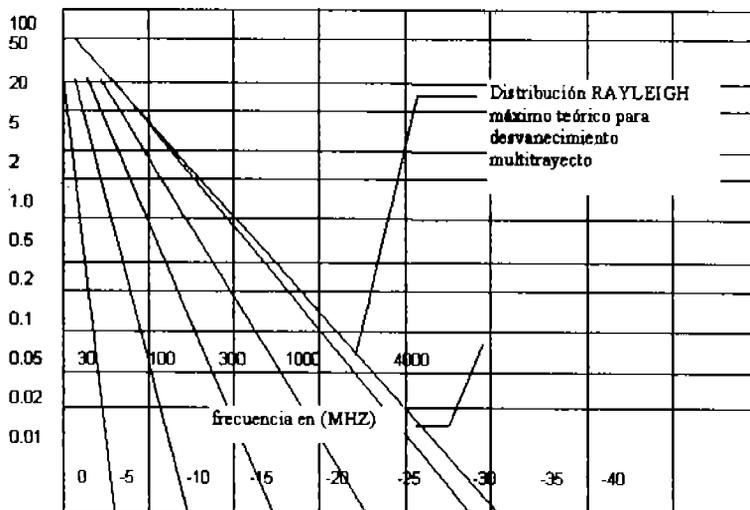


Figura 4.9.3 Desvanecimiento en el peor mes para trayectos de 40 a 60 Kms con visibilidad y margen sobre obstáculos de 15 a 30 m.

#### 4.10. Modelos de predicción para el diseño de sistemas de telecomunicaciones tierra-espacio

##### 4.10.1. Comunicaciones por satélite

Básicamente, los enlaces satelitales son iguales a los de microondas excepto que uno de los extremos de la conexión se encuentra en el espacio, como se había mencionado un factor limitante para la comunicación microondas es que tiene que existir una línea recta entre los dos puntos pero como la tierra es esférica esta línea se ve limitada en tamaño entonces, colocando sea el receptor o el transmisor en el espacio se cubre un área más grande de superficie.

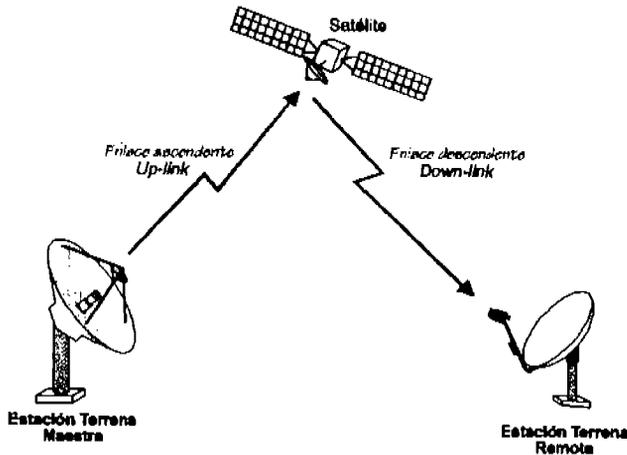
El siguiente gráfico muestra un diagrama sencillo de un enlace vía satélite, nótese que los términos UPLINK y DOWNLINK aparecen en la figura, el primero se refiere al enlace de la tierra al satélite y la segunda del satélite a la tierra.

La estación terrena transmisora se caracteriza por el P.I.R.E (Potencia Isotrópica Radiada Efectiva). Esto de hecho está relacionado a la potencia del transmisor y la ganancia de la antena en la frecuencia de transmisión.

La estación terrena receptora se caracteriza por una figura de mérito (G/T) y la Frecuencia Intermedia (IF) de banda ancha.

Cada elemento en la cadena de recepción puede ser asignada a una temperatura de ruido, la cual es una medida de potencia de ruido contribuida por el elemento por unidad de ancho de banda. Esas contribuciones son combinadas para reflejar la potencia de ruido por la distribución de la ganancia a

través de la cadena. En general, la temperatura de ruido de el sistema es determinado primariamente por la antena, al amplificador de bajo ruido (LNA) y los componentes de acople de esos elementos. La suma de pequeñas pérdidas, tales como la atenuación en el cable, entre el LNA y la antena puede resultar en degradación significativa de la figura de mérito G/T.



El transpondedor también juega un papel bien importante en un enlace satelital, éste se encuentra dentro del satélite y cuyas funciones básicas son las siguientes:

- Amplificación de la señal
- Aislamiento de canales adyacentes
- Traslación de frecuencias

Por último, también el ambiente determina en gran medida el éxito o el fracaso de un enlace satelital y es aquí donde se generan las mayores pérdidas, ocasionadas por el largo trayecto de la señal propagada desde un satélite en el caso más extremo 36,000 kms de distancia.

Los principales factores que ocasionan la degradación de la señal se encuentran la lluvia, la nieve, la absorción atmosférica, las pérdidas por el espacio libre, entre otras.

#### 4.10.2. Calidad del enlace satelital

Para medir o cuantificar un buen enlace satelital se debe tomar muy en cuenta la relación Portadora a ruido ( $C/N$ , Carrier to Noise) que se genera al hacer unos cálculos con los parámetros del enlace.

Primero se debe calcular la relación portadora a ruido del enlace de subida ( $C/N_{up}$ ), después se deberá calcular la relación portadora a ruido pero ahora del enlace de bajada ( $C/N_{down}$ ). La relación portadora total del enlace se determinara por la siguiente ecuación:

$$C/N_{total} = 1 / ((C/N_{up})^{-1} + (C/N_{down})^{-1}) = (C/N_{up})(C/N_{down}) / (C/N_{up} + C/N_{down}) \text{ dB}$$

así por ejemplo:

$$C/N_{up} = 10 \text{ dB y } C/N_{down} = 2 \text{ dB}$$

entonces

$$C/N_{total} = (10)(2)/(10+2) = 1.66 \text{ dB}$$

donde :

$$C/N_{up} = PIRE_{ET} + G/T_{SAT} - k - P_{oi} - P_{ll} - P_{apun} - P_{atm} - P_{pol}$$

$PIRE_{ET}$  = PIRE de la estación terrena transmisora (dB)  
 $G/T_{SAT}$  = figura de mérito de la antena del satélite (dB)  
 $k$  = constante de Boltzman (228.6 dB)  
 $P_{oi}$  = pérdidas pro espacio libre  
 $P_{ll}$  = pérdidas por lluvia  
 $P_{apun}$  = pérdidas por apuntamiento  
 $P_{atm}$  = pérdidas atmosféricas  
 $P_{pol}$  = pérdidas por polarización  
donde  $C/N_{down} = PIRE_{SAT} + G/T_{ETR} - k - P_{oi} - P_{ll} - P_{misc}$   
 $PIRE_{SAT}$  = PIRE en saturación del satélite (dB)  
 $G/T_{ETR}$  = G/T de la estación terrena receptora (dB)  
 $k$  = constante de Boltzman (228.6 dB)  
 $P_{oi}$  = pérdidas pro espacio libre  
 $P_{ll}$  = pérdidas por lluvia  
 $P_{misc}$  = pérdidas misceláneas

Las pérdidas por lluvia y atmosféricas se obtienen por medio de estados del tiempo dependiendo de cada zona geográfica.

Las pérdidas por apuntamiento, polarización son propiamente del equipo y de la señal.

Las señales de radiotransmisión en las frecuencias de microondas generalmente se propagan en línea recta en la forma de un haz dirigido de un punto a otro. Sin embargo, el haz puede desviarse o curvarse hacia la tierra por efecto de la refracción de las ondas en la atmósfera. La magnitud de la curvatura se ha tenido en cuenta al calcular el factor K.

Puede emplearse un perfil de trayecto dibujado sin mostrar la curvatura de la tierra, y con el haz de microondas en línea recta entre las dos antenas. Dicho perfil representa el caso en el cual la curvatura del haz es igual a la del terreno y el radio de la tierra es infinito. Esta es una de las condiciones extremas que deben investigarse al estudiar el efecto de las condiciones atmosféricas anormales sobre la propagación de las microondas. Sobre el mismo gráfico se dibujan los recorridos del haz para otros posibles valores de K entre ellos el normal que es 4/3. El trazado de las curvas con diversos valores de K se hace con plantillas normalizadas. Traza el elipsoide de fresnel para verificar si ocurre obturación.

Determinando el perfil del terreno sobre el que se propaga el haz, se estudiará el margen de este con relación al obstáculo más prominente. Dicho margen hay que compararlo con el radio de la n-esima zona abscisa o, esta dado por la ecuación

$$Rfn = \sqrt[n]{\frac{h \lambda}{d1 + d2}}$$

donde:

Rfn = Radio de la n-esima zona de fresnel en metros.

h = Longitud de onda en metros.

d1 = Distancia del transmisor al punto considerado en metros.

d2 = Distancia del punto considerado al receptor en metros.

A partir del mapa de la región se traza en un papel 4/3 el perfil del terreno a lo largo de la trayectoria de estación a estación.

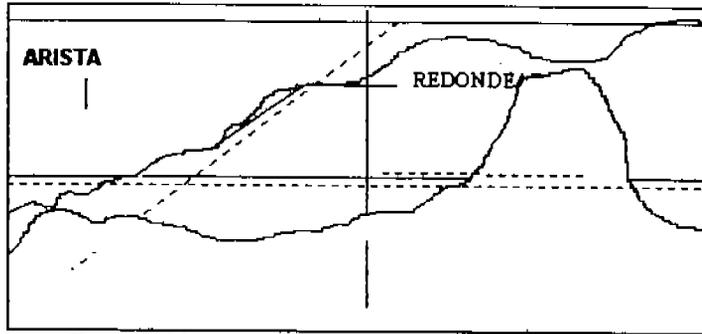


Figura 4.10.2 Interpretaciones existentes para el margen sobre obstáculos

Ordinariamente, el margen sobre obstáculos se refiere al radio  $d$  la primera zona de fresnel; si el cociente correspondiente se lleva en abscisas en el gráfico, en coordenadas se obtendrá la influencia sobre la intensidad de campo. Se tiene las condiciones correspondientes a propagación en el espacio libre cuando al margen sobre obstáculos es 0.6 veces el radio de la primera zona de fresnel. Este es el criterio que se sigue en presencia de obstáculos para determinar la viabilidad de un enlace.

intervalo  $-3 < p/Rf < 1$

Abscisa: margen sobre obstáculos/radio primera zona de fresnel. B. interpretaciones del margen sobre obstáculos

$p > 0$  y  $p < 0$

La Figura muestra dos interpretaciones existentes para el margen sobre obstáculos  $p$ .

La siguiente es una fórmula empírica para pérdidas por obstáculo.

$$P_o \text{ (dB)} = 12 P/Rf - 10$$

la ecuación anterior es válida en el intervalo  $-3 < P/Rf < 1$

Hay momentos en que la distribución de la densidad de la atmósfera cambia y la trayectoria se hace más restante y pasa a sufrir obstrucción, se debe incluir en los cálculos una pérdida adicional de 3 dB.

## Conclusiones

---

Como estudiantes de la carrera de Ingeniería en Telecomunicaciones para muchas materias se nos presentó el problema de falta de material didáctico para temas relacionados con la radiopropagación de ondas, en materias como: Sistemas de Radiocomunicaciones, Antenas y Propagación, Microondas y Satélites, Redes de Teleinformática, Comunicaciones Analógicas y Digitales, entre otras, ya que en muchas ocasiones no era suficiente el material que se encontraba en las bibliotecas, no tenía la profundidad requerida en cierto tema, o lo que se encontraba en Internet realmente no tenía el suficiente respaldo teórico.

En otras ocasiones el problema radica en el idioma en que se encuentra el material y aunque hoy en día es de vital importancia para un ingeniero tener un vasto conocimiento de nuestro idioma y de lenguas adicionales, siempre es práctico encontrar materiales realmente completos en nuestro idioma.

Otro inconveniente es que en muchas ocasiones la información que se busca se encuentra dispersa en más de un libro o paginas de Internet, situación que no permite agilizar el proceso del conocimiento, por tal motivo, uno de los principales objetivos que se cumplió es que esta tesis sirva como un material de apoyo y como una base para desarrollar los trabajos de todos los estudiantes de la Facultad de Ingeniería de la UNAM, y de los estudiantes en general de cualquier escuela que tengan como objetivo de estudio o investigación un tema afín.

Teniendo como base la problemática descrita esta tesis se creó, realizando una minuciosa investigación y selección de todos los temas que dan lugar a la radiopropagación, procurando evitar la exclusión de alguno de ellos, además, se realizó una investigación exhaustiva de cada uno de los temas que la conforman, revisando gran cantidad de textos didácticos de muchos países, además de una gran gama de paginas de Internet de los organismos más importantes reguladores de la radiopropagación no solo en el ámbito nacional sino internacional, se incluyó material de revistas especializadas; todo esto con la permanente supervisión y asesoramiento de nuestro tutor de tesis, quien es reconocido especialista en estos temas y que se mantiene actualizado y en desarrollo constante.

En la actualidad el estudio de un tema, una materia, etc. no se puede basar únicamente en la documentación teórica, por completa que esta sea, el gran desarrollo observado en los sistemas y los programas de cómputo, facilitan los cálculos y mediciones, el grado de dificultad, y el margen de error.

Saber utilizar programas de computo es una practica común del ingeniero, y debido a que a lo largo de la carrera en muchas materias utilizamos esta herramienta, en esta tesis se puso gran énfasis en el uso de una herramienta de computo, con la cual se desarrollaron diferentes programas para simular algunos modelos de propagación significativos, buscando acercar al estudiante al problema real, cabe señalar que estos programas sirven también a investigadores o personas interesadas con el estudio de los modelos de radiopropagación. Estos programas son también una base sólida para el mejor desarrollo del proceso de aprendizaje de las materias relacionadas con la radiopropagación para los estudiantes.

Los programas se desarrollaron en Matlab, software que en la actualidad es de los más completos para el ámbito de la ingeniería y por ende muy común entre nosotros, lo que garantiza el manejo de estos programas por toda la gente que pueda requerir su uso.

Es importante señalar que para lograr el estudio y desarrollo completo de cada uno de los temas de la tesis fue clave las bases del conocimiento que dejaron en nosotros las materias que conforman el plan de estudios de la carrera de Ingeniería en Telecomunicaciones, así como el apoyo y comentario de todos los maestros que imparten dichas materias.

La tesis estudia los modelos de radiopropagación en todas las frecuencias útiles, las cuales abarcan las bandas denominadas: ELF, VLF, LF, MF, HF, VHF, UHF, SHF Y EHF, las cuales tienen distintos tipos de modos de propagación que son complejos y diversos, los cuales se pueden agrupar en tres mecanismos de propagación: reflexión, refracción y dispersión, estos modos van a representar las diversas trayectorias que pueden seguir las ondas al viajar desde una antena emisora hasta una antena receptora.

En HF la propagación es a través de enlaces ionosféricos y es afectada por la propia ionosfera y la conductividad de la tierra, en VHF la propagación importante se lleva a cabo por línea visual a través del aire, en UHF se encuentra la propagación de la telefonía móvil a la cual le afectan los obstáculos y en SHF se encuentran los sistemas satelitales que son afectados principalmente por la lluvia.

Toda esta información muy bien respaldada y completa permitió el desarrollo de los programas de computo que nos muestran de una manera más completa los modelos de radiopropagación y nos permite calcular un enlace en algunas bandas de frecuencias, lo que sin duda, permite de manera ilustrativa conocer el desempeño de los enlaces radioeléctricos, que es algo muy importante en el ámbito laboral y social, ya que las radio comunicaciones hoy en día son de vital importancia para el hombre y es estrictamente importante para un ingeniero saber si un enlace que se desea establecer es conveniente.

En general, estamos convencidos que la tesis cumple con todos los objetivos planteados y vendrá a ser una buena herramienta para los estudiantes que se inician en estos temas, para aquellos que realizan sus tesis, para personas interesadas en este tema, investigadores, entre otros. Además de servir como material de apoyo y como base para los maestros que imparten clases relacionadas a estos temas.

Los programas serán de gran ayuda tanto para gente que conoce muy bien el tema como para aficionados interesados en realizar un enlace o en conocer los problemas que se enfrentan al llevar a cabo enlaces de manera personal o comercial, así que solo nos queda ofrecer este trabajo esperando se le pueda tomar todo el beneficio posible y recordar que el conocimiento es la mejor arma para nuestro futuro.

## **Bibliografía**

---

- Les Barclay (Editor), **Propagation of Radio Waves**, Segunda Edición. Publicado por IEE (Institute of Electrical Engineers, London UK), 2003.
- **The ARRL Handbook for the Radio Amateur**, Publicado por American Radio Relay League, 1995.
- Freeman Roger L., **Radio System Design for Telecommunications**, Segunda Edición, Editorial John Wiley & Sons – Interscience, 1997.
- Kazimierz Siwiak, **Radio Wave Propagation and Antennas for Personal Communications**, Segunda Edición, Editorial Artech House Incorporated, 1998.
- Lucien Boithias, **Radio Wave Propagation**, Editorial McGraw-Hill, 1987.
- Saunders S., **Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems**, Editorial John Wiley.

## **Referencias**

---

- Hata M., Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services, IEEE, 1980.
- Unión Internacional de Telecomunicaciones, Recomendación ITU-R P.529 - 2 Prediction methods for the terrestrial land mobile service in then VHF and UHF bandas, 1997.
- Unión Internacional de Telecomunicaciones, Recomendación ITU-R P.1239 Reference ionospheric characteristics and methods for basic MU, operational MUF and ray-path predictions, 1997.
- Unión Internacional de Telecomunicaciones, Recomendación ITU-R P.368 – 7 Ground-wave propagation curves for frequencies between 10 kHz and 30 MHz, 1994.
- Unión Internacional de Telecomunicaciones, Recomendación ITU-R P.341 – 5 The concept of transmission loss for radio links, 1999.
- Unión Internacional de Telecomunicaciones, Recomendación ITU-R P.832 – 2 World atlas of the ground conductivities, 1999.
- Unión Internacional de Telecomunicaciones, Recomendación ITU-R P.1147 Prediction of sky-waves field strength at frequencies between 150 and 1700 kHz, 1999.

## **Fuentes Electrónicas**

---

### **Ionospheric Data Archived at NGDC**

- <http://www.ngdc.noaa.gov/stp/IONO/ionohome.html>

### **Radio and Space Plasma Physics Group**

- <http://www.ion.le.ac.uk/>

### **Mathtools y Mathworks**

- <http://www.mathtools.net/>

### **IEEE**

- <http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/login.jsp?url=/iel3/4273/12307/00567508.pdf?arnumber=567508>
- <http://www.sennheiser.com/sennheiser/Glossar.nsf/0/639229ad151bf178c1256b0b0034aa5f?OpenDocument>

### **Propagation Resource Center**

- <http://hfradio.org/propagation.html>

### **Radiowave Propagation**

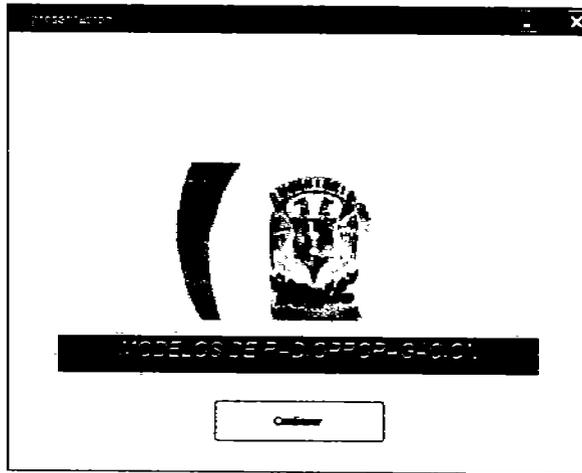
- <http://members.shaw.ca/propagation/models.html>
- [www.ips.gov.au/IPSHosted/NCRS/wars/wars2000/commg/anderson\\_abs.pdf](http://www.ips.gov.au/IPSHosted/NCRS/wars/wars2000/commg/anderson_abs.pdf)
- [www.nps.navy.mil/Faculty/jenn/EC3630/Ionosphere\(v1.5\).pdf](http://www.nps.navy.mil/Faculty/jenn/EC3630/Ionosphere(v1.5).pdf)
- [http://users.ece.gatech.edu/~mai/tutorial\\_multipath.htm](http://users.ece.gatech.edu/~mai/tutorial_multipath.htm)

**Apéndices**

---

## Apéndice 1. Programa de Predicción de Radioenlaces

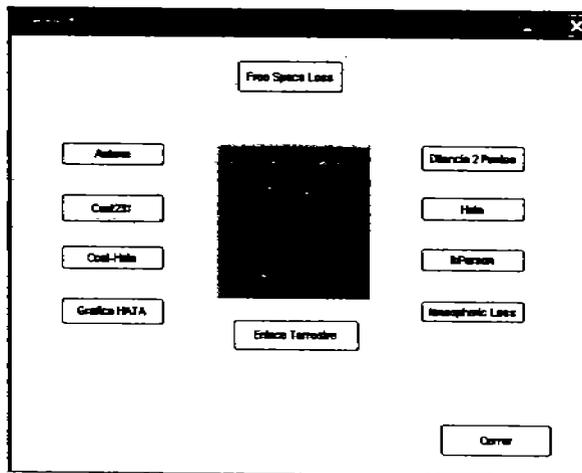
El siguiente Programa fue realizado en Matlab 7.0 en colaboración con el Ingeniero Jesús Reyes.



### Menú Principal:

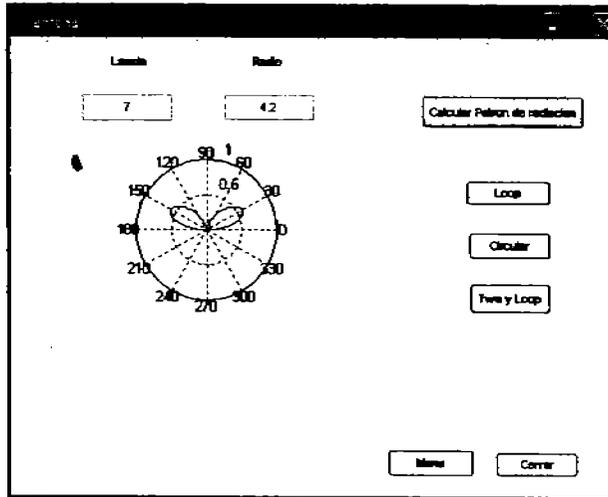
En el cual se encuentran los modelos más importantes:

Cost231, Cost-Hata, Okomura-Hata, IbpParson, Ionosferico.



**Patrón de Radiación de antenas:**

Se muestran los patrones de radiación de diferentes antenas.



**Modelo Cost231**

Muestra las pérdidas del enlace solicitando el tipo de zona, orientación.

The screenshot shows a software window with the following parameters and controls:

- Distancia (km): 45
- Frecuencia (MHz): 120
- Altura Antena Emisora (m): 30
- Altura Antena Receptora (m): 12
- Antena en la Celda (m): 30
- Estación móvil en la celda (m): 45
- Altura Móvil en la Celda (m): 30
- Cantidad de Celdas (m): 25
- Linea de vista (obstáculos visibles): (m) (LOS, NLOS)
- Desperdicio (porcentaje): 5
- Buttons: "Calcular", "Menu", "Cerrar".

### Cost-Hata

Es una combinación de la graficas de Hata y el método de Cost, donde por medio de ecuaciones y graficas s encuentran las pérdidas del enlace.

Cost-Hata

Distancia [km]

Frecuencia [MHz]

Altura Antena Emisora  156.27

Altura Antena Receptora

Zona

1.-Ciudades  
2.-Grandes Metropolis  
3.-Suburbanas  
4.-Rurales

Modelo Okamura-Hata donde se muestran las pérdidas graficas del modelo según su frecuencia, distancia y tamaño de la antena.

Okamura-Hata

Frecuencia de la pathway [MHz]

Altura de la antena [m]

Menu

Correr

Distancia Post 85

Frecuencia [Hz] 45

Altura Antena Emisora 35

Altura Antena Receptora 12

Zona 1

Porcentaje de construcciones 45

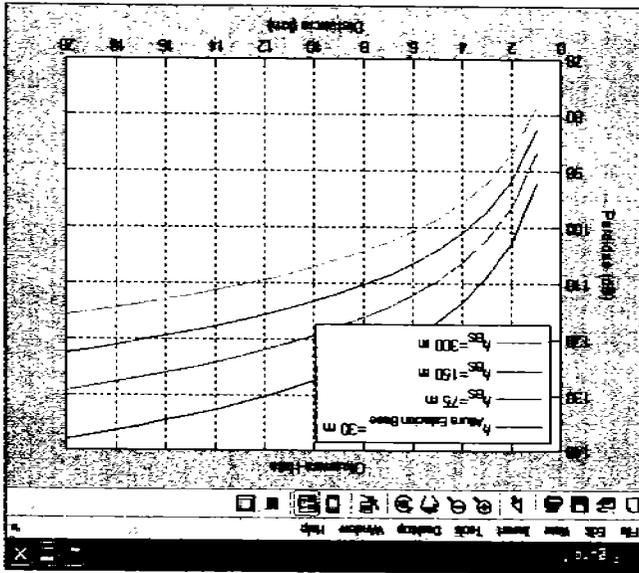
Diferencia de alturas sobre Edificios 25

1- Area desmonte urbana -182.324

2- Otras areas

Calcular

Modelo IbrParson. Basado en la Ecuaciones de Parson este programa de un estimación exacta de las perdidas en el enlace.



**Perdidas de Enlace terrestre.**

Se necesitan saber la conductividad eléctrica de la tierra donde se va a realizar el enlace.

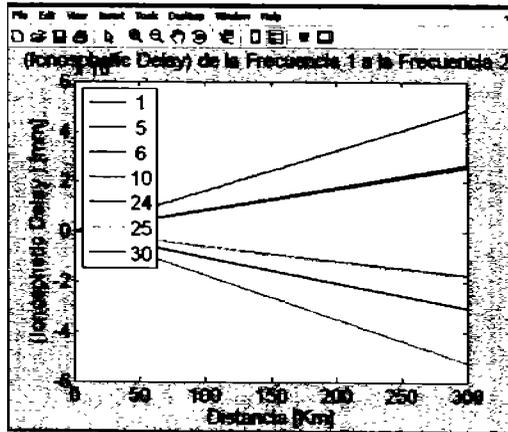
The screenshot shows a software window titled "Perdidas de Enlace Terrestre". It contains several input fields and buttons:

- Distancia [m]: 125
- Frecuencia [MHz]: 45
- Altura Antena Emisora: 25
- Altura Antena receptora: 7
- Polarización: var (Var, Hor)
- Conductividad Eléctrica: 5

Buttons include "Calcular", "Mostrar", and "Cerrar". A result field shows "41.5915".

**Retraso Ionosférico.**

El programa por medio de una base de datos logra saber según el día, la hora y la fecha y el lugar de la Pc. Para realizar el enlace sobre el atlántico hacia Europa.



**Consideraciones:**

Los enlaces son realizados por antenas isotropicas, así como las consideraciones de las constantes para el aire son tomadas según convengan los cálculos.

La base de datos tomada es del Centro Tecnológico de Florida.