

01126
23



**UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE MÉXICO**

FACULTAD DE INGENIERÍA

**DISEÑO DE ENLACES EN REDES FIJAS
PARA UN SISTEMA CELULAR.**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA
ÁREA: ELÉCTRICA ELECTRÓNICA
(MODULO: COMUNICACIONES)**

PRESENTAN:

**GILBERTO GALÁN AGUILAR.
FAUSTINO MANUEL HERNÁNDEZ HERNÁNDEZ.**

**DIRECTOR DE TESIS:
ING. MARIO A. IBARRA PEREYRA.**

MÉXICO D. F. 2003

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



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.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

AGRADECIMIENTOS

Gilberto Galán Aguilar

A MIS PADRES

Este trabajo esta dedicado a mis padres Gilberto Galán Popoca y Alicia E. Aguilar Gerardo, siendo el resultado de su apoyo incondicional y amoroso que me han brindado a cada momento, sabiéndome guiar hasta la culminación de esta etapa de mi vida y continuar adelante con mi vida profesional. Por ser los mejores los amo, con amor y agradecimiento infinito.

A MIS HERMANAS

A Alicia, Lilian y Elsie por apoyarme cuando tuve la necesidad y estar siempre a mi lado cuando las necesite, gracias las quiero mucho.

A MI FAMILIA

Gracias a mis abuelos, tíos, tías, primas y primos por sus consejos y ayuda incondicional.

A MIS AMIGOS

Juan Carlos, Miguel, Genaro, Oscar Gerardo, Joel, Edgar, Víctor, Porfirio[†], Carlos, Oscar, Vladimir, José Manuel, Ernesto, Francisco, Ariosto, Raquel, Adriana, Lilia, Jenny, Janet, Vero, Mónica y a los que se me hubiera olvidado mencionar les agradezco su amistad ya que me permitieron disfrutar al máximo esta etapa de mi vida.

A MI TUNA

Cangrejo, Tejon, Alacrán, Codorniz[†], Camello, Garrapata, Chacal, Morsa, Rino, Mapache, Comadreja, Largo, Cochinilla, Tecolín, Solitaria, Pinacate, Tiburón, Avestruz, Gárgola, Tuza, Canguro y los que faltan, les reitero mi mas profundo agradecimiento por abrirme las puertas a ese mundo tan maravillosos de la música pero sobretodo acompañado de la tunería que me ha dado infinidad de satisfacciones (*y las que nos faltan*) que en unas cuantas líneas me es imposible describir. Gracias estimados, compañeros y amigos, que amigos hermanos Tunos.

A MI DIRECTOR DE TESIS

Ing. Mario Alfredo Ibarra Pereyra, gracias por su paciencia y apoyo brindado en la realización de esta tesis.

AGRADECIMIENTOS**Faustino Manuel Hernández Hernández**

Quiero agradecer primeramente a Dios por intervenir en mi vida. Señor gracias por rodearme de personas con un gran corazón.

A mi esposa Maria Antonia Hernández Avendaño.

Gracias cariño por ayudarme cada día con firmeza el camino a la superación porque con tu apoyo y tú aliento hoy he llegado a concluir unas de mis metas. También te agradezco todo el amor y confianza que me tienes y te admiro por ser una gran mujer, por ser una persona sencilla y responsable. En los momentos más difíciles que pasamos siempre luchaste, eres una mujer digna de admirarse, te amo Mary.

A mi madre Anselma Hernández Ramírez.

Gracias madre por toda la confianza que has depositado en mi, por todo el tiempo y sacrificio económico que me dedicaste al paso de mi vida. No olvidare tu presencia en los momentos mas difíciles, a pesar de que mi padre no estuvo con nosotros tu fuiste ese padre que nunca tuvimos, por eso te admiro por ser una gran mujer.

A mi abuelita Apolonia José.

Señora Apolonia tu tomaste el papel de madre dejando a tus hijos y nietos, para apoyar a mi madre. Y recuerdo que me decías que hay que apretarse el cinturón para lograr obtener lo que uno quiere, gracias por el consejo siempre estaré agradecido.

A mi hermano Agustín Vicente Hernández H.

Gracias hermano por escucharme y brindarme tu apoyo moral, he concluido y a hora te toca terminar.

A mis suegros Antonia y Guillermo Hernández.

Le doy las gracias por su confianza y de aceptarme como un hijo más en su familia.

A mi cuñada Marta Hernández A.

Gracias Marta por el cariño incondicional que me has mostrado y a hora yo te apoyare en tu salud.

Quiero agradecer a mi gran amigo Gilberto Galán A.

Gracias amigo por invitarme en ser parte de esta Tesis, compartir viajes Nacionales y viajar a España con la Tuna de la Facultad de Ingeniería siempre te agradeceré por confiar en mí.

A mi gran profesor y Director de tesis Ing. **Mario Alfredo Ibarra Pereyra**.
Gracias ingeniero por su paciencia y apoyo en la realización de esta tesis.

Quiero agradecer a la **Universidad Nacional Autónoma de México**, por haberme dado la oportunidad de cursar por sus aulas y ser parte de ella.

A mi Tuna.

Gracias Tuna de la Facultad de Ingeniería por permitirme ser parte de ti, por darme todas las facilidades de un desarrollo personal íntegro y enseñarme tus costumbres y tradiciones. Siempre serás parte de mí. Además especialmente agradezco a mis grandes amigos tunos: Cucaracha, Tejon, Chemise, Tuza, Morsa, Ardilla, Anaconda y Garrapata.

A U P A T U N A



TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

CONTENIDO

	Pagina
INTRODUCCIÓN	1
CAPITULO 1	
UBICACIÓN DEL SITIO	
1.1 COORDENADAS GEOGRAFICAS.....	6
1.2 ELIPSOIDE.....	7
1.3 PROYECCION.....	
1.4 RELIEVE.....	
1.5 SISTEMA GEOGRAFICO.....	9
1.6 PROYECCIONES Y DATUMS MÁS USADOS.....	
CAPITULO 2	
PROCEDIMIENTO PARA EL LEVANTAMIENTO DEL SITIO	
2.1 LEVANTAMIENTO DEL SITIO (SITE SURVEY).....	11
2.2 LINEA DE VISTA.....	
2.2.1 LEVANTAMIENTO DE LA TRAYECTORÍA.....	12
2.2.2 USO DE ESPEJOS O LÁMPARAS DESTELLANTES.....	13
2.2.3 ELEVAR UN GLOBO CON GAS HELIO.....	
2.3 AUDITORIA DEL SITIO (SITE AUDIT).....	14
CAPITULO 3	
ANTENAS	
3.1 DEFINICIÓN DE ANTENA.....	27
3.1.1 TIPOS DE ANTENAS MÁS COMUNES.....	28
3.1.2 ANTENA ISOTROPICA.....	30
3.2 DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE.....	31
3.3 PARÁMETROS GENERALES DE UNA ANTENA.....	35
3.4 EFICIENCIA.....	36
3.5 PATRÓN DE RADIACIÓN.....	37
3.6 CAMPOS CERCANOS Y LEJANOS.....	41
3.6.1 POTENCIA APARENTE RADIADA (PAR) Y POTENCIA EFECTIVA RADIADA (PER).....	
3.6.2 POTENCIA RADIADA Y POTENCIA RECIBIDA.....	
3.7 GANANCIA DIRECTIVA Y GANANCIA DE POTENCIA.....	45
3.8 POLARIZACIÓN DE LA ANTENA.....	46
3.9 ANCHO DEL HAZ DE LA ANTENA.....	
3.10 ANCHO DE BANDA DE LA ANTENA.....	47
CAPITULO 4	
EL ENLACE DE MICROONDAS	
4.1 PROPAGACION.....	48

4.2 ANALISIS DE LA TRAYECTORIA.....	53
4.2.1 ECUACIÓN DE PÉRDIDAS EN EL ESPACIO LIBRE	
4.2.2 PIRE (POTENCIA ISOTRÓPICA EFECTIVA RADIADA)	
4.2.3 NIVEL DE LA SEÑAL RECIBIDA	
4.2.4 CALCULO DEL DIAMETRO DE LA ANTENA	
4.2.5 NIVEL DE RUIDO TERMICO EN EL RECEPTOR	
4.2.6 ENERGÍA POR BIT ENTRE DENSIDAD DE RUIDO (E_b / N_o)	
4.3 PERDIDA EN LINEA DE VISTA.....	66
4.4 FACTOR K	
4.4.1 REFRACCIÓN	
4.5 DETERMINACION DE K	68
4.5.1 LÍNEA DE VISTA AL HORIZONTE REAL Y MODIFICADA.	
4.6 CORRECCION DE LA CURVATURA TERRESTRE EN FUNCION DE K.....	74
4.7 DIFRACCION Y ZONAS DE FRESNEL.....	77
4.7.1 ZONAS DE FRESNEL	
4.7.2 DETERMINACIÓN DEL RADIO DE FRESNEL	
4.8 PROCEDIMIENTOS PARA ELABORAR PERFILES TOPOGRAFICOS.....	85
4.9 EFECTOS DE LLUVIA, NIEVE Y NIEBLA.....	88
4.9.1 MÉTODO DE ATENUACION POR LLUVIA REC. ITU-R 530	
4.9.2 MÉTODO DE ATENUACIÓN POR LLUVIA CRANE	
4.10 ATENUACION DEBIDA A LA VEGETACIÓN.....	98
4.11. REFLEXIONES TERRESTRES.....	99
4.12 DESVANECIMIENTO.....	100
4.12.1 COMPARACIÓN DE ALGUNOS DE ESTOS DESVANECIMIENTOS	
4.12.2 MÁRGENES DE DESVANECIMIENTO	
4.12.2.1 MARGEN DE DESVANECIMIENTO PLANO	
4.12.2.2 MARGEN DE DESVANECIMIENTO DISPERSO	
4.12.3 DISPONIBILIDAD	
4.12.4 PROBABILIDAD DE DESVANECIMIENTO A CAUSA DE MULTITRAYECTORIA	
4.12.5 MÉTODOS DE CONFIABILIDAD UTILIZADOS PARA EL CALCULO DE LA DISPONIBILIDAD TOMANDO EN CUENTA EL DESVANECIMIENTO POR MULTITRAYECTORIA	
4.12.5.1 VIGANTS-BARNETT	
4.12.5.2 REC. ITU-R P.530-7	
4.12.5.3 K*Q FACTOR *S ⁻¹³	
4.12.5.4 REFERENCIA TIA TSB 10-F	
4.13 TÉCNICAS PARA MEJORAR LA CONFIABILIDAD DEL RADIO ENLACE	
4.14 CALCULO DE UN ENLACE.....	120
CAPITULO 5	
HERRAMIENTA DE SOFTWARE PATHLOSS	
5.1 MODULO DE PARÁMETROS (SUMMARY).....	136
5.2 PERFIL TOPOGRÁFICO (PRINT PROFILE).....	139
5.2.1 IMPRESIÓN DE PERFIL (PRINT PROFILE)	
5.3 MODULO DE TRABAJO DEL PATHLOSS.....	140

CAPITULO 6**ADMINISTRACIÓN DEL ESPECTRO**

6.1 TELEFONÍA CELULAR EN MÉXICO.....	146
6.2 NORMAS INTERNACIONALES Y MEXICANAS.....	147
6.3.1 UNIÓN INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES (ITU)	
6.4 EL ESPECTRO RADIOELÉCTRICO.....	150
6.5 PLANES DE FRECUENCIA Y ANCHO DE BANDA EN UN RADIOENLACE POR MICROONDAS.....	151

CAPITULO 7**LA INTERFERENCIA**

7.1 DEFINICIÓN.....	155
7.2 CAUSAS DE INTERFERENCIA	
7.3 TIPOS DE INTERFERENCIA	
7.3.1 INTERFERENCIAS CO-CANALES	
7.3.2 INTERFERENCIAS ADYACENTES	
7.3.3 INTERFERENCIAS FUERA DE BANDA	
7.4 EFECTOS DE LA INTERFERENCIA.....	156
7.5 DESIGNACIÓN DE FRECUENCIAS.....	157
7.6 UMBRALES.....	159
7.7 EL VALOR T/I (THRESHOLD / INTERFERENCE).....	160
7.8 REGLA HIGH-LOW (ALTO Y BAJO)	
7.9 LA INFLUENCIA DE LAS DIMENSIONES DE LA ANTENA EN LA MAGNITUD DE LA INTERFERENCIA.....	163

CAPITULO 8**CÁLCULO DE INTERFERENCIA UTILIZANDO EL SOFTWARE PATH LOSS**

8.1 CONFIGURACIONES DE PATHLOSS.....	171
8.1.1 DIRECCIONAMIENTO DE LOS CODIGOS DE LOS RADIOS Y DE LAS ANTENAS	
8.1.2 PARAMETROS GEOGRAFICOS (GEOGRAPHIC DEFAULTS)	
8.1.3 BASE DE DATOS TOPOGRAFICOS (TERRAIN DATABASE)	
8.2 INGENIERIAS.....	173
8.2.1 RESUMEN (SUMMARY)	
8.2.2 HOJA DE TRABAJO (WORK SHEET)	
8.3 PROCEDIMIENTO DE CÁLCULO.....	176

CAPITULO 9**APLICACIÓN EN UN ESCENARIO REAL**

9.1 DESCRIPCIÓN DE UN SISTEMA CELULAR.....	181
9.1.1 ESTRUCTURA DE CELULAS	
9.1.2 CAPACIDAD DE TRANSFERENCIA DE LLAMADA (HAND OFF / HAND OVER)	
9.1.3 ESTRUCTURA DE UN SISTEMA CELULAR	
9.1.4 PLANEACIÓN DE UNA RED CELULAR	
9.1.5 PROCESOS PARA EL DESARROLLO DE UNA RED CELULAR	

9.2 PROCESOS DESARROLLADOS EN EL DEPARTAMENTO DE REDES FIJAS EN LA CONSTRUCCIÓN DE UNA RED DE TRANSPORTE PARA UNA RED CELULAR.....	195
9.2.1 PROCESOS DESARROLLADOS EN EL DEPARTAMENTO DE REDES FIJAS EN LA CONSTRUCCIÓN DE UN NUEVO ENLACE	
9.2.2 CONSIDERACIONES IMPORTANTES EN EL DISEÑO DE UN ENLACE	
9.3 DEFINIENDO LA RED.....	202
9.3.1 PROCEDIMIENTO PARA EL DISEÑO DE LA RED DE MICROONADAS UTILIZANDO EL SISTEMA DE SOFTWARE PATHLOSS	
CONCLUSIONES.....	241
REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.....	243
APÉNDICES:	
✓ APÉNDICE A.....	244
EN ESTE APÉNDICE SE ENCUENTRAS LOS MAPAS Y TABLAS REFERENTES AL CALCULO DE ATENUACIÓN POR LLUVIA, UTILIZANDO LOS MÉTODOS ITU REC. 530 Y CRANE	
✓ APÉNDICE B.....	251
EN ESTE APÉNDICE SE ENCUENTRAS LOS MAPAS DE FACTORES CLIMATICOS Y TEMPERATURA PROMEDIO ANUAL	
✓ APÉNDICE C.....	257
PRINCIPIOS DE HUYGENS	
✓ APÉNDICE D.....	259
ANTECEDENTES DE SDH Y PDH	

INTRODUCCIÓN

En este siglo, el crecimiento de los pueblos y ciudades alrededor del globo, crean necesidades de comunicación cada vez mas exigentes de calidad en el servicio de estas prestaciones. El crecimiento en este ramo demanda así mismo personal con mejor capacitación sobre temas específicos relacionados a estas actividades.

La historia de la telecomunicaciones en México se inicia a mediados del siglo antepasado, con la instalación del primer aparato telegráfico en 1849. Posteriormente, en 1882 entraron en operaciones los primeros circuitos telefónicos, y la primera llamada internacional se realizo en 1883 entre las ciudades de Bronsville Texas y Matamoros Tamaulipas.

El desarrollo de la telecomunicaciones en México siguió prácticamente sin interrupción y en 1921 se efectuó la primera emisión radiofónica. Posteriormente, en 1927 se formo la Comisión Federal de Radio.

El auge de la radiodifusión en la década de los 40s, aunado al crecimiento de la telefonía en el país, fueron el detonante para el inicio de la actividad industrial en este campo; sin embargo, fue hasta la década de los 60s, cuando creció considerablemente la inversión en las comunicaciones y se instalaron las primeras grandes factorías del sector.

En los sesenta, la Secretaria de Comunicaciones y Transportes inicia la construcción de la red de telecomunicaciones, integrada básicamente por el servicio de microondas para conducir las señales telegráficas, telefónicas, de radio y de televisión.

Con motivo de los XIX Juegos Olímpicos, TELMEX instala una compleja infraestructura entre la red de microondas y la estación terrestre de Tulancingo para el enlace vía satélite con varias partes del planeta.

En la década de los 80s la telefonía se incrementa de manera notable. Al principio de la década había aproximadamente 4 millones de teléfonos; para finales de la misma, cerca de 9 millones de aparatos telefónicos estaban en operación a lo largo del territorio nacional.

En 1981, se estableció el servicio telefónico radiomóvil, para aquellos usuarios que requerían contar con una comunicación desde sus vehiculos.

En 1982, México inició las comunicaciones por satélite en su territorio, arrendando capacidad de un satélite INTELSAT, para satisfacer las necesidades del país.

En 1985, se inaugura el Centro de Control y Seguimiento Terrestre del Sistema de Satélites Morelos; entra en operación el satélite Morelos 1 y se lanza al espacio el

satélite Morelos 2 con lo cual México entra al grupo de países que poseen sus propios sistemas domésticos.

A finales de 1989 la SCT-COFETEL da a conocer los nombres de las empresas que tendrán la concesión para explotar el servicio de telefonía celular.

En noviembre de 1993 y febrero de 1994, entran en operación los satélites mexicanos Solidaridad 1 y 2 respectivamente.

El incremento de la telecomunicaciones por parte de los particulares ha sido impulsado mediante acciones emprendidas por la SCT, al limitarse al establecimiento de la regulaciones y a la promoción de dicho sector, dejando a la iniciativa privada la comercialización de los servicios. Estas políticas han dado como resultado la modernización acelerada de las telecomunicaciones en México.

Por último, es importante señalar que en el desarrollo de las telecomunicaciones ha existido tradicionalmente dependencia tecnológica del exterior. Se considera que en este sector, aunque se realizan esfuerzos importantes para lograr la independencia, la principal fuente de trabajo está en la planeación, instalación, operación y mantenimiento de los sistemas y equipos.

Haciendo una breve introducción al desarrollo de los sistemas celulares, iniciaremos con Martín Cooper quien fue el pionero en esta tecnología, a él se le considera como "el padre de la telefonía celular" al introducir el primer radioteléfono, en 1973, en Estados Unidos, mientras trabajaba para Motorola; pero no fue hasta 1979 cuando aparecieron los primeros sistemas comerciales en Tokio, Japón por la compañía NTT.

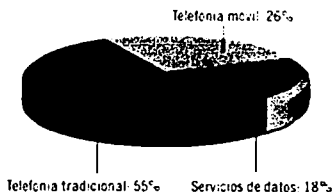
En 1981, los países nórdicos introdujeron un sistema celular similar a AMPS (Advanced Mobile Phone System). Por otro lado, en Estados Unidos, gracias a que la entidad reguladora de ese país adoptó reglas para la creación de un servicio comercial de telefonía celular, en 1983 se puso en operación el primer sistema comercial en la ciudad de Chicago.

Con ese punto de partida, en varios países se diseminó la telefonía celular como una alternativa a la telefonía convencional inalámbrica. La tecnología tuvo gran aceptación, por lo que a los pocos años de implantarse se empezó a saturar el servicio.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

A continuación se muestran unas graficas del crecimiento y proyección de los sistemas celulares en nuestro país.

PROYECCIONES PARA 2004



CRECIMIENTO DE LA TELEFONÍA MÓVIL EN MÉXICO

Año	Líneas móviles	Crecimiento
1999	1,071,300	45%
1997	1,740,400	70%
1998	3,349,300	92%
1999	5,022,500	126%
2000	11,349,173	84%

Se observa que en México la telefonía celular ha experimentado un crecimiento en los últimos años, tanto en términos de ingresos como de usuarios. De 1999 a 2000, el número de usuarios se incrementó en 89%, gracias a los sistemas de prepago, la reducción en términos reales de las tarifas, la aceptación positiva de los usuarios y la modalidad conocida como "el que llama paga". Cifras preliminares de la Cofetel indican que al 31 de marzo de 2001 el número de usuarios se ubicó cerca de los 15.5 millones. En diciembre de 2001, esta cifra alcanzó los 18.5 millones de usuarios, y para el año 2004 podría alcanzar los 33.4 millones. Esto significa crecer 18% en promedio cada año.

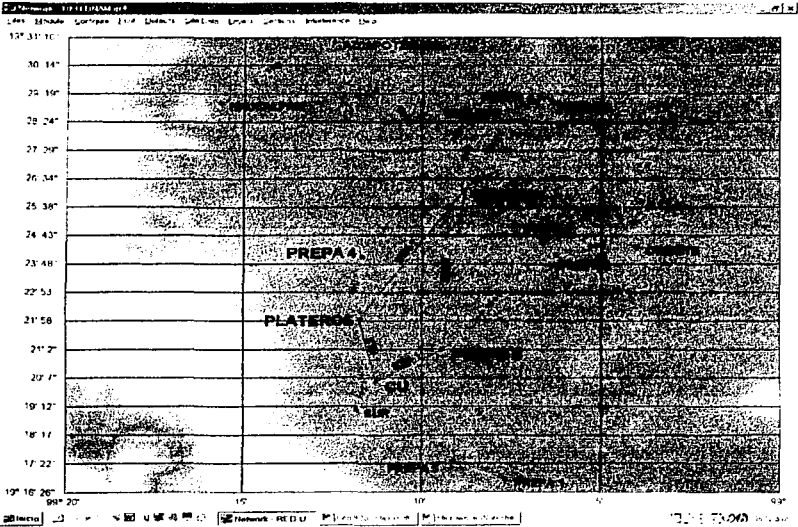
Debido a que el diseño de enlaces es parte integral de un sistema celular, el presente documento propone un material que sea comprensible para cualquier ingeniero en electrónica o comunicaciones que requiera implementar un enlace de microondas.

El proyecto consiste en diseñar los enlaces de microondas de una red fija para un sistema celular. La red fija consiste de 16 radiobases celulares.

El sistema tendrá un anillo de velocidad STM-1 entre los sitios: Rectoría, Prepa 5, Palacio de minería y Prepa 8. Para los demás enlaces se toman diferentes velocidades como 4x2, 8x2 y 16x2. Se consideran sistemas de respaldo hot-standby en todos los sitios excepto en los sitios finales.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

En la siguiente figura se muestra la red de microondas proyectada.



Representación de la red de microondas propuesta

El tema que en esta tesis se expondrá es imagen de proyectos reales solicitados por empresas celulares. Todo el contexto que se expone en esta tesis esta basado en los métodos que aplica la empresa en el desarrollo de redes de microondas.

La tesis se desarrolla en 9 capítulos de los cuales realizare una breve descripción:

1.- UBICACIÓN DEL SITIO

Se describen las herramientas y el proceso utilizado para la localización geográfica y el levantamiento topográfico del sitio donde estará ubicada la radiobase celular.

2.- PROCEDIMIENTO PARA EL LEVANTAMIENTO DEL SITIO

Se define el procedimiento y los datos que se deben considerar en el levantamiento o auditoria de un nuevo sitio y el procedimiento para la realización de línea de vista en un enlace propuesto.



3.- ANTENAS

Se definen las características principales de una antena y los parámetros que a nosotros como diseñadores de un enlace necesitamos saber de estas.

4.- EL ENLACE DE MICROONDAS

En este capítulo se definen las características y método empleado para el diseño de cálculo de un enlace. También se describe un poco de teoría básica de radiopropagación.

5.- HERRAMIENTA DE SOFTWARE PATHLOSS

Se describe el uso de software (Pathloss) utilizado para el diseño de redes de microondas, cálculo de enlace y obtención de perfiles.

6.- ADMINISTRACIÓN DEL ESPECTRO

Se explica el uso y administración del espectro radioeléctrico a nivel nacional e internacional. Se describe el desarrollo de las telecomunicaciones y de la telefonía celular en México.

7.- LA INTERFERENCIA

Se describen los problemas de la interferencia, las causas que la originan y las posibles soluciones para disminuir la interferencia.

8.- CALCULO DE INTERFERENCIA UTILIZANDO EL SOFTWARE PATH LOSS.

Se describe el uso de software (Pathloss) utilizado para calcular los niveles de interferencia en redes de microondas.

9.- APLICACIÓN EN UN ESCENARIO REAL.

Se define lo que es un sistema celular, así como algunos parámetros de planeación para un sistema celular, que nos permitan visualizar el desarrollo de su red fija de microondas. Se describe el procedimiento de planeación de una red de microondas, y se propone el diseño de una red de microondas para ejemplificar el diseño de enlaces de microondas asistido por software.

En los apéndices A y B se muestran las tablas y los mapas necesarios para la obtención de las pérdidas por lluvia.

En el apéndice C, se describe el principio de Huygens.

En el apéndice E se describen las características PDH y SDH respectivamente.

CAPITULO 1 UBICACIÓN DE LA ESTACIÓN.

Antes de describir el proceso de localización y levantamiento topográfico del sitio donde estará ubicada la estación, es necesario exponer algunos conceptos relacionados con este problema.

1.1 COORDENADAS GEOGRAFICAS

Con el fin de localizar un punto (Ej. sitio celular) en un mapa o describir la extensión de un área, es necesario referirse a las coordenadas geográficas del mismo. Estas coordenadas geográficas se basan en los meridianos y en los paralelos. Por acuerdo internacional, la longitud se mide hasta 180° E y hasta 180° O a partir de los 0° , en el meridiano de referencia que pasa por Greenwich, Inglaterra.

La latitud se mide hasta 90° N y hasta 90° S a partir de 0° sobre el ecuador (Fig. 1.1). La localización de un punto en el mapa puede definirse por los grados, minutos y segundos de latitud y longitud. De donde un grado de longitud o altitud es dividida en 60 minutos y cada minuto tiene 60 segundos por lo tanto un grado se divide en 3600 segundos.

Los mapas están orientados de tal manera que, generalmente, el norte ocupa la parte superior del mapa, donde a menudo se representa una rosa de los vientos u otro elemento que señala el polo magnético.

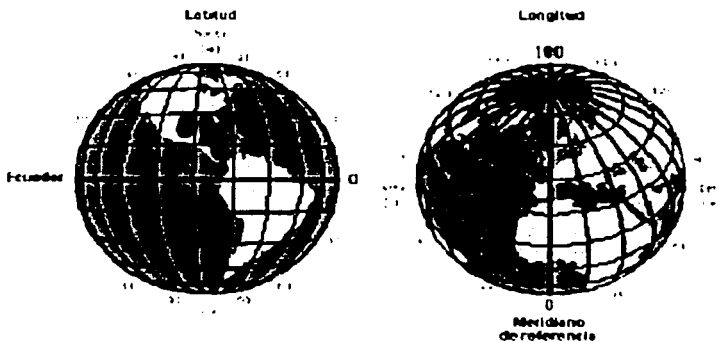


Figura 1.1 Definición de latitud y longitud.

1.2 ELIPSOIDE

Un elipsoide es un cuerpo geométrico generado por la revolución de una elipse alrededor de uno de sus ejes. La tierra no es una esfera perfecta, sino un elipsoide, siendo su eje de rotación la línea que pasa por los polos. Existe una diferencia de 21.5 Km. entre el radio polar y el ecuatorial. Se requieren modelos elipsoidales terrestres para cálculos precisos sobre distancias largas; sin embargo, a veces para realizar cálculos simplificados se considera a la Tierra como una esfera perfecta de radio 6375 Km. Los receptores GPS (global positioning system) usan modelos terrestres elipsoidales para calcular información de posición y puntos geográficos.

1.3 PROYECCION

Un mapa o una base de datos geo-espacial es una representación plana de datos localizados en una superficie curva. Una proyección es un método para reproducir parte o todo un cuerpo en una hoja plana. Esta proyección no puede lograrse sin distorsión, así que el cartógrafo deberá elegir qué características deberán ser mostradas mejor que otras (distancia, escala, área o forma).

1.4 RELIEVE

Las variaciones de altitud de las colinas y montañas, así como las profundidades de los valles y barrancos, tal y como aparecen en un mapa topográfico, definen el relieve. A menos que el relieve esté adecuadamente representado, el mapa no da una imagen clara del área que representa.

En los mapas antiguos, a menudo se señalaba el relieve de forma pictórica, por medio de pequeños dibujos de montañas y valles, pero era un método con muy poca precisión y con el tiempo se sustituyó por el sistema de curvas de nivel. Estas curvas unen los puntos que tienen una misma altitud. El intervalo entre las curvas de nivel que se seleccione debe ser uniforme o equidistante, y se determinará en función del objetivo del mapa, la superficie a cubrir, la disponibilidad de datos y la escala del mapa.

Las formas de las curvas de nivel constituyen una buena representación de las elevaciones y depresiones, ya que muestran las altitudes reales. Cuando las curvas de nivel están más próximas indican, por ejemplo, la presencia de una pendiente abrupta.

Existen otros métodos para representar el relieve, como el uso de colores, tramas y el sombreado. Cuando los colores se utilizan para este fin, se selecciona una serie graduada de tonos para colorear áreas de una faja altitudinal semejante; así, por ejemplo, los terrenos con una altitud entre 0 y 100 m pueden colorearse con un tono verde suave; todos los terrenos con una altitud comprendida entre 100 y 200 m con una sombra más oscura y así sucesivamente. Las tramas o rayados perpendiculares se utilizan para representar pendientes. A continuación

mostramos el mapa de la red en el cual podemos observar el uso de colores y la lectura de las coordenadas geográficas en un mapa.

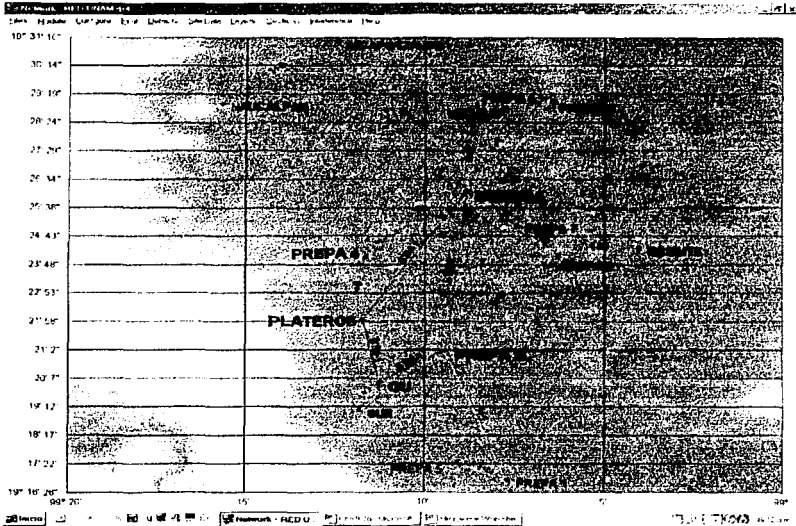
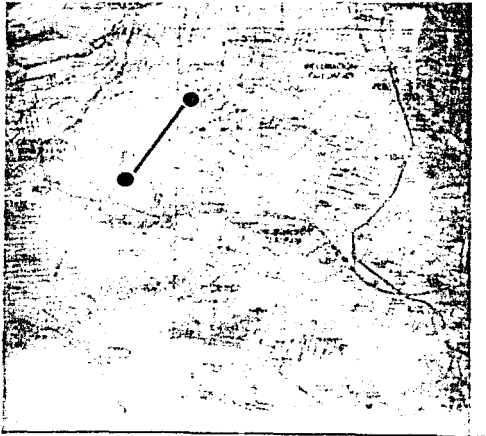


Figura 1.2 Representación de relieve por medio de colores.

Quando se quiere representar pendientes más empinadas, los trazos de las rayas se hacen más gruesos y se dibujan más próximos entre sí. A menudo, se rayan o sombream sólo las pendientes orientadas al sureste, con lo que se consigue el efecto de una vista a vuelo de pájaro del área iluminada por la luz desde el noroeste. Aunque los sombreados o los rayados dibujados con gran esmero no proporcionan información sobre las altitudes, pueden interpretarse más fácilmente que las curvas de nivel y, muchas veces, se utilizan junto a éstas para dar una mayor claridad al mapa.

Por estos factores topográficos y debido a que la tierra no es plana, estas consideraciones deben ser tomadas en cuenta para la propagación de las microondas, pues el comportamiento de estas obedece a los fenómenos ocasionados por el terreno en estudio.

A continuación se muestra un mapa topográfico donde podemos ver las características antes mencionadas.



INEGI

CARTA TOPOGRÁFICA
1:50 000

CENTRO DE MÉXICO, CO. 114432

Figura 1.3 Mapa topográfico de la Ciudad de México

1.5 SISTEMA GEOGRÁFICO

El sistema geográfico no es una proyección, si no una representación de un punto en la superficie de la tierra usando coordenadas esféricas medidas en longitud y latitud. Las locaciones en el sistema geográfico pueden ser convertidas en otras proyecciones.

1.6 PROYECCIONES Y SISTEMAS DE REFERENCIA MAS USADOS

Diferentes sistemas de referencia han sido desarrollados desde que Aristóteles hizo su primera estimación del tamaño de la tierra. Por muchos años el sistema de referencia norte americano "north american datum" de 1927 (NAD27) fue el estándar usado, basado en el elipsolde de Clarck de 1886, el cual fue desarrollado por levantamientos topográficos en Europa y Norte América en el siglo XIX.

Durante los 70's y 80's, los satélites fueron capaces de medir el aplanamiento del elipsoide con mas precisión (el World Geoditic System Ellipsoid de 1984 o WGS84) con lo que se obtuvo un nuevo sistema de referencia lo cual implicó crear una nueva base de datos a partir de estas mediciones, llamada sistema de referencia norte americano "north american datum" 1983 o NAD83. De hecho el sistema de posicionamiento global esta basado en el WGS84.

La datum o sistema de referencia para posicionamiento espacial North American Datum of 1983 (NAD83), fue definida originalmente para ser compatible con el sistema BIH terrestre BTS84, el cual era el mejor sistema disponible para referencia global en ese entonces.

El origen de BTS84 fue definido mediante rayos láser satelitales (SLR), mientras que su orientación era definida por observaciones astronómicas. El NAD83, por otro lado, fue realizado principalmente utilizando el efecto Doppler. NAD83 esta definido por referencias tridimensionales es decir principalmente por métodos de control horizontales como triangulación, trilateración y azimut astronómicos, con algunas bases para GPS usadas en años posteriores. El ajuste de estas observaciones horizontales, junto con varios cientos de posiciones observadas por medio del efecto Doppler, proveyeron una realización practica del NAD83.

Por lo tanto para nuestro diseño y ubicación de las radiobases utilizaremos los valores de latitud y longitud basados en WGS (NAD83).

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

CAPITULO II PROCEDIMIENTO PARA EL LEVANTAMIENTO DEL SITIO.

2.1 LEVANTAMIENTO DE SITIO (SITE SURVEY)

Por levantamiento de sitio se entiende el estudio físico que se realiza del área propuesta. Este es uno de los pasos mas importantes en la creación de un nuevo sitio y se realiza previo al site audit (auditoria formal del sitio), este sitio es definido por el cliente o la parte interesada principal en establecer un enlace.

Una vez ya localizado el sitio físicamente, se toman las coordenadas con el GPS, que como ya se explicó, esta basado en el NAD83, pues es el estándar más utilizado. Se procede a efectuar la línea de vista, misma que será explicada en detalle más adelante. Durante el levantamiento, se observan las estructuras ó terreno propuesto para instalar la torre, soporte ó mástil que soportará a la antena.

Es importante que se localice el sitio en un mapa de referencia tal como es el "Guía Roji"©, pues en un site survey o levantamiento de sitio es importante ubicar los sitios y la trayectoria posible de la microonda; después, en un mapa topográfico se traza una línea entre las radiobases con la posible trayectoria y se procede al levantamiento o sondeo de la trayectoria, (path survey).

Se recomienda el uso de un mapa topográfico, pero para fines prácticos, se puede usar el mapa de la distribución de calles (Guía Roji), aunque con la dirección y las coordenadas ya tomadas en campo se realiza su corrección con el uso del mapa topográfico en la oficina.

2.2 LINEA DE VISTA.

La línea de vista en este inciso se refiere al procedimiento de efectuar un estudio físico de la trayectoria del enlace, ya sea en forma ocular o por un sondeo de la trayectoria. A continuación se describen los métodos mas frecuentes para la realización de línea de vista.

2.2.1 LEVANTAMIENTO DE TRAYECTORIA (PATH SURVEY)

El levantamiento de la trayectoria es un estudio de línea de vista que se realiza siguiendo la posible trayectoria del enlace de microondas. Siempre que exista inseguridad de lo que hay en este posible trayecto, será necesario hacer el levantamiento para asegurar la no existencia de futuras construcciones que obstruyan el enlace.

Este método se utiliza cuando en ambos extremos del enlace se tienen estructuras rodeadas por obstáculos. Para poder recorrer la trayectoria es necesario localizar

ambos puntos sobre un mapa y trazar una línea recta, como se muestra en la figura 2.1.

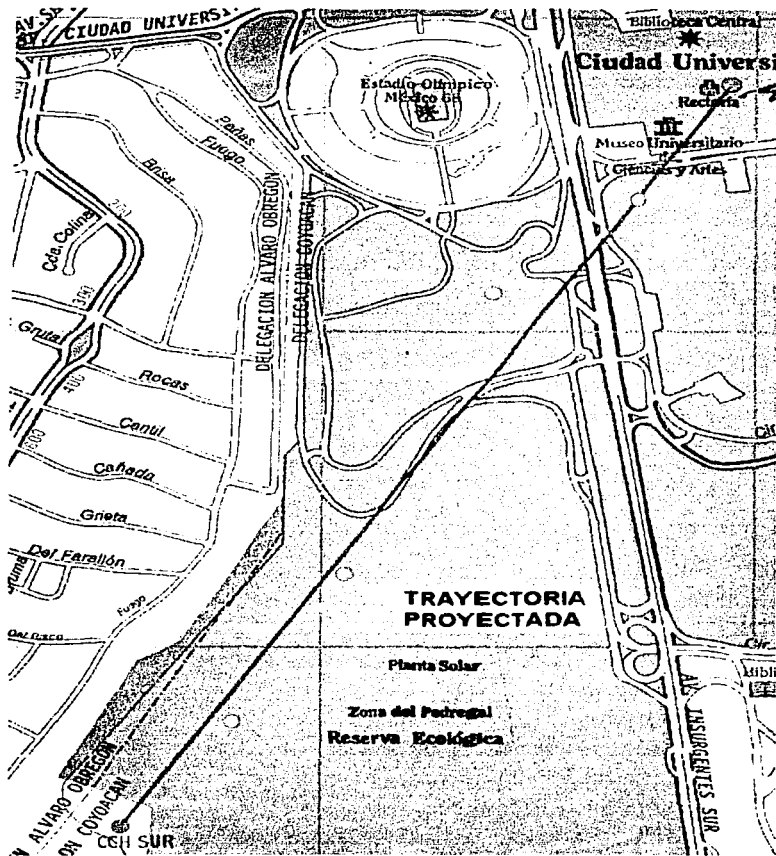


Figura 2.1 Recorrido de una posible trayectoria de Microondas.

Para localizar ambos puntos con precisión se tiene que tomar en cuenta la escala del mapa. Una vez trazada la trayectoria, se procede a recorrer las calles, midiendo los obstáculos y registrándolos sobre el mapa topográfico e indicando su altura. Lo cual significa hacer un inventario de obstáculos y alturas de los mismos, esto se lleva a cabo en un vehículo, o si el enlace es corto y es posible, caminando.

El recorrido esta basado en el trazo sobre el mapa topográfico o mapa de referencia de la posible trayectoria del enlace de microondas (ver figura 2.1).

Durante el recorrido se necesita la asistencia de un copiloto que al tiempo que se orienta con el mapa de referencia, se sirve del uso del navegador GPS con la ruta activa que se sondea en ese momento y se mide la altura de los objetos que se encuentren en trayectoria, esta medición es lograda con mayor precisión si se realiza con un medidor infrarrojo (range finder).

Se enlistan los obstáculos en trayectoria, su ubicación y altura. Posteriormente si se utilizo un mapa sin curvas de nivel, es necesario vaciar la información referente a los obstáculos en el mapa topográfico y se procede a la realización del perfil con la información recaudada durante el levantamiento de la trayectoria. Esto se puede ver en la figura 2.1.

2.2.2 Uso de espejos o lámparas destellantes.

Este método se utiliza cuando en ambos lados del enlace se tienen estructuras por encima de los obstáculos circundantes.

En los extremos del enlace proyectado se colocan observadores, y un observador orienta el reflejo del sol con un espejo o con lámparas destellantes hacia la dirección del otro observador, para comprobar que existe línea de vista.

Hay veces en que la falta de visibilidad por clima nublado o contaminación, no permite la realización de la línea de vista por este método y se tienen que posponer los días o realizar el path survey.

Es frecuente que quien coordine al personal que realiza esta operación requiera que tomen una foto del reflejo observado.

2.2.3 Elevar un globo con gas hello.

Este método se utiliza cuando se tiene en uno de los extremos una estructura por encima de los obstáculos circundantes, y del otro lado un terreno o una estructura rodeada por obstáculos más altos.

Del lado de la estructura alta, el observador tratará de ver el globo que es elevado en el otro extremo. Si es posible verlo, deberá solicitar que el globo se vaya

bajando hasta la altura en que esté bloqueado por los obstáculos. En este punto, la persona que maniobra el globo deberá corroborar que el globo se encuentre de forma vertical, y deberá medir la altura del globo con un distancio metro o contabilizando la cuerda con la que se sujeta el globo.

Con las elevaciones obtenidas y la lista de obstáculos, se procede a realizar el estudio de confiabilidad del enlace asistido por herramientas de software; se crea el perfil del enlace con las elevaciones y los obstáculos, y se comprueba que la trayectoria propuesta libra dichos obstáculos con la suficiente distancia, para evitar bloqueos o pérdidas en el enlace.

2.3 AUDITORIA DEL SITIO (SITE AUDIT)

La auditoria de sitio es la parte formal de un **site survey**; y es el estudio físico que se realiza del área propuesta (terreno, edificio, jardín, azoteas, torres existentes etc.), en donde personal de las diferentes áreas como adquisición de sitios, radiofrecuencia, construcción y redes fijas se dan cita para poder dar un dictamen aprobatorio o rechazar el sitio; el cual debe cumplir con las siguientes especificaciones:

1. El departamento de radiofrecuencia a partir de su diseño de cobertura requiere de ciertas alturas para instalar sus antenas sectoriales, además requieren evitar siempre que sea posible edificios cercanos.
2. En segundo lugar siguen las especificaciones de nuestro departamento de redes fijas son: altura mínima, azimuth y tamaño de nuestra antena que nos enlaza con alguno de nuestros sitios. Estas especificaciones se obtienen a partir del estudio de línea de vista previo al site audit.
3. En tercer lugar el departamento de construcción como son arquitectos, ingenieros civiles y eléctricos dan la ultima palabra ya que de ellos depende la decisión de poder construir en forma segura y confiable una estructura (torre, mástiles etc.) en los lugares propuestos.
4. Por ultimo, el departamento de adquisición de sitios es el responsable de las negociaciones para adquirir o rentar el sitio propuesto.

Este es el primer documento con datos que serán la base para la construcción de un nuevo sitio, por lo que es de suma importancia la exactitud y veracidad. Desafortunadamente este trabajo es generalmente realizado por los nuevos ingenieros que carecen de experiencia en el ámbito. Si la auditoria del sitio es conducida apropiadamente y se recolecta toda la información necesaria, no será indispensable visitar el sitio otra vez, sino hasta que se inicie la construcción de la radiobase.

A continuación se mencionan algunos datos que deben considerarse en la auditoria del sitio.

- ✓ Información del sitio (Site information): Aunque esto parece trivial, realmente no lo es, ya que la falta de algún dato ocasionará demoras de suma importancia. Por ejemplo, los nombres y teléfonos del propietario o la persona a quien dirigirse para realizar alguna otra visita o aclarar dudas referentes al sitio; ya que muchas veces, el propietario vive en otro lugar y deja a alguien de encargado. La dirección del sitio es de suma importancia para muchas áreas tanto legales como para envío de material y equipo o simplemente para futuras visitas etc. Hay algunas otras preguntas que deben hacerse como si se tiene acceso al sitio las 24 horas ó si se necesitan llaves para entrar o si es necesario llamar a alguien cada vez que se quiera entrar. También es necesario ver si el acceso al sitio puede ser con auto, camioneta o camiones.
- ✓ Coordenadas del sitio: Uno de los grandes problemas en la auditoria de un sitio es tomar las coordenadas correctas ya que serán las utilizadas durante el desarrollo del proyecto y para tramites legales ante COFETEL en México o FCC en USA o el organismo regulador correspondiente a cada país y estos piden una precisión de alrededor de un segundo que equivale a 30.48 metros (100 feet). Una de las formas más adecuadas para determinar las coordenadas de un punto sobre el globo terráqueo, consiste en ubicarse en el lugar con un DGPS (es un GPS diferencial) del satélite Omnistar, el cual, además de las coordenadas del punto en cuestión, también da lecturas de elevación con exactitud de +/- 1.5 m. Hay que checar el datum como se explicó en el capítulo 1. La otra forma de hacerlo es con el mapa topográfico, el cual es barato y da buenos resultados, pero toma un poco mas de tiempo además de que hay que estar cargando el mapa topográfico al sitio. La otra forma es el uso del GPS que aunque mucha gente piensa que por lo fácil de su uso es exacto lo cual no es cierto, ya que su mejor exactitud es de +/- 30mts y 100mts en promedio dependiendo de las habilidades del operador; además no es fiable el GPS para lecturas de elevaciones.
- ✓ Elevación del sitio (Site elevation): Esta elevación será tomada directamente de los mapas topográficos una vez que se tengan las coordenadas. La forma mas fácil será por medio del software de Pathloss, ya que este tiene en su base de datos los mapas topográficos digitalizados (digital terrain data) y esto nos evita los errores por redondeo que efectuaríamos al obtener la elevación directamente del mapa topográfico y haciendo los cálculos personalmente. Algunas veces podrían presentarse errores en esta base de datos pero serán de poca consideración. Hay que revisar también si se utilizan metros o pies.
- ✓ Alturas (Heights): Si se está auditando un edificio, hay que tomar todas las alturas del edificio donde sea posible colocar la o las antenas y hacer un

dibujo ya que puede haber estructuras en la azotea. Normalmente estas alturas están referidas desde el nivel del piso sin tomar en cuenta la banqueta y en inglés se les llama AGL (above ground level). Estas alturas pueden obtenerse de los planos arquitectónicos o usando dispositivos con láser, como el Range Finder, cintas métricas o procedimientos especiales. Es en este momento del site audit cuando uno decide donde es conveniente colocar las estructuras; por lo cual, se debe haber visitado el sitio con anterioridad en el Site Survey. Si se está auditando un terreno hay que asegurarse que la torre propuesta sea lo suficientemente alta para que cumpla con la ó las alturas de la antena o antenas propuestas en el diseño de línea de vista el cual debe incluir el crecimiento de árboles y el libramiento de las zonas de Fresnel.

- ✓ Espacio para el equipo (Equipment Space): Esto hay que tomarlo muy en cuenta cuando se está auditando un edificio ya que dependiendo del tamaño del equipo y de lo que soporte la estructura del edificio y su espacio en la azotea dependerá la decisión del lugar donde se instale el shelter y si fuera en el sótano o primeros pisos, es necesario verificar la distancia que va a recorrer el cable coaxial desde el shelter hasta las antenas ya que puede haber problemas en el diseño del enlace debido a las excesivas pérdidas en la línea de transmisión. Si el caso fuera una torre a nivel del piso hay que verificar la distancia que recorre la línea coaxial en forma horizontal, ya que por el diseño existe una longitud máxima permisible
- ✓ Energía eléctrica comercial (Comercial Power): Se refiere a la existencia de energía eléctrica en el lugar, ya que se auditarán sitios en lugares a las orillas de las ciudades, carreteras, poblados rurales etc. donde no existe alguna red eléctrica, lo que implica costos extras. Además, en algunos lugares la compañía luz podrá suministrar el servicio pero probablemente no en la fecha en que se requiera y será necesario operar el sitio con un generador portátil por un cierto tiempo, pero también si el sitio esta cerca de casas, probablemente se tendrán problemas con los vecinos. Algunos sitios remotos pueden operar con la combinación de energía solar, eólica y generadores de gas, gasolina o diesel. Dependiendo del uso del sitio implicara la cantidad de energía eléctrica requerida.
- ✓ Soporte de torres para antenas (Tower and Antena Structures): Como hemos visto, en algunos sitios los soportes serán con torre y otros con mástil. Si existiera ya una torre en el sitio que se va a auditar y se planea utilizarla para montar las antenas, será necesario un estudio de ingeniería civil y de estructuras para evaluar si mas antenas pueden ser soportadas por dicha torre tomando en consideración la carga estática y los vientos. También, si el sitio auditado es un edificio o casa y se va a montar la antena sobre el techo, pared ó si se le piensa poner un tripie o alguna otra estructura para sujetar la antena es necesario preguntar primero al

propietario si se puede perforar el techo o realizar algún trabajo que afecte la estructura del edificio antes de iniciar los trabajos. Esta es la razón por la cual personal del departamento de construcción nos acompaña en la auditoria del sitio y en ese momento nosotros propondremos donde queremos nuestras antenas y ellos dirán si es posible colocarlas en ese lugar y las limitantes de altura que se tengan.

- ✓ Sistema de comunicaciones existente (Existing Communication): Es importante tomar los datos (tipo, uso y frecuencia del equipo) de los equipos de comunicaciones existentes en el sitio auditado. Esto debido a que probablemente se pudiera tener interferencia con estos equipos. Tomar en cuenta que los sitios y enlaces existentes tienen prioridad sobre los nuevos enlaces.
- ✓ Fotografías (Photographs): El tomar fotografías del sitio auditado es una tarea importante ya que estas fotos permitirán tener un registro visual del sitio; estas deben ser tomadas alrededor en forma que se cubran los 360°, los lugares donde se propone colocar la antena, la entrada del lugar y en caso de que exista equipo de comunicaciones, antena o estructuras. Es necesario tomar notas y etiquetar cada una de las fotos, esto debido a que la memoria probablemente nos falle pero las fotografías nunca.
- ✓ Diagrama del sitio (Site diagrama): Dibujar un croquis del sitio lo más claro posible; en el caso de un edificio, esquematizar la azotea con todos sus detalles como tinacos, tanques de gas, estructuras, escaleras etc. además de los lugares propuestos para colocar las antenas y mostrar cualquier dato importante sobre el diagrama (árboles, postes o cualquier cosa que obstruya los enlaces). Incluir medidas y asegurar que el dibujo quede referido al norte verdadero, ya que en algunas partes del mundo se tienen una considerable declinación magnética. Incluir la declinación magnética y la dirección hacia donde se dirige el enlace. Con todos estos datos si alguna persona en el futuro desea revisar el formato del sitio auditado, con seguridad no tendrá problema de visualizar como es el sitio.
- ✓ Condiciones inusuales del clima: rangos de temperatura, máxima velocidad del viento registrada, acumulación de nieve o hielo.
- ✓ Proximidad de aeropuertos: Cumplir con los reglamentos, que por lo regular manifiestan respetar una cierta distancia para poder construir una radiobase y también respetar una determinada altura de torre.
- ✓ Descripción de los accesos al sitio: Es importante saber el tipo de camino (terracera, pavimento, angosto etc.) para acceder al sitio y en que tipo de vehículo se puede acceder.

A continuación mencionamos el equipo necesario en la realización de las tareas antes mencionadas:

- ✓ Mapa topográfico y mapa de direcciones (Guía Roji).
- ✓ Automóvil.
- ✓ Cuaderno de notas o formas especiales para los levantamientos.
- ✓ Calculadora.
- ✓ Cámara fotográfica.
- ✓ Cinta métrica (por lo menos de 30 metros).
- ✓ Lámpara destellante (estroboscópica).
- ✓ Binoculares.
- ✓ Espejos.
- ✓ Radios de VHF y teléfonos móviles.
- ✓ Botiquín de primeros auxilios.
- ✓ GPS.
- ✓ Ropa y equipo adecuado para subir a las torres.
- ✓ Brújula.
- ✓ Distanciómetro láser (reach finder).

A continuación se presenta un ejemplo del formato utilizado para la realización de la auditoría del sitio:

Fixed Network
Site Audit Form

Market : _____

Site: _____

Engineer name:

Date:

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

General Information

Site Number _____
Site Name _____

Site Address :
Street name number _____
Colonia _____
C.P. _____ State Municipio _____
Grid Reference Coordinates _____
Reference Topographic Map _____

Coordinates (NAD83)
Latitude: _____ Longitude: _____
Elevation (from Topo-map) _____

Proposed Antenna Centerline ACL (worst case)
_____m

Other references about the location of the site

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Site Information			
Site Type (according to the actual design)			
End Site	PDH repeater	SDH Repeater	Passive repeater
Switch or Commis. site			
Area			
Urban	Suburban	Rural	Remote
Site Access			
Easy (Paved Road, any vehicle)		Moderate (Dirt road)	
Hard (4x4 only)		Helicopter	
Other, Explain _____			
Distance to main road: _____ km			
Surrounding vegetation height: _____ m			
General Comments			

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Building or Location Information

Type of site

Rooftop Raw Land Tenant Improvement
 More than one option can be marked

Bldg. Height (meters) _____ No. Stories _____

Space:

Good Adequate Limited

Can be an antenna supports installed over rooftop? yes no

Power

Power available at site: Yes No

If yes: 127 VCA 220 VCA Other

Comments

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

Tower Information

Proposed tower (not selected):

Existing tower

Tower Height _____ m

Tower type Self support Guved Monopole
 others

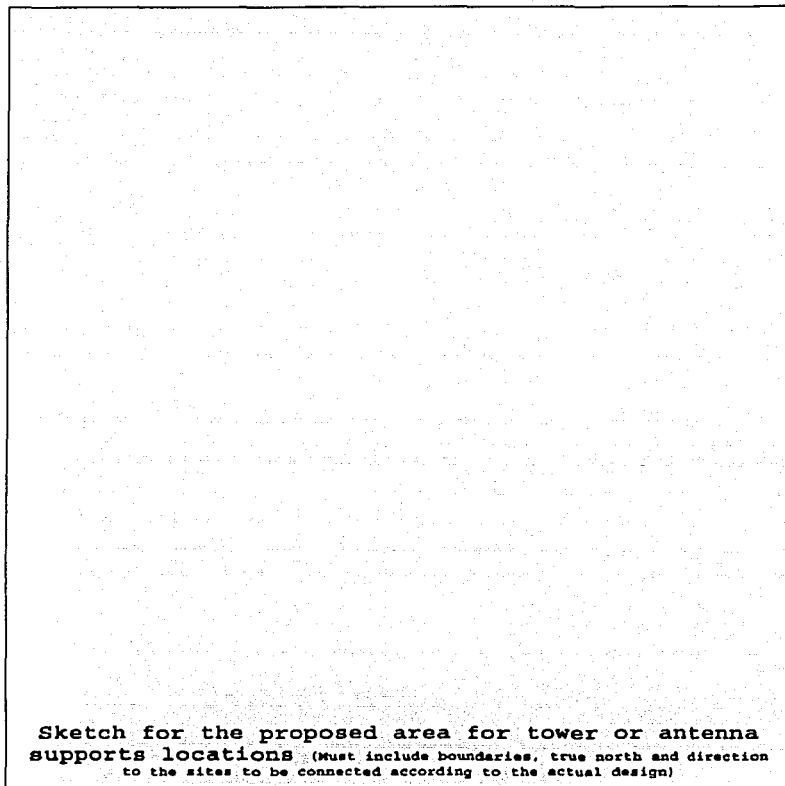
Ladder Yes No

Condition of Tower and Antenna Structure (not necessary if proposed tower)

Structural New
 Good, no rust, straight members
 Average, Surface rust, no other damages
 Below average, Rust (maintenance required)
 Poor, Severe rust, bent or missing parts, loose bolts
 (major reinforcement required or tower should be replaced)

Painting clean, bonded well to steel
 Minor touching up required
 Major repainting
 Tower must be repainted

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN



A este formato también se agregan fotografías del frente del sitio y fotografías tomadas a 0°, 45°, 90°, 135°, 180°, 225°, 270° y 315°.

Es usual que tengamos que estar trabajando con otros departamentos a quienes les tendremos que decir los requerimientos y características para instalar nuestras antenas para lo cual utilizamos la siguiente forma:

<i>Site Qualification Report Attachment</i>	<i>Fixed Network Department</i>					
SITE:	DATE:					
Site Co-located with BTS Yes <input type="checkbox"/> No <input type="checkbox"/>						
Site Type <input type="checkbox"/> End site <input type="checkbox"/> PDH repeater <input type="checkbox"/> PDH star node						
<input type="checkbox"/> SDH ring node (hub site) <input type="checkbox"/> Fiber ring node (hub site)						
Generator Required <input type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No <input type="checkbox"/>	Type: TBD					
Shelter Type <input type="checkbox"/> 20'x8' <input type="checkbox"/> 15'x8' <input checked="" type="checkbox"/> Exterior cabinet MDR600 (appx. 2m x 2m foot print—worst case)						
RF and Microwave equipment to be placed in the same shelter Yes <input type="checkbox"/> No <input type="checkbox"/>						
Outdoor radio units to be installed at this site: Yes <input type="checkbox"/> No <input type="checkbox"/>						
If Yes, Type: <input type="checkbox"/> 9415 U X Qty: _____ <input type="checkbox"/> 9423 U X Qty: _____						
Projected Antenna Loading						
The table below displays the projected antenna loading for the specified site. This loading is a worst case scenario and is for use in beginning the A&L process (e.g., ordering structures, applying for permits, begin construction drawings, etc.). The provided number of antennas, antenna sizes, antenna centerlines, and forward azimuths may change as LOS (line-of-sight) surveys are completed. Most resultant changes will be decreases in the number of antennas, sizes, and centerlines. However, it is expected that the structure be tall enough and be able to hold the worst case scenario shown below.						
Forward Azimuth (deg. reference to True North)	Destination site	Antenna Centerline (Act. in)	Radio Outdoor Units (model Qty)	Antenna Diameter (in)	Transmission cable (antenna-to-radio) type	Status
Note: Ensure microwave ACT's do not conflict with RF array ACT.						
For structural analysis purposes the following three tables are provided:						
Antenna Dia (ft)	Antenna weight (includes mount & side struts), without ice (kg)	Limit of antenna movement with respect to structure (deg)	Limit of structure movement (twist or sway) at attaching point (deg)			
2	31	0.2	1.2			
4	64	0.1	0.6			
6	173	0.1	0.3			

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

<i>Site Qualification Report Attachment</i>		<i>Fixed Network Department</i>
Transmission Cable Type	EWP132 elliptical dimensions over jacket (mm). WE150 will be similar	EWP132 weight (kg/m). WE150 will be similar
EWP132, WE150	24.4mm x 15.5mm	0.33 kg/m
Microwave Radio Outdoor unit type	Dimensions	Weight
9415 U.X	250x250x250 mm	12 kg
9423 U.X	220x220x250 mm	8 kg
Comments:		

Observamos que la correcta obtención de datos en la auditoria del sitio nos permitirá planear de manera adecuada la construcción de la nueva radiobase.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

CAPITULO 3 ANTENAS

3.1 DEFINICIÓN DE ANTENA

Las antenas tienen como finalidad transportar energía entre dos puntos distantes, con la condición de que el espacio que los separa carezca de cualquier tipo de materia o sustancia sólida, líquida o gaseosa. Esta condición no es obligatoria, ya que como se sabe, en la superficie terrestre, las antenas están inmersas en la atmósfera.

La transferencia de energía se logra con una antena que convierte voltaje y corriente en campos electromagnéticos que se pueden desplazar por el espacio y en el otro extremo, se realiza la conversión inversa por medio de otra antena.

Este concepto se puede aplicar al caso de un transformador, en el cual, el embobinado primario convierte la corriente en campo y el secundario convierte el campo en corriente.

Sin embargo, la transferencia de energía entre antenas, se realiza por radiación y en el transformador se realiza por inducción.

La diferencia entre inducción y radiación es que en el primer caso el embobinado secundario ejerce una influencia sobre el primario y en el segundo caso, la antena receptora tiene una influencia prácticamente nula sobre la antena transmisora.

Las antenas utilizadas para enlazar las radiobases de un sistema celular deben radiar en una sola dirección, ya que solo se deben enlazar con un centro de control de tráfico.

Esto se puede explicar con un ejemplo, hablando de las antenas que llevan los satélites. Estas acentúan mucho la dirección hacia la tierra y anulan la de sentido contrario, puesto que lo que se quiere es comunicarse con la tierra y no mandar señales hacia el espacio.

Las antenas también deben dotar a la onda radiada de una polarización. La polarización de una onda es la figura geométrica descrita, al transcurrir el tiempo, por el extremo del vector del campo eléctrico en un punto fijo del espacio en el plano perpendicular a la dirección de propagación.

Una onda está polarizada circularmente o elípticamente a derechas si un observador viese a esa onda alejarse, y además viese girar al campo en el sentido de las agujas de un reloj. Lógicamente, si lo viese girar en sentido contrario, sería una onda polarizada circularmente o elípticamente a izquierdas.

3.1.1 TIPOS DE ANTENAS MÁS COMUNES

La primera diferencia que existe entre las antenas es el grupo de direccionalidad al que pertenecen. Se conocen tres grupos básicos:

- a) Omnidireccionales: La radiación electromagnética que parte de la antena se propaga en 360° alrededor de ella y su lóbulo de radiación es muy parecido al de una dona.
- b) Semidireccionales: El lóbulo de radiación abarca una apertura de 180° con un mayor índice de intensidad de campo en los 90° y decrece hacia sus extremos. Estas antenas son las responsables de ofrecer cobertura celular y se les llama comúnmente sectoriales.
- c) Direccionales: La radiación esta comprendida en un ángulo de apertura inferior a los 90° y puede ser en el caso de las parábolas de muy pocos grados en función del factor de ganancia. Estas antenas son las que utilizaremos en nuestros enlaces de microondas.

Las antenas direccionales son las que nos interesan ya que son las utilizadas en la comunicación de radioenlaces para no desperdiciar energía radiada entre ambos.

Una antena parabólica se compone básicamente de un reflector o paraboloide metálico y del alimentador. El alimentador es donde está realmente la antena que realiza la conversión de energía de la que ya se ha hablado. Este dispositivo es usado para dirigir la señal de microondas a la superficie del reflector parabólico.

Uno de los términos mas utilizados es la ganancia de la antena y su grado de eficiencia que se obtienen de la siguiente manera:

Si el área efectiva de radiación es:

$$A_r = \frac{G\lambda^2}{4\pi} \quad (3.1)$$

Donde G es la ganancia de potencia y λ es la longitud de onda.

Al despejar la ecuación anterior se obtiene la ganancia; e igualando el área efectiva con el área geométrica de la parábola se obtiene:

$$G = A_r \frac{4\pi}{\lambda^2} = \frac{\pi D^2}{4} \left(\frac{4\pi}{\lambda^2} \right) = \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \quad (3.2)$$

Sin embargo, la realización practica de una antena implica en mayor o menor grado una distorsión de los cálculos teóricos, por lo cual se introduce un factor de error conocido como eficiencia η . Así la ecuación anterior quedara como:

$$G = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \quad (3.3)$$

donde:

η = es el grado de eficiencia de una parábola (Las antenas comerciales tienen una eficiencia usualmente entre 55 y 65 %).

D = diámetro del disco parabólico

λ = (c/f) longitud de onda

Alternativamente en unidades logarítmicas:

$$G = 10 \log_{10} \eta + 20 \log_{10} \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right) \quad [dB] \quad (3.4)$$

Si consideramos el diámetro D en metros, la velocidad de la luz $c=3 \times 10^8$ (m/s) y la Frecuencia en Gigahertz obtenemos:

$$G = 10 \log \eta + 20 \log \left\{ \left(\frac{F_{GHz} D_m \pi}{c} \right) \right\}$$

$$G = 10 \log \eta + 20 \log D_m + 20 \log \left\{ \left(\frac{F_{GHz} \pi}{c} \right) \right\}$$

$$G = 10 \log \eta + 20 \log D_m + 20 \log F_{GHz} + 20 \log \left\{ \left(\frac{1 \times 10^9}{3 \times 10^8} \right) \frac{\pi}{c} \right\}$$

$$G = 10 \log \eta + 20 \log D_m + 20 \log F_{GHz} + 20 \log \left\{ \left(\frac{1 \times 10^9}{3 \times 10^8} \right) \frac{\pi}{(3 \times 10^8)} \right\}$$

$$G = 10 \log \eta + 20 \log D_m + 20 \log F_{GHz} + 20 \log \left\{ \left(\frac{1 \times 10^1}{3} \right) \frac{\pi}{3} \right\}$$

$$G = 10 \log \eta + 20 \log D_m + 20 \log F_{GHz} + 20 \log (10.472)$$

$$G = 10 \log \eta + 20 \log D_m + 20 \log F_{GHz} + 20.4 \quad [dB] \quad (3.4a)$$

Si consideramos la peor eficiencia es decir 55% entonces resulta:

$$G = 20 \log D_m + 20 \log F_{GHz} + 10 \log (0.55) + 20.4$$

$$G = 20 \log D_m + 20 \log F_{GHz} - 2.596 + 20.4$$

$$G = 20 \log D_m + 20 \log F_{GHz} + 17.8 \quad [dB] \quad (3.4b)$$

3.1.2 ANTENA ISOTROPICA

El diccionario de la IEEE (Ref. 1) define a la antena isotropica como una antena hipotéticamente sin pérdidas y que radia o recibe uniformemente en todas direcciones y además añade que no existe físicamente una antena que radie isotrópicamente, pero es una referencia conveniente para expresar las propiedades direccionales de las antenas reales.

Una antena isotropica tiene una ganancia de 1, equivalente a una ganancia de 0 dB. La designación en dB para describir la ganancia o pérdida de una antena referida a una antena isotropica se designa como dBi. Ver figura 3.0.

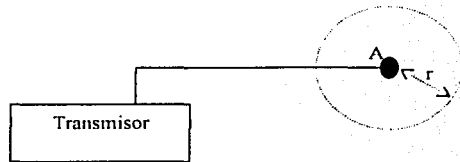


Figura 3.0 El punto A representa una antena isotropica y el círculo alrededor es en realidad una esfera con radio r.

Si asumimos que la transmisión en el espacio libre no presenta absorción o reflexión de energía entonces tendremos que la densidad de potencia radiada S será uniforme en todos los puntos de la superficie de la esfera por lo tanto la densidad de potencia en cualquier punto estará dado por:

$$\text{Densidad de potencia} = S = \frac{P_t}{4\pi r^2} \quad (3.5)$$

Donde:

P_t = Potencia transmitida.

$4\pi r^2$ = es el área o superficie de la esfera.

r = es el radio de la esfera.

Ejemplo:

Si una antena isotropica es alimentada con 12.56 watts. ¿Cuál es la densidad de potencia a una distancia de 10 km de la antena.

$$\text{Densidad de potencia} = S = \frac{P_t}{4\pi r^2} = \frac{12.56}{4 \times 3.14 \times (10000)^2} = 1 \times 10^{-8} \left[\frac{W}{m^2} \right]$$

3.2 DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE EN UNA ANTENA

Una antena, al ser un elemento de un circuito, tendrá una distribución de corrientes sobre ella misma. Esta distribución dependerá de la longitud que tenga la antena y del punto de alimentación de la misma.

Supongamos primero que tenemos una línea acabada en circuito abierto y alimentada en uno de sus extremos como se muestra en la figura 3.1.



figura 3.1. Línea de transmisión sin carga en el extremo final

En el momento de alimentar a esta línea de transmisión con una señal senoidal, se crea una onda que se propaga por la línea y al no haber carga que la absorba, se regresa hacia la fuente que la produjo, originando lo que se conoce como onda estacionaria.

En la figura 3.2 podemos ver una representación gráfica de como quedaría una distribución de corrientes en la línea que estamos tratando.

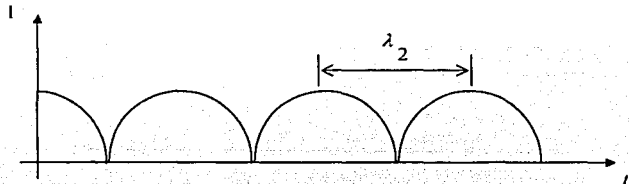


Figura 3.2 representación gráfica de distribución de corriente en una línea sin carga en el extremo final.

Si en vez de estar acabada la línea en circuito abierto, estuviera acabada en corto circuito, también se reflejaría la onda, produciendo la distribución de corrientes mostrada en la figura 3.3

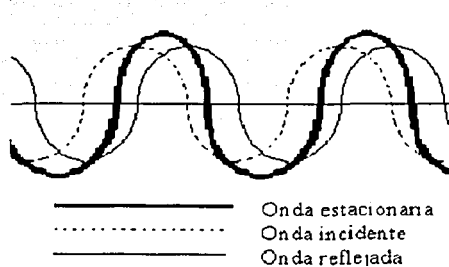


Figura 3.3. Onda estacionaria en una línea terminada en corto.

Un aspecto importante que no se ha comentado, es la posición de los máximos y de los mínimos de una onda estacionaria.

Al estar acabada la línea en un circuito abierto, en ese punto no podrá desplazarse la corriente, luego el módulo de la corriente en el extremo de la línea tendrá un mínimo. Por la misma razón, la tensión en ese punto tendrá un máximo, ya que hay máxima concentración de energía.

Al ir variando el voltaje y la corriente en la línea, la impedancia también irá variando. Este detalle es importante puesto que una vez que se tenga el diseño final de una antena, dependiendo del punto en el que se alimente, tendremos distinta impedancia. Así por ejemplo, si se tiene un cable de 50 ohmios para alimentar una antena, nos interesará alimentarla por un punto que presente impedancia cercana a 50 ohmios para tener las mínimas pérdidas por desacople de impedancias.

Como se muestra en la imagen anterior, el módulo de la corriente en la línea se repite cada media longitud de onda, que es la distancia que se utiliza para diseñar antenas. Pero, ¿por qué se utiliza esa longitud y no otra?

En realidad hay muchos tipos de antenas y cada una utiliza una parte distinta de la longitud de onda, así que dependiendo de la aplicación, y de más factores deberá definirse el tipo de antena a utilizar.

Sin ahondar en conceptos físicos, si una corriente circula por un conductor, creará un campo eléctrico y magnético en sus alrededores. pero como se supone que la distancia entre los dos conductores que forman la línea (S) es pequeña, no se creará una onda que se propaga, puesto que la contribución que presenta el conductor superior se anulará con la que presenta el conductor inferior.

Pero si se separan en un punto los dos conductores, los campos que crean las corrientes ya no se anularán entre sí, si no que se creará un campo eléctrico y magnético que formará una onda que se podrá propagar por el espacio. (figura 3.4)

Según esto, dependiendo del punto en el que se separen los conductores, tendremos una longitud en los elementos radiantes (H) variable. Al variar esta longitud, la distribución de corriente variará, y lógicamente la onda que se creará se propagará.

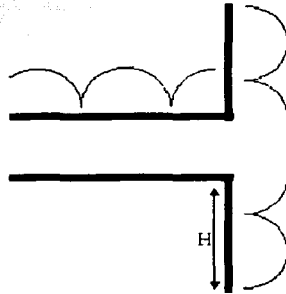


Figura 3.4 Radiación de ondas electromagnéticas.

Cabe observar que en los extremos sigue existiendo un mínimo de corriente y que continúa repitiéndose cada media longitud de onda, ahora se puede apreciar, que si la antena son solo los elementos radiantes y que el punto en el que han sido separados es el punto de alimentación de la antena, el módulo de la intensidad en el punto de alimentación varía y lógicamente, también varía la impedancia que presenta la antena.

En la tabla No. 3.1 se muestra como se distribuye la corriente en función de la longitud de la antena (H) y su diagrama de radiación. En ella se indica el ancho de haz a -3 dB, la directividad (D), la resistencia de radiación en el punto de máxima corriente (R_{rm}) y la resistencia en el punto de alimentación de la antena (R_{re}).


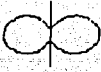



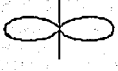






		$H = \lambda/4$ $\Delta\theta_{-3dB} = 78^\circ$	$R_{1m} = 73 \Omega$ $R_{1e} = 73 \Omega$ $D = 1.64$
		$H = 3\lambda/8$ $\Delta\theta_{-3dB} = 64^\circ$	$R_{1m} = 180 \Omega$ $R_{1e} = 360 \Omega$ $D = 1.94$
		$H = \lambda/2$ $\Delta\theta_{-3dB} = 48^\circ$	$R_{1m} = 199 \Omega$ $R_{1e} = \infty \Omega$ $D = 2.41$
		$H = 5\lambda/8$ $\Delta\theta_{-3dB} = 33^\circ$	$R_{1m} = 105 \Omega$ $R_{1e} = 210 \Omega$ $D = 3.39$
		$H = 3\lambda/4$ $\Delta\theta_{-3dB} = 33^\circ$ $\theta_{max} = 43^\circ$	$R_{1m} = 99.5 \Omega$ $R_{1e} = 99.5 \Omega$ $D = 2.17$
		$H = \lambda$ $\Delta\theta_{-3dB} = 27^\circ$ $\theta_{max} = 57^\circ$	$R_{1m} = 260 \Omega$ $R_{1e} = \infty \Omega$ $D = 2.52$

Tabla No 3. 1 Comparación de Propagación de Antenas.

Como se aprecia en la tabla No. 3.1, no por tener una antena más larga se logra radiar mejor, lo único que se obtiene es variar el patrón de radiación y la impedancia que presenta.

En esta tabla se aprecia que una antena vertical de 5/8 de la longitud de onda es una de las mejores, de las representadas aquí, para hacer contactos a larga distancia (DX) puesto que es la que tiene el lóbulo de radiación más bajo y es la que presenta la directividad más pronunciada. Esta directividad nos indica que presenta una mayor ganancia en la dirección de propagación que se observa en el diagrama de radiación.

3.3 PARÁMETROS GENERALES DE UNA ANTENA

Una antena va a formar parte de un sistema, por lo que a continuación se definirán los parámetros que la describan y permitan evaluar el efecto que va a producir sobre dicho sistema.

Impedancia

Una antena se tendrá que conectar a un transmisor y deberá radiar el máximo de potencia posible con un mínimo de pérdidas. Se deberá adaptar la antena al transmisor para una máxima transferencia de potencia, que se suele hacer a través de una línea de transmisión. Esta línea también influirá en la adaptación, debiéndose considerar su impedancia característica, atenuación y longitud.

Como existe corriente y voltaje a la entrada de la antena, se puede definir la impedancia de entrada mediante la relación tensión-corriente en ese punto. Esta impedancia poseerá una parte real $Re(w)$ y una parte imaginaria $Ri(w)$, dependientes de la frecuencia.

Si a determinada frecuencia una antena no presenta parte imaginaria en su impedancia $Ri(w)=0$, entonces se deduce que esa antena está resonando a esa frecuencia.

Normalmente se usa una antena a su frecuencia de resonancia, que es cuando mejor se comporta. La resistencia de entrada se puede descomponer en dos resistencias, la resistencia de radiación (R_r) y la resistencia de pérdidas (R_L). Se define la resistencia de radiación como una resistencia que disiparía en forma de calor la misma potencia que radiaría la antena. La antena por estar compuesta por conductores tendrá calentamiento en ellos (efecto Joule) y disipación de ese calor, que se pierde. Estas pérdidas son las que definen la resistencia de pérdidas en la antena.

El objetivo es que una antena esté resonando para que la parte imaginaria de la antena sea cero. Esto es necesario para evitar tener que aplicar corrientes excesivas, que lo único que hacen es producir grandes pérdidas por calor.

ejemplo:

Se desea realizar la transmisión en onda media radiando 10 KW con una antena que presenta una impedancia de entrada $Z_e = 50 - j100$ ohmios.

$$P = |I|^2 \times \text{Real}[Z_e] = |I|^2 = P / \text{Real}[z_e]$$

Se obtiene que $|I| = 14.14$ A.

Aplicando la ley de Ohm:

$$|V| = |I| \times |Z_e| = 14.14 \times (50 - j100) = 14.14 \times 111.8 = 1580.9 \text{ V.}$$

Si se logra hacer que resuene la antena, tendremos que la impedancia de entrada no tendrá parte imaginaria, entonces $Z_e = 50$ ohmios. Aplicando las mismas fórmulas de antes se obtiene que la intensidad que necesitamos es la misma $|I| = 14.14 \text{ A}$, pero ahora la tensión necesaria es $|V| = 707 \text{ V}$.

Con este pequeño ejemplo se ilustra que se ha ahorrado más de la mitad de tensión teniendo la antena resonando que si no la tuviésemos. Se ha supuesto que la parte real de la impedancia de entrada de la antena no varía en función de la frecuencia.

3.4 EFICIENCIA

Relacionado con la impedancia de la antena se tiene la eficiencia de radiación y la eficiencia de reflexión. Estas dos eficiencias son índice, de qué tan eficiente es una antena emitiendo señal, y otra, que tan bien está adaptada una antena a una línea de transmisión.

La **Eficiencia de Radiación** se define como la relación entre la potencia radiada por la antena y la potencia que se entrega a la misma antena. Como la potencia está relacionada con la resistencia de la antena, se puede definir de nuevo la Eficiencia de Radiación como la relación entre la Resistencia de radiación y la Resistencia de la antena:

$$\text{Eficiencia de radiación} = \frac{R_r}{(R_r + R_l)} \quad (3.6)$$

La **Eficiencia de Adaptación o Eficiencia de Reflexión** es la relación entre la potencia que le llega a la antena y la potencia que la antena absorbe. Esta eficiencia dependerá mucho de la impedancia que presente la línea de transmisión y de la impedancia de entrada a la antena, entonces se puede definir la Eficiencia de Reflexión como un módulo del Coeficiente de reflexión, considerando que:

$$\text{Coeficiente de reflexión} = \frac{Z_e - Z_0}{(Z_e + Z_0)} \quad (3.7)$$

Algunas veces se define la eficiencia total, siendo esta el producto de la eficiencia de Radiación y la eficiencia de reflexión.

eficiencia total = eficiencia de radiación x eficiencia de reflexión

Otra forma de calcular la eficiencia de una antena es utilizando la figura 3.5, en la que se muestra un circuito equivalente eléctrico simplificado para una antena.

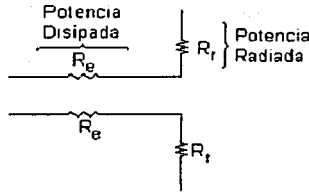


Figura 3. 5 Impedancias internas de una antena.

Parte de la potencia de entrada se disipa en las resistencias efectivas (resistencia de tierra, dieléctricos imperfectos, etc.) y la restante se irradia. El total de la potencia de la antena es la suma de las potencias disipada y radiada. En términos de resistencia y corriente, la eficiencia es:

$$\eta = \frac{i^2 R_r}{i^2 (R_e + R_r)} = \frac{R_r}{(R_e + R_r)} \quad (3.8)$$

donde:

η = eficiencia de la antena

i = corriente de la antena

R_r = resistencia de radiación

R_e = resistencia de la antena efectiva

3.5 PATRÓN DE RADIACIÓN

En algunas circunstancias es necesario la representación gráfica de la fase del campo eléctrico. Esta representación recibe el nombre de Diagrama de Fase o Patrón de Radiación.

Un patrón de radiación es un diagrama polar o gráfico que representa las intensidades de los campos o las densidades de potencia en varias posiciones angulares en relación con una antena.

Si el patrón de radiación se traza en términos de la intensidad del campo eléctrico (E) o de la densidad de potencia (P), se llama patrón de radiación absoluto. Si se traza la intensidad del campo o la densidad de potencia con relación al valor en un punto de referencia, se llama patrón de radiación relativo.

En la figura 3.6 se representa el diagrama de radiación en tres dimensiones de una antena yagi de seis elementos.



Figura 3.6 Patrón de radiación tridimensional de una antena Yagi.

Algunas veces no es posible aplicar el diagrama de radiación en tres dimensiones, al no poder hacerse mediciones exactas sobre él. El procedimiento común es un corte en el diagrama de radiación en tres dimensiones para pasarlo a dos dimensiones. Este tipo de diagrama es el más habitual ya que es más fácil de medir y de interpretar.

En la figura 3.7 se representa un diagrama de radiación en dos dimensiones de una antena logarítmica.

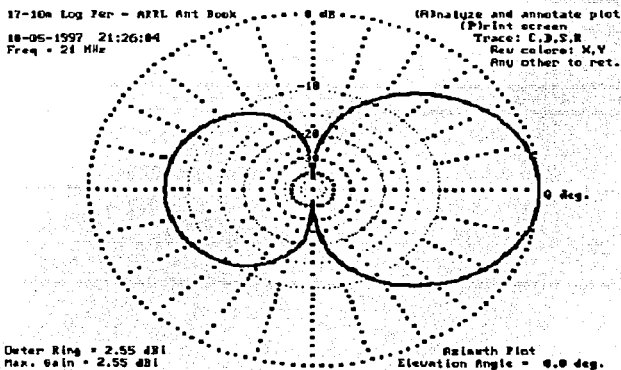


Figura 3.7 Patrón de radiación en el plano azimutal de una antena logoperiódica

La figura 3.8 muestra un patrón de radiación absoluto para una antena no especificada. El patrón se traza sobre papel en coordenadas polares con la línea gruesa sólida representando los puntos con igual densidad de potencia ($10 \mu\text{W}/\text{m}^2$). Los gradientes circulares indican la distancia en pasos de dos kilómetros. Puede verse que la radiación máxima está en una dirección de 90° de la referencia. La densidad de potencia a 10 kilómetros de la antena en una dirección de 90° es $10 \mu\text{W}/\text{m}^2$. En una dirección de 45° , el punto de igual densidad de potencia de cinco kilómetros de la antena; a 180° , esta a solamente 4 kilómetros; y en una dirección de -90° , en esencia no hay radiación.

Además en la figura 3.8 el haz principal tiene una dirección de 90° y se llama lóbulo principal. Puede existir más de un lóbulo principal. También hay un haz secundario o lóbulo menor en una dirección de $+180^\circ$. Normalmente, los lóbulos menores representan radiación o recepción indeseada. Debido a que el lóbulo principal propaga y recibe la mayor parte de energía, este lóbulo se llama lóbulo frontal (la parte frontal de la antena). Los lóbulos adyacentes al lóbulo frontal se llaman lóbulos laterales (el lóbulo menor de 180° es el lóbulo lateral), y los lóbulos que están en dirección exactamente opuesta al lóbulo frontal se llaman lóbulos traseros (en este patrón no se muestra ningún lóbulo trasero). La relación de la potencia del lóbulo frontal con la potencia del lóbulo trasero se llama sólo relación frontal a trasero, y la relación del lóbulo frontal con el lóbulo lateral se llama relación frontal a lateral. La línea que divide el lóbulo principal desde el centro de la antena en la dirección de máxima radiación se llama línea de tiro.

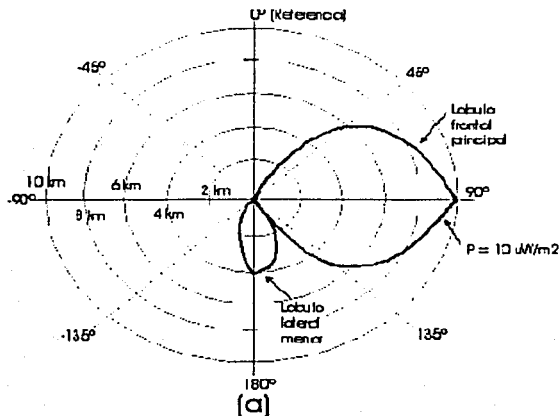


Figura 3.8 Patrón de radiación absoluto.

La figura 3.9 muestra un patrón de radiación relativo para una antena no especificada. La línea gruesa sólida representa puntos de igual distancia (10 kilómetros) desde la antena, y los gradientes circulares indican la densidad de potencia en divisiones de $1 \mu\text{W}/\text{m}^2$. Puede verse que la radiación máxima ($5 \mu\text{W}/\text{m}^2$) esta en la dirección de la referencia (0°), y la antena irradia la menor potencia ($1 \mu\text{W}/\text{m}^2$) en una dirección de 180° de la referencia.

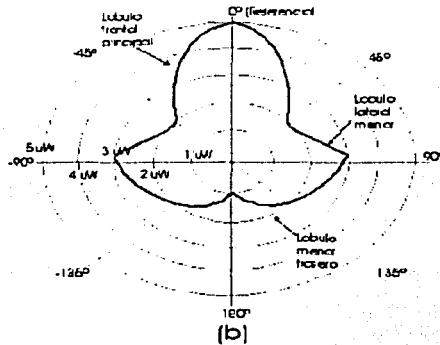


Figura 3.9 Patrón de radiación relativo.

En consecuencia, la relación de frontal a trasero es $5:1 = 5$. Por lo general, la intensidad del campo relativo y la densidad de potencia se trazan en decibelios (dB), en donde $\text{dB} = 20 \log (E/E_{\text{max}})$ o $10 \log (P/P_{\text{max}})$.

La figura 3.10 muestra un patrón de radiación relativo para la densidad de potencia en decibelios.

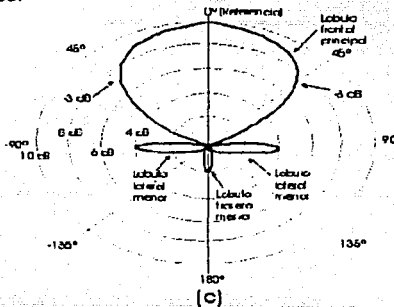


Figura 3.10 Patrón de radiación relativo en dB.

En una dirección de $\pm 45^\circ$ de la referencia, la densidad de potencia es -3dB (media potencia) relativa a la densidad de potencia de dirección de máxima radiación (0°).

La figura 3.11 muestra un patrón de radiación relativo para la densidad de potencia para una antena omnidireccional.

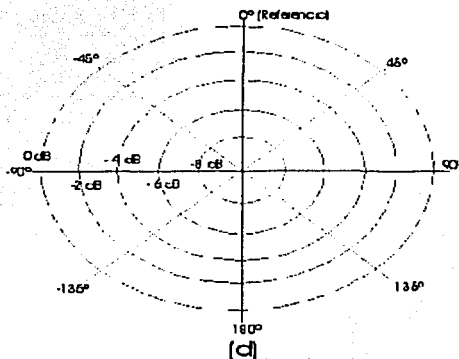


Figura 3.11 Patrón de radiación de una antena omnidireccional

Una antena omnidireccional irradia energía equitativamente en todas las direcciones; por tanto, el patrón de radiación es solo un círculo (en realidad, una esfera). Además, con la antena omnidireccional, no hay lóbulos frontales, traseros o laterales porque la radiación es igual en todas direcciones.

Como se mencionó anteriormente, los patrones de radiación mostrados en la figura 3.11, están en dos dimensiones; sin embargo, la radiación proveniente de una antena real es tridimensional; por consiguiente, los patrones de radiación se toman en ambos planos, el horizontal, (desde arriba) y el vertical (desde un lado).

Para la antena omnidireccional que se muestra en la figura 3.11, los patrones de radiación en los planos horizontales y verticales son circulares e iguales, porque el patrón de radiación real para un radiador isotrópico es una esfera.

3.6 CAMPOS CERCANOS Y LEJANOS

Al estimar la radiación peligrosa que existe en el frente de una antena, es necesario determinar las áreas en que la densidad de potencia es mayor que el límite de seguridad para una exposición de corta duración y además observar en que áreas se permite la exposición indefinida. En una antena parabólica la

densidad de potencia es mayor en el eje de la antena, precisamente en la dirección del lóbulo principal.

El campo al frente de una antena parabólica se divide en tres áreas que son: Fresnel o campo cercano, Fraunhofer o campo alejado y región de transición (entre las dos). Así tenemos que el campo de radiación que se encuentra cerca de una antena no es igual que el campo de radiación que se encuentra a gran distancia por lo cual el término campo cercano se refiere al patrón de campo que está cerca de la antena, y el término campo lejano se refiere al patrón de campo que está a gran distancia.

Durante la mitad del ciclo, la potencia se irradia desde una antena, en donde parte de la potencia se guarda temporalmente en el campo cercano. Durante la segunda mitad del ciclo, la potencia que está en el campo cercano regresa a la antena.

Esta acción es similar a la forma en que un inductor guarda y suelta energía. Por tanto, el campo cercano se llama a veces campo de inducción. La potencia que alcanza el campo lejano continúa irradiando lejos y nunca regresa a la antena por lo tanto el campo lejano se llama campo de radiación. La potencia de radiación, por lo general es la más importante de las dos, por consiguiente, los patrones de radiación de la antena, por lo regular se dan para el campo lejano.

El **campo cercano** está sustancialmente confinada a un patrón cilíndrico que tiene el mismo diámetro que la antena y a esta área se le atribuye una extensión a partir de la antena de: $(\pi D^2)/(8 \lambda)$

Donde D es el diámetro de la parábola y λ es la longitud de onda.

Esta energía no es uniforme a través de la antena en la región de Fresnel, por lo cual no tiene valor fijo y puede variar alrededor de un promedio.

La máxima densidad de potencia en esta región es:

$$W' = \frac{16P}{\pi D^2} = \frac{16P}{4\pi r^2} = \frac{4P}{\pi r^2} = \frac{4P}{A} \quad (3.9)$$

Donde :

P = Potencia efectiva promedio del transmisor

A = πr^2 Área de apertura

r = radio de la parábola

La máxima densidad de potencia descrita anteriormente ocurre sobre el eje de la antena y a una distancia $(0.2D^2) / \lambda$, como se muestra en la figura 3.12

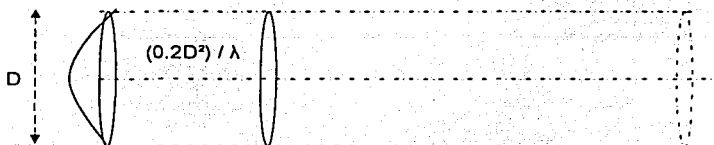


Figura 3.12 análisis del campo cercano

Se consideran 2 dB de pérdida adicionales fuera del resto del campo, pero para efectos prácticos y de seguridad se supone que la máxima potencia se encuentra a lo largo de toda esta región.

La mayor parte de la energía en esta región se confina a un cilindro de diámetro igual al de la antena, la densidad de potencia decrece muy rápido fuera de esta región cilíndrica.

Para el campo alejado, el punto de inicio de la región de Fraunhofer está determinado por la expresión:

$$d = \text{Distancia} = (2D^2) / \lambda$$

$$D = \text{diámetro}$$

Que es 10 veces la distancia en donde tiene lugar el punto de ocurrencia de la máxima densidad de potencia para la región de Fresnel. En esta región la densidad de potencia en el eje de la antena está dada por:

$$W' = \frac{AP^2}{\lambda^2 d^2} \quad (3.10)$$

Donde d es la distancia a la antena, que si la sustituimos en la ecuación anterior nos proporciona el valor de la densidad de potencia al inicio de la región de Fraunhofer.

$$W' = \frac{AP^2}{\lambda^2 \left(\frac{2D^2}{\lambda} \right)^2} = \frac{AP^2}{4D^4} = \frac{\pi r^4 P^2}{64r^4} = \frac{\pi I^2}{64r^2} \quad (3.11)$$

3.6.1 POTENCIA APARENTE RADIADA (PAR) Y POTENCIA EFECTIVA RADIADA (PER)

Se conoce como potencia aparente radiada a la que se suministra el amplificador de potencia y que a través de una línea de transmisión es inyectada a la antena. De esta manera la potencia esta sujeta a las pérdidas que sufra durante su conducción a la antena y, también, esta en función de la calidad usada en la línea de transmisión. El factor PAR es calculado en watts o dBW.

Se denomina potencia efectiva radiada a la combinación de la potencia aparente inyectada a la antena con la ganancia de la misma, lo que provoca un valor de radiación de diferente magnitud. El factor PER es calculado en watts o dBW. Es importante mencionar que en algunos países se invierten las definiciones.

Calculo de PAR y PER en configuraciones típicas, para esto es necesario partir de tres datos conocidos que son la potencia en watts del equipo transmisor, pérdidas en dB de la línea de transmisión y ganancia de la antena en dBi o dBd; los cuales son suministrados regularmente por el fabricante.

Ejemplo: Calcular el valor de PAR y PER con los datos indicados en la figura 3.13:

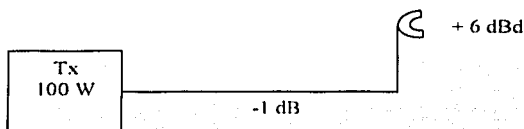


Figura 3.13 Diagrama para calcular PAR y PER

La potencia aparente radiada se mide a la entrada de la antena, su potencia de transmisión es de 100W y la pérdida que sufre en la línea es de un decibel. Primero se convierten las unidades a dB o Watts.

$$100W \text{ es igual a } 20 \text{ [dBW]}$$

$$X(\text{dBm}) = 10\log 100 = 20 \text{ [dBW]}$$

$$\text{PAR} = 20 \text{ dBW} - 1\text{dB} = 19 \text{ [dBW]}$$

En forma inversa:

$$19 = 10 \text{ Log } W \text{ por lo tanto } W = \text{antilog}(19/10) = 79.43 \text{ [W]}$$

$$\text{PAR} = 79.43 \text{ [W]}$$

$$PER = PAR + G = 19\text{dBW} + 6\text{dB} = 25 \text{ [dBW]}$$

$$25 = 10 \log W \text{ por lo tanto } W = \text{antilog}(25/10) = 316.227 \text{ [W]}$$

Es importante señalar que de dBW + dB resultan dBW referidos a un dipolo de media onda y de dBW + dBi resultan dBW referidos a una antena isotrópica.

3.6.2 POTENCIA RADIADA Y POTENCIA RECIBIDA

La potencia radiada se definió como la potencia efectiva radiada, la cual sirve de base para el cálculo de la densidad de potencia a una distancia r de la antena y para el valor de la intensidad de campo a esta distancia. El valor de la potencia recibida está en función de la densidad de potencia transmitida a una distancia r e interceptada por la antena receptora, la cual se representa por la característica del área efectiva que posea. Lo anterior se expresa matemáticamente:

$$P_r = (P) (A_r) \text{ por lo tanto } P_r = \left(\frac{P_t G_t}{4\pi r^2} \right) \left(\frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \right) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi r)^2} \quad (3.12)$$

P = densidad de potencia en el transmisor

A_r = área efectiva de radiación

G_r = ganancia de la antena receptora

G_t = ganancia de la antena transmisora

Donde G_t y G_r son ganancias referidas a un radiador isotrópico. En caso de antenas tipo dipolo se multiplica cada ganancia por 1.64.

3.7 GANANCIA DIRECTIVA Y GANANCIA DE POTENCIA

La ganancia directiva es la relación de la densidad de potencia radiada en una dirección en particular con la densidad de potencia radiada al mismo punto por una antena de referencia, suponiendo que ambas antenas irradian la misma cantidad de potencia. El patrón de radiación para la densidad de potencia relativa de una antena es realmente un patrón de ganancia directiva si la referencia de la densidad de potencia se toma de una antena de referencia estándar, que por lo general es una antena isotrópica. La máxima ganancia directiva se llama directividad. Matemáticamente, la ganancia directiva es:

$$D = \frac{P}{P_{ref}} \quad (3.13)$$

donde:

D = ganancia directiva (sin unidades)

P = densidad de potencia en algún punto de una antena determinada (W/m^2)

P_{ref} = densidad de potencia en el mismo punto de una antena de referencia (W/m^2)

La ganancia de potencia es igual a la ganancia directiva excepto que se utiliza el total de potencia que alimenta a la antena (o sea, que se toma en cuenta la eficiencia de la antena). Se supone que la antena indicada y la antena de referencia tienen la misma potencia de entrada y que la antena de referencia no tiene pérdidas ($h = 100\%$). Matemáticamente, la ganancia de potencia (A_p) es:

$$A_p = D h \quad (3.14)$$

Si una antena no tiene pérdidas, irradia 100% de la potencia de entrada y la ganancia de potencia es igual a la ganancia directa. La ganancia de potencia para una antena también se da en decibeles en relación con alguna antena de referencia. Por lo tanto, la ganancia de potencia es:

$$A_r = 10 \log \frac{P_r \eta}{P_{ref}} \quad (3.15)$$

3.8 POLARIZACIÓN DE LA ANTENA

La polarización de una antena se refiere solo a la orientación del campo eléctrico radiado desde ésta. Una antena puede polarizarse en forma lineal (por lo general, polarizada horizontal o vertical), en forma elíptica o circular.

Si una antena irradia un campo eléctrico vertical, la antena se define como polarizada verticalmente; si la antena irradia un campo eléctrico horizontal, se dice que la antena está polarizada horizontalmente; si el campo eléctrico radiado gira en un patrón elíptico, está polarizada elípticamente; y si el campo eléctrico gira en un patrón circular, está polarizada circularmente.

La polarización de la señal corresponde al plano del vector del campo eléctrico. Si se supone una onda senoidal viajando perpendicularmente hacia fuera de la página, el vector de amplitud oscilará desde un máximo positivo hasta un máximo negativo a través de cero. En este plano el vector del campo eléctrico oscila verticalmente y por ende se considera como polarización vertical.

3.9 ANCHO DEL HAZ DE LA ANTENA

El ancho del haz de la antena es sólo la separación angular entre los dos puntos de media potencia (-3dB) en el lóbulo principal del patrón de radiación del plano de la antena, por lo general tomando en uno de los planos "principales". El ancho del haz para una antena cuyo patrón de radiación se muestra en la figura 3.14, es el ángulo formado entre los puntos A, X y B (ángulo θ). Los puntos A y B son los puntos de media potencia (la densidad de potencia en estos puntos es la mitad de lo que es, una distancia igual de la antena en la dirección de la máxima radiación).

El ancho de haz de la antena se llama ancho de haz de -3dB o ancho de haz de media potencia.

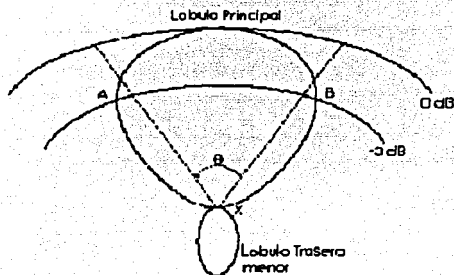


Figura 3.14 Ancho del haz de una antena.

3.10 ANCHO DE BANDA DE LA ANTENA

El ancho de banda de la antena se define como el rango de frecuencias sobre las cuales la operación de la antena es "satisfactoria". Esto, por lo general, se toma entre los puntos de media potencia, pero a veces se refiere a las variaciones en la impedancia de entrada de la antena.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

CAPITULO 4. EL ENLACE DE MICROONDAS .

En el presente capítulo exponemos la metodología a seguir en el diseño de radioenlaces, lo cual implica el cálculo de la trayectoria y la influencia del medio ambiente en la propagación de las ondas..

Así, veremos que la mayor parte del diseño de los radio enlaces se dedica al cálculo del comportamiento probable de la trayectoria dada, la cual se ve influenciada por tres parámetros principalmente: la frecuencia, las antenas y el medio ambiente.

4.1. PROPAGACIÓN.

Las ondas electromagnéticas no se propagan con iguales características si tienen diferente frecuencia; al contrario de lo que se desea, en cada banda hay que aplicar diferente metodología de cálculo para pronosticar, con relativa seguridad, la cantidad de energía que se genera en el transmisor y logra detectarse en el receptor; además, el estudio de un enlace de una frecuencia límite entre dos bandas presenta características de ambas, por lo cual, en este caso, no es tarea fácil para un diseñador el determinar el método apropiado de cálculo.

Al profundizar en el comentario anterior se establecen dos puntos de vista con respecto al comportamiento de la propagación de las ondas electromagnéticas, que son: el punto de vista físico y el punto de vista aplicación.

- Desde el punto de vista físico, las ondas se pueden clasificar en los siguientes tipos:
 1. Directa
 2. Reflejada
 3. Refractada
 4. Difractada
 5. Superficial
 6. Dispersa

- Desde el punto de vista de su aplicación o aprovechamiento se agrupan en:
 1. Directa
 2. Reflejada
 3. Difractada
 4. Superficial
 5. Dispersa en la troposfera (troposcatter)
 6. Onda de reflexión y refracción en la ionosfera (capa E)
 7. Onda de reflexión y refracción en la ionosfera (capa F)
 8. Onda dispersa en la ionosfera (ionoscatter).

Así tendremos que, la energía radiada desde una antena transmisora puede llegar a la antena receptora a través de diversas trayectorias de propagación, algunas de las cuales se ilustran en la figura 4.1.

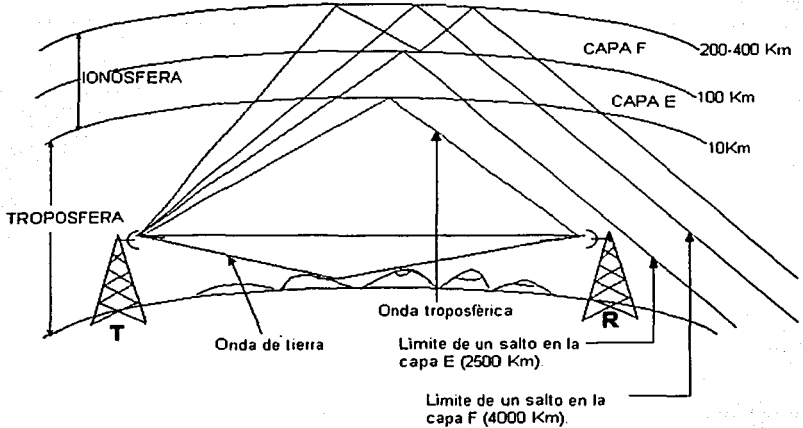


Figura 4.1 Representación de la propagación de las ondas.

Las ondas que llegan al receptor después de reflejarse en la ionosfera, se conocen como ondas de cielo u ondas reflejadas ionosféricamente. Las ondas que se reflejan en la troposfera (la región de la atmósfera dentro de los 10km. a partir de la superficie de la tierra) son conocidas como troposféricas.

La onda propagada sobre trayectorias cerca de la superficie de la tierra se conoce como onda de tierra. La onda de tierra se divide en la onda de espacio y en la onda de superficie.

La onda de espacio esta formada de la onda directa, o sea de la señal que viaja en una trayectoria directa desde la antena transmisora a la receptora y la onda reflejada por la tierra, la cual es la señal que llega al receptor después que se refleja en la superficie de la tierra. La onda de espacio también incluye la porción de energía que se recibe como un resultado de la difracción alrededor de la superficie de la tierra y de refracción en las capas superiores de la atmósfera.

La onda de superficie es una onda que es guiada a lo largo de la superficie de la tierra, tal como una onda electromagnética se guía a través de una línea de transmisión. Parte de la energía de la onda de superficie se absorbe en la corteza terrestre; así que la atenuación de esta onda, está directamente afectada por las características de la tierra a lo largo de la cual viaja.

A continuación en la tabla 4.1, se presenta la clasificación de las ondas de radiocomunicación.

TABLA 4.1 DISTRIBUCIÓN CONVENCIONAL DEL ESPECTRO RADIOELECTRICO					
SIGLA	DENOMINACIÓN	LONGITUD DE ONDA	GAMA DE FRECUENCIAS	CARACTERÍSTICAS	USO TÍPICO
VLF	VERY LOW FRECUENCIAS Frecuencias muy bajas	30.000 m a 10.000 m	10 KHz a 30 KHz	Propagación por onda de tierra, atenuación débil. Características estables.	ENLACES DE RADIO A GRAN DISTANCIA
LF	LOW FRECUENCIAS Frecuencias bajas	10.000 m. a 1.000 m.	30 KHz a 300 KHz	Similar a la anterior, pero de características menos estables.	Enlaces de radio a gran distancia, ayuda a la navegación aérea y marítima.
MF	MEDIUM FRECUENCIAS Frecuencias medias	1.000 m. a 100 m.	300 KHz a 3 MHz	Similar a la precedente pero con una absorción elevada durante el día. Propagación prevalentemente ionosférica durante la noche.	RADIODIFUSIÓN
HF	HIGH FRECUENCIAS Frecuencias altas	100 m. a 10 m.	3 MHz a 30 MHz	Propagación prevalentemente ionosférica con fuertes variaciones estacionales y en las diferentes horas del día y de la noche.	COMUNICACIONES DE TODO TIPO A MEDIA Y LARGA DISTANCIA
VHF	VERY HIGH FRECUENCIAS Frecuencias muy altas	10 m. a 1 m.	30 MHz a 300 MHz	Prevalentemente propagación directa, esporádicamente propagación ionosférica o Troposférica.	Enlaces de radio a corta distancia, TELEVISIÓN, FRECUENCIA MODULADA
UHF	ULTRA HIGH FRECUENCIAS Frecuencias ultra altas	1 m. a 10 cm.	de 300 MHz a 3 GHz	Exclusivamente propagación directa, posibilidad de enlaces por reflexión o a través de satélites artificiales.	Enlaces de radio, Radar, Ayuda a la navegación aérea, TELEVISIÓN
SHF	SUPER HIGH FRECUENCIAS Frecuencias super altas	10 cm. a 1 cm.	de 3 GHz a 30 GHz	COMO LA PRECEDENTE	Radar, Enlaces de radio
EHF	EXTRA HIGH FRECUENCIAS Frecuencias extra-altas	1 cm. a 1 mm.	30 GHz a 300 GHz	COMO LA PRECEDENTE	COMO LA PRECEDENTE
EHF	EXTRA HIGH FRECUENCIAS Frecuencias extra-altas	1 mm. a 0,1 mm.	300 GHz a 3.000 GHz	COMO LA PRECEDENTE	COMO LA PRECEDENTE

Tabla 4.1 distribución convencional del espectro radioeléctrico.

A continuación en la tabla 4.2 se presenta la relación entre la banda de operación y el comportamiento de la onda.

Distancia	100 Km. ó menor		100 – 800 km		600 – 4,000 km		4,000 km ó más	
	Banda	Onda superficial	directa	día	noche	día	noche	día
LF	✓		✓	✓	✓	✓	✓	✓
MF	✓			✓				✓
HF					✓	✓	✓	✓
VHF			✓					
UHF			✓					
SHF			✓					

Tabla 4.2 Relación entre banda de operación y comportamiento de la onda.

Al observar el espectro electromagnético desde la frecuencia mas baja hasta la mas alta, se pueden hacer ciertas consideraciones generales respecto a su comportamiento y aplicación:

Las frecuencias mas bajas, abajo de 300 kHz (VLF y LF) se usan en comunicaciones de rango muy largo, pero su ancho de banda de información es muy limitado y requieren potencia muy alta. En este rango de frecuencias, la propagación es sobre el mundo entero, por lo tanto, estos canales solo se pueden asignar una vez (es decir, no se pueden asignar en otra parte del mundo). La banda de frecuencias medias (300 a 3000 kHz) se ocupa normalmente en radiodifusión y uso militar; su capacidad de información es bastante limitada, la potencia que requiere esta dentro del orden de los kilowatts y su efectividad durante el día esta dentro del rango de los cientos de millas; la propagación básica es en onda de tierra (es decir, la onda sigue la curvatura de la tierra).

La banda de HF (3 a 30MHz) es la banda tradicional de largo alcance para la comunicación punto a punto. Su propagación en distancias largas se hace mediante una o mas reflexiones en las capas de la ionosfera y , por tanto, varía dependiendo de las variaciones de la ionosfera con las manchas solares y la hora del día. Puesto que la ionosfera tiene varias capas con movimiento irregular y que en la trayectoria de propagación entran en áreas bastante grandes de esas capas, la señal que se recibe sufre los efectos de múltiples trayectorias y está sujeta al desvanecimiento estadístico. En las trayectorias de comunicaciones de HF, la comunicación puede ser efectiva sobre circuitos de algunos cientos de millas e, inclusive, se puede obtener cobertura mundial. Se puede esperar un 90% de confiabilidad en la trayectoria mas larga para circuitos de HF con buen diseño.



Para satisfacer la altísima demanda de frecuencia de HF, por ley se limitaron los anchos de banda para modulación a 12 kHz, es decir, el equivalente a cuatro canales telefónicos de 3kHz de ancho.

En la banda de VHF se presentan comportamientos de ondas directas, reflejadas y difractadas; todas estas, como se mencionó en la categoría de ondas de tierra, sufren mayor atenuación y al estar arriba de VHF cruzan las capas de la ionosfera para salir al espacio exterior y comunicarse con los satélites (UHF y SHF).

Las bandas VHF parte superior, UHF y SHF también se utilizan para la comunicación directa de punto a punto.

En resumen:

- Las bandas LF, MF y HF comprenden las ondas superficiales y las ionosféricas; son objeto de estudio en las predicciones de propagación ionosférica.
- Las bandas VHF y UHF engloban las ondas de tierra y troposféricas (troposcatter). La SHF abarca las ondas directa y troposférica.
- La EHF solo incluye la onda directa. Y estas son objeto de estudio en las predicciones de propagación troposféricas.

La dispersión troposférica (troposcatter) es una técnica para comunicaciones para microondas mas allá del horizonte , en la cual se trabaja en las bandas de 400 MHz y 900 MHz y en las de 2 y 4GHz. Para dispersión troposférica se aprovechan los fenómenos de refracción y reflexión en la sección de la atmósfera terrestre que se conoce como troposfera. Con tales sistemas se puede transmitir señales de radio de UHF mas allá de la línea de vista con una sola reflexión de hasta 640 km. Estos sistemas son caros, los transmisores emiten de 1 a 100 kW.

Nuestro estudio en el presente capitulo se limita únicamente a las microondas para línea de vista es decir en las bandas VHF, UHF, SHF y EHF. Debido a que los enlaces que se realizan en una red celular son por lo regular enlaces cortos y con línea de vista.

Generalmente las ondas de radio que se propagan en línea recta se curvan o difractan mas allá del horizonte óptico, el cual limita la visión mas allá de un cierto punto. Además, en los enlaces de microondas, las causas de desvanecimiento son los cambios atmosféricos y las reflexiones en la tierra y el agua.

Cuando se usan frecuencias arriba de los 10GHz se debe tomar en cuenta la atenuación que causa la lluvia. Las bandas de frecuencias que se usan mas comúnmente con microondas en línea de vista son de 2,4,6,7,15,23 y 38GHz.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

4.2.- ANALISIS DE LA TRAYECTORIA.

El objetivo fundamental de un radio enlace es entregar suficiente potencia de señal al receptor para lograr un parámetro de desempeño deseado, usualmente conocido en inglés como Bit Error Rate, o sea, probabilidad de error, que se calcula con la fórmula:

$$BER = \frac{\text{Bits erróneos en un segundo en el receptor}}{\text{Total de bits por segundo transmitidos}}$$

En un enlace de radio, se presupone o considera que el transmisor es infalible; o sea que, todos los bits que produce son correctos. Cuando la información se desplaza a través del canal de comunicación, se va a encontrar con ruido, interferencias y pérdidas. Todos estos fenómenos hacen que exista una cierta probabilidad de que el receptor tome una decisión equivocada al tratar de identificar los unos y los ceros. En este momento se producen los errores.

Aunque los errores son producidos por todas las causas antes mencionadas, fundamentalmente el BER es una función de la relación señal/ruido utilizada para radioenlaces analógicos, que en inglés se dice: "signal to noise ratio", SNR, y se calcula con la fórmula:

$$SNR = 10 \log_{10} \frac{\text{Potencia de la señal recibida}}{\text{Potencia del ruido recibido}} \quad [dB]$$

La potencia de ruido es la suma del ruido atmosférico amplificado por las primeras etapas del receptor más el ruido de origen térmico generado internamente en el receptor, desde la antena hasta el demodulador. Esto crea la necesidad de hacer llegar una señal de más alta potencia al receptor. Otro problema frecuente en los radio enlaces es la propagación por multitrayectoria, consistente en que a la antena receptora le llega varias veces la misma señal; primero directamente de la antena transmisora y posteriormente rebotada de edificios, colinas y las capas altas de la atmósfera. Esto puede tener mucho impacto en el BER, la multitrayectoria será evaluada a fondo posteriormente; por ahora enfocaremos la atención en la predicción de la potencia de la señal que estará disponible en el receptor.

4.2.1.- Ecuación de pérdidas en el espacio libre.

Existe una diferencia entre la potencia que se transmite y la que se recibe. Usualmente, atribuimos esta diferencia a las "pérdidas", que se deben a dos causas. La primera es la conversión de energía electromagnética en energía calorífica y la segunda es que la antena transmisora no envía la energía hacia un solo punto sino que lo hace en forma un tanto dispersa. Estas pérdidas, se pueden expresar en forma global con la siguiente igualdad:

$$\text{atenuación} = 10 \log_{10} \frac{\text{Potencia transmitida}}{\text{Potencia recibida}} \quad [\text{dB}] \quad (4.1)$$

Nótese que en la fórmula anterior, si se invierte el cociente, lo que se calcula es la ganancia.

Las pérdidas en espacio libre se determinan con una ecuación que esta en función de la distancia y la frecuencia. A continuación veremos como es desarrollada esta ecuación.

Si sabemos que la potencia emitida por una antena isotrópica es distribuida uniformemente en todas direcciones (ver figura 4.2), entonces el patrón de radiación es esférico, lo que implica que la densidad de potencia sea:

$$\text{Densidad de potencia} = S = \frac{P_t}{4\pi r^2} \quad [\text{watts/m}^2] \quad (4.2)$$

Donde:

P_t = Potencia transmitida.

$4\pi r^2$ = es el área de la esfera.

r = es el radio de la esfera.

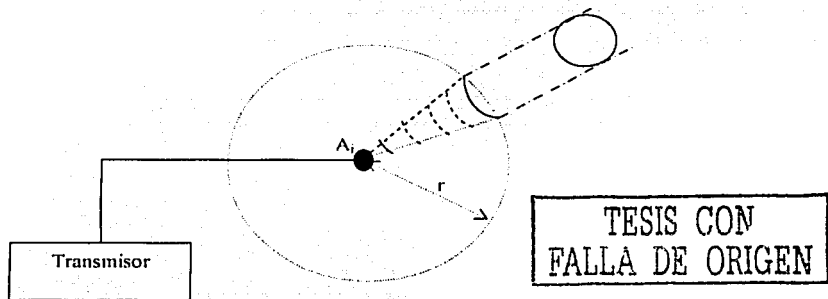


Figura 4.2 El punto A_i representa una antena isotrópica y el círculo alrededor es en realidad una esfera con radio r .

Ejemplo:

Si una antena isotrópica radia con 12.56 watts. ¿Cuál es la densidad de potencia a una distancia de 10 km de la antena?

$$\text{Densidad de potencia} = S = \frac{P_t}{4\pi r^2} = \frac{12.56}{4 \times 3.14 \times (10000)^2} = 1 \times 10^{-8} \left[\frac{W}{m^2} \right]$$

Por lo tanto vemos que la potencia que se recibe en una antena depende del área efectiva de la antena. Si la antena es una parábola esto puede ser considerado como cubrir una parte de la esfera radiante; por lo tanto:

Potencia recibida = densidad de potencia × área efectiva de la antena receptora.

$$P_r = S A_{er} = \left(\frac{P_t}{4\pi r^2} \right) \times (A_{er}) \quad (4.3)$$

donde:

P_r es la potencia recibida

A_{er} es el área efectiva de la antena receptora

La ganancia de una antena con respecto al radiador isotrópico se representa con la ec. 4.4 (referencia 5).

$$G_i = \frac{4\pi A_{er}}{\lambda^2} \quad (4.4)$$

Donde: A_{er} es el área efectiva de la antena transmisora y λ es la longitud de la onda transmitida.

Consecuentemente:

$$P_r = G_i \times \left(\frac{P_t}{4\pi r^2} \right) \times A_{er} = \left(\frac{4\pi A_{er}}{\lambda^2} \right) \times \left(\frac{P_t A_{er}}{4\pi r^2} \right) = P_t \left(\frac{4\pi A_{er}}{\lambda^2} \right) \left(\frac{A_{er}}{4\pi r^2} \right) \quad (4.5)$$

Si multiplicamos el numerador y denominador por $4\pi\lambda^2$ y reordenamos para describir sus ganancias referidas a una antena isotrópica tanto en la antena de transmisión como en la de recepción, obtenemos:

$$P_r = P_t \left(\frac{4\pi A_{er}}{\lambda^2} \right) \left(\frac{4\pi A_{er}}{\lambda^2} \right) \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad (4.6)$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Donde encontramos los siguientes términos:

$$G_t = \frac{4\pi A_t}{\lambda^2} = \text{ganancia de la antena transmisora referida a un radiador isotropico.}$$

$$G_r = \frac{4\pi A_r}{\lambda^2} = \text{ganancia de la antena receptora referida a un radiador isotropico.}$$

$$\left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 = \text{ganancia en el espacio libre.}$$

Si expresamos en decibeles el total de pérdidas (PVP_r) de la ecuación 6.

$$10 \log_{10} \left(\frac{P_r}{P_t}\right) = -10 \log_{10} \left(\frac{4\pi A_{et}}{\lambda^2}\right) - 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi A_{er}}{\lambda^2}\right) + 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right) \quad (4.7)$$

El último término de la ecuación 4.7, que depende de la frecuencia y la distancia, es la ecuación de pérdidas en el espacio libre entre radiadores isotrópicos, el cual nos queda de la siguiente manera:

$$\text{Patrón de pérdidas en el espacio libre} = L_p = \frac{P_t}{P_r} = \frac{1}{\left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2 \quad (4.8a)$$

Podemos hacer la sustitución $\lambda = c/f$, para obtener

$$L_p = \left(\frac{4\pi}{c}\right)^2 f^2 r^2 \quad (4.8b)$$

Esto muestra la clásica dependencia cuadrática del nivel de señal contra la distancia. Un factor que debe considerarse en estos enlaces es que la pérdida se incrementa con el cuadrado de la frecuencia. Esto significa que a mayor frecuencia mayor pérdida. Esto es razonable, debido a que el tamaño físico de una antena es inversamente proporcional a la frecuencia.

Si ahora a la ecuación de pérdidas en espacio libre (L_p) ó [free space loss (FSL)] la expresamos en forma logarítmica nos queda:

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

$$(L_p) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right) \quad [dB] \quad (4.8c)$$

o bien:

$$(L_p) = 21.98 + 20 \log_{10} \left(\frac{r}{\lambda} \right) \quad [dB] \quad (4.8d)$$

Si sustituimos $\lambda = c/f$, ($c = 3 \times 10^8$ m/s) ya que la frecuencia nos es mas familiar y cambiamos la r por d ya que ahora ese radio que suponíamos alrededor de la antena isotropica es en realidad la distancia que separa a las dos antenas nos queda:

$$(L_p) = 21.98 + 20 \log_{10} \left(\frac{d f}{c} \right) \quad [dB]$$

y si usamos d en kilómetros y f en Megahertz obtenemos:

$$(L_p) = 32.45 + 20 \log_{10} d_{km} + 20 \log_{10} f_{MHz} \quad [dB] \quad (4.9a)$$

Si ahora usamos millas y MHz nos queda:

$$(L_p) = 36.58 + 20 \log_{10} d_{millas} + 20 \log_{10} f_{MHz} \quad [dB] \quad (4.9b)$$

Si ahora la distancia esta en millas y la frecuencia en GHz.

$$L_p = 96.58 + 20 \log_{10} d_{millas} + 20 \log_{10} f_{GHz} \quad [dB] \quad (4.9c)$$

Si usamos d en kilómetros y f en gigahertz, obtenemos:

$$L_p = 92.45 + 20 \log_{10} d_{km} + 20 \log_{10} f_{GHz} \quad [dB] \quad (4.9d)$$

En estas expresiones se puede ver que la distancia y la frecuencia influyen en las pérdidas; las cuales se incrementan 6 dB al duplicar la frecuencia y también se incrementa 6 dB al duplicar la distancia.

Estas formulas son útiles para los enlaces punto a punto asumiendo que no hay obstáculos cercanos y tampoco pérdidas atmosféricas.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

4.2.2.- PIRE (Potencia Isotrópica Efectiva Radiada)

El término PIRE, que quiere decir potencia efectiva radiada isotrópicamente, nos permite comparar nuestra antena con la antena isotrópica y es la suma algebraica de la salida del transmisor (en dBm o dBW) y de las ganancias y pérdidas del sistema de antena de transmisión; el sistema incluye la antena y los elementos de la línea de transmisión, desde el transmisor hasta la alimentación de la antena.

$$PIRE_{dBm} = P_o - L_{Tx} + G_{antTx} \quad (4.10)$$

Donde :

P_o = Potencia de transmisión. [dBm]

G_{antTx} = Ganancia de la antena transmisora. [dB]

L_{Tx} = Pérdidas en la transmisión desde el radio hasta la antena. [dB]

En L_{Tx} se deben considerar varios sumandos:

$$L_{Tx} = L_{línea} + L_{conectores} + L_{filtros} + L_{circuito} + L_{Radome} + L_{otras} \quad (4.11)$$

$L_{línea}$ = pérdidas en la línea de transmisión. El fabricante de la línea de transmisión (guía de onda o cable coaxial) especifica las pérdidas en dB/metro; por lo que, hay que multiplicar este dato por la longitud de la línea de transmisión utilizada.

$L_{conectores}$ = pérdidas por conectores. Los especifica el fabricante y su magnitud es aproximadamente de 0.3 dB por conector.

$L_{filtros}$ = Son las pérdidas en los filtros intercalados en la línea de transmisión.

$L_{circuito}$ = son las pérdidas por circuitos tales como acopladores de impedancia, acopladores direccionales, derivaciones, etc. Intercalados entre la línea (o la guía de onda) y la antena. También son llamadas pérdidas por branching.

L_{Radome} = Estas pérdidas se deben al uso de una cubierta en la antena parabólica

L_{otras} = Estas pérdidas son adicionales y pueden servir como márgenes de error; a veces también se les llama misceláneas.

Por ejemplo, si un transmisor tiene salida de +10 dBW y se tienen 2 dB de pérdida en la línea de transmisión y la antena tiene 20 dB de ganancia, tiene dos conectores y un filtro de paso banda con pérdida de 4 dB, la PIRE es:

$$PIRE_{dBW} = P_o - L_{Tx} + G_{antTx} = +10 \text{ dBW} - 2 \text{ dB} + 20 \text{ dB} - 0.6 \text{ dB} - 4 \text{ dB} = 23.4 \text{ [dBW]}$$

4.2.3.- Nivel de la señal recibida (RSL).

A continuación calcularemos la potencia recibida, realizando la suma de las ganancias y las pérdidas del radioenlace; consideraremos solo las pérdidas mas importantes. En el capítulo 5 se describen otras pérdidas, ver figura 4.3.

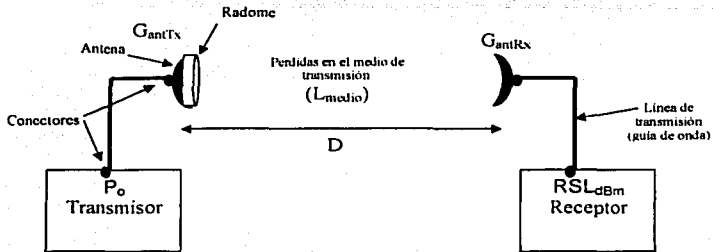


Figura 4.3. Modelo simplificado para el análisis del enlace. G_{antTx} y G_{antRx} son las ganancias de las antenas y D es la longitud del enlace.

Lo potencia nominal de la señal capturada por el receptor (RSL) es:

$$RSL_{dBm} = PIRE - L_{medio} + G_{antRx} - L_{Rx} \tag{4.12}$$

O sea:

$$RSL_{dBm} = P_o - L_{Tx} + G_{antTx} - L_{medio} + G_{antRx} - L_{Rx} \tag{4.13}$$

Donde:

$$L_{medio} = L_{FSL} + L_{AA} + L_{Dif} + M_{FM} \tag{4.14}$$

L_{medio} = Pérdidas en el medio de transmisión (atmósfera).

L_{FSL} = son las pérdidas en espacio libre (ec. 4.9).

L_{AA} = Pérdidas por absorción atmosférica.

L_{Dif} = Pérdidas por difracción. (solo se considera sino se toman en cuenta los criterios de libramiento de las zonas de Fresnel)

M_{FM} = es un margen de error (Field margin), típicamente de 1 ó 2dB.

$PIRE$ = es la potencia isotrópica radiada (ec. 4.10).

P_o = Potencia de transmisión.

$L_{Tx} = L_{Línea} + L_{conectores} + L_{filtros} + L_{circuito} + L_{Radome} + L_{Otras}$. Son las pérdidas en la transmisión desde el radio hasta la salida de la antena.

G_{antTx} = ganancia de la antena transmisora.

G_{antRx} = ganancia de la antena receptora.



$L_{R_1} = L_{\text{Linea}} + L_{\text{Conectores}} + L_{\text{Filtros}} + L_{\text{Circuito}} + L_{\text{Radome}} + L_{\text{Otras}} =$ Son las pérdidas en la recepción desde la entrada a la antena hasta el radio.

A veces a estas pérdidas se les agrega una atenuación forzada por medio de un atenuador, debido a que hay casos en que el nivel de recepción es demasiado alto en el radio, lo cual ocasiona un mal funcionamiento del mismo por saturación.

4.2.4.- Cálculo del diámetro de la parábola.

A partir de la ecuación (3.4) del capítulo 3 que mostramos a continuación:

$$G_{dB} = 20 \log D_m + 20 \log F_{GHz} + 17.8$$

Despejando para obtener el diámetro en función de la ganancia del reflector parabólico (G_{dB}) y la frecuencia resulta:

$$20 \log D_m = G_{dB} - 20 \log F_{GHz} - 17.8$$

$$\log D_m = (G_{dB} - 20 \log F_{GHz} - 17.8) / 20$$

$$D_m = \log^{-1} \{ (G_{dB} - 20 \log F_{GHz} - 17.8) / 20 \} \quad (4.15)$$

4.2.5.- Nivel de Ruido térmico.

El ruido en un sistema de comunicaciones es una señal perjudicial, que no puede ser suprimida en su totalidad. Lo que se trata de hacer en los sistemas de comunicaciones es que la potencia del ruido que se introduce y se produce en el sistema, sea mínima comparada con la potencia que tenga nuestra señal, de tal forma que el sistema pueda recuperar toda la información que se transmitió.

El ruido térmico (ruido Johnson), se presenta en todos los medios de transmisión y en todos los equipos de comunicación y tiene su origen en el movimiento aleatorio de los electrones, por lo tanto cada elemento del equipo y el mismo medio de transmisión contribuyen al ruido térmico si la temperatura del elemento o del medio está arriba del cero absoluto (grados Kelvin). El ruido térmico es el factor que fija el límite inferior de sensibilidad de un sistema de recepción y se expresa frecuentemente en unidades de temperatura, por lo general, grados con referencia al cero absoluto (grados Kelvin). El nivel ruido térmico es directamente proporcional al ancho de banda y la temperatura. En un dispositivo real, la potencia de ruido térmico por cada Hz de ancho de banda es:

$$N_r = kT \quad [W / Hz] \quad (4.16)$$

Donde:

N_r representa el nivel de ruido térmico a la entrada del receptor.

k es la constante de Boltzman con valor de $1.3803 \times 10^{-23} \text{ J}^\circ\text{K}$
 T es la temperatura absoluta ($^\circ\text{K}$) del circuito (dispositivo).

A la temperatura ambiente, $T = 17^\circ\text{C} = 290 \text{ }^\circ\text{K}$:

$$N_f = 4.00 \times 10^{-21} \text{ [W / Hz]}$$

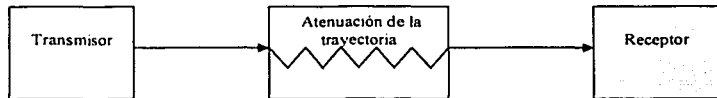
ó

$$N_f = -204 \text{ [dBW / Hz]}$$

$$N_f = -174 \text{ [dBm / Hz]}$$

4.2.5.1- Umbral de recepción.

En este paso del cálculo de la trayectoria, el objetivo es calcular el nivel de ruido térmico a la entrada del receptor (N_i), también llamado umbral de ruido térmico en el receptor. Si se conoce la atenuación de la señal en la trayectoria, calculada como dice la ecuación 4.9, se trata de encontrar el nivel de ruido térmico a la entrada del receptor y a continuación determinar qué nivel de señal transmitida se requiere para que la relación señal/ruido a la entrada del receptor sea cero dB. Gráficamente, el problema se ilustra como sigue:



El nivel de ruido térmico a la entrada del receptor se puede calcular a partir de la siguiente fórmula;

$$N_i = 10 \log kTB \text{ [dB]} \tag{4.17}$$

Donde T es la temperatura a la que se produce ruido en el receptor, en grados Kelvin, B es el ancho de banda del receptor en Hertz y K es la constante de Boltzmann ($1.3803 \times 10^{-23} \text{ J}^\circ\text{K}$). Al convertir la expresión a dB se tiene:

$$N_i = -228.6 \text{ dBW} + 10 \log T + 10 \log B \tag{4.18}$$

La figura de ruido es la medida del ruido que produce una red real en comparación con el de una red ideal que no genera ruido.

Para un sistema lineal, la figura de ruido (NF) se expresa mediante:

$$NFL(S/N_i) / (S_o/N_o) \tag{4.20}$$

Donde S/R es la relación señal a ruido por lo cual S significa señal, N significa ruido, i significa entrada, o significa salida.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Este valor es adimensional pero se puede expresar en dB, además es generalmente un dato proporcionado por el fabricante de los equipos de radio.

Expresando la figura de ruido (NF) en dB, se tiene:

$$NFL = 10 \log NF \text{ [dB]}$$

Para la aplicación mas común de los radioenlaces, la figura de ruido se puede expresar en función de la temperatura de ruido, mediante:

$$NF = 10 \log (1 + T_e / 290) \text{ [dB]} \quad (4.19)$$

Donde la temperatura efectiva de ruido del receptor, T_e , se compara contra la temperatura ambiente convencional (290°K).

La fórmula para el umbral de ruido del receptor se puede simplificar aun más, si se supone que el receptor funciona a la temperatura ambiente; por lo tanto, sustituimos $T=290$ K en la ecuación 4.18 y agregando la figura de ruido, obtenemos:

$$N_t = -228.6 \text{ dBW} + 10 \log(290^\circ\text{K}) + NF_{\text{dB}} + 10 \log B \text{ [dBW]}$$

O bien,

$$N_t = -204 \text{ dBW} + NF_{\text{dB}} + 10 \log B \text{ [dBW]} \quad (4.21)$$

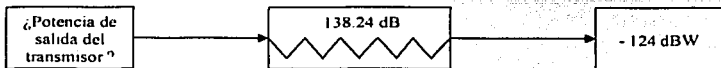
A continuación proponemos un ejemplo para ejemplificar el uso de esta ecuación.

Obtener la potencia mínima a la salida del transmisor, si se tiene 138.24dB de pérdidas en la trayectoria y el receptor tiene un ancho de banda de 10MHz y la figura de ruido es de 10 dB.

Primero obtenemos el umbral o nivel de ruido térmico en el receptor con la ecuación 4.21

$$N_t = -204 \text{ dBW} + NF + 10 \log B = -204 \text{ dBW} + 10 + 10 \log 10^7 = -124 \text{ dBW}$$

Ahora dibujamos un diagrama para ejemplificar la suma algebraica para obtener la potencia mínima a la salida del receptor.



Entonces: $P_o = 138.24 - 124 = 14.24 \text{ [dBW]}$

Por lo tanto, la potencia de salida del transmisor debe ser por lo menos de 14.24 dBW.

4.2.6.- Relación E_b / N_o

Actualmente la mayoría de las redes de comunicación son digitales. La ventaja de esta tecnología es que si a una señal analógica se le mete cualquier cantidad de ruido, es imposible quitárselo; en cambio, si a una señal binaria se le mete ruido este casi siempre puede ser eliminado completamente. La razón de esto, es que un uno o un cero binarios, contaminados con ruido, conservan su valor mientras sean reconocibles; de manera que si al receptor le llega un bit ruidoso pero reconocible, podrá generar un bit del mismo valor pero sin ruido. Este procedimiento trae implícita la probabilidad de que el receptor se equivoque al identificar los bits cuando el ruido sobrepase un cierto nivel de potencia; lo cual origina el concepto de "Tasa de bits erróneos" que en inglés se dice "Bit error rate" o simplemente "BER", que es la probabilidad de que el receptor se equivoque al identificar los dos posibles valores binarios.

Un parámetro muy usado en transmisión de datos es E_b/N_o que es el cociente de la energía de un bit [Joules] entre la potencia del ruido [Watts] y su importancia radica en que la eficiencia de un sistema de comunicación digital es comúnmente estimada por la relación (E_b / N_o) requerida para lograr un determinado BER.

Podemos expresar la energía por bit (E_b) como la potencia total de la señal recibida (RSL) entre la tasa de bits utilizada. (REF. 11, Pág. 138). Expresada en dBW nos queda:

$$E_b = RSL - 10\log(\text{tasa de transmisión}) \quad [\text{dBW}] \quad (4.22)$$

Por ejemplo: Supóngase que la potencia recibida es de -81dBW y su tasa de transmisión es de 1.544 Mbps. Entonces, el valor de E_b es:

$$E_b = -81 \text{ dBW} - 10\log(1.544 \times 10^6) = -81 \text{ dBW} - 61.886 \text{ dB} = -142.886 \text{ [dBW]}$$

N_o se determina con la expresión

$$N_o = -204_{\text{dBW}} + NF_{\text{dB}}$$

En la que se ha considerado un ancho de banda de 1 Hz. Y 290 Kelvin.

Ahora podemos calcular E_b / N_o combinando los resultados anteriores en la ecuación 4.22:

$$(E_b / N_o) = RSL_{(\text{dBW})} - 10\log(\text{bit rate}) - (-204_{\text{dBW}} + NF_{\text{dB}})$$

Simplificando:

$$(E_b / N_o) = RSL_{(\text{dBW})} - 10\log(\text{bit rate}) + 204_{\text{dBW}} - NF_{\text{dB}} \quad (4.25)$$

A continuación proponemos un ejemplo para visualizar su uso.

Para un radioenlace a 155.520 Mbps y una RSL sin desvanecimiento de -76.3 dBW; y con una figura de ruido (NF) del receptor de 3dB. ¿Cuál es el valor de E_b / N_o ?

$$(E_b / N_o) = RSL_{(dBW)} - 10\log(\text{bit rate}) + 204_{dBW} - NF_{dB}$$

$$(E_b / N_o) = -76.3_{(dBW)} - 10\log(155.520 \times 10^6 \text{ bps}) + 204_{dBW} - 3_{dB}$$

$$(E_b / N_o) = -76.3_{(dBW)} - 81.92_{dB} + 204_{dBW} - 3_{dB} = 42.78 \text{ [dB]}$$

En general, E_b / N_o es dato del fabricante del equipo de radio para un valor requerido de BER. Estas especificaciones además deben incluir las pérdidas debidas al tipo de modulación implementado. Algunas veces la pérdida por tipo de modulación está incluida en el valor de E_b / N_o . Estas pérdidas por modulación van de 2 a 5 dB.

En la figura (4.4) se muestra una gráfica del desempeño del equipo de radio en función de un BER requerido para diferentes tipos de modulación. Para un BER determinado, un sistema con alto nivel de modulación requiere de un mayor C/N que uno con menor nivel de modulación.

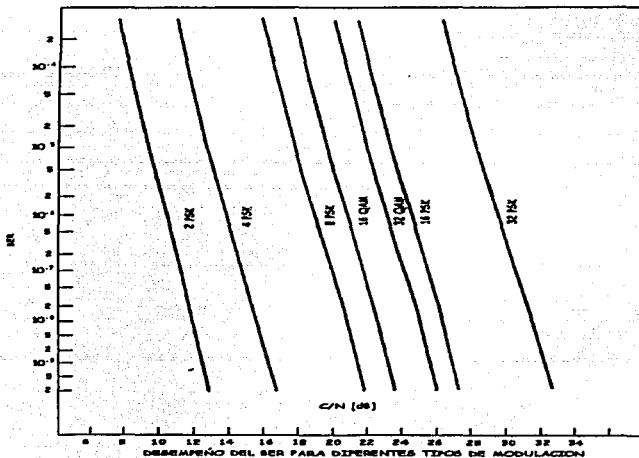


Figura 4.4. Desempeño del BER para diferentes tipos de modulación.

La tabla 4.3 muestra la relación señal a ruido para un BER de 1×10^{-6} para algunas formas de modulación y su eficiencia del ancho de banda referente al ancho de banda de Nyquist (Ej. Ancho de banda numéricamente igual a la tasa de transmisión). Los parámetros listados en esta tabla son ideales por que la única fuente de error es el ruido térmico en el receptor. No se considera la pérdida por implementación de modulación.

Comparison of Different Modulation Schemes*

System	Variants	$W (= E_b/N_0)$ (dB)	S/N (dB)	Nyquist Bandwidth (B_n)
<i>Basic Modulation Schemes</i>				
FSK	2-state FSK with discriminator detection	13.4	13.4	B
	3-state FSK (duo-binary)	15.9	15.9	B
	4-state FSK	20.1	23.1	B/2
PSK	2-state PSK with coherent detection	10.5	10.5	B
	4-state PSK with coherent detection	10.5	13.5	B/2
	8-state PSK with coherent detection	14.0	18.8	B/3
	16-state PSK with coherent detection	18.4	24.4	B/4
QAM	16-QAM with coherent detection	17.0	20.5	B/4
	32-QAM with coherent detection	18.9	23.5	B/5
	64-QAM with coherent detection	22.5	26.5	B/6
	128-QAM with coherent detection	24.3	29.5	B/7
	256-QAM with coherent detection	27.8	32.6	B/8
QPR ^b	512-QAM with coherent detection	28.9	35.5	B/9
	9-QPR with coherent detection	13.5	16.5	B/2
	25-QPR with coherent detection	16.0	20.8	B/3
	49-QPR with coherent detection	17.5	23.5	B/4
<i>Basic Modulation Schemes with Forward Error Correction</i>				
QAM with block codes ^c	16-QAM with coherent detection	13.9	17.6	$B/4 \times (1+r)$
	32-QAM with coherent detection	15.6	20.6	$B/5 \times (1+r)$
	64-QAM with coherent detection	19.4	23.8	$B/6 \times (1+r)$
	128-QAM with coherent detection	21.1	26.7	$B/7 \times (1+r)$
	256-QAM with coherent detection	24.7	29.8	$B/8 \times (1+r)$
	512-QAM with coherent detection	25.8	32.4	$B/9 \times (1+r)$

*Theoretical W and S/N values at 10^{-6} BER; calculated values may differ slightly due to different assumptions.

^bQPR = quadrature partial response.

^cAs an example, BCH error correction with a redundancy of 6.7% ($r = 6.7\%$) is used for calculations in this table.

Source: Table 1a, p. 241, ITU-R Rec. F.1101, ITU-R F-Series, 1995 (Ref.1).

Tabla 4.3. Comparación de diferentes tipos de modulación.



4.3.- PERDIDA EN LINEA DE VISTA (LDV).

El término línea de vista, aplicada a radio enlaces tiene un significado obvio: una persona situada en una de las dos antenas, puede ver la otra. En muchos casos la LDV en radio enlaces equivale a la LDV en óptica. En otros casos podemos tener LDV en radioenlaces aunque a la vista no se vea la otra antena; esto es debido a que el radio horizonte se extiende más allá del horizonte óptico. Las ondas de radio siguen ciertos patrones curvos en la atmósfera.

Existen 3 mecanismos los cuales pueden causar que la pérdida normal difiera de la pérdida en espacio libre:

- ✓ Refracción en la atmósfera, la cual altera el trayecto de ondas de radio y puede cambiar con el clima.
- ✓ Difracción: efectos resultantes por objetos cerca del trayecto directo.
- ✓ Reflexión: de objetos que pueden estar cerca o lejos del trayecto directo.

Mas adelante hablaremos con mas detalle de estas propiedades físicas inherentes a las ondas electromagnéticas.

4.4 FACTOR K

El factor K es la relación entre un radio modificado de la tierra y el radio real de la tierra y es utilizado para poder realizar los cálculos considerando la trayectoria de nuestro enlace como una línea recta.

4.4.1 Refracción

Si una onda atraviesa medios que se encuentran en capas paralelas, cada una con poca diferencia en el índice de refracción, esta se refractará en las entrecaras y se propagará en una trayectoria curva. En la atmósfera, la temperatura varía inversamente a la altitud, lo mismo que la presión atmosférica; esto ocasiona que el haz de microondas "se doble" hacia arriba o hacia abajo dependiendo de los valores de estos parámetros. Normalmente, una señal cuya trayectoria inicial es ascendente, tiende a regresar hacia la tierra, como se observa en la figura 4.5.

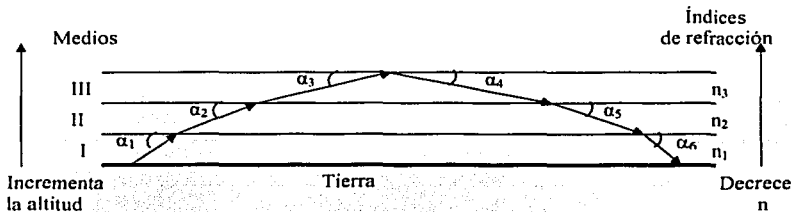


Figura 4.5 medios con diferentes Indices de refracción.

En la figura 4.5 se cumple que:

$$n_1 \cos \alpha_1 = n_2 \cos \alpha_2 = n_3 \cos \alpha_3 = n_4 \cos \alpha_4 = n_r \cos \alpha_r \quad (4.26)$$

Esta expresión matemática se conoce como ley de Snell, en donde n es el valor del índice de refracción para un medio determinado y α es el ángulo que forma el rayo con respecto a la normal al plano de incidencia.

Al hablar de la atmósfera, es necesario considerar una serie de capas sucesivas con índices de refracción decrecientes; esto es, la capa mas cercana al suelo tiene un mayor índice de refracción que las sucesivas, pues este disminuye con la altura.

No hay una regla fija que determine la separación que existe entre una capa y otra, ni el espesor de las capas, dado que estas cambian constantemente, así como el valor de su índice de refracción.

Así, la trayectoria de propagación de la onda entre dos puntos es una curva; que puede ser hacia arriba o hacia abajo según los valores de los índices de refracción como lo indica la figura 4.6 y no de una línea recta como se piensa habitualmente.

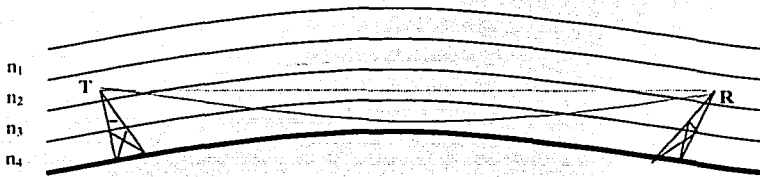


Figura 4.6, trayectorias de propagación dependiente al índice de refracción.

El índice de refracción n esta dado por la siguiente relación:

$$n(h) = 1 + ae^{-bh} \quad (4.27)$$

Donde: h = altitud sobre el nivel del mar
 a y b = constantes que dependen de las condiciones atmosféricas.

Para condiciones atmosféricas normales tenemos que $a=315 \times 10^{-6}$ y $b=0.136$

Como el valor de $n(h)$ es muy cercano a 1, se usa otra medida de la refracción que es mas practica para manipulaciones numéricas, llamada **refractividad N** y se define de la siguiente manera:

$$N(h) = [n(h) - 1] \times 10^6$$

Sustituyendo $n(h)$ obtenemos:

$$N(h) = a \times 10^6 e^{-bh} \quad (4.28)$$



Para condiciones atmosféricas normales tenemos que $a=315 \times 10^{-6}$ y $b=0.136$, lo que implica que $N(h)=315$

Una formula experimental para N que se presenta en la Rec. ITU-R P.453-7, está dada por:

$$N = 77.6 \left(\frac{P}{T} \right) + 3.73 \times 10^5 \left(\frac{e}{T^2} \right) \quad (4.29)$$

Donde: P = presión atmosférica (mbar=hPa)*
 T = temperatura absoluta (°K).
 e = Presión de vapor de agua (hPa)

*La organización mundial meteorológica ha adoptado la unidad hPa, la cual es numéricamente igual al mbar como la unidad de presión atmosférica.

Esta ecuación puede ser usada para todas las radiofrecuencias y se tiene un error menor a 0.5 % para frecuencias arriba de 100 GHz.

En la Rec. ITU-R P.453-7 se indican los valores medios mensuales del gradiente porcentual ≤ -100 N units/ km, para todo el mundo.

La variación de N de una altura a otra puede ser mas o menos abrupta; por ejemplo, encima de un lago, río, mar o cualquier extensión de agua, hay un cambio abrupto de temperatura entre el agua y el aire que incluso puede invertir el comportamiento de la variación del índice de refracción, es decir que N aumente con la altura en lugar de disminuir; esto sería lo contrario a lo que pasa en la figura 4.5.

4.5 DETERMINACIÓN DE K

La trayectoria de propagación de la onda es en forma curva. Si en los cálculos, queremos considerar esta trayectoria curva como una línea recta, necesitamos cambiar gráficamente el grado de curvatura de la superficie terrestre.

El nuevo radio de la tierra es conocido como radio efectivo de la tierra y la relación con el radio real de esta se conoce, por lo general, como factor K.

$$K = \frac{A}{R} \quad (4.31)$$

Donde:

A es el valor del radio de la tierra modificado.
 R es el valor real del radio de la tierra.

En las figuras 4.7 y 4.8 se representa lo visto anteriormente para definir el perfil en base a su K.

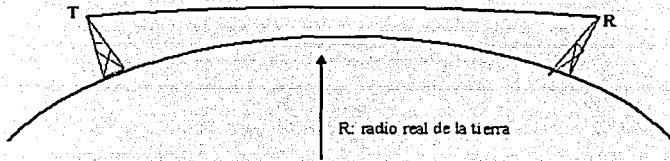


Figura 4.7. Propagación en forma de onda curva debido a la refracción.

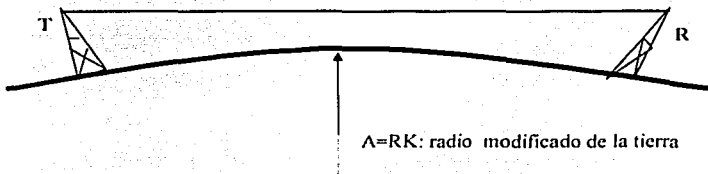
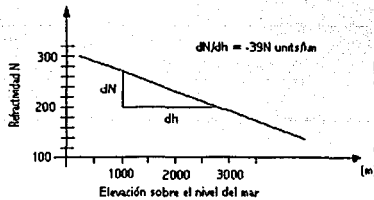


Figura 4.8. Propagación en línea recta debido al radio modificado.

El otro término que nos interesa para encontrar el valor de K en función de la refractividad es el gradiente de la refractividad que es la refractividad contra la elevación:

$$\text{Gradiente de refractividad} = \frac{\Delta N}{\Delta h}$$

Un ejemplo de un gradiente de refractividad constante y que representa condiciones de propagación normal es mostrado en la figura 4.9



**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

Figura 4.9 Gradiente de refractividad

Ahora, si asumimos que el índice de refracción n del aire varía linealmente con la altura h para las primeras centenas de kilómetros por encima de la superficie de la tierra y no varía en dirección horizontal, entonces podemos deducir el factor K en función de $\Delta n/\Delta h$ dada la ecuación siguiente:

$$\frac{A}{R} = K \approx \left(1 + \frac{R\Delta n}{\Delta h} \right)^{-1} \quad (4.32)$$

Donde :

A: valor del radio modificado.

R: radio de la tierra 6378 km.

H: altura sobre el nivel del mar

Si sabemos que $N=(n-1)10^6$, entonces:

$$\frac{\Delta n}{\Delta h} = \frac{\Delta N}{\Delta h} (10)^{-6} \quad N, \text{ units / km}$$

por lo tanto:

$$K \approx \left[1 + \frac{\left(\frac{\Delta N}{\Delta h} \right)}{157} \right]^{-1} \quad (4.33)$$

La trayectoria de propagación es ahora representada como una línea horizontal recta como se vio en la figura 4.8.

4.5.1 LÍNEA DE VISTA AL HORIZONTE REAL Y MODIFICADA.

La línea de vista es una línea recta. Se dice que hay línea de vista entre dos puntos, cuando desde uno de ellos se puede ver el otro. En el terreno de las ondas electromagnéticas, se presenta la particularidad de que la onda emitida por una antena puede ser captada por otra sin que haya línea de vista entre ambas. Esto se debe a que la luz no sufre la misma magnitud de refracción que la onda electromagnética; lo cual puede atribuirse al rango de frecuencias en la que se presentan ambos fenómenos.

En concreto, la línea de vista al horizonte real se refiere a la vista humana o en otras palabras al horizonte óptico y solo podrá ser válido para las ondas electromagnéticas, en el caso de $K=1$.

A continuación se ilustra la determinación de la distancia entre 2 puntos, con el radio de la tierra sin modificarse y otro con el radio modificado.

- Caso 1: distancia al horizonte en línea de vista óptica ó real, ver su representación en la figura 4.10.

Donde:

h = altura del objeto

D = distancia al horizonte

R = radio real de la tierra (6378 Km.)

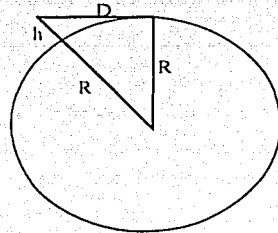


Figura 4.10, representación de línea de vista óptica o real.

Aplicando el teorema de Pitágoras se obtiene:

$$D^2 + R^2 = (R + h)^2 = R^2 + 2Rh + h^2 \tag{4.34}$$

Siendo $2Rh \gg h^2$, en la ec. (4.34)

Implica que:

$$D^2 + R^2 = R^2 + 2Rh$$

$$D^2 = 2Rh$$

$D = \sqrt{2Rh}$ expresando D en km y h en metros.

si $R = 6378 \text{ Km}$, radio real de la tierra

$$D = \sqrt{2(6378) \left(\frac{h}{1000} \right)}$$

$$D = 3.571 \cdot h \text{ con } h \text{ en metros y } D \text{ expresado en km} \tag{4.3}$$

- Caso 2: distancia al horizonte con el radio modificado:

En la Fig. 4.11 se puede apreciar un valor de radio terrestre modificado en un valor K . Si se aplica un procedimiento similar al del caso anterior se tiene:

Donde:

h = altura del objeto

D = distancia al horizonte

KR = radio modificado de la tierra
($K \times 6378$ Km.)

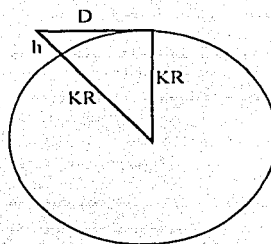


Figura 4.11, representación de línea de vista modificada.

Aplicando el teorema de Pitágoras se obtiene:

$$D^2 + (KR)^2 = (KR + h)^2 = (KR)^2 + 2KRh + h^2 \quad (4.36)$$

Siendo $2KRh \gg h^2$, en la ec. (4.36)

Implica:

$$D^2 = 2KRh$$

$$D = \sqrt{2KRh} \quad \text{exp resando } D \text{ en km y } h \text{ en metros.}$$

si $R = 6378$ Km, radio real de la tierra

$$D = \sqrt{2(6378) \left(\frac{h}{1000} \right)}$$

$$D = \sqrt{12.756Kh} \quad \text{con } h \text{ en metros y } D \text{ exp resado en km} \quad (4.37)$$

La primera pregunta que nos surge es ¿cual es el valor de K ? Ya que este valor depende de las condiciones climáticas y los índices de refracción que vimos, podemos darnos una idea diciendo que en condiciones normales adquiere, de acuerdo con las zonas climáticas del planeta, los siguientes valores:

Zona polar de $6/5$ a $4/3$

Zona templada regularmente $K = 4/3$

Zona cálida de $4/3$ a $3/2$

En condiciones atmosféricas anormales el valor de K varía de acuerdo a las zonas climáticas. Las variaciones de las trayectorias curvas de propagación de las ondas correspondientes a los cambios de K se muestran en la figura 4.12

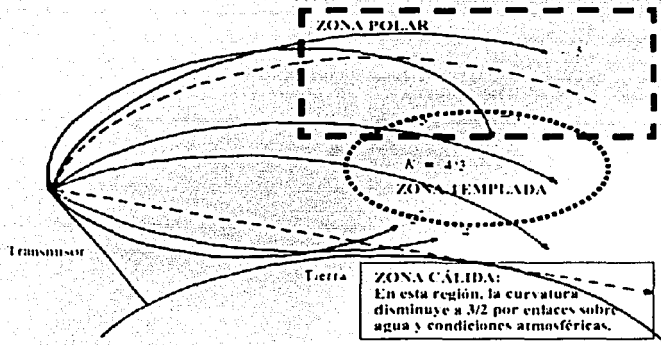


Figura 4.12 Relación entre las trayectorias curvas y los valores de K.

Además se considera que el valor de K de 4/3 ocurre mas del 60% del tiempo en un enlace. Las variaciones de K=4/3 hasta K=2/3 ocurren aproximadamente durante el 0.1% del tiempo.

En las figuras 4.13 y 4.14, se observa que al emplear la curvatura normal de la tierra, el haz es en forma curva, pero cuando se hace la modificación del radio de la tierra, el haz se puede considerar como una línea recta. Además, observamos que entre mas pequeño es el valor de K, la tierra se abulta cada vez mas, lo que aumenta el riesgo de que un obstáculo se interponga en la trayectoria del rayo.

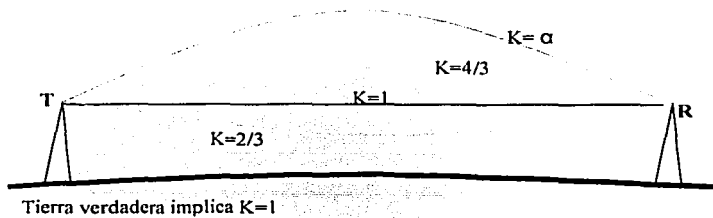


Figura 4.13 Trayectorias del haz sin modificar la curvatura de la tierra (K=1).

En la figura 4.14 se muestran las formas que adopta el arco de tierra equivalente (líneas de colores) para lograr una trayectoria recta. De acuerdo con la ecuación 12 se considera $K=A/R$.

En el caso de $K=1$, el radio modificado es el mismo que el real, como la línea de vista óptica.

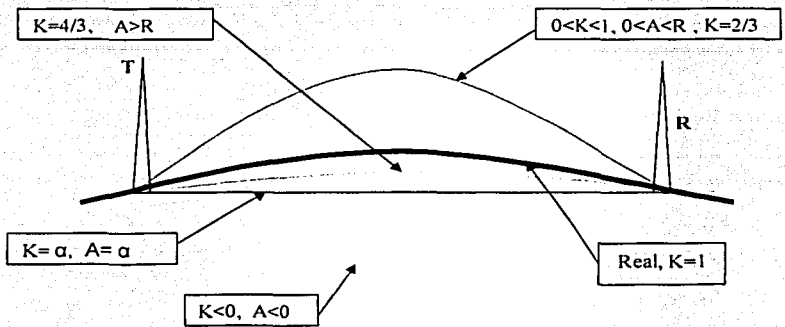


Figura 4.14 Trayectoria del haz trazada en línea recta y se modifica el radio de la tierra.

4.6 CORRECCION DE LA CURVATURA TERRESTRE EN FUNCION DE K

De los casos anteriores se deduce que cualquier elevación en el terreno sufre un incremento o decremento al modificarse el radio terrestre, la magnitud de esta variación se calcula con el siguiente procedimiento.

En la figura 4.15, consideramos que si el radio modificado A es mayor que el real, la curvatura de la tierra sufre un efecto de levantamiento ($K=4/3$), por el contrario si $A < R$ ($K=2/3$), la curvatura de la tierra tiende a disminuir. En ambos casos existe una variación de altura que es necesario determinar.

Cuando existe un perfil línea, es necesario conocer el valor de la altura para un punto determinado, al ser modificado el radio terrestre por un valor K específico se aplica el siguiente procedimiento, según la Fig. 4.15.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

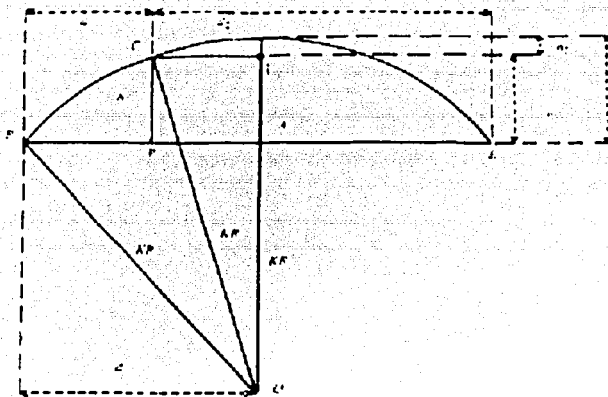


Figura 4.15 representación del radio modificado de la tierra.

En este diagrama, el arco BCE representa la nueva curvatura, debido a la modificación del radio terrestre en KR; y h es el incremento de altura del punto P por la modificación del radio terrestre.

Si se parte del análisis del triángulo ABO y se aplica el teorema de Pitágoras:

$$d^2 = (KR - h_1)^2 + (KR)^2$$

Desarrollando:

$$d^2 + (KR)^2 - 2KRh_1 + h_1^2 = (KR)^2$$

$$d^2 - 2KRh_1 + h_1^2 = 0$$

Si

$$d^2 \gg h_1^2,$$

se obtiene

$$d^2 = 2KRh_1$$

de donde

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

$$h_1 = \frac{d^2}{2KR} \quad (I)$$

al aplicar un procedimiento similar al triángulo DCO.

$$(d-d_1)r^2 + (KR-h_2)^2 = (KR)^2$$

$$(d-d_1)r^2 + (KR)^2 - 2KRh_2 + h_2^2 = (KR)^2$$

Si

$$(d-d_1)r^2 \gg \gg h_2$$

se obtiene

$$(d-d_1)r^2 \approx 2KRh_2$$

de donde

$$h_2 = \frac{(d-d_1)r^2}{2KR} \quad (II)$$

$$h = h_1 + h_2$$

y al sustituir por (I) y (II):

$$h = \frac{d^2}{2KR} + \frac{(d-d_1)r^2}{2KR}$$

$$h = \frac{d^2 - (d^2 - 2dd_1 + d_1^2) + d^2}{2KR} = \frac{d^2 - d_1^2 + 2dd_1 - d_1^2}{2KR}$$

Se obtiene

$$h = \frac{2dd_1 - d_1^2}{2KR}$$

donde d se define como:

$$d = \frac{d_1 + d_2}{2}$$

Al sustituir en h :

$$h = \frac{\frac{2(d_1 + d_2)d_1}{2} - d_1^2}{2KR} = \frac{d_1^2 + d_1d_2 - d_1^2}{2KR}$$

$$h = \frac{d_1d_2}{2KR}$$

(4.38)

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

El radio de la tierra R es igual a 6378 Km.

Para expresar h en metros y d_1 y d_2 en Km. se procede de la siguiente forma:

$$\frac{h}{1000} = \frac{d_1 d_2}{2K \cdot 6378}$$

De donde se obtiene finalmente:

$$h = \frac{1000}{2(6378)} \frac{d_1 d_2}{K}$$

$$h_K = \frac{d_1 d_2}{(12.756)K}$$

(4.39)

En el caso $d_1=d_2$ se encuentra en el punto medio de la trayectoria BE , donde la modificación de altura por la variación del factor K resultará máxima.

4.7 DIFRACCIÓN Y ZONAS DE FRESNEL.

La difracción consiste en que las ondas electromagnéticas, al encontrar un obstáculo con un borde, orilla o cresta (una pared o la cumbre de una montaña), la parte del frente de onda que pasa directamente sobre el borde, cambia de dirección, de manera que atrás del obstáculo aparece una intensidad de campo. La difracción lejos de constituir un defecto es una ventaja, ya que gracias a ella se obtiene comunicación en valles, cuencas y detrás de los montes y edificios. Es necesario aclarar que a un receptor nunca le van a llegar la onda directa y la onda difractada porque la primera va a ser detenida por el obstáculo que ocasiona la difracción. Cuando le lleguen dos ondas al receptor será a causa de la reflexión o la refracción.

4.7.1 ZONAS DE FRESNEL

Cuando una señal viaja desde el transmisor hasta el receptor a lo largo de dos o mas trayectorias, puede ocurrir que haya cancelación o refuerzo la señal recibida. Esto depende de la fase relativa entre las ondas que viajan por las diversas trayectorias. Para analizar este fenómeno, se cuenta con la teoría de las zonas de Fresnel, que se va a exponer brevemente.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

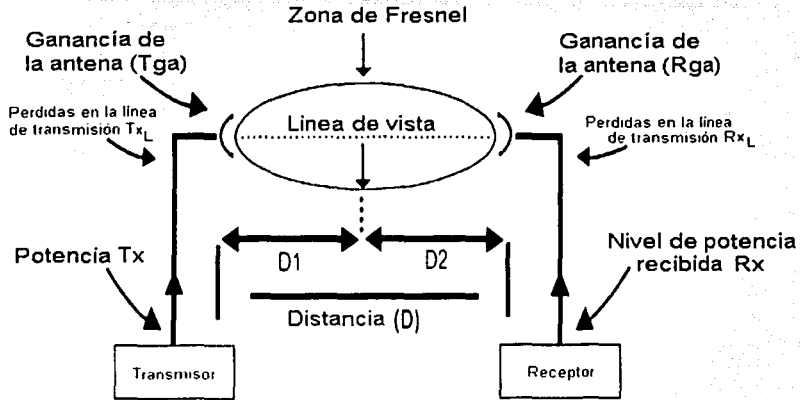


Figura 4.16 La zona de Fresnel corresponde a zona sombreada.

En la figura 4.16 observamos que un enlace T-R cualquiera, donde T es el transmisor y R es el receptor, si la trayectoria de propagación se aleja de la línea recta T-R, se hace mas larga y por lo tanto la señal que viaje por TAR estará desfasada con respecto a la que viaje por TOR.

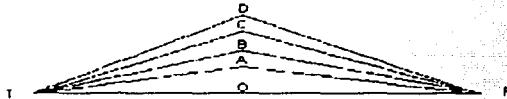


Figura 4.16. Zonas de difracción.

Se puede establecer que la intensidad del campo del punto receptor, es igual a la suma de los vectores de las pequeñas ondas que pasan por cada uno de los puntos O, A, B, C, etc.

Insertando en la figura círculos concéntricos de radio A, B, C, etc., en el punto O se obtiene las denominadas zonas de Fresnel como se ilustra en la Fig. 4.17.

Las zonas se enumeran desde el centro de trayecto hacia afuera. El trayecto que pasa por la primera zona de Fresnel varia hasta en media longitud de onda respecto al trayecto directo de la señal. La distancia del trayecto por la segunda zona varia entre media onda y una onda completa, y así sucesivamente. Cada

número de zona corresponde a un aumento de media longitud de onda en la distancia total del trayecto.

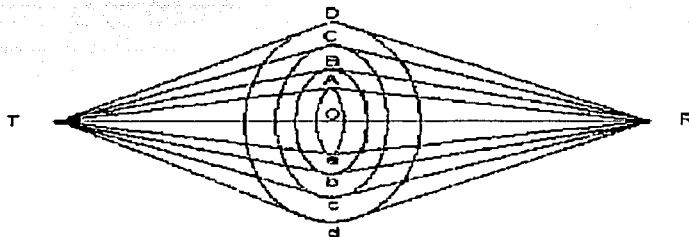


Figura 4.17. Círculos y zonas de Fresnel.

El radio del primer círculo es tal, que la diferencia entre las distancias TOR y TAR es $\lambda/2$, de manera que se puede escribir:

TR = trayectoria directa

TAR = TR + $\lambda/2$ Primera zona de Fresnel

TBR = TR + λ Segunda zona de Fresnel

TCR = TR + $(3/2)\lambda$ Tercera zona de Fresnel

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

Y así sucesivamente, estableciendo la siguiente ecuación para cualquier zona n de Fresnel.

$$T_nR = TR + n \lambda/2 \tag{4.40}$$

Dentro de cada zona, la fase varía desde un valor 0 hasta un valor $0+\pi$, de manera que dos ondas que pasen por los bordes de una misma zona de Fresnel se van a cancelar.

Por todo lo anterior, al proyectar un enlace, es necesario que se tenga en cuenta la posibilidad de que se presenten dos trayectorias de propagación; para analizar si existirá refuerzo o cancelación.

Para determinar la trayectoria crítica, a partir de la cual se presenta cancelación de señal, veamos la figura 4.18a, en la que se puede apreciar que si el defasamiento es pequeño, la onda reflejada refuerza a la onda directa; en cambio, en la figura 4.18b, se muestra que si el defasamiento es grande, se presenta cancelación. En

la figura 4.18c podemos apreciar que si el ángulo de fase entre la onda directa y la onda reflejada es de 120° , no hay refuerzo ni cancelación.

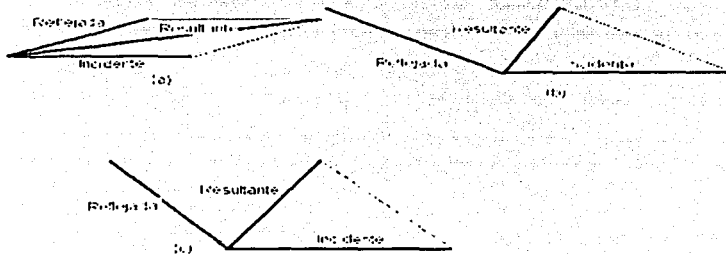


Figura 4.18. Diagramas vectoriales que muestran la suma de la onda incidente y la onda reflejada.

En la figura 4.19 se ha representado un enlace entre dos estaciones situadas en puntos elevados y entre ellos, hay una colina cuya altura llega hasta el borde de la primera zona de Fresnel. En este caso, si una parte de la onda que sale de T rebota en la cumbre de la colina y llega a R, lo hará con un desfaseamiento de 180° con respecto a la onda directa, lo cual ocasionará una disminución de la potencia total recibida.

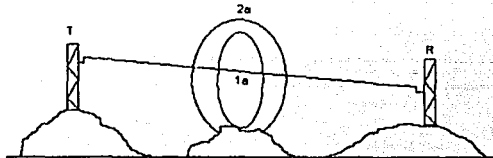


Fig. 4.19 Ubicación de la primera y segunda zonas de Fresnel

En el caso de que el punto de reflexión estuviera en la segunda zona de Fresnel, podrían presentarse los dos casos: cancelación o refuerzo.

Por todo lo anotado anteriormente, es necesario determinar los radios de las zonas de Fresnel, a fin de que antes de instalar un equipo, se determinen las condiciones que se pueden presentar.

4.7.2 DETERMINACIÓN DEL RADIO DE LAS ZONAS DE FRESNEL

En cualquier zona de Fresnel se puede circunscribir un elipsoide que cumpla con las siguientes igualdades.

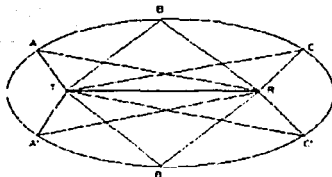


Figura 4.20 Representación de un enlace que nos permitirá determinar el radio de las zonas de Fresnel.

En la primera zona de Fresnel, como se muestra en la figura 4.20, la línea que une los focos, tocando la elipse, tiene una longitud constante y le podemos dar cualquier valor, obviamente mayor que la distancia focal. En este caso:

$$TAR = TBR = TCR = TR + \lambda / 2$$

Similarmente,

$$TA'R = TB'R = TC'R = TR + \lambda / 2$$

En la segunda zona de Fresnel la distancia sería $TR + \lambda$ y así sucesivamente.

En la figura 4.21 se representa un elipsoide que contiene toda la radiación electromagnética en una zona de Fresnel cualquiera (n). En ella H = radio de la zona Fresnel a una distancia d_1 del transmisor y d_2 del receptor.

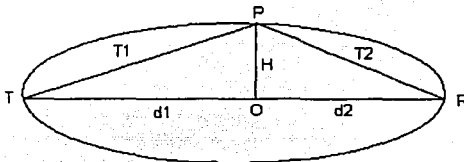
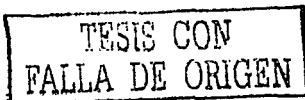


Figura 4.21. representación de un elipsoide limitado por el enlace entre T y R.

Siendo $d_1 + d_2 = d = TR$



Donde : $t_1 + t_2 = d + n \lambda / 2$; $t_1 + t_2 = d_1 + d_2 + n \lambda / 2$

Al aplicar el teorema de Pitágoras al triángulo POT se tiene:

$$t_1^2 = d_1^2 + H^2$$

$$t_1 = \sqrt{d_1^2 + H^2} \quad (4.41)$$

Y para el triángulo POR:

$$t_2^2 = d_2^2 + H^2$$

$$t_2 = \sqrt{d_2^2 + H^2} \quad (4.42)$$

Aplicando la descomposición factorial a (4.41) y (4.42) obtenemos:

$$t_1 = \sqrt{H^2 + d_1^2} = d_1 \sqrt{1 + \frac{H^2}{d_1^2}} \quad (4.43)$$

$$t_2 = \sqrt{H^2 + d_2^2} = d_2 \sqrt{1 + \frac{H^2}{d_2^2}} \quad (4.44)$$

Ahora, se va a desarrollar los radicales por el binomio de Newton, cuya expresión general es:

$$(a+b)^n = a^n + \frac{na^{n-1}b}{1!} + \frac{n(n-1)a^{n-2}b^2}{2!} + \dots + b^n$$

Como es costumbre en estos casos, se tomarán solo los dos primeros términos del desarrollo. Con lo cual, se tiene:

$$d_1 \left[1 + \frac{H^2}{d_1^2} \right] \cong \left[1 + \frac{1}{2} \frac{H^2}{d_1^2} \right] d_1 = t_1 \quad (4.45)$$

$$d_2 \left[1 + \frac{H^2}{d_2^2} \right] \cong \left[1 + \frac{1}{2} \frac{H^2}{d_2^2} \right] d_2 = t_2 \quad (4.46)$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Al sustituir estos valores en:

$$t_1 + t_2 = d + n \lambda / 2 \quad ; \quad t_1 + t_2 = d_1 + d_2 + n \lambda / 2$$

se obtiene:

$$\left(1 + \frac{1}{2} \frac{H^2}{d_1}\right) d_2 + \left(1 + \frac{1}{2} \frac{H^2}{d_2}\right) d_1 - d_1 - d_2 = n \frac{\lambda}{2}$$

Simplificando

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

$$H^2 \left(\frac{1}{2d_1} + \frac{1}{2d_2} \right) = n \frac{\lambda}{2}$$

$$H^2 \left(\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right) = n \lambda$$

$$H = \frac{n \lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2} \quad (4.47)$$

Siendo $\lambda = \frac{v_c}{f}$

Esta ecuación es la que utilizamos para determinar el radio de las diferentes zonas de Fresnel.

Si queremos representar la ecuación (4.47) con d_1 y d_2 expresados en kilómetros, el radio H en metros, Frecuencia en MHz y si n es la zona de Fresnel estudiada, la ecuación se convierte en :

$$H_F = 547.7225 \sqrt{\frac{n d_1 d_2}{f (d_1 + d_2)}} \quad (4.48)$$

Si simplificamos la ecuación para el punto crítico (centro del enlace) donde el radio de las zonas de Fresnel es mayor, la ecuación se reduce a:

$$H_n = 8.66(d/f)^{1/4} (n)^{1/2} \quad (4.49)$$

En la que:

d es la distancia [Km]

f es la frecuencia [GHz]

n es el número de la zona de Fresnel (entero).

De estas ecuaciones se concluye que:

- Mayor distancia implica un mayor radio de las zonas de Fresnel.
- Mayor frecuencia implica un menor radio de las zonas de Fresnel.
- Entre mayor sea n , mayor será el radio de la zona correspondiente.

A continuación presentamos un ejemplo:

Determinar la altura de las torres, necesaria para librar la primera zona de Fresnel (en el obstáculo), si la frecuencia es de 150 MHz y los datos topográficos son los expresados en la figura 4.22.

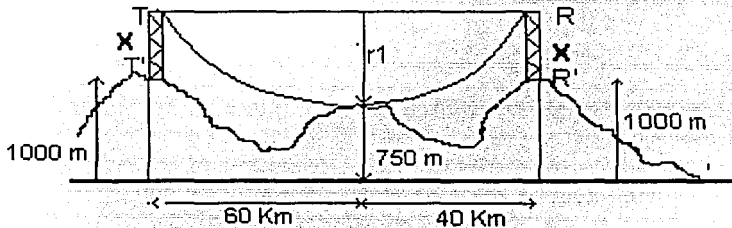


Figura 4.22. Ejemplo de un enlace.

De acuerdo con la fórmula 4.48:

$$r_1 = H_f = 547.7225 \cdot \frac{(40)(60)}{(150)(100)} = 219.08 \text{ m}$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Como la distancia del obstáculo a la trayectoria T' R' es de :

$$1000 - 750 = 250 \text{ m}$$

Se obtiene $250 - 219.08 = 30.91 \text{ m}$ de libramiento adicional.

Suponiendo que el perfil sea lineal, el incremento por curvatura de la Tierra equivalente a $K = 4/3$ y según la ecuación:

$$h_K = \frac{d_1 d_2}{(12.756)K}$$

Se tiene :

$$h_K = \frac{(40)(60)}{12.756(4/3)} = 141.11 \text{ m}$$

Por lo cual, $750 + 141.11 = 891.11$ m de obstrucción real.

Si a 891.11 m se le suma el radio de Fresnel obtenido, el cual es 219.08 m, dará:

$$891.11 + 219.08 = 1110.19 \text{ [m]}$$

Por lo tanto necesitamos realizar siguiente resta para obtener la altura de las torres (AGL).

$$\text{AGL} = X = 1110.19 - 1000 = 110.19 \text{ [m]}$$

Si el cliente considera que la altura de las torres que se acaba de calcular es excesiva, le podemos sugerir dos opciones para disminuirla: una es incrementar la frecuencia de operación; lo cual, como ya se anotó, reduce el radio de las zonas de Fresnel; la otra es permitir que la cresta de la colina esté dentro de la primera zona de Fresnel, pero a una altura tal, que no se presente la cancelación de señales por la diferencia de fase.

4.8 PROCEDIMIENTOS PARA ELABORAR PERFILES TOPOGRAFICOS.

Para saber la influencia de la superficie terrestre en la propagación de las ondas, se hace una figura de corte transversal de la tierra de una estación a otra, que muestre en dos dimensiones las características del terreno o relieve existente; a esta figura se le denomina perfil topográfico (ver figura 4.23a).

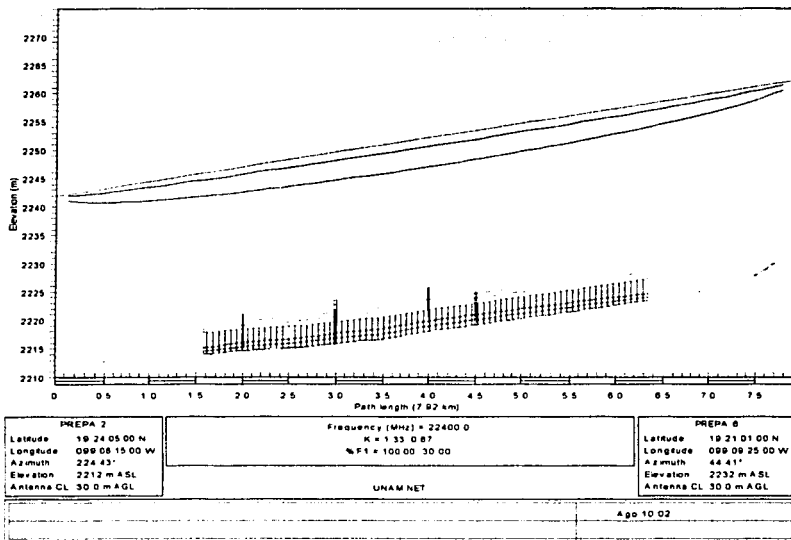


Figura 4.23a. Perfil topográfico.

El perfil debe incluir las alturas de las antenas y la topografía del lugar con sus principales obstáculos.

El mapa topográfico, debe comprender las ubicaciones del transmisor y receptor. Las escalas recomendadas son de 1:50,000 ó 1:100,000; cabe señalar que a medida que crezca la escala, la visualización topográfica será mas imprecisa.

En la figura 4.8b se muestra el trazado de la trayectoria del enlace con una línea recta entre las dos radiobases (puntos T y R) sobre un mapa topográfico en donde se indican las alturas de cada curva de nivel y posibles obstrucciones.

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

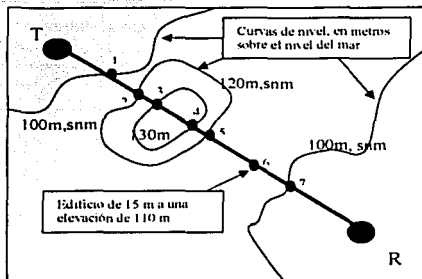
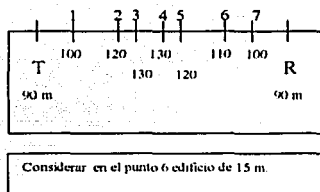


Figura 4.23b. Mapa topográfico



TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Figura 4.23c. ejemplo de lectura de líneas.

En la figura 4.23c se llevan implícitas dos informaciones: altura de cada nivel topográfico y distancia horizontal entre las líneas de nivel.

Los perfiles se elaboran con el radio modificado de la tierra (K), para simular la trayectoria curva de propagación (debida a la refracción) de la onda; de esta manera, el eje horizontal del perfil representa la topografía modificada por el factor de corrección K entre las dos radiobases, y el eje vertical representa las altitudes.

Se puede representar la trayectoria de propagación de dos maneras:

- Modificando la curvatura de la tierra con un factor K adecuado; lo cual permitirá trazar el haz de microondas como una recta.
- Dibujando el perfil de la superficie terrestre tal cual es; lo cual requiere que el haz de microondas se trace teniendo una curvatura en función de K .

La ecuación utilizada para encontrar la altura corregida en función de K es la que se anotó en el inciso 4.7:

$$h = \frac{d_1 d_2}{2KR}$$

Donde R es el radio real de la tierra (6378 Km.)

Así el valor de h, es la altura corregida que se debe hacer a los valores de altitudes tomadas de los mapas topográficos. En la figura 4.23a se muestra un ejemplo de un perfil utilizando $K=4/3$, en la que además, podemos apreciar la primera y segunda zonas de Fresnel.

4.9 EFECTOS DE LLUVIA, NIEVE Y NIEBLA

La atenuación por gases atmosféricos y lluvia, es llamada también atenuación por absorción y consiste en que la señal transmitida hace vibrar las moléculas de los gases, las cuales entran en resonancia, tal como ocurre en un horno de microondas, originando así la transferencia de energía de la onda electromagnética a las moléculas del gas, niebla o agua. Esta atenuación se considera para frecuencias de 10 GHz en adelante. (Fig. 4.27).

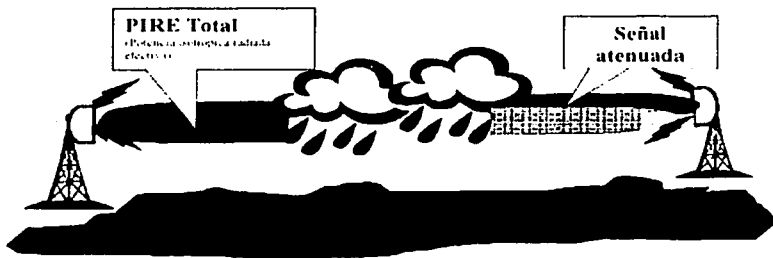


Figura 4.27. Atenuación por factores climáticos.

Mediante estudios minuciosos se ha logrado graficar las cantidades de absorción debidas a variaciones atmosféricas (lluvia, neblina, nieve, granizo, etc.). La atenuación por niebla es apenas notable.

En la figura 4.28 se muestran los efectos de absorción debida a estos gases

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

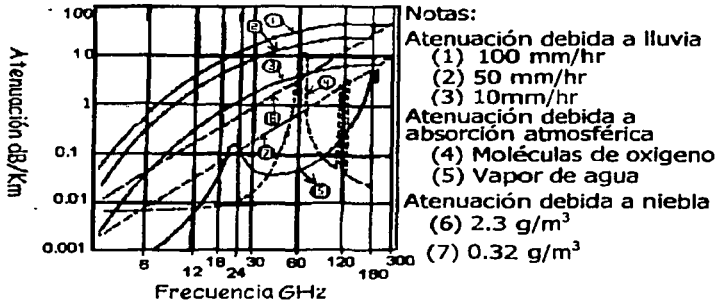
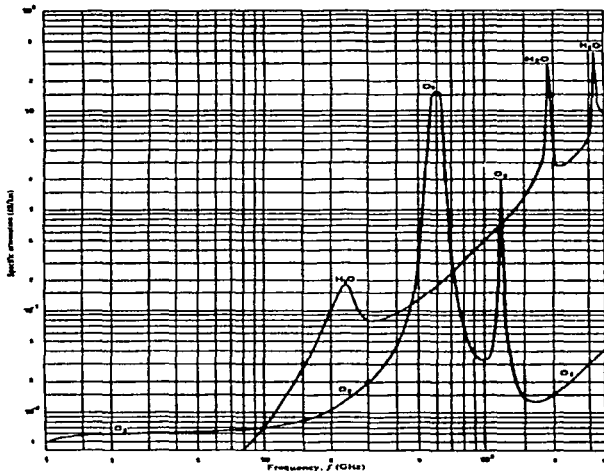


Figura 4.28a. Absorción debida a variaciones atmosféricas.



Specific attenuation due to atmospheric gases: atmospheric pressure, 1013 mb; temperature, 15°C; water vapor, 7.5 g/m³. (From Figure 3, p. 194, CCIR Rep. 719-3, Vol. V Annex, Reports of the CCIR 1990; Ref. 2.)

Figura 4.28b. Absorción por gases atmosféricos.

Esta atenuación la podemos plasmar en la ecuación de pérdidas en el espacio libre (FSL) vista en el inciso 4.2.1, de la siguiente manera:

$$\text{Atenuación} = 92.45 + 20\log F + 20\log D + a + b + c + d + e \quad [\text{dB}] \quad (4.50)$$

Donde:

- F = frecuencia [GHz].
- D = longitud del enlace en [km].
- a = atenuación debida a vapor de agua.
- b = atenuación debida a niebla y polvo.
- c = atenuación debida al oxígeno (O₂).
- d = atenuación debida a otros gases.
- e = atenuación debida a lluvias.

Los parámetros a, c y d varían con la humedad, temperatura, presión atmosférica y altitud (la atmósfera no es homogénea).

Los parámetros b y e varían con la intensidad de la lluvia o de la densidad de la nube y del tamaño de las gotas o partículas de agua. Gotas menores a 0.01 cm. de diámetro son consideradas niebla o polvo, mientras que gotas mayores a 0.01 cm. se considera lluvia. La niebla produce aproximadamente 0.1 dB/km a 35GHz y aumenta a 0.6dB/km a 75 GHz.

El parámetro e de atenuación por lluvia es el mas significativo y será estudiado mas adelante.

La suma de la absorción específica del oxígeno y del vapor de agua es lo que llamamos absorción atmosférica y la consideramos en las pérdidas de nuestro enlace, así como la atenuación por lluvia.

Las pérdidas por absorción atmosférica se cuantifican con la siguiente expresión:

$$L_{AA} = (L_{ox} + L_{va})D \quad [\text{dB}] \quad (4.51a)$$

Donde:

D = longitud del enlace [Km].

L_{ox} = atenuación específica por oxígeno [dB/Km].

L_{va} = atenuación específica del vapor de agua [dB/Km].

$$L_{ox} = \left[7.19 \times 10^{-3} + \frac{6.09}{f^2 + 0.227} + \frac{4.81}{(f - 57)^2 + 1.5} \right] f^2 \times 10^{-3} \quad \left[\frac{\text{dB}}{\text{Km}} \right] \quad (4.51b)$$

para $f < 57$ GHz

$$L_{at} = \left[3.79 \times 10^{-7} + \frac{0.265}{(f - 63)^2 + 1.59} + \frac{0.028}{(f - 118)^2 + 1.47} \right] (f + 198)^2 \times 10^{-1} \left[\frac{dB}{km} \right] \quad (4.51c)$$

para $f > 63$ GHz

L_{va} (dB/km) = atenuación específica del vapor de agua se obtiene con la ecuación siguiente (4.51d).

$$L_{at} = \left[0.067 + \frac{3}{(f - 22.3)^2 + 7.3} + \frac{9}{(f - 183.3)^2 + 6} + \frac{4.3}{(f - 323.8)^2 + 10} \right] f^2 \rho \times 10^{-4} \left[\frac{dB}{km} \right]$$

para: $f < 350$ GHz y $\rho < 12$ g/m³

ρ = densidad de vapor de agua [gm/m³].

f = frecuencia [GHz].

D = longitud del enlace [Km].

L_{luvia} = atenuación por lluvias [dB]. Este valor será obtenido mas adelante.

Nota: se observa que en el rango de 57 a 63 GHz no esta definido y es debido a lo complicado de su función. El programa del Pathloss toma en este rango el valor de 15 dB/km.

En la tabla 4.4 se dan algunos valores de absorción atmosférica tomados al nivel del mar.

Ventana a considerar para enlaces punto a punto	
Banda [GHz]	Atenuación debida a absorción atmosférica [dB/km]
28-42	0.13
75-95	0.4
125-140	1.8

Tabla 4.4. Atenuaciones por absorción atmosférica.

La atenuación de la señal es directamente proporcional a la intensidad de la lluvia por lo que para lugares tropicales, afecta mas la lluvia en comparación con lugares templados o fríos. Es por ello que para estimar qué tanto va a afectar la lluvia en una región al enlace, es importante contar con estadísticas sobre la intensidad de las lluvias. Sin embargo, es difícil encontrar la información adecuada ya que por lo general los centros nacionales o regionales de meteorología proveen datos sobre la cantidad promedio diaria, mensual o anual de lluvia que cae en una determinada región. Esta información no nos sirve ya que las lluvias mas intensas se concentran en unos pocos minutos, se necesitan estadísticas por minuto. Es decir que lo que nos interesa son los picos de intensidad de lluvia y no el promedio.

Por ejemplo, la ciudad de México y la ciudad de Londres tienen una caída promedio de lluvia anual similar. Sin embargo, mientras que en Londres las lluvias se dan a lo largo de todo el año y por lo general no son muy intensas, en México casi la totalidad de las lluvias se dan en verano mediante caídas de lluvia mas intensas (aguaceros). Es por ello que en México, hay mas riesgo de interrupción por lluvia en los enlaces de microondas que en Londres. Por esta razón el dato de la intensidad de lluvia se toma con una integración de minuto.

El usar un tiempo de integración de un minuto quiere decir que el monitoreo de la intensidad de la lluvia debe hacerse cada minuto. El hacer el monitoreo de la lluvia por minuto es un proceso laborioso que pocos centros de meteorología hacen.

Es conveniente utilizar mediciones que se hayan hecho durante varios años o varias décadas ya que si solo se utiliza un año, puede que el año utilizado sea un año especial, mas o menos lluvioso de lo normal.

Si no se puede contar con información precisa sobre la intensidad de las lluvias en una determinada región, se puede obtener una estimación utilizando información que aparece en la recomendación ITU-R P.837-1.

A continuación describiremos dos de los métodos utilizados para obtener esta atenuación por lluvias:

1. Método de atenuación por lluvia recomendación ITU-R 530.

2. Método de atenuación por lluvia Crane.

Estos dos métodos son usados por el software del Pathloss que utilizamos para el diseño de nuestros enlaces.

4.9.1 Método de atenuación por lluvia recomendación ITU-R 530.

Uno de los métodos mas aceptados en la predicción de la atenuación por lluvia (A_{dB}), es un procedimiento empírico, basado en la relación de A y la tasa de lluvia R (mm/hr):

$$A_{dB} = aR^b \quad (4.52)$$

Donde: a y b son valores que dependen de la frecuencia (F), polarización y la temperatura (T) y se les llama coeficientes de regresión.

Para estimar el valor de la atenuación por lluvia (A) en decibele en la trayectoria del enlace realizamos los siguientes pasos:

- a) Encontrar los valores de a y b de la tabla A1 del apéndice A. Tomando en consideración la frecuencia y polarización a utilizar, en caso de no

encontrar la frecuencia requerida será necesario interpolar. La tabla utiliza estadísticas tomadas durante un largo periodo y son tomadas de la CCIR recomendación 838, pagina 243. La tabla A1 esta basada a una temperatura de 20°C y basada en las leyes de Parson (distribución dependiendo el tamaño de las gotas). A continuación se describe la ecuación para interpolar, para encontrar los valores de a_x y b_x para una frecuencia específica F_x .

$$a_x = \log^{-1}[\log a_1 - M(\log a_1 - \log a_2)] \quad (4.53)$$

$$b_x = b_1 - M(b_1 - b_2) \quad (4.54)$$

$$M = [(\log F_1 - \log F_x) / (\log F_1 - \log F_2)]$$

$$F_1 < F_x < F_2$$

$$a_1 < a_x < a_2$$

$$b_1 < b_x < b_2$$

- b) Obtener el valor de la intensidad de lluvia R (en mm/hr). Idealmente este valor debería ser tomado de fuentes locales. En caso de no ser posible, obtenemos este valor de la recomendación ITU-837-1. El procedimiento es el siguiente:
- Identificar la región de interés del mapa, de la figura A1 que aparece en el apéndice A, basado en la ITU-R Rec. PN.837-1. En el mapa se pueden observar 15 regiones.
 - Seleccionar la apropiada intensidad de lluvia de la tabla A2 del apéndice A para un requerido porcentaje de tiempo (0.01%, 0.1% etc.)^a y en función de la región seleccionada en el paso anterior. Es frecuente que se seleccione el valor de porcentaje de 0.01% y después con la ecuación 4.58 se obtiene la atenuación para otros porcentajes.
- c) Calcular A utilizando la ec. 4.52, con los valores antes obtenidos. Lo cual nos da un valor en dB/km.
- También podemos calcular A por medio del nomograma de la figura A2 del apéndice A. El procedimiento es trazar una línea recta que una los datos de nuestro enlace como: la polarización, la intensidad de lluvia y la frecuencia, por ejemplo si se tiene un enlace con una intensidad de lluvia de 100 mm/h con una frecuencia de 15 GHz y su polarización es vertical, se obtiene que la atenuación específica es de 6.2 dB/km.

^a Este porcentaje de tiempo 0.01% es sinónimo al porcentaje de indisponibilidad de 0.01% ó disponibilidad de 99.99% (solo en el caso de atenuación por lluvia).

- d) Obtener la longitud efectiva del enlace (L_{ef}): Esta es obtenida multiplicando la distancia real del trayecto L (km) por un factor de reducción r .

$$L_{ef} = L \times r \quad (4.55)$$

Donde: L es la longitud del enlace (km) y r es el factor de reducción.

Este factor se puede estimar por la Rec. 530-7, que toma en cuenta la intensidad de lluvia que rebasa el 0.01% del tiempo $R_{0.01}$:

$$r = \frac{1}{1 + L/L_0} \quad (4.56)$$

Donde:

L = Longitud del enlace.

Si $R_{0.01} \leq 100$ mm/hr,
utilizar: $L_0 = 35e^{(-0.015R(0.01\%))}$

Si $R_{0.01} > 100$ mm/hr
Implica utilizar 100mm/hr en lugar de $R_{0.01}$, resultando:

$$L_0 = 35e^{(-0.015 \times 100)}$$

La razón de ser de este factor de reducción es porque se ha observado que las zonas de mayor precipitación se concentran en celdas de unos cuantos kilómetros; por lo tanto, la lluvia no siempre abarca todo el trayecto de las microondas.

Si no se tomara en cuenta el factor de reducción, sería como si la intensidad de la lluvia fuera constante en todo el trayecto cuando en realidad se concentra en una porción del trayecto. Es por ello que el factor de reducción es inversamente proporcional a la longitud del trayecto ya que en un trayecto mayor, es menor la proporción del mismo que sufre de precipitaciones severas.

- e) Calcular el total de la atenuación $A_{0.01}$ para un porcentaje de 0.01%, usando la siguiente ecuación:

$$A_{0.01} = A \times L_{ef} = A \times L \times r \quad (4.57)$$

Donde:

A = es la atenuación específica en [dB/km].

L_{ef} = es la longitud efectiva del enlace [km].
 L = es la longitud del enlace en [km].
 r = es el factor de reducción de la distancia ec. 4.56.

- f) Calcular la atenuación excedida para otros porcentajes de tiempo, los cuales pueden ser calculados de la siguiente manera:

$$\frac{A_p}{A_{0.01}} = 0.12 p^{-(0.546 + 0.041 \log p)} \quad (4.58a)$$

$$A_p = A_{0.01} [0.12 p^{-(0.546 + 0.041 \log p)}] \quad (4.58b)$$

Donde:

A_p = Es la atenuación excedida para otros porcentajes.

$A_{0.01}$ = atenuación obtenida para un porcentaje de 0.01%.

p = probabilidad de interrupción por lluvia.

Esta fórmula nos da valores de 0.12, 0.39, 1 y 2.14 para el 1%, 0.1%, 0.01% y 0.001% respectivamente. La recomendación ITU-530 establece que esta fórmula debe ser usada solamente dentro de este rango (1% a 0.001%). En la práctica se llega a exceder este rango especialmente en enlaces cortos.

4.9.2 Método de atenuación por lluvia Crane.

Este procedimiento es muy similar al anterior, con algunas variantes en sus fórmulas y en sus datos estadísticos de intensidad de lluvia por regiones. Este método es el que utilizamos en el diseño de nuestros enlaces debido a que es mas adecuado para las distancias usuales en redes celulares.

Para estimar el valor de la atenuación por lluvia (A) en dB en la trayectoria, utilizamos la ecuación del método de Crane que a continuación se describe:

$$A_{dB} = aR^b \{ [(e^{\mu \delta} - 1)/\mu b] - [(\alpha^b e^{\beta b \delta})/\beta b] + [(\alpha^b e^{\beta b L})/\beta b] \} \quad [dB] \quad (4.59)$$

Utilizar esta ecuación si: $\delta \leq L \leq 22.5 \text{ km}$

$$A_{dB} = aR^b [(e^{\mu \delta} - 1)/\mu b] \quad [dB] \quad (4.60)$$

Utilizar esta ecuación para: $L < \delta$

Los parámetros utilizados se definen a continuación:

$$\mu = [\ln(\alpha e^{\beta \delta})] / \delta$$

$$\alpha = 2.3 R^{-0.17}$$

$$\beta = 0.026 - 0.03 \ln(R)$$

$$\delta = 3.8 - 0.6 \ln(R)$$

R = Intensidad de lluvia en milímetros por hora [mm/hr].

L = longitud del enlace en kilómetros [km].

a, b = son los mismos coeficientes de regresión (dependientes de la frecuencia, polarización y temperatura), que se vieron en el método anterior y que se pueden obtener de la tabla A1.

Para estimar el valor de la atenuación por lluvia (A) en dB en la trayectoria del enlace, realizamos los siguientes pasos:

- a) Encontrar los valores de a y b de la tabla A1 del apéndice A. Tomando en consideración la frecuencia y polarización a utilizar, en caso de no encontrar la frecuencia requerida será necesario interpolar. La tabla utiliza estadísticas tomadas durante un largo periodo y son tomadas de la CCIR recomendación 838, pagina 243. La tabla A1 esta basada a una temperatura de 20°C y basada en las leyes de Parson (distribución dependiendo el tamaño de las gotas).

A continuación se describe la ecuación para interpolar, para encontrar los valores de a_x y b_x para una frecuencia específica F_x .

$$a_x = \log^{-1}[\log a_1 - M(\log a_1 - \log a_2)] \quad (4.61)$$

$$b_x = b_1 - M(b_1 - b_2) \quad (4.62)$$

$$M = [(\log F_1 - \log F_x) / (\log F_1 - \log F_2)]$$

$$F_1 < F_x < F_2$$

$$a_1 < a_x < a_2$$

$$b_1 < b_x < b_2$$

- b) Obtener el valor de la intensidad de lluvia R (en mm/hr). Idealmente este valor debería ser tomado de fuentes locales. En caso de no ser posible, obtenemos este valor de los datos estadísticos de Crane. El procedimiento es el siguiente:
- Identificar la región de interés en el mapamundi de la figura A3 que aparece en el apéndice A, basado en estadísticas del método de Crane. En el mapa se pueden observar 12 regiones.
 - Seleccionar la apropiada intensidad de lluvia de la tabla A3 (estadísticas Crane) del apéndice A para un requerido porcentaje de

tiempo (0.01%, 0.1% etc)^a y en función de la región seleccionada en el paso anterior.

- c) Calcular la atenuación por lluvia A_{dB} utilizando la ec. 4.59 ò 4.60, con el valor de intensidad de lluvia $R_{mm/hr}$ obtenido. Lo cual nos da un valor en dB. En este caso no se utiliza un factor de reducción ya que la ecuación ya contempla la distancia.
- d) También aquí podemos calcular la atenuación excedida para otros porcentajes de tiempo, utilizando la ecuación (4.58) de la ITU, como se vio en el método de la ITU.

Nota:

Para los dos métodos vistos (ITU y Crane), podemos considerar el valor de atenuación por lluvia como margen de desvanecimiento ($FM = A_p$). No es necesario sumar el margen de desvanecimiento por multitrayectoria a esta atenuación por lluvia para obtener un margen de desvanecimiento total. Se recomienda utilizar solamente el valor de mayor magnitud, ya sea la atenuación por lluvia o la atenuación por multitrayectorias. Esta afirmación se debe a que generalmente durante fuertes lluvias, el desvanecimiento por trayectoria decrece y el desvanecimiento por lluvia se vuelve predominante. En otras palabras, el desvanecimiento por lluvia y el desvanecimiento por Multitrayectoria son mutuamente excluyentes.

En los dos métodos se utiliza la ecuación 4.58, de la cual podemos despejar probabilidad de interrupción por lluvia (P) y nos resulta:

$$p = 10^{\Delta} \quad [\%] \quad (4.63a)$$

$$\Delta = 11.628 \{ -0.546 + [0.29812 + 0.172 \log[(0.12 A_{0.01}) / A_p]]^{1/2} \} \quad (4.63b)$$

Donde:

A_p (dB) = Es la atenuación excedida para otros porcentajes también considerada como el margen de desvanecimiento [dB].

$A_{0.01}$ (dB) = atenuación obtenida para un porcentaje de 0.01%.

P (%) = probabilidad de interrupción por lluvia.

Dentro de las herramientas de software Pathloss que utilizamos para los cálculos de nuestros enlaces se elige el método a utilizar y se cargan los archivos correspondientes a cada método respecto a la condición climática. Para nuestro diseño utilizamos el método "Crane", en este caso se usa la región "g", que define

^a Este porcentaje de tiempo 0.01% es sinónimo al porcentaje de indisponibilidad de 0.01% ò disponibilidad de 99.99% (solo en el caso de atenuación por lluvia)

el perfil climático de la ciudad de México, en una región tropical con lluvia durante casi todo el año, para exceder los parámetros de operación y así evitar caídas y pérdidas considerables en nuestro enlace.

4.10 ATENUACIÓN DEBIDA A LA VEGETACIÓN.

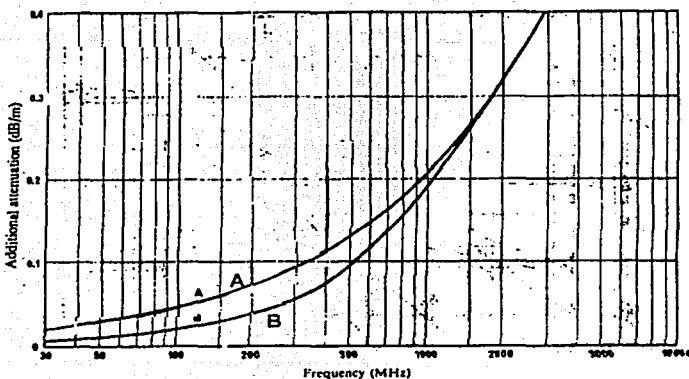
Los árboles pueden ser una fuente de atenuación y pérdidas y existen diversas variables involucradas, tales como el tipo de árbol, su follaje y su altura. Árboles aislados no suelen ser un grave problema, siempre y cuando podamos librar la LDV, pero zonas de arboledas densas tales como algunas regiones dentro de la selva representan un problema. La atenuación depende de la distancia que la trayectoria de radio tenga que penetrar dentro del follaje y se incrementa con la frecuencia. Esto añade grandes pérdidas, no importando la polarización con la que se trabaje. Lo recomendable, por sentido común, es tratar de librar a toda costa dicha arboleda (Fig. 4.29). Si existen dudas de la altura, es importante medir físicamente los árboles para tomar esto en cuenta en el perfil topográfico dentro de la herramienta de software utilizada y comprobar la LDV. El parámetro Fixed height es de 3 metros para proyectar el futuro crecimiento de la vegetación.



Figura 4.29. Libramiento del lóbulo sobre las copas de los árboles.

La figura 4.30 nos representa la atenuación de un enlace a través de bosques. La curva representa un promedio de todos los tipos de vegetación para frecuencias arriba de 3 GHz.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



Specific attenuation of woodland. A = vertical polarization; B = horizontal polarization. (From Figure 1, p. 171, CCIR Rec. 833, RPN Series, CCIR 1992; Ref. 14.)

Figura 4.30. atenuación debida a la vegetación.

4.11 REFLEXIONES TERRESTRES

Un trayecto LDV puede tener libramiento adecuado de la primera zona de Fresnel, y aun así tener pérdidas que difieran significativamente del caso de libre espacio bajo condiciones normales de refracción. Si este es el caso, la causa probable es un efecto que se conoce como Multipath o Multitrayectoria, resultante de reflexiones.

La Multitrayectoria es el resultado de que la onda electromagnética sufra múltiples reflexiones sobre diversos puntos del terreno u objetos; esto origina que al receptor le llegue varias veces la misma señal solo que con diferentes retardos, lo que puede ocasionar cancelación o refuerzo de la señal y en algunos casos, si el retardo es demasiado, se perciben ecos en el audio o fantasmas en el vídeo. Una fuente común de reflexiones es el suelo. En sitios urbanos, la multitrayectoria será bloqueada a menudo por edificios u otros objetos y por la direccionalidad de las antenas. En trayectorias sobre suelo relativamente plano o agua, estas reflexiones pueden causar pérdidas mayores. Hay que mantener en mente que el

punto de reflexión no está en el centro del enlace; esta hipotética situación ocurre si y solo si las antenas están a la misma altura y el terreno no está curvado, todo lo cual, representa un escenario que no es muy frecuente.

Es difícil hacer un sumario de todos los efectos y variables que afectan la reflexión del suelo, pero un caso típico es mostrado en la figura 4.31, considerando condiciones de terreno comunes y a 100MHz, pero el mismo comportamiento se observa en otra variedad de frecuencias y constantes.

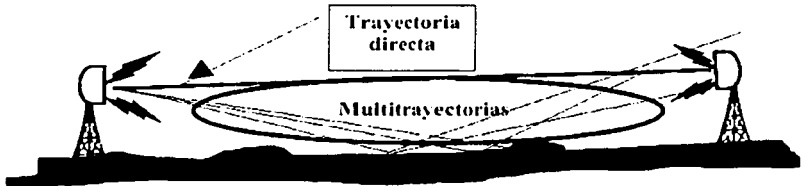


Figura 4.31. Multitrayectoria por reflexiones terrestres.

Existen grandes diferencias en la amplitud de las reflexiones entre la polarización vertical y la horizontal. La polarización vertical origina menores ondas reflejadas. Para enlaces cortos, la polarización horizontal representara reflexiones más fuertes.

Cuando la reflexión provoca cancelación por desfaseamiento en lugar de incremento, la solución puede ser un cambio a polarización vertical. En otras palabras, para enlaces cortos, vale la pena intentar con ambas polarizaciones para ver cual trabaja mejor. Por supuesto, deben considerarse otros factores tales como rechazo por otras fuentes de multitrayectoria, montajes o interferencia por causas climáticas. La interferencia y sus cálculos serán tratados posteriormente.

4.12 DESVANECIMIENTO.

El desvanecimiento debido a la atmósfera en un enlace de microondas es el resultado de alguno de los siguientes mecanismos:

- Desvanecimiento por multitrayectoria.
- Desvanecimiento por lluvia.
- Desvanecimiento por difracción en valores pequeños de K.
- Desvanecimiento por reflexión.
- Desvanecimiento producido por ductos y capas en la propagación.

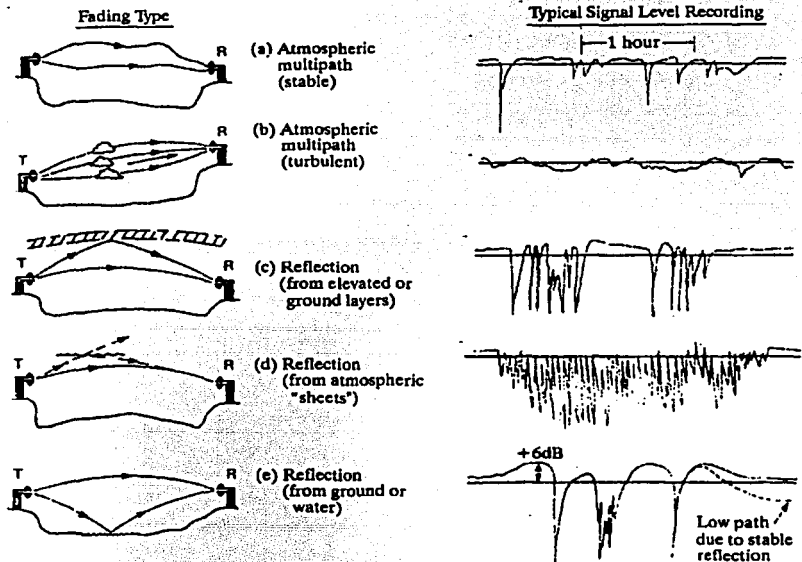
Cada uno de estos factores reducen la confiabilidad de nuestro enlace y se deben analizar por separado.

Todos estos factores se pueden presentar solos o una combinación de ellos. Estos desvanecimientos ya fueron vistos en secciones anteriores.

Al incrementarse la distancia entre las radiobases, el desvanecimiento debido a la atmósfera llega a ser una de las principales consideraciones para el diseño.

4.12.1 Comparación de algunos de estos desvanecimientos.

En las figuras 4.33 y 4.34 se muestran ejemplos de desvanecimientos selectivos y no selectivos, en función de la frecuencia, los cuales pueden afectar la probabilidad de disponibilidad de nuestro radio enlace.



Types of selective fading encountered on LOS microwave paths. (From Ref. 11. Courtesy of Siemens, Inc., reprinted with permission.)

Figura 4.33. Ejemplos de desvanecimiento selectivo.

El desvanecimiento selectivo es el resultado de uno o mas rayos que llegan a la antena receptora en fase o desfasados respecto al rayo directo, como se puede observar en la fig. 4.33. Este tipo de desvanecimiento puede ser efectivamente disminuido con diversidad de espacio o diversidad en frecuencia.

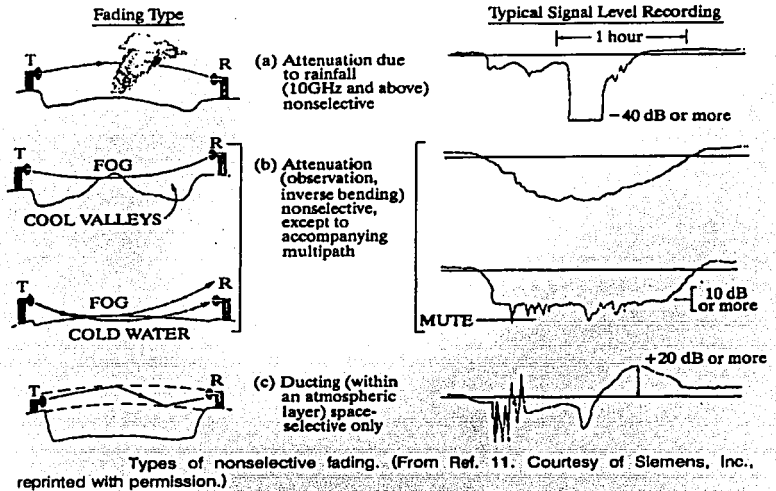


Figura 4.34 Ejemplos de desvanecimiento no selectivo.

El desvanecimiento no selectivo ocurre a cualquier frecuencia; por lo cual, las técnicas de diversidad no compensan en gran proporción este fenómeno. Ver figura 4.34.

4.12.2 Márgenes de desvanecimiento.

El desvanecimiento de las ondas electromagnéticas, o sea la reducción de la potencia recibida (Fading, en Inglés) es un fenómeno temporal, ya que depende de condiciones climáticas. El margen de desvanecimiento se mide en dB y depende de la máxima pérdida que se puede tolerar, sin que el BER alcance valores prohibidos.

El margen de desvanecimiento consiste de dos componentes:

- 1) **Margen de desvanecimiento plano.** (Flat Fading Margin) Considera la pérdida de potencia cuando esta ocurre en toda la banda de frecuencias de transmisión. Este margen de desvanecimiento tiene dos componentes:

- a. **Margen de desvanecimiento térmico** (Termic Fading Margin).

El TFM es la diferencia algebraica entre la potencia nominal que llega al receptor (RSL) y el umbral de recepción que tolera el equipo antes de degradarse el BER (1×10^{-3}), considerando solamente ruido térmico e independiente de alguna interferencia. Lo cual representa qué tanto puede atenuarse la señal antes de que se rebase un BER determinado, que por lo general es 1×10^{-3} .

- b. **Margen de desvanecimiento por interferencia** (Interference Fading Margin).

Este es un valor de umbral debido a interferencias. Este margen es independiente del ruido térmico.

Se calcula con la siguiente ecuación:

$$FFM_{dB} = -10 \log [10^{-TFM/10} + 10^{-IFM/10}] \quad (4.64)$$

- 2) **Margen de desvanecimiento disperso** (Dispersed Fading Margin).

Es aplicable solo para radios digitales. Es un fenómeno que ocurre solo en algunas frecuencias de la banda ocupada por el enlace. Este es un dato del fabricante del radio y es dependiente del BER requerido por el cliente. Este tipo especial de desvanecimiento es debido a las características del equipo; básicamente a la adaptabilidad de la ecualización de los circuitos. Este margen es independiente del ruido térmico y la interferencia.

El procedimiento para calcular el factor del DFF es el siguiente se toma el dato del DFM del fabricante, y se incluye el desvanecimiento disperso por multitrayectoria. En general el desvanecimiento disperso por multitrayectoria depende de los siguientes factores:

- Rugosidad del terreno y tipo de suelo.
- Longitud del trayecto.
- Condiciones climáticas.

Para contabilizar estos factores es necesario ajustar el valor del DFM que nos da el fabricante del radio. Por lo cual agregamos el factor de ocurrencia de desvanecimiento. A continuación se dan algunos valores sugeridos de este factor:

Condición de propagación.	Factor de ocurrencia de desvanecimiento (R_D).
Buenas	0.5 a 1
Regulares	3
Difíciles	5 a 7
Extremadamente difíciles	9

Tabla 4.5. Factor de ocurrencia de desvanecimiento (R_D).

Margen de desvanecimiento efectivo: se define como la combinación de los dos márgenes anteriores. A continuación se muestra su cálculo:

$$EFM_{dB} = -10\log[10^{-FFM/10} + R_D 10^{-DFM/10}] \quad (4.65)$$

Donde:

FFM_{dB} = margen de desvanecimiento plano.

R_D = Factor de ocurrencia de desvanecimiento disperso.

DFM_{dB} = margen de desvanecimiento disperso (especificación del fabricante).

4.12.3 Disponibilidad.

A continuación hablaremos de un termino o parámetro que estaremos manejando constantemente llamado comunmente disponibilidad aunque algunas referencias lo manejan también como confiabilidad.

La disponibilidad es el porcentaje del tiempo total en que se garantiza que el sistema estará trabajando satisfactoriamente con un BER inferior al valor límite. Cuando el equipo presenta fallas internas, la disponibilidad se expresa de la siguiente manera:

$$A = 100MTBF / (MTBF + MTTR) \quad (4.66a)$$

Donde: MTBF es el tiempo entre fallas (mean time between failures) y MTTR (mean time to repair) es el tiempo para reparar.

Como podemos ver la ec. (4.66a) solo define fallas en el equipo y su tiempo de reparación; lo cual no refleja el tiempo en que el enlace no es satisfactorio por condiciones externas, tales como desvanecimiento, ruido, interferencias, etc.

En nuestro contexto, trabajaremos con la indisponibilidad (unavailability-U), que significa el porcentaje de tiempo en que el sistema no esta operando satisfactoriamente, ya sea por fallas del equipo o degradación del BER. Si la disponibilidad se expresa en %, la U se expresa de la siguiente manera:

$$U = 100 - A$$

$$(4.66b)$$

Así por ejemplo si un sistema esta trabajando satisfactoriamente (uptime) por 10,000 horas y no trabaja satisfactoriamente (downtime) por 10 horas, entonces:

$$A=100[10,000/(10,000+10)]=99.9001\%$$

$$U = 100 - 99.9001 = 0.0999\%$$

Para radioenlaces de microondas, la indisponibilidad debe estar usualmente en el rango de 1% a 0.01%.

- Factores que contribuyen a la indisponibilidad.

La CCIR rec. 445-3 enlista cuatro factores principales en la contribución de indisponibilidad en un radioenlace:

1. Equipo.

- a) Falla o degradación del equipo de radio(Ej. moduladores y demoduladores).
- b) Falla de equipo auxiliar (Ej. equipo que realiza el switchover).
- c) Falla en equipo de alimentación eléctrica primaria.
- d) Falla de la antena o alimentador.

2. Propagación.

- a) Desvanecimiento que excede los niveles permitidos, probablemente debido a ductos y usualmente dura un largo tiempo.
- b) Lluvia ó nevada excesiva; generalmente duran poco tiempo.
- c) Desvanecimiento de corta duración; algunos minutos.

3. Interferencia por señales, ya sea del mismo sistema o del exterior.

4. Circunstancias de desastre: caída de torres, soportes o edificios.

4.12.4 Probabilidad de desvanecimiento a causa de multitrayectoria.

El desvanecimiento por multitrayectoria se representa de manera adecuada por la distribución probabilística de Rayleigh. La probabilidad de desvanecimiento por multitrayectoria representa la fracción de tiempo (en el peor mes), en la que la señal recibida estará abajo del margen de desvanecimiento establecido.

Nótese que esta probabilidad no incluye a los otros factores de desvanecimientos como:

- Desvanecimiento por lluvia.
- Desvanecimiento por difracción en valores pequeños de K.

- Desvanecimiento por reflexión.
- Desvanecimiento producido por ductos y capas en la propagación.

Dicha probabilidad está en función de la frecuencia, la longitud del enlace y del margen de desvanecimiento y se determina con la siguiente ecuación:

$$P = f^b \times d^c \times 10^{-EFM/10} \quad (4.67)$$

Donde:

P = probabilidad de desvanecimiento por multitrayectoria.

d = longitud del enlace [km].

f = frecuencia [GHz].

EFM = margen de desvanecimiento efectivo [dB].

b, c = constantes que dependen de cada región.

La ecuación 4.66 es valida solamente para un valor de EFM > 15 dB y se aplica para sistemas de radio no protegidos.

Esta fórmula es una generalización de fórmulas utilizadas por distintas organizaciones por lo que las constantes son distintas en cada caso.

Parámetros adicionales pueden ser calculados en base a la probabilidad de desvanecimiento como:

- Disponibilidad para el peor mes: $U(\%) = 100 (P)$ (4.68a)

- Disponibilidad para el peor mes: $A(\%) = 100 (1-P)$ (4.68b)

- Tiempo de indisponibilidad en el peor mes:

$$U(\text{seg}) = P(30 \times 24 \times 60 \times 60) \quad (4.69)$$

Si asumimos tres meses con los mas severos desvanecimientos al año (0.25 del año), podemos expresar la probabilidad anual como:

- Disponibilidad anual $U(\%) = 100 (P)(0.25)$ (4.70)

- Disponibilidad anual $A(\%) = 100 (1 - 0.25P)$ (4.71)

- Tiempo de indisponibilidad anual:

$$U(\text{seg}) = 0.25(P)(365 \times 24 \times 60 \times 60) \quad (4.72)$$

El desvanecimiento por multitrayectoria es un fenómeno que está en función de la temperatura ambiente y su duración (T_0) la podemos expresar como: (Ref. 4 Pág. 32-worksheets)

$$T_0 = 0.25 (t/50)$$

(4.73)

Donde:

t (°F) = El promedio de la temperatura anual en grados Fahrenheit. En la figura B2 del apéndice B aparece un mapa del mundo con estas temperaturas en °F.

Por lo tanto los parámetros de confiabilidad anual en un solo sentido de transmisión y en función de T_0 se expresan como:

- Indisponibilidad anual $U(\%) = 100 (T_0)(P)$ (4.74)

- Disponibilidad anual $A(\%) = 100 (1 - T_0 P)$ (4.75)

- Tiempo de indisponibilidad anual:
 $U(\text{seg}) = P(T_0)(365 \times 24 \times 60 \times 60)$ (4.76)

En el siguiente inciso se presentan algunos de los métodos de cálculo empleados en base a la ecuación de Rayleigh dada en la formula 4.67.

4.12.5 Métodos de confiabilidad utilizados para el cálculo de la disponibilidad tomando en cuenta el desvanecimiento por multitrayectoria.

El software path loss, que utilizamos para el diseño de nuestros enlaces, dispone de 5 métodos, los cuales se muestran en la siguiente tabla, así como los parámetros que requiere cada uno:

Método de calculo de confiabilidad	Parámetros requeridos
Vigants – Barnett	-Factor C ó -Factor climático y terrain roughness (rugosidad del terreno)
Recomendación ITU-R P.530-6	-Path inclination -Grazing angle -Geoclimatic factor
Recomendación ITU-R P.530-7	-Path inclination -Geoclimatic factor
Factor K-Q	-Factor K-Q -Distance exponent -Frequency exponent
K-Q Factor *S ^{-a} a=1.3	-Factor K-Q -Distance exponent -Frequency exponent -Terrain roughness

Tabla 4.6. Métodos de confiabilidad.

Hay otro método de cálculo muy utilizado, desarrollado por las fuerzas armadas de Norteamérica y está en la referencia TIA TSB 10-F. Este método no se considera en el software Pathloss pero lo incluiremos.

Estos métodos de confiabilidad calculan la probabilidad de desvanecimiento de la señal recibida bajo el nivel de umbral en el peor mes debido a multitrayectoria exclusivamente.

Para nuestro diseño, utilizamos el método de confiabilidad de la recomendación ITU-R P.530-7.

A continuación presentamos el procedimiento de cálculo exclusivamente para los siguientes métodos de confiabilidad debido a multitrayectoria:

- I. Vigants-Barnett.
- II. Rec. ITU-R P.530-7.
- III. $K \cdot Q$ Factor $\cdot S^{-1.3}$. (ver figura 5.10).
- IV. Referencia TIA TSB 10-F.

4.12.5.1 Vigants-Barnett.

La probabilidad de desvanecimiento de Vigants-Barnett está dada por la siguiente ecuación.

$$P = 6 \times 10^{-7} C f d^3 \times 10^{-EFM/10} \quad (4.77a)$$

Donde:

P = probabilidad de desvanecimiento.

d = longitud del enlace [km].

f = frecuencia [GHz].

EFM = margen de desvanecimiento efectivo [dB].

C= Factor que depende de cada región.

En la siguiente tabla se dan algunos valores para el factor C:

Condición de propagación.	Factor C
Buenas (montañas y clima seco)	0.25
Regulares (terreno plano y clima regular)	1
Difíciles (sobre agua y áreas costeras)	4

Tabla 4.7a. Factor C de condición de propagación.

Para condiciones extremadamente difíciles de propagación, el factor C puede ser tan grande como 6. La figura B4 del apéndice B muestra los valores típicos del factor C en el mundo.

Alternativamente el factor C puede ser calculado en base a la rugosidad del terreno y el factor climático c_r , con las siguientes formulas:

$$C = c_r (S/15.2)^{-1.3} \quad (4.77b)$$

S en metros y dentro del rango ($6 \leq S \leq 42$).

Los valores típicos del factor climático c_r se muestran en la siguiente tabla:

Condición de propagación.	Factor c_r
Buenas (montañas y clima seco)	0.5
Regulares (terreno regular y clima regular)	1
Difíciles (sobre agua y áreas costeras)	2

Tabla 4.7b. Factor climático (c_r).

- **Rugosidad del terreno (S).**

Se define como la desviación estándar (promedio) del terreno y esta limitado a un rango entre 6 y 42 metros. Se puede calcular tomando como referencia el nivel del mar y el usuario define los puntos finales del rango sobre el cual se realice el cálculo de rugosidad del terreno. A continuación se escribe la ecuación para calcular la rugosidad del terreno:

$$S = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (h_i - h_{promedio})^2} \quad [m] \quad (4.77c)$$

$$h_{promedio} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n h_i \quad [m] \quad (4.77d)$$

si $S_1 < 6$, entone se sustituye S_1 por 6.

si $S_1 > 42$, entone se sustituye S_1 por 42.

En otro caso se respeta el valor de S_1 .

En esta ecuación se observa que la propagación es mejor en trayectorias no planas, es decir tener elevaciones sobre el nivel del mar diferentes entre las radiobases.

4.12.5.2 Rec. ITU-R P.530-7.

La probabilidad de desvanecimiento donde el E_{FMdB} es excedido en el promedio del peor mes, esta dado por la siguiente ecuación:

$$P = K d^{3.6} f^{0.89} (1 + \gamma_p)^{-1.4} \times 10^{-E_{FM}/10} \quad (4.78)$$

Donde:

P = probabilidad de desvanecimiento

K =factor geo-climático de desvanecimiento en el peor mes del año.

d = longitud del enlace [km].

f = frecuencia [GHz].

α_p = inclinación de la trayectoria en miliradianes.

EFM = margen de desvanecimiento efectivo [dB].

• Factor geo-climático (K).

El factor geo-climático se calcula para el peor mes y su área geográfica; se puede obtener de tablas (en caso de obtenerlas) o realizando los siguientes cálculos en base a la tabla 4.8.

Área geográfica y climática.	Ecuación para obtener el factor geo-climático (K)
<p>Radio-enlaces en terreno firme. Es el enlace tiene las siguientes características en toda su trayectoria:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Estar sobre terreno firme. • Elevación (SNMar) mayor o igual a 100m ò 50 km alejada del mar. 	<p style="text-align: right;">Ec. (4.79)</p> $K=5(10)^{-7}10^{-(C_0-C_{lat}-C_{lon})}(P_L)^{1.5}$
<p>Radio-enlaces en la costa y cerca de grandes superficies de agua. Es el enlace que tiene las siguientes características en toda su trayectoria o una fracción de esta (Rc) :</p> <ul style="list-style-type: none"> • Estar sobre grandes superficies de agua, ya sea mar, lago, río etc. • Elevación (SNMar) menor a 100m. • Estar a una distancia menor de 50 km de la costa. 	<p style="text-align: right;">Ec. (4.80)</p> $K_{cl}=2.3(10)^{-4}10^{-(0.01C_0-0.01 c)}$ <p>Si $K_{cl} \geq K_i$ Entonces: $K=10^{[(1-R_c)\log(K_i)+R_c\log(K_{cl})]}$ Si $K_{cl} < K_i$ Entonces: $K=K_i$</p> <p>Donde: Rc (km) es la fracción de la trayectoria que cruza una superficie de agua. K_i esta dada por la ec. 4.78 utilizando su factor C_0 correspondiente. c = es la latitud en grados.</p>
<p>Radio-enlaces en la costa y cerca de medianas superficies de agua. Es el enlace que tiene las siguientes características en toda su trayectoria o una fracción de esta (Rc) :</p> <ul style="list-style-type: none"> • Estar sobre una superficie mediana de agua, ya sea mar, lago, río etc. • Elevación (SNMar) menor a 100m. • Estar a una distancia menor de 50 km de la costa. 	<p style="text-align: right;">Ec. (4.81)</p> $K_{cm} = (10)^{0.5(\log K_i + \log K_{cl})}$ <p>Si: $K_{cm} \geq K_i \Rightarrow K=10^{[(1-R_c)\log(K_i)+R_c\log(K_{cm})]}$ Si: $K_{cl} < K_i \Rightarrow K=K_i$</p> <p>Donde: Rc(km) = es la fracción de la trayectoria que cruza una superficie de agua. K_i = esta dada por la ec. 4.78 utilizando su factor C_0 correspondiente. K_{cl} = esta dado en la ec. 4.79.</p>

Tabla 4.8. Ecuaciones para obtener el Factor K.

En la tabla 4.9 se muestran los valores de C_0 dependiendo del tipo de terreno y altitud sobre el nivel del mar considerando la altura de la antena.

Características del terreno.	C_0
<ul style="list-style-type: none"> • Baja altitud de (0 a 400m) sobre el nivel del mar. • Planicies. • La trayectoria del enlace puede estar parcialmente o completamente sobre tierra firme. • Localizada en grandes planicies. 	0
<ul style="list-style-type: none"> • Baja altitud de (0 a 400m). • Colinas. • La trayectoria del enlace puede estar parcialmente o completamente sobre tierra firme. • Localizada en áreas grandes de colinas. 	3.5
<ul style="list-style-type: none"> • Mediana altitud de (400 a 700m). • Planicie. • La trayectoria del enlace puede estar parcialmente o completamente sobre tierra firme. • Localizada en áreas grandes de planicies. 	2.5
<ul style="list-style-type: none"> • Mediana altitud de (400 a 700m). • Colinas. • La trayectoria del enlace puede estar parcialmente o completamente sobre tierra firme. • Localizada en áreas grandes de colinas. 	6
<ul style="list-style-type: none"> • Altitud de (mayor a 700m). • Planicie. • La trayectoria del enlace puede estar parcialmente o completamente sobre tierra firme. • Localizada en áreas grandes de planicies. 	5.5
<ul style="list-style-type: none"> • Altitud de (mayor a 700m). • Colinas. • La trayectoria del enlace puede estar parcialmente o completamente sobre tierra firme. • Localizada en áreas grandes de colinas. 	8
<ul style="list-style-type: none"> • Altitud de (mayor a 700m). • montañas. • La trayectoria del enlace puede estar parcialmente o completamente sobre tierra firme. • Localizada en áreas grandes de montañas. 	10.5

Tabla 4.9. Valores de C_0 dependiendo el tipo de terreno y elevación SNM.

Para propósitos de planeación, si no se conoce el terreno se pueden considerar los siguientes valores para C_0 :

C_0	Rango de altitud (mts) sobre el nivel del mar
1.7	0-400
4.2	400 - 700
8	> 700

Tabla 4.9. Valores de C_0 , opcionales en caso de no conocer el terreno.

Los valores coeficientes de la ec. 4.79 se calculan por medio de sus coordenadas geográficas utilizando la siguiente tabla:

Coefficiente C_{lat}	Latitud (ϵ°).
$C_{lat} = 0$	para: $\epsilon \leq 53^\circ S$, y $\epsilon \leq 53^\circ N$
$C_{lat} = -53 + \epsilon$	para: $53^\circ N < \epsilon < 60^\circ N$, y de $53^\circ S < \epsilon < 60^\circ S$
$C_{lat} = 7$	para: $\epsilon \geq 60^\circ N$ y de $\epsilon \geq 60^\circ S$

Tabla 4.10. Coeficiente C_{lat} .

Coefficiente C_{lon}	Longitud
$C_{lon} = 3$	para longitudes de Europa y África.
$C_{lon} = -3$	para longitudes de norte América y sur América.
$C_{lon} = 0$	para las restantes longitudes.

Tabla 4.11. Coeficientes C_{lon} .

El valor de la variable climática (P_L) se obtiene, tomando el valor mas alto que se registra de gradiente porcentual $-100 N [1/km]$ que se encuentra en las figuras B5, B6, B7y B8 del apéndice B, donde se muestra un mapa del mundo con estos valores para los 4 meses mas representativos (estos mapas corresponden a la recomendación ITU-R P.453).

Inclinación de la trayectoria (α_p).

La magnitud de la inclinación de la trayectoria $|\alpha_p|$, se calcula de la siguiente forma:

$$\alpha_p = \text{sen}^{-1} (|h_t - h_r| / (1000d)) \quad [^\circ] \quad (4.82a)$$

$$\alpha_p = 1000 \text{ a } \text{sen}^{-1} (|h_t - h_r| / (1000d)) \quad [\text{milliradianes}] \quad (4.82b)$$

Donde:

d = longitud en [km].

h_t = la elevación sobre el nivel del mar de la antena transmisora en [m].

h_r = la elevación sobre el nivel del mar de la antena receptora en [m].

$a = (\pi / 180) = 0.01745329$

Para convertir en radianes, se aplica la siguiente ecuación:

$\alpha_p = (\pi / 180) (1000) (\text{No. de grados})$ [miliradianes].

4.12.5.3 K*Q Factor *S^{-1.3}, incluye rugosidad del terreno.

Su probabilidad de desvanecimiento esta dado por la siguiente ecuación:

$$P = [(KQ)/S^{1.3}] f^b d^c \times 10^{-EFM/10} \tag{4.83}$$

Donde:

P = probabilidad

KQ =factor geo-climático de desvanecimiento.

d = longitud del enlace [km].

f = frecuencia [GHz].

S = rugosidad del terreno en [mts].

b, c = constantes que dependen de cada región.

EFM = margen de desvanecimiento efectivo [dB].

En la tabla siguiente se muestran valores típicos de KQ usando valores de 1 y 3 para la frecuencia y la distancia respectivamente.

		b (f ^b)	1
		c (d ^c)	3
KQ	Marítimo tropical :Lugares en la costa y de alta humedad.		$4.1 \times 10^{-5} S^{-1.3}$
	Región climática marítima subtropical.		$3.1 \times 10^{-5} S^{-1.3}$
	Región climática continental: en superficies firmes y terreno regular.		$2.1 \times 10^{-5} S^{-1.3}$
	Región climática montañosa: en lugares no húmedos y montañosos.		$10^{-5} S^{-1.3}$

Tabla 4.12. Factores KQ, incluyendo rugosidad del terreno.

4.12.5.4 Referencia TIA TSB 10-F.

Este método es algo diferente a los anteriores y hace sus propias consideraciones. Se expone a continuación:

En los enlaces digitales de microondas, el margen de desvanecimiento compuesto depende de 4 factores que son sumados como se muestra en la siguiente ecuación:

$$CFM = 10 \log (10^{-TFM/10} + 10^{-DFM/10} + 10^{-EIFM/10} + 10^{-AIFM/10}) \quad (4.84)$$

Estos cuatro factores son definidos a continuación:

1. TFM. Margen de desvanecimiento térmico [dB]. El margen de desvanecimiento térmico (TFM). Algunas referencias le llaman también margen de desvanecimiento plano, solamente considera el ruido térmico sin considerar otro tipo de interferencia, entonces podemos calcularlo con la diferencia algebraica entre el valor nominal de la señal recibida RSL y el valor de $R_{xthreshold}$ que es el umbral de recepción mínimo del radio antes de que el BER sea mayor de 10^{-3} (es un dato especificado por el fabricante del equipo de radio). A continuación vemos como podemos calcular este valor en forma teórica para poder realizar nuestros cálculos posteriores.

$$TFM = RSL - R_{xthreshold}$$

Donde:

RSL es el nivel de ruido de recepción, visto en la ec. 4.12.

$R_{xthreshold}$ es el valor de recepción mínimo del radio para garantizar su correcto funcionamiento para una tasa de errores BER establecida usualmente de 10^{-3} . Es un dato especificado por el fabricante del equipo de radio.

2. DFM. Margen de desvanecimiento disperso [dB]. Es aplicable solo para radios digitales. Es un fenómeno que ocurre solo en algunas frecuencias de la banda de transmisión.

Este es un dato del fabricante del radio y es dependiente del BER requerido por el cliente. Este tipo especial de desvanecimiento es debido a las características del equipo; básicamente a la adaptabilidad de la equalización de los circuitos Este margen es independiente del ruido térmico y la interferencia.

El procedimiento para calcular el factor del DFF es el siguiente se toma el dato del DFM del fabricante, y se incluye el desvanecimiento disperso por multitrayectoria. En general el desvanecimiento disperso por multitrayectoria depende de los siguientes factores:

- Rugosidad del terreno y tipo de suelo.
- Longitud del trayecto.
- Condiciones climáticas.

3. EIFM. Margen de desvanecimiento de interferencia externa [dB]. El desvanecimiento por interferencia externa es ocasionado por señales provenientes de sistemas de radio externos (usualmente son de 1 dB). En la ausencia de interferencia de canal adyacente (AIFM), el margen de desvanecimiento de interferencia externo (EIFM) será simplemente el margen de desvanecimiento por interferencia IFM.
4. AIFM. Margen de desvanecimiento adyacente [dB]. Este es un valor de umbral que hay que establecer para compensar el efecto de las interferencias de canal adyacente por sistemas de radio de nuestra misma red de microondas.

Para encontrar la disponibilidad del enlace a consecuencia del desvanecimiento por multitrayectoria, realizamos las siguientes operaciones:

Primero calculamos con la siguiente ecuación el tiempo de indisponibilidad debido al desvanecimiento por multitrayectoria.

$$P_T = (r T_0 \times 10^{CFM/10}) / I_0 \quad [\text{seg}] \quad (4.85)$$

Donde:

CFM= Margen de desvanecimiento compuesto [dB].

P_T = Tiempo de indisponibilidad [seg]

r = factor de ocurrencia del desvanecimiento.

$T_0 = (t / 50)(8 \times 10^6)$ = longitud del desvanecimiento temporal en segundos.

t = temperatura promedio anual [°F].

I_0 = factor de mejoramiento por diversidad de espacio debe ser > 1 . Se utiliza $I_0 = 1$, cuando no existe diversidad .

El factor r se calcula de la siguiente ecuación de desvanecimiento atmosférico debido a multitrayectoria.

$$r = c (f / 4) (D / 1.6)^3 \times 10^{-5} \quad (4.86)$$

Donde:

c = factor climático del terreno (ver figura B1 en el apéndice B)

f = frecuencia [GHz].

D = longitud del enlace [km].

Cuando sí existe diversidad, el factor I_0 de mejoramiento por diversidad de espacio se puede calcular con la siguiente fórmula:

$$I_0 = 1.2 \times 10^{-3} s^2 (f/D)(10^{CFM/10}) , s \leq 15 \text{ m} \quad (4.87)$$

Donde:

f = frecuencia [GHz].
 D = longitud del enlace [km].
 s = distancia vertical entre los centros de las dos antenas [m].
 CFM = Margen de desvanecimiento compuesto [dB].

Nota: El margen de desvanecimiento en ambas antenas es el mismo.

Con la siguiente ecuación encontramos la disponibilidad anual del enlace en función del desvanecimiento por multitrayectoria:

$$\% \text{ Disponibilidad} = [(31536000 - P_T) / 31536000] \times 100 \quad (4.88)$$

Donde P_T es el valor obtenido en la ec. 4.85.

Si queremos encontrar el margen de desvanecimiento compuesto a partir del dato de confiabilidad anual del sistema, tendremos que utilizar las siguientes ecuaciones:

Para un sistema sin diversidad:

$$CFM = -10 \log [P_T / (5fD^3)] \quad [dB] \quad (4.89)$$

Para un sistema con diversidad de espacio:

$$CFM \text{ (diversidad de espacio)} = -5 \log (2.5 \times 10^{-4} P_T s^2) / (D^4) \quad [dB] \quad (4.90)$$

Donde:

D = Longitud del enlace [km].
 s = Distancia vertical entre los centros de las dos antenas [m].
 P_T = Tiempo de indisponibilidad [seg].

4.13 Técnicas para mejorar la confiabilidad del radio enlace.

Se analizarán tres causas de degradación del BER, las cuales disminuyen a su vez la confiabilidad del sistema:

- Interferencia .
- Ruido térmico.
- Distorsión de la forma de la onda.

Para reducir los efectos de estos fenómenos, se recomienda:

1. Usar reflectores parabólicos mas grandes y de mejor calidad para aumentar la direccionalidad. Cambiar las características de los radios, tales como el tipo de modulación, los filtros, etc. Aumentar la potencia de transmisión.

2. Modificar la inclinación de la trayectoria. Se ha observado que una trayectoria con mayor inclinación mejora el desempeño de los radioenlaces en cuanto a la probabilidad de ocurrencia de desvanecimiento por multitrayectoria
3. Utilizar diversidad de frecuencia. Reduce el desvanecimiento por multitrayectoria y consiste en utilizar otro canal de frecuencias para transportar la misma información, en caso de que el canal principal tuviera un deterioro en su desempeño. Es decir se hace una conmutación a otro canal de frecuencias en caso de que el canal principal sufriera un deterioro considerable en su calidad de transmisión, como se puede observar en la siguiente figura:

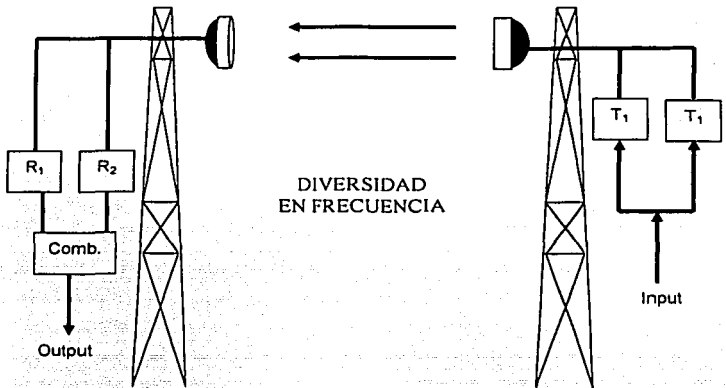


Figura 4.35. Diagrama de diversidad de frecuencia en radioenlaces.

La desventaja de este método es que necesita mayor ancho de banda (dos canales en vez de uno).

Aunque es difícil establecer una fórmula exacta para calcular el factor de mejora por diversidad de frecuencia, debido a que depende mucho de las condiciones de propagación, se tiene la siguiente fórmula (ref. 11 Pág. 83):

$$I_{r,d} = 80.5 [\Delta f / (f^2 d)] (10^{EFM/10}) \quad (4.92)$$

Donde:

Δf = efectivo espaciamiento entre los radiocanales (principal y respaldo) [GHz].
 f = frecuencia [GHz].
 d = longitud del enlace [km].
 EFM = margen de desvanecimiento efectivo [dB].

Por lo tanto, la probabilidad de desvanecimiento para un sistema con diversidad de frecuencia esta dado por:

$$P_{fd} = P / I_{fd} \tag{4.93}$$

- Utilizar diversidad de espacio. Reduce el desvanecimiento por multirayectoria y consiste en colocar una segunda antena receptora a una cierta distancia vertical de la primera, como se puede observar en la figura siguiente:

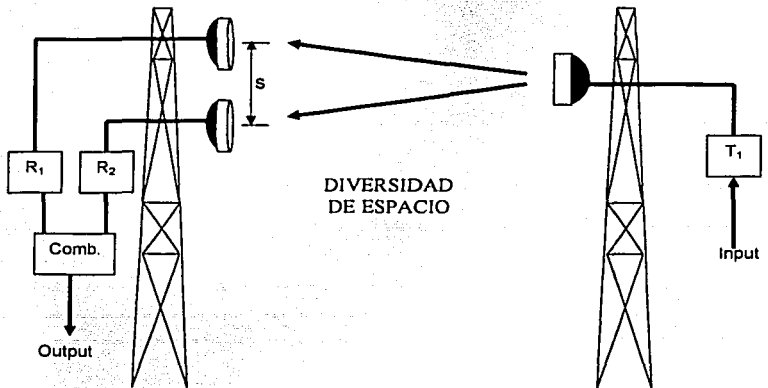


Figura 4.36. Diagrama de diversidad de espacio en radioenlaces.

La mejora considerable de esta configuración se debe a que es muy poco probable que un desvanecimiento por multirayectoria afecte a las dos antenas receptoras al mismo tiempo. Dentro de los equipos que cuentan con diversidad de espacio, hay unos que combinan las señales recibidas de las dos antenas (la combinación puede hacerse en banda base, frecuencia intermedia o en radiofrecuencia), mientras que otros conmutan automáticamente a la señal que tenga mejor calidad de recepción. Esta configuración además provee mayor redundancia al equipo cuando se realiza el switcheo de hot standby en los radiotransmisores.

Uno de los principales parámetros a encontrar es la separación entre las antenas (s).

La referencia 11 Pág. 85, sugiere la siguiente regla:

$$S = 200 (\lambda_f) \quad [m] \quad (4.94)$$

Donde: λ_f es la longitud de onda de la frecuencia de operación del enlace. La referencia sugiere: 60ft a 2 GHz, 45ft a 4 GHz, 30ft a 6 GHz y de 15 a 20ft a 12 GHz. Esta separación permite que la orientación de las antenas quede dentro de su primer lóbulo de radiación.

El factor I_{sd} de mejoramiento por diversidad de espacio se puede calcular con la siguiente formula:

$$I_{sd} = 1.2 \times 10^{-3} s^2 (f/D)(10^{CFM/10}), \quad s \leq 15 \text{ m} \quad (4.95)$$

Donde:

f = frecuencia [GHz].

D = longitud del enlace [km].

s = distancia vertical entre los centros de las dos antenas [mts].

Para un sistema con switcheo en banda base el factor I_0 de mejoramiento por diversidad de espacio se puede calcular con la siguiente formula:

$$I_{sd} = 1.2 \times 10^{-3} s^2 v^2 (f/D)(10^{CFM/10}), \quad s \leq 15 \text{ m} \quad (4.96)$$

$$V_{dB} = 20 \log (v)$$

Donde:

f = frecuencia [GHz].

D = longitud del enlace [km].

s = distancia vertical entre los centros de las dos antenas [mts].

v_{dB} = es la diferencia entre la señal recibida de la antena principal y la señal recibida de la antena de diversidad.

Por lo tanto la probabilidad de desvanecimiento para un sistema con diversidad de espacio esta dado por:

$$P_{sd} = P / I_{sd} \quad (4.97)$$

5. Uso de ecualizadores (igualadores). Es la única técnica realmente eficaz contra la distorsión de la onda. El ecualizador debe ser adaptablemente controlado para seguir las variaciones que sufren las características del canal de transmisión (el aire). Estos ecualizadores trabajan en el dominio del tiempo y de la frecuencia. En el dominio del tiempo compensan la degradación del BER debido a que reconstruyen la forma original de la

onda deformada por el canal de comunicación. En el dominio de la frecuencia, esto equivale a que la respuesta a la frecuencia del canal y el ecualizador en conjunto es prácticamente plana.

6. Disminuir la longitud de los enlaces

4.14 CALCULO MATEMÁTICO DE UN ENLACE

A continuación realizaremos el cálculo del enlace CCH Sur – Rectoría. Para ejemplificar lo visto anteriormente y corroborar la memoria de cálculo de los enlaces realizados por el software Pathloss en el capítulo 9.

El cálculo del enlace ya se realizó con software para una confiabilidad de 99.995% lo cual implicó seleccionar el equipo del radio-enlace (equipo de radio, antena, línea de transmisión); por lo tanto, tomaremos este equipo como referencia y en caso de no obtener la confiabilidad especificada, haremos los cambios pertinentes (tamaño de alguna de la dos antenas, cambio de frecuencia, cambio de radio etc.).

Por lo tanto el equipo de radio seleccionado es el siguiente:

Guía de onda flexible Marca Mitec	Para antenas de 1 ft
Flex Twist	38 GHz
Longitud (m)	0.6
Atenuación (dBm/100mts)	328
Perdidas en línea de Tx (dB)	1.968
Tipo	WR28

ANTENA RFS ultra highperformance	SB1-380 38 GHz
Diámetro (mts)	0.3
Ganancia (dBi)	39.6
Beam width (°)	1.7
Frecuencia baja (MHz)	37000
Frecuencia alta (MHz)	39500
Longitud Flex Twist (m)	0.6

Tipo de radio	ALCATEL 9438UX (4X2)
Clase de emisión	7MOQW7DDT
Tipo de modulación	4QAM
Ancho de banda	7
Sub banda de operación del equipo (MHz)	37000 - 39500
Potencia normal de transmisión (dBm / Watts)	15 / 0.03
Separación de canal (MHz)	7
Separación de Duplex (MHz)	1260
Umbral de recepción (dBm)	-81
Velocidad de transmisión	4x2 048
Numero de certificado de homologación	MOSAL9498-402

Los datos que se nos proporcionan son los siguientes:

CCH 5 SUR

RECTORIA CU

Elevación SNM [m]	2339.00	2287.00
Altura propuesta de la antena [m]	30.00	30.00
Latitud	19° 19' 05.00" N	19° 20' 00.00" N
Longitud	099° 11' 50.00" W	099° 11' 15.00" W
Perdidas por conectores [dB]	0.50	0.50
Perdidas extras [dB]	1.00	1.00
Perdidas por Circ. branching [dB]	1.00	1.00
TX filter loss [dB]	1.00	1.00
Margen de campo (Field margin) [dB]		0.00
Longitud del enlace [km]		1.98
Frecuencia propuesta [MHz]		38000.00
Polarización propuesta		Vertical
Margen de desvanecimiento disperso (DFM _{dB}) (especificación del fabricante del radio).		46.50

El procedimiento que por lo regular se hace para el diseño del enlace, está basado en la confiabilidad que se requiere. Por lo cual, a continuación se muestran los estándares que utilizamos para nuestros enlaces y se subrayan los parámetros y métodos que utilizaremos en el diseño de nuestro enlace.

DISPONIBILIDAD ANUAL (CONFIABILIDAD)			
Método de calculo de confiabilidad	Utilizar la <u>Rec. ITU-R P.530-7.</u>		
Limite del receptor	Los cálculos de la disponibilidad anual serán efectuados con el criterio en limite de receptor <u>BER = 10⁻⁶</u>		
Objetivos anuales de disponibilidad para diferentes capacidades	Capacidad	Disponibilidad un solo sentido	Disponibilidad doble sentido
	2E1 (1BTS)	99.99 %	99.95 %
	4E1-16E1 (>2BTSs)	99.99 %	99.98 %
	E3-2E3	99.9995 %	99.9993 %
	>2E3 y a un STM-1	99.9999 %	99.9998 %

CRITERIO DE LIBRAMIENTO DE TRAYECTORIA	
Criterio de libramiento de trayectoria	100% de la primera zona de Fresnel y mínimo 80 % de la segunda zona de Fresnel.
Criterio de libramiento por crecimiento de vegetación.	3 mts
Factor K (refracción del radio de la curvatura)	K=4/3

CALCULO DE ATENUACIÓN POR LLUVIA	
Método de calculo de atenuación por lluvia	Método Crane
Región climática de Crane	Zona G para la ciudad de México
0.01 % anual excedido	Rango de lluvia igual = 90.2 mm/hr
Protección contra atenuación por lluvia	Usar polarización vertical lo mas posible

- A continuación mostraremos el perfil y las principales ecuaciones que se utilizan para su formación.

Obtenemos el calculo de la primera y segunda zona de Fresnel para la distancia crítica del enlace; es decir, en el centro ($d/2$), con la ec. (4.47).

$$F_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad \text{Siendo } \lambda = \frac{V_c}{f}$$

Considerando $d_1 = d/2$ y $d_2 = d/2$, obtenemos:

$$F_n = 8.66(d/f)^{1/2} (n)^{1/4} \quad [\text{metros}]$$

Donde:

f es la frecuencia y esta en [GHz].

d es la longitud del enlace en [Km].

n es la zona de Fresnel (1,2,3...).

F_n es el radio de la zona de Fresnel seleccionada.

Obtenemos la primera zona de Fresnel ($n=1$) y la segunda zona de Fresnel ($n=2$), considerando los parámetros de nuestro enlace ($f=38\text{GHz}$, $d=1.98\text{km}$).

$$F_1 = 8.66(1.98/38)^{1/2} (1)^{1/4} = 1.977 \text{ [m]} \quad , \quad \therefore 100\% \text{ de } F_1 = 1.977 \text{ [m]}$$

$$F_2 = 8.66(1.98/38)^{1/2} (2)^{1/4} = 2.796 \text{ [m]} \quad , \quad \therefore 80\% \text{ de } F_2 = 2.24 \text{ [m]}$$

Por lo tanto siempre tendremos que mantener un libramiento de 2.24m, Además, en caso de encontrarse en la trayectoria vegetación (árboles), tendremos que aumentar 3 m, lo cual resulta tener un margen de libramiento de 5.24m.

Para el trazado del perfil se utiliza la ecuación 4.38, con la corrección de alturas en función de K.

$$H = (d_1 d_2) / 2KR$$

Donde:

- H = es la altura modificada.
- d_1 = es la distancia entre el km cero, hasta el lugar donde se desea hacer la corrección.
- d_2 = es la parte restante de la distancia.
- K = factor de refracción que modifica la curvatura de la tierra, en este caso es igual a 4/3.
- R = radio real de la tierra (6378 km).

A continuación en la figura 4.37, se muestra el perfil del enlace CCH Sur y Rectoría. En este caso, como solo es proyectado, no se realizó el estudio de línea de vista, el cual nos permite visualizar físicamente si hay obstáculos.

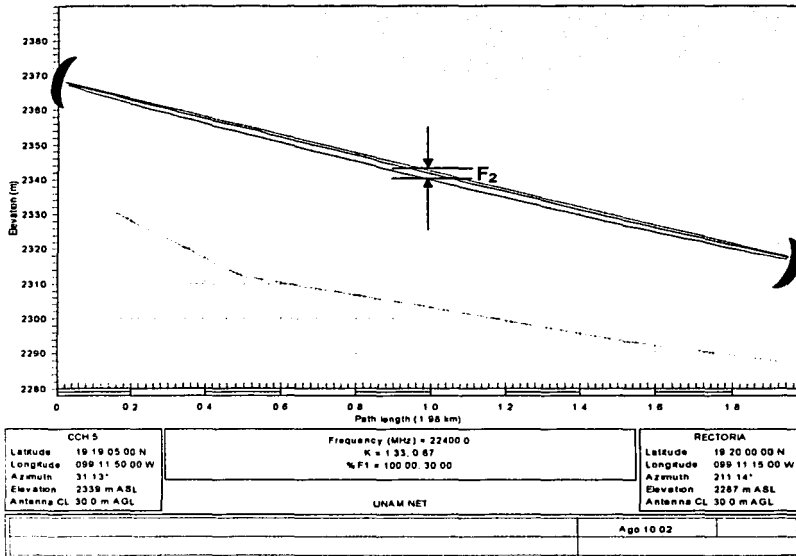


Figura 4.37, Perfil topográfico del enlace CCH Sur y Rectoría.

A continuación analizamos el comportamiento de sistema.

- Obtenemos las pérdidas en espacio libre (FSL) con la ec. (4.9d), utilizando los parámetros de nuestro enlace ($d=1.98\text{km}$ y $f=38\text{GHz}$).



$$FSL = L_p = 92.45 + 20 \log_{10} d_{lm} + 20 \log_{10} f_{MHz} \quad [dB]$$

$$FSL = L_p = 92.45 + 20 \log_{10} (1.98) + 20 \log_{10} (38) \quad [dB]$$

$$\therefore FSL = 129.979 \text{ [dB]}$$

- Obtenemos la PIRE con la ec. (4.10). con los parámetros de nuestro enlace:

$$PIRE_{dBm} = P_o - L_{Tx} + G_{antTx}$$

Donde:

$$P_o = 15 \text{ [dBm]}$$

$$G_{antTx} = 39.6 \text{ [dBi]}$$

L_{Tx} = Son las pérdidas en la transmisión desde el radio hasta la salida de la antena.

A continuación se observan las principales pérdidas que componen a L_{Tx} :

$$L_{Tx} = L_{Linea} + L_{conectores} + L_{filtros} + L_{circuito} + L_{Radome} + L_{otras}$$

$$L_{Linea} = (\text{atenuación-guía de onda} = 328 \text{ dB/100m})(\text{longitud de la guía} = 0.6\text{m}) = 1.968 \text{ [dB]}$$

$$L_{conectores} = 0.5 \text{ [dB]}$$

$$L_{filtros} = 1 \text{ [dB]}$$

$$L_{circuito} = 1 \text{ [dB]}$$

$$L_{Radome} = 0 \text{ [dB]}$$

$$L_{otras} = 1 \text{ [dB]}$$

$$L_{Tx} = 1.968 + 0.5 + 1 + 1 + 0 + 1 = 5.468 \text{ [dB]}$$

$$\therefore PIRE_{dBm} = P_o - L_{Tx} + G_{antTx} = 15 - 5.468 + 39.6 = 49.132 \text{ [dBm]}$$

- Obtenemos el nivel de potencia capturada por el receptor (RSL) con la ec. 4.12.

$$RSL_{dBm} = PIRE - L_{medio} + G_{antRx} - L_{Rx}$$

o

$$RSL_{dBm} = P_o - L_{Tx} + G_{antTx} - L_{medio} + G_{antRx} - L_{Rx}$$

Donde:

$$L_{\text{medio}} = L_{\text{FSL}} + L_{\text{AA}} + L_{\text{Df}} + M_{\text{FM}}$$

L_{medio} = Pérdidas en el medio de transmisión (atmósfera).

L_{FSL} = pérdidas en el espacio libre. ecuación (4.9d)

$$L_p = 92.45 + 20 \log_{10} d_{km} + 20 \log_{10} f_{\text{GHz}} \quad [\text{dB}]$$

$$L_p = 92.45 + 20 \log_{10} (1.98)_{km} + 20 \log_{10} (38)_{\text{GHz}} \quad [\text{dB}]$$

$$\therefore L_{\text{FSL}} = 129.979 \text{ [dB]}$$

L_{AA} = Perdidas por absorción atmosférica. Las obtenemos de la ec. (4.51).

$L_{\text{AA}} = (L_{\text{ox}} + L_{\text{va}})D$ = atenuación por absorción atmosférica [dB].

L_{ox} = atenuación específica por oxígeno [dB/Km].

$$L_{\text{ox}} = \left[7.19 \cdot 10^{-3} + \frac{6.09}{f^2 + 0.227} + \frac{4.81}{(f - 57)^2 + 1.5} \right] f^2 \cdot 10^{-3} \quad \left[\frac{\text{dB}}{\text{km}} \right]$$

para $f < 57$ GHz,

Sustituimos nuestra frecuencia 38GHz.

$$L_{\text{ox}} = \left[7.19 \cdot 10^{-3} + \frac{6.09}{38^2 + 0.227} + \frac{4.81}{(38 - 57)^2 + 1.5} \right] 38^2 \cdot 10^{-3} \quad \left[\frac{\text{dB}}{\text{km}} \right]$$

$$\therefore L_{\text{ox}} = 0.035631 \text{ [dB/km]}$$

L_{va} (dB/km) = atenuación específica del vapor de agua se obtiene con la ecuación siguiente .

$$L_{\text{va}} = \left[0.067 + \frac{3}{(f - 22.3)^2 + 7.3} + \frac{9}{(f - 183.3)^2 + 6} + \frac{4.3}{(f - 323.8)^2 + 10} \right] f^2 \cdot \rho \times 10^{-1} \left[\frac{\text{dB}}{\text{km}} \right]$$

Para: $f < 350$ GHz y $\rho < 12$ g/m³

Sustituimos la frecuencia utilizada (38GHz).

$$L_{va} = \left[0.067 + \frac{3}{(38 - 22.3)^2 + 7.3} + \frac{9}{(38 - 183.3)^2 + 6} + \frac{4.3}{(38 - 323.8)^2 + 10} \right] 38^2 (7.5) \times 10^{-4} \left[\frac{\text{dB}}{\text{km}} \right]$$

$$\therefore L_{va} = 0.08588 \text{ [dB/Km]}$$

ρ = densidad de vapor de agua en = 7.5 [gm/m³].

f (GHz) = frecuencia = 38 [GHz].

D (km) = longitud del enlace = 1.98 [km].

$$L_{AA} = (L_{ox} + L_{va})D = (0.0356 + 0.08588) 1.98$$

$$\therefore \text{Las pérdidas por absorción atmosférica es : } L_{AA}(\text{dB}) = 0.24 \text{ [dB]}$$

L_{Dif} = Pérdidas por difracción. (solo se considera sino se toman en cuenta los criterios de libramiento de las zonas de Fresnel)

$$\therefore L_{Dif} = 0$$

M_{FM} = es un margen de error (Field margin).

$$\therefore \text{No consideramos: } M_{FM} = 0 \text{ [dB]}$$

Obtenemos:

$$L_{medio} = L_{FSL} + L_{AA} + L_{Dif} + M_{FM} = 129.979 + 0.24 + 0 + 0 = 130.219 \text{ [dB]}$$

$$L_{medio} = 130.219 \text{ [dB]}$$

Finalmente obtenemos:

$$RSL_{dBm} = PIRE - L_{medio} + G_{antRx} - L_{Rx}$$

Donde:

$$PIRE = 49.132 \text{ [dBm]}$$

$$L_{medio} = 130.219 \text{ [dB]}$$

$$G_{antRx} = 39.6 \text{ [dBi]}$$

$$L_{Rx} = L_{linea} + L_{conectores} + L_{filtros} + L_{circuito} + L_{radome} + L_{otras} = 5.468 \text{ [dB]}$$

$$RSL_{dBm} = (49.132) - (130.219) + (39.6) - (5.468)$$

$$\therefore RSL_{dBm} = -46.95 \text{ [dBm]}$$

- Calculamos la confiabilidad debida a atenuación por multitraectoria, con los tres métodos vistos anteriormente.

➤ Método de confiabilidad de la Recomendación ITU-R P.530-7.

Calculamos utilizando la ecuación (4.78).

$$P = K d^{3.6} f^{0.89} (1 + \alpha_p)^{-1.4} \times 10^{-EFM/10} \quad (4.78)$$

Donde:

P = probabilidad (fracción de tiempo)

K = factor geo-climático de desvanecimiento en el peor mes del año.

d = longitud del enlace [km].

f = frecuencia [GHz].

α_p = inclinación de la trayectoria en milliradianes.

EFM = margen de desvanecimiento efectivo [dB].

Realizamos el calculo de K, α_p y EFM.

De la tabla 4.8 catalogamos a K para la ciudad de México como: radio-enlaces en terreno firme. Por lo tanto le corresponde la ec. (4.79).

$$K = 5(10)^{-7} 10^{-(C_0 - C_{lat} - C_{lon})} (P_L)^{1.5}$$

Encontramos el valor de C_0 de la tabla 4.9.

Resultando: $C_0 = 8$

Encontramos el coeficiente C_{lat} , con la latitud (ϵ) = 19° N y usando la tabla 4.10. Por lo tanto se obtiene:

$$\therefore C_{lat} = 0$$

Encontramos el coeficiente C_{lon} , con la Longitud 99° N y usando la tabla 4.11. Por lo tanto se obtiene:

$$\therefore C_{lon} = -3$$

Obtenemos el valor de la variable climática (P_L). Se obtiene, tomando el valor mas alto que se registra de gradiente porcentual -100 N Unidades/Km, mostrado en las figuras B5, B6, B7y B8 del apéndice B. Por lo tanto de la figura B6 correspondiente al mes de mayo se obtiene el valor mas alto.

$$\therefore P_L = 20$$

Con estos valores encontramos K:

$$K = 5(10)^{-7} 10^{-(Co-Cia-Cion)} (P_L)^{1.5} = 5(10)^{-7} 10^{-(8-0-(-3))} (20)^{1.5} =$$

$$K = 4.472 \times 10^{-16}$$

Encontramos la inclinación de la trayectoria en miliradianes (α_p), con la ec. (4.82).

$$\alpha_p = \text{sen}^{-1} (|h_t - h_r| / (1000d)) \quad [^\circ]$$

$$\alpha_p = \text{sen}^{-1} (|(2339+30)-(2287+30)| / (1000(1.98))) \quad [^\circ]$$

$$\therefore \alpha_p = 1.505^\circ$$

$$\alpha_p = 1000 \text{ a } \text{sen}^{-1} (|h_t - h_r| / (1000d)) \quad [\text{miliradianes}]$$

$$\therefore \alpha_p = 26.26 \text{ [mr]}$$

Donde:

$d = 1.98$ [Km]. Longitud del enlace.

$h_t = 2339 + 30 = 2369$ [m]. Elevación sobre el nivel del mar mas la altura de la antena transmisora.

$h_r = 2287 + 30 = 2317$ [m]. Elevación sobre el nivel del mar mas la altura de la antena receptora en [m].

$$a = (\pi / 180) = 0.01745329$$

Para convertir en radianes, se aplica la siguiente ecuación:

$$\alpha_p = (\pi / 180) (1000) (\text{No. de grados}) \text{ [miliradianes]}.$$

Obtenemos el margen de desvanecimiento efectivo EFM (dB), con la ecuación 4.65.

$$EFM_{dB} = -10 \log [10^{-FFM/10} + R_D 10^{-DFM/10}]$$

Donde:

FFM_{dB} = margen de desvanecimiento plano.

R_D = Factor de ocurrencia de desvanecimiento disperso.

$DFM_{dB} = 46.50$ [dB]. Margen de desvanecimiento disperso (especificación del fabricante del radio).

Por lo tanto primero tenemos que obtener el FFM_{dB} = margen de desvanecimiento plano, con la ec. 4.64.

$$FFM_{dB} = -10 \log [10^{-TFM/10} + 10^{-IFM/10}]$$

Consideramos el margen de desvanecimiento por interferencia $IFM = 0$, debido a que supuestamente realizamos un estudio de no interferencia.

Por lo tanto ahora calculamos el margen de desvanecimiento térmico de la ec. (4.21).

$$TFM = RSL - R_{xthreshold}$$

Donde:

RSL = es el nivel de recepción nominal, visto en la ec. 4.12.

$R_{xthreshold} = R_x$ threshold level es el umbral de recepción mínimo del radio antes de degradarse un BER de 10^{-3} . Es un dato especificado por el fabricante del equipo de radio.

$$\therefore \text{sustituimos } RSL = -46.95 \text{ [dBm]} \text{ y } R_{xthreshold} = -81 \text{ [dBm]}$$

$$TFM = RSL - R_{xthreshold} = -46.95 - (-81) = 34.05 \text{ [dB]}$$

$$\therefore TFM = 34.05 \text{ [dB]}$$

Obtenemos el valor R_D de la tabla 4.5 y consideramos que en la ciudad de México tenemos condiciones difíciles de propagación; entonces, el factor de ocurrencia de desvanecimiento disperso R_D es igual a 5.

Sustituimos: $R_D = 5$, $DFM = 46.5 \text{ [dB]}$ y $FFM = 34.05 \text{ [dB]}$.

$$EFM = -10 \log [10^{-FFM/10} + R_D 10^{-DFM/10}] = -10 \log [10^{-34.05/10} + (5) 10^{-46.5/10}]$$

$$\therefore EFM_{dB} = 32.96 \text{ [dB]}$$

A continuación obtenemos la probabilidad de desvanecimiento con los tres métodos vistos anteriormente.

- Sustituimos en la ec. 4.78. de la Rec. ITU-R P.530-7 para obtener la probabilidad de desvanecimiento donde el EFM_{dB} es excedido en el promedio del peor mes.

$$P = K d^{3.6} f^{0.89} (1 + \gamma_p)^{-1.4} \times 10^{-EFM/10}$$

Donde:

P = probabilidad (fracción de tiempo)

$$K = 4.472 \times 10^{-16}$$

d = 1.98 [km].

f = 38 [GHz].

$\gamma_p = 24.57$ [miliadianes].

EFM = 32.96 [dB].

$$P = 4.472 \times 10^{-16} (1.98)^{3.6} (38)^{0.89} (1+26.26)^{-1.4} \times 10^{-(32.96/10)}$$

$$\therefore P = 7.205 \times 10^{-19} \text{ (indisponibilidad)}$$

Indisponibilidad para el peor mes: $U(\%) = 100 (P) = 7.205 \times 10^{-17} \%$

Disponibilidad para el peor mes: $A(\%) = 100 (1-P) = 99.99999999999999927$

Apreciamos que es muy alta la disponibilidad y es debido a que esta recomendación esta diseñada para trabajar dentro de un rango de 7 a 95 km y de 2 a 37 GHz; además, se debe a la corta distancia de nuestro enlace.

➤ A continuación, utilizamos la probabilidad de desvanecimiento de Vigants-Barnett dada por la ecuación 4.77.

$$P = 6 \times 10^{-7} C f d^3 \times 10^{-EFM/10}$$

Donde:

P = probabilidad (fracción de tiempo)

d = longitud del enlace [km].

f = frecuencia [GHz].

EFM = margen de desvanecimiento efectivo [dB].

C= Factor que dependen de cada región.

Elegimos el factor C de la tabla 4.7a, resultando: $C = 0.25$

Sustituimos:

$$P = 6 \times 10^{-7} (0.25)(38)(1.98)^3 \times 10^{-32.96/10}$$

$$P = 0.0000002238 \text{ (indisponibilidad)}$$

Indisponibilidad para el peor mes: $U(\%) = 100 (P) = 2.238 \times 10^{-6} \%$

Disponibilidad para el peor mes: $A(\%) = 100 (1-P) = 99.99999776$

Tiempo de indisponibilidad en el peor mes: $U(\text{seg}) = P \times 30 \times 24 \times 60 \times 60$

$U(\text{seg}) = 2.238 \times 10^{-8} (60 \times 60 \times 24 \times 30) = 0.058$ segundos

Si asumimos tres meses con los más severos desvanecimientos al año (0.25 del año), podemos expresar la probabilidad anual como:

Indisponibilidad anual $U(\%) = 100 (P)(0.25) = 0.000005595 \%$

Disponibilidad anual $A(\%) = 100 (1 - 0.25P) = 99.99999944$

Tiempo de indisponibilidad anual:

$U(\text{seg}) = 0.25(P)(31536000 - \text{los segundos del año})$
 $= 0.25(2.238 \times 10^{-8})(31536000 - 0.058) = 0.176$ [seg]

➤ Utilizamos la Referencia TIA TSB 10-F.

Calculamos con la ecuación 4.85 el tiempo de indisponibilidad debido al desvanecimiento por Multitrayectoria. Para este caso seguimos considerando el margen de desvanecimiento efectivo ($EFM_{dB} = CFM = 32.96$ [dB]) que será igual al margen de desvanecimiento compuesto (CFM) utilizado por este método de confiabilidad.

$$P_T = (r T_0 \times 10^{-(CFM/10)}) / I_0 \quad [\text{segundos}]$$

Donde:

P_T [seg.] = Es el tiempo de indisponibilidad [seg].

r = factor de ocurrencia del desvanecimiento.

$T_0 = (t / 50)(8 \times 10^6)$ [seg] = longitud del desvanecimiento debido al clima.

t = temperatura promedio anual en grados Fahrenheit (ver figura B2). A continuación se muestra la conversión:

$$t_F = 1.8 t_C + 32 = t_K - 459.67$$

CFM = margen de desvanecimiento compuesto.

I_0 = factor de mejoramiento por diversidad de espacio. Se utiliza $I_0 = 1$ cuando no existe diversidad.

Calculamos el factor r con la ecuación 4.86.

$$r = c (f / 4) (D / 1.6)^3 \times 10^{-5} = 6 (38 / 4) (1.98 / 1.6)^3 \times 10^{-5}$$

$$r = 0.00108021$$

Donde:

$c = 6$ factor climático del terreno (ver figura B1 apéndice B)

$f = 38$ [GHz].

$D = 1.98$ [km]. Longitud del enlace.

Obtenemos T_0 , con $t = 70$ [° F], obtenida de la figura B1.

$$T_0 = (t / 50)(8 \times 10^6) = (70 / 50) (8 \times 10^6) = 11200000 \text{ [seg]}$$

Calculamos P_T . Con los parámetros encontrados y la consideración de: $l_0 = 1$ (sin diversidad), $CFM = 32.96$ [dB].

$$P_T = (r T_0 \times 10^{-(CFM/10)}) / l_0 = (0.00108021(11200000) \times 10^{-(32.96/10)}) / (1) =$$

$$P_T = 6.11964 \text{ [seg]}$$

Si sabemos que el total de segundos al año es de:

$$60 \times 60 \times 24 \times 365 = 31536000 \text{ segundos}$$

Entonces con la ecuación 4.88 encontramos la disponibilidad anual del enlace en función del desvanecimiento por multitrayectoria:

$$\% \text{ Disponibilidad} = [(31536000 - P_T) / 31536000] \times 100 \quad (4.88)$$

Donde P_T es el valor obtenido en la ec. 4.85.

$$\text{Disponibilidad} = A (\%) = [(31536000 - P_T) / 31536000] \times 100$$

$$\therefore A (\%) = 99.9999805 \%$$

Como se puede observar la confiabilidad es bastante alta y esto es debido a que la atenuación por multitrayectoria es pequeña; por lo tanto, ahora encontraremos la atenuación por lluvia y de la comparación de las dos seleccionamos la mayor, para utilizarla como referencia en nuestra confiabilidad.

- A continuación, calculamos la probabilidad de atenuación por lluvia con el método de Crane.

Utilizamos la ecuación 4.59 y 4.60 del método de Crane.

$$A_{dB} = aR^b \{ [(e^{\mu \cdot b \cdot \delta} - 1) / \mu b] - [(\alpha^b e^{\mu b \delta}) / \beta b] + [(\alpha^b e^{\mu b L}) / \beta b] \} \text{ [dB]}$$

Utilizar esta ecuación si: $\delta \leq L \leq 22.5 \text{ km}$

$$A_{dB} = aR^b [(e^{\mu \cdot b \cdot L} - 1) / \mu b] \text{ [dB]}$$

Utilizar esta ecuación para: $L < \delta$

Donde:

$$\mu = [\ln(\alpha e^{\beta R})] / \delta$$

$$\alpha = 2.3 R^{-0.17}$$

$$\beta = 0.026 - 0.03 \ln(R)$$

$$\delta = 3.8 - 0.6 \ln(R)$$

R = Intensidad de lluvia en milímetros por hora [mm/hr].

L = longitud del enlace en kilómetros [km].

a , b = son los mismos coeficientes de regresión que se vieron en el método anterior.

Donde: a y b son valores que dependen de la frecuencia (F), polarización y la temperatura (T) y se les llama coeficientes de regresión; se obtienen de la misma tabla A1 del apéndice A.

Encontramos los valores de a y b de la tabla A1 del apéndice A, considerando 38GHz y polarización vertical.

Interpolando obtenemos:

35GHz	a = 0.233	y	b = 0.963
-------	-----------	---	-----------

40GHz	a = 0.310	y	b = 0.929
-------	-----------	---	-----------

$$M = [(\log 35 - \log 38) / (\log 35 - \log 40)] = 0.61587$$

$$a_{38} = \log^{-1}[\log 0.233 - 0.61587(\log 0.233 - \log 0.31)]$$

$$a_{38} = 0.277$$

$$b_{38} = 0.963 - 0.61587(0.963 - 0.929)$$

$$b_{38} = 0.942$$

Obtener el valor de la intensidad de lluvia R (en mm/hr).

De la figura A3, seleccionamos la región G.

De la tabla A3 (estadísticas Crane) del apéndice A, seleccionamos para el porcentaje de tiempo (0,01%) que corresponde al 99.99 % requerido y en función de la región G seleccionada.

$$\therefore \text{obtenemos } R = 90.2 \text{ [mm/hr]}$$

Calculamos:

$$\alpha = 2.3 R^{-0.17} = 2.3 (90.2)^{-0.17} = 1.07$$

$$\beta = 0.026 - 0.03 \ln(R) = -0.109$$

$$\delta = 3.8 - 0.6 \ln(R) = 1.099$$

$$\mu = [\ln(\alpha e^{\beta b})] / \delta = [\ln(1.07 e^{-0.109(1.099)})] / 1.099 = -0.0474$$

Debido a que δ esta en este rango $\delta \leq L \leq 22.5$ km utilizamos la ec. 4.59.

$$A = aR^b \{ [(e^{\mu b^A} - 1)/\mu b] - [(\alpha^b e^{\beta b^A})/\beta b] + [(\alpha^b e^{\beta b^A})/\beta b] \} \text{ [dB]}$$

$$A = 0.277(90.2)^{0.942} \left\{ \left[\frac{e^{(-0.0474)(0.942)(1.099)} - 1}{(-0.0474)(0.942)} \right] - \left[\frac{(1.07)^{0.942} e^{-0.109(0.942)(1.099)}}{(-0.109 \times 0.942)} \right] + \left[\frac{(1.07)^{0.942} e^{-0.109(0.942)(1.98)}}{(-0.109 \times 0.942)} \right] \right\} \text{ [dB]}$$

$$A = 19.24 \{ [1.07247] - [-9.2725] + [-8.4705] \} = 36.065 \text{ [dB]}$$

Por lo tanto observamos que la atenuación por lluvia es mayor a la atenuación por multitrayectoria por lo cual, estaremos utilizando esta ecuación de probabilidad por lluvia como base para el diseño de nuestro enlace.

Para comprobamos la confiabilidad para lo valores obtenidos, con la ec. 4.63b, de probabilidad de interrupción por lluvia (P), y nos resulta:

$$A_{0.01} = 36.065 \text{ [dB]}$$

$$A_p = \text{EFM} = 32.96 \text{ [dB]}$$

$$\Delta = 11.628 \{ -0.546 + [0.29812 + 0.172 \log[(0.12 A_{0.01}) / A_p]]^2 \}$$

$$\Delta = -1.89877$$

$$p = 10^{-\Delta} \text{ [%]}$$

$$P_u = 0.012624 \text{ % (indisponibilidad)}$$

$$P_A = 99.987 \text{ % (disponibilidad)}$$

Donde:

A_p (dB) = Es la atenuación excedida para otros porcentajes también considerada como el margen de desvanecimiento (dB).

$A_{0.01}$ (dB) = atenuación obtenida para un porcentaje de 0.01%.

P (%) = probabilidad de interrupción por lluvia.

En este caso, vemos que con las antenas propuestas (1ft) se obtiene una confiabilidad aceptable; por lo tanto, dejamos el enlace con estos parámetros. En caso de que existiera una gran diferencia, sería necesario incrementar el tamaño de las antenas para tener mayores ganancias. En este caso utilizamos antenas de 1 ft. El siguiente paso sería colocar antenas de 2 ft, y en caso de que no se alcancen los objetivos deseados, se tendría que realizar los ajustes necesarios, por ejemplo: cambiar la frecuencia de operación, cambiar potencia de transmisión, intentar reducir la distancia del enlace o cambiar la dirección del enlace a otra radiobase etc.

A continuación se muestran los cálculos de diseño realizados con el software Pathloss.

Microwave Worksheet - CCH 5 SUR-RECTORIA.F.pl4

	CCH 5 SUR	RECTORIA CU
Elevation (m)	2339.00	2287.00
Latitude	19 19 05.00 N	19 20 00.00 N
Longitude	099 11 50.00 W	099 11 15.00 W
True azimuth (*)	31.13	211.14
Vertical angle (*)	-1.42	1.40
Antenna model	SU 1 - 380	SU 1 - 380
Antenna height (m)	30.00	30.00
Antenna gain (dB)	39.60	39.60
TX line type	FLEX TWIST	FLEX TWIST
TX line length (m)	0.60	0.60
TX line unit loss (dB /100 m)	328.00	328.00
TX line loss (dB)	1.97	1.97
Connector loss (dB)	0.50	0.50
Miscellaneous loss (dB)	1.00	1.00
Circ. branching loss (dB)	1.00	1.00
TX switch loss (dB)	0.00	0.00
TX filter loss (dB)	1.00	1.00
Other TX loss (dB)	0.00	
Frequency (MHz)	38000.00	
Polarization	Vertical	
Path length (km)	1.98	
Free space loss (dB)	129.98	
Atmospheric absorption loss (dB)	0.24	
Field margin (dB)	0.00	
Net path loss (dB)	61.95	61.95
Radio model	9438-UX (4E-1)	9438-UX (4E-1)
TX power (watts)	0.03	0.03
TX power (dBm)	15.00	15.00
EIRP (dBm)	49.13	49.13
Emission designator	07MOD7W	07MOD7W
TX Channels	A2V041L 38343.0000V	A2V041H 37575.0000V
RX threshold criteria	BER 10-3	BER 10-3
RX threshold level (dBm)	-81.00	-81.00
Maximum receive signal (dBm)	-21.00	-21.00
RX signal [RSL] (dBm)	-46.95	-46.95
Thermal fade margin (dB)	34.05	34.05
Dispersive fade margin (dB)	46.50	46.50
Dispersive fade occurrence factor	5.00	
Effective fade margin (dB)	32.96	32.96
Geoclimatic factor	5.60E-06	
Path inclination (mr)	26.24	
Average annual temperature (°C)	16.00	
Rain region	G Tropical Moderate	
Flat fade margin - rain (dB)	36.05	
Rain rate (mm/hr)	90.2	
Rain attenuation (dB)	36.07	
Annual rain (%-sec)	99.989 -3468.96	

Reliability Method - ITU-R P.530-7
Rain - Crane

Observamos que hay algunas diferencias entre los resultados obtenidos por el software Pathloss y los cálculos realizados a mano, los cuales probablemente se deben al redondeo de las cifras.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

CAPITULO 5 HERRAMIENTA DE SOFTWARE PATHLOSS

El sistema Pathloss es un programa para el cálculo estadístico del enlace. Este programa también permite el cálculo de interferencia en el desarrollo de una red de enlaces, en el cual se descarga la información acumulada durante los estudios de campo (site survey, path survey y LDV). A esta herramienta se le pueden cargar librerías de equipo (antenas, radios, guía de ondas etc.) de diferentes fabricantes; en esta sección no se pretende impartir un curso de su uso, pero sí dar una introducción amplia a sus funciones y su relación con lo anteriormente expuesto en este documento.

Este programa se organiza en 9 módulos, los cuales se muestran a continuación:

- **Summary:** Este modulo se presenta por default cada vez que abrimos el software (Pathloss), esta primera ventana nos permite la entrada de datos referentes al sitio así como la aplicación de opciones específicas.
- **Terrain Data:** Este modulo es usado para crear los perfiles, ya sea manualmente o haciendo uso de bases de datos ya establecidas.
- **Antenna Heights:** Este modulo permite calcular la altura de las antenas tomando en cuenta los criterios de libramiento que se elijan.
- **Woksheets:** Hay dos presentaciones de este modulo uno aplicado a microondas y el otro para VHF-UHF.
- **Diffraction:** El módulo de difracción es utilizado para calcular las pérdidas por difracción y scatter troposfera. Estas pérdidas por difracción están en función de la altura de las antenas, la frecuencia y el factor K.
- **Reflection:** El modulo de reflexión analiza los efectos de reflexiones particulares sobre la trayectoria.
- **Multipath:** Este modulo emplea técnicas de trazado de rayos para determinas las características reflexivas de una trayectoria usando ya sea una constante o una variable del gradiente de refractividad.
- **Print Profile:** Este modulo nos permite la visualización del perfil.
- **Network:** Este modulo nos muestra una representación grafica y topográfica de la red de radiobases con sus respectivos enlaces. Además nos permite el calculo de interferencia.

Pérdidas en un enlace.

La figura 5.1 muestra un diagrama de bloques de las pérdidas que considera el Pathloss en un enlace de microondas.

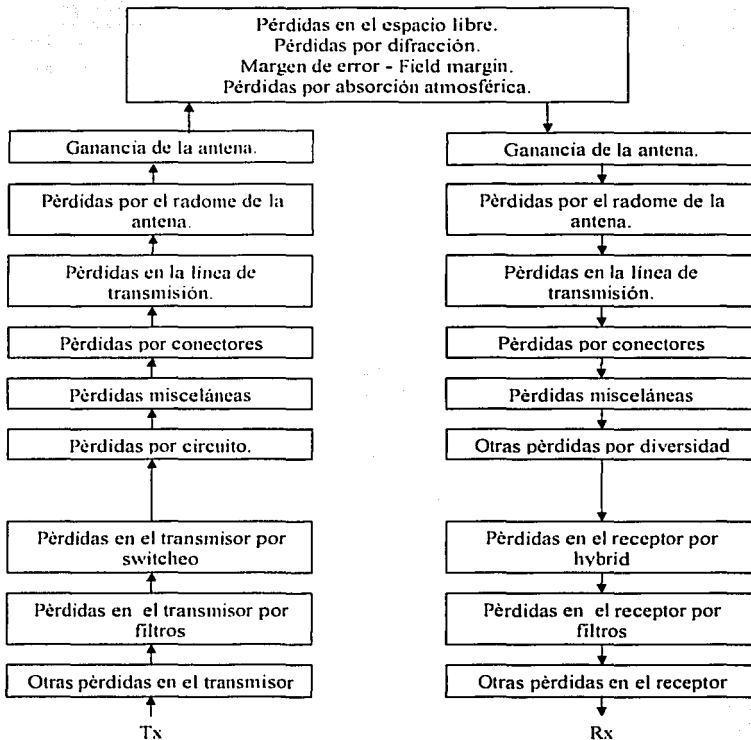


Figura 5.1 Diagrama de bloques de las pérdidas consideradas por el Pathloss.

Algunas de estas pérdidas son parámetros del fabricante y otras deberán calcularse.

Field margin.- Se entiende como un margen de error para disminuir por ejemplo los efectos de exactitud en la orientación de la antena. Los valores típicos de estas pérdidas son de 1 a 2 dB.

5.1 HOJA DE PARAMETROS (SUMMARY)

Como primer procedimiento se debe llenar los campos de esta hoja (figura 5.2). Esta es la primera hoja en la cual vamos a vaciar la información del site survey, coordenadas, alturas propuestas para antenas, nombre y número de sitios. La información adicional como polarización, la información de tipo de radio y canales, entra de manera automática después de elaborar el "worksheet".

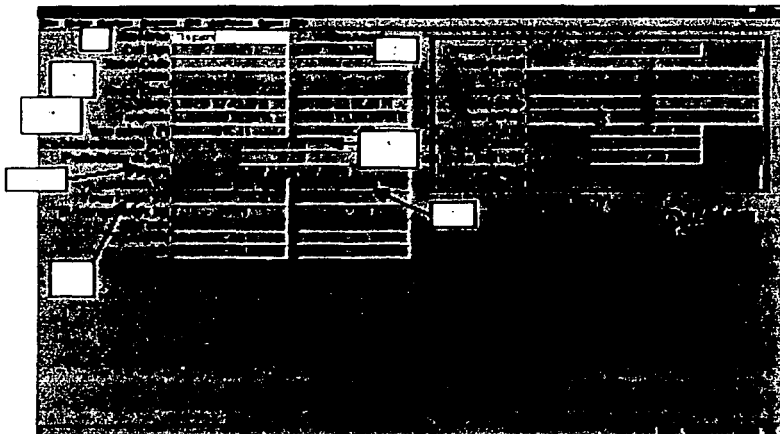


Figura 5.2 Modulo de summary

Parámetros numerados en el modulo de summary:

1. **Site name**- Nombre del sitio, para su identificación.
2. **Call sign**- Sigla, este valor de referencia sirve exclusivamente para el cálculo de interferencia y se recomienda que sea igual al site name.
3. **Station code**, **Owner code** y **State**- Código de estación, código de propietario y Estado del sitio, esta información es opcional y es de referencia exclusivamente, no afecta el cálculo del enlace.
4. **Latitude**, **longitude** y **azimuth**- latitud, longitud y azimut, como se explicó anteriormente, estas coordenadas son la ubicación geo espacial del sitio y el azimut es la orientación de la trayectoria con respecto al norte magnético.

5. **Calculated distance and Profilee distance-** Distancia calculada y distancia del perfil. La distancia calculada se realiza con la base de datos del sistema Pathloss, la distancia del perfil, es aquella que se obtiene mediante el trazo de la trayectoria en un mapa topográfico.
6. **Datum-** El sistema de proyección geográfico utilizado para definir la ubicación geo espacial del sitio.
7. **Elevation-** Elevación sobre el nivel del mar.
8. **Tower height y Antenna height.** Altura propuesta de torre y altura de antena, la altura de antena es la altura desde el nivel de suelo hasta la altura propuesta.

5.2 PERFIL TOPOGRÁFICO (terrain data)

Esta hoja es una representación virtual del perfil topográfico (figura 5.3); en esta etapa se vacía la información adquirida en el pathsurvey (obstáculos, elevaciones y coordenadas), y este crea una aproximación muy real de la topografía a la que nos enfrentamos; además dependiendo del factor K que utilizemos calcula las alturas modificadas.

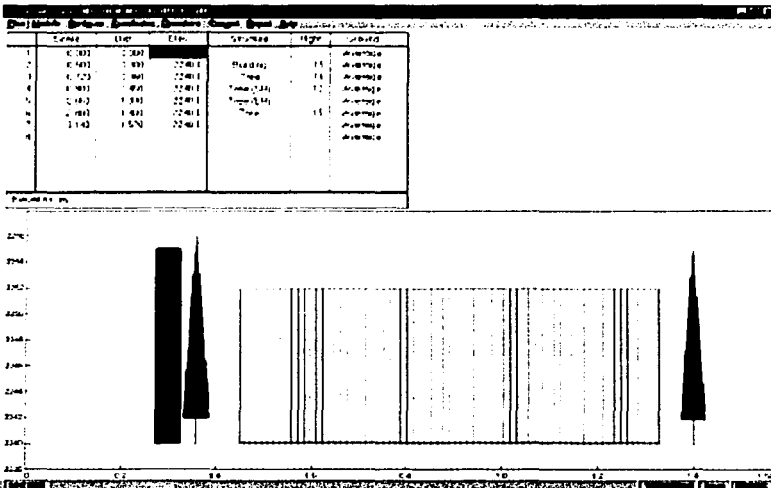


Figura 5.3, hoja de información topográfica.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

5.2.1 IMPRESIÓN DE PERFIL (PRINT PROFILE)

Esta hoja muestra el perfil del enlace ya sea realizado manualmente o utilizando la base de datos topográfica de que dispone. Se consideran: elevación sobre el nivel del mar, obstáculos, altura de antenas, primera y segunda zona de Fresnel así como la distancia del enlace y la altimetría en función del factor K utilizado. Además de un cuadro que sirve para introducir los datos pertinentes del enlace, tales como el nombre de la compañía, nombre de quien lo realiza y fecha. (Figura 5.4)

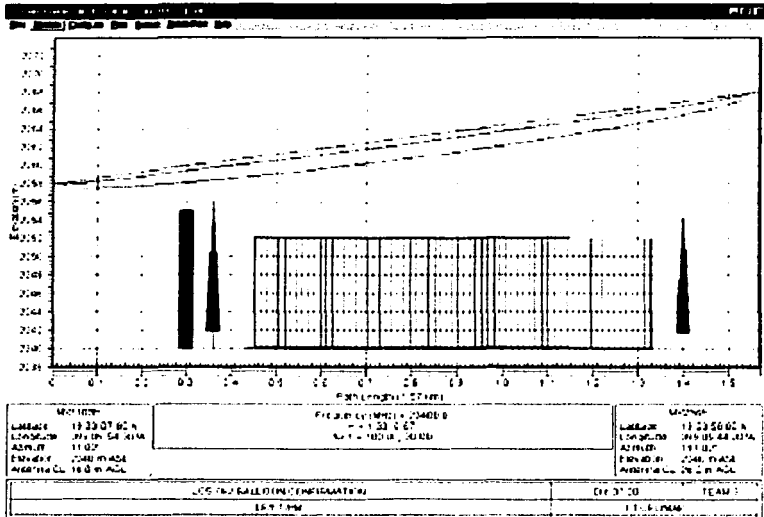
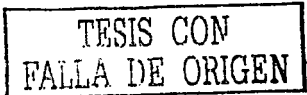


Figura 5.4, impresión de perfil.

5.3 MODULO DE TRABAJO DE PATHLOSS (WORK SHEET)

En esta hoja se trabaja la ingeniería o cálculo del enlace con todos los parámetros a considerar.



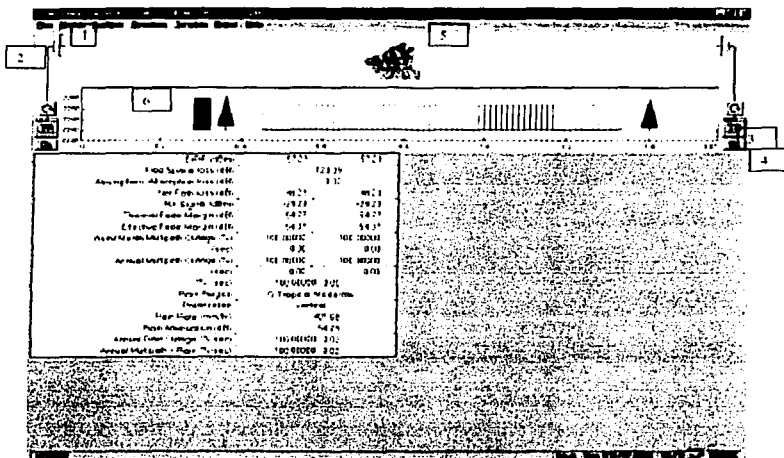


Figura 5.4 hoja de trabajo.

A continuación se explicara brevemente cada uno de los elementos incluidos en esta hoja de trabajo del sistema Pathloss. Parámetros numerados:

1. Antena – Este parámetro está dado por características específicas de cada fabricante; el sistema Pathloss cuenta con una opción para editar las características de antenas no incluidas dentro de las librerías de Pathloss. (Figura 5.5).

	Mx1101B	Mx216E
Antenna Model		SD 2-220
Antenna Diameter (m)	0.61	0.61
Antenna Height (m)	18.00	28.00
Antenna Gain (dBi)	40.10	40.10
Radome Loss (dB)		
Code	223RFS	223RFS
Antenna 3 dB Beamwidth (°)	1.60	1.60
Tilt (azimuth) (°)	11.02	191.02
Vertical Angle (°)	0.36	-0.37
Antenna Azimuth (°)		
Antenna Downlink (s)		
Orientation Loss (dB)		
Mx1103B Antenna Model		

Figura 5.5, parámetros de antenas.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

2. **Guía de onda o línea de transmisión** – La línea de transmisión cuenta también con parámetros de fabricante. Es importante escoger la línea adecuada, pues cada tipo y marca tiene pérdidas diferentes y características diferentes. (Figura 5.6).

	MX1103B	MX235E
TX Line Type	Mitec WR42	Mitec WR42
TX Line Length (m)	0.60	0.60
TX Line Unit loss (dB/100 m)	262.00	262.00
TX Line loss (dB)	1.57	1.57
Connector loss (dB)	0.30	0.30

Figura 5.6, parámetros de la guía de onda.

3. **Perdidas misceláneas** – En este cuadro se definen pérdidas por conectores; así mismo, por el "branching loss" (pérdida de circuito) y otras como márgenes de error o por switcheo cuando son sitios protegidos con radio de respaldo, que proviene de los circuitos (1+1). (figura 5.7).

Sitios 1+1.

Se define como un sitio 1+1, aquel que cuenta con protección de respaldo Hot-standby.

Sitios 1+0.

Se define como un sitio 1+0, aquel que no cuenta con protección de respaldo, y por lo regular se considera a los sitios finales o end site.

	MX1103B	MX235E
Miscellaneous loss (dB)	1	
Circ. Branching loss (dB)		
TX Switch loss (dB)		
TX Filter loss (dB)		
Other TX loss (dB)		
RX Switch loss (dB)		
RX Filter loss (dB)		
Other RX loss (dB)		

Figura 5.7, modulo para considerar otras pérdidas.

4. **Radio equipment** – Es el equipo de radiofrecuencia elegido y sus parámetros pueden ser visualizados en esta ventana, criterios tales como el criterio de umbral de potencia de recepción en función del BER, la potencia de umbral de recepción, la máxima potencia de señal de recepción etc. (Figura 5.8)

Radio Equipment		
OK Cancel Lookup Code Index View Help		
Radio Model	1X1103B	Mx236E
Traffic code		9423 (X)4211+0
Emission Designator Code	234G2	234G2
TX power (watts)	0.0E	0.0E
TX power (dBm)	19.00	19.00
Rx Threshold Current	DCR-10-f	DCR-10-f
Rx Threshold Level (dBm)	-84.00	-84.00
Minimum Receive Signal (dBm)	-70.00	-70.00
Dispersion Fade Margin (dB)	72.00	72.00
Rx Threshold BER 10-6 (dBm)	-84.00	-84.00
Tx Co-channel (dB)		
1X1103B Fade Mode		

Figura 5.8, modulo de parámetros del equipo de radio.

5. **Criterios climáticos de zona** – Como se explicó anteriormente, el clima es un factor determinante en el calculo estadístico de un enlace comercial. El propósito de este criterio es añadir esa parte de las pérdidas por condiciones ambientales, recordemos que la lluvia es una fuente significativa de atenuación, particularmente para la polarización horizontal, por su propagación. Para la situación geográfica de la región nacional, se escoge el archivo "g" que es de trópico moderado con lluvias constantes ver anexo A.
6. **Path profile data** – En esta ventana se contemplan los parámetros seleccionados para el diseño de nuestro enlace. (Figura 5.9).

Path Profile Data	
OK Cancel Back Go Back Help	
Frequency (MHz)	1.57
Path Length (km)	1.00
Fade Margin (dB)	
Effective Isas (dB)	
Geometric Factor	4.98E 04
Scanning Angle (deg)	29.11
Path Inclination (deg)	6.17
Antenna Azimuth Temperature (C)	16.00
Dispersion Fade Occurrence Factor	5.00
Frequency (MHz)	

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

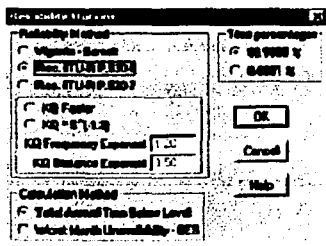
Figura 5.9, modulo que muestra los parámetros del enlace.

En este cuadro destacan los siguientes parámetros:

- ✓ **Path Inclination (Inclinación de trayectoria)**- La inclinación de la trayectoria es calculada de las elevaciones de los sitios, alturas de antenas y el largo de la trayectoria. La inclinación puede ser introducida en el campo directamente en mili radianes; como sea, este valor se sobre escribe automáticamente si alguno de estos valores cambia.
- ✓ **Grazing angle (ángulo de incidencia)**- Este es el ángulo de incidencia y reflexión en el punto de reflexión. El perfil es desplegado con el factor k seleccionado. Un plano reflexivo debe definirse para calcular el ángulo de incidencia. La localización geométrica del punto de reflexión es calculada y desplegada sobre el plano reflexivo .
- ✓ **Geo climatic Factor (factor geo climático)**- El valor puede ser introducido directamente en notación científica o se puede calcular utilizando las herramientas en la ventana de Path profile data. Para nuestro interés particular, como ya se explicó anteriormente, se utiliza el método Crane, con el cual se necesita cargar un archivo de lluvia; para efectos de este proyecto se elige el archivo "g" que es de trópico moderado.

VENTANA DE METODOS DE DISPONIBILIDAD

En la figura 5.10 se muestra la ventana donde se selecciona el método de disponibilidad a utilizar.



TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Figura 5.10, ventana para seleccionar el método de disponibilidad.

El path loss como se puede observar en la ventana dispone de 5 métodos y son: el de Vigants-Barnett, la Rec. ITU-R P.530-6, la Rec. ITU-R P.530-7, K*Q Factor y el de K*Q Factor *S^{-1.3}. (ver figura 5.10). Estos métodos de confiabilidad calculan

la probabilidad de desvanecimiento de la señal recibida bajo el nivel de umbral en el peor mes debido a multirayectoria exclusivamente.

A continuación se mencionan los cinco métodos junto con los parámetros que requiere cada uno:

Método	Parámetros requeridos
Vigants – Barnett	-Factor C ó -Factor climático y terrain roughness (rugosidad del terreno)
Recomendación ITU-R P.530-6	-Path inclination -Grazing angle -Geoclimatic factor
Recomendación ITU-R P.530-7	-Path inclination -Geoclimatic factor
Factor K-Q	-Factor K-Q -Distance exponent -Frequency exponent
K-Q Factor *S ^a a=1.3	-Factor K-Q -Distance exponent -Frequency exponent -Terrain roughness

Para nuestro diseño nosotros utilizamos el método de confiabilidad de la Recomendación ITU-R P.530-6.

CAPITULO 6 ADMINISTRACIÓN DEL ESPECTRO RADIOELÉCTRICO

En este capítulo pretendemos dar una introducción de los principales organismos encargados de la regulación y administración de las telecomunicaciones y por ende del espectro radio-eléctrico, considerando esto a nivel internacional y nacional; así como las principales recomendaciones aplicables a sistemas de microondas.

6.1 TELEFONÍA CELULAR EN MÉXICO.

La telefonía celular es una alternativa para ofrecer soluciones al problema de suministrar servicios a un mercado altamente exigente. Esta tecnología se puede considerar ventajosa para la extensión de la telefonía en ambientes urbanos y rurales.

En México la telefonía celular, tiene como antecedente el servicio telefónico radio móvil establecido en 1981.

La telefonía celular en México entra en auge desde que es concesionada en 1989, como consecuencia de la problemática que enfrenta la telefonía tradicional (alámbrica) para poder comunicar a un número elevado de usuarios. Ante tal situación, el gobierno por medio de la COFETEL emitió una convocatoria para aquellas empresas interesadas en proporcionar el servicio de telefonía celular, creándose las nueve regiones (ver figura 6.1) de telefonía celular que ahora existen y asignándose dos licencias por cada una de las regiones.

En la figura 6.1 se muestran las nueve regiones.



Figura 6.1 - Las nueve regiones de telefonía celular.

Las licencias tipo A fueron distribuidas a diferentes empresas, las cuales operan en las frecuencias de 825-835/870-880 Mhz; mientras que las licencias tipo B fueron otorgadas a la concesionaria Radio Móvil Dipsa S.A. de C.V. (TELCEL), que posee una cobertura nacional en el servicio y opera en las frecuencias de 835-845/880-890 Mhz.

En la tabla 6.1 se muestran las empresas participantes en las nueve regiones, las cuales tienen un socio local y un socio extranjero. Por ejemplo la compañía TELCEL tiene como socio local a TELMEX GRUPO CARSO y como socios extranjeros a SOUTHWESTERN BELL y FRANCE TELECOM

REGION	Región 1	Región 2	Región 3	Región 4	Región 5	Región 6	Región 7	Región 8	Región 9
LICENCIA (A) 825-835/ 870-880 (Mhz)	Baja celular mexicana	Movitel	Norcel	Cedetel	Comcel	Sistemas telefónicos portátiles celulares	Telecom	Portatel	S O S
LICENCIA (B) 835-845/ 880-890 (Mhz)	TELCEL (DIPSA)	TELCEL (DIPSA)	TELCEL (DIPSA)	TELCEL (DIPSA)	TELCEL (DIPSA)	TELCEL (DIPSA)	TELCEL (DIPSA)	TELCEL (DIPSA)	TELCEL (DIPSA)

Tabla No 6.1 Empresas licitadas por región, para la prestación de servicio celular.

6.2 NORMAS INTERNACIONALES Y MEXICANAS

Numerosos estándares, regulaciones y especificaciones son empleadas para controlar y definir el uso de los sistemas de microondas. No todos estos requerimientos son aplicados a cada sistema; algunos se aplican a nivel nacional, mientras que otros son adoptados por un grupo particular.

A continuación se mencionan las más importantes organizaciones de estandarización y regulación con su respectivo acrónimo:

- International Telecommunication Union (ITU)
- Electronic Industries Association (EIA)
- Comisión Federal de Telecomunicaciones (COFETEL)
- American National Standards Institute (ANSI)
- Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)

Los temas de estandarización han cobrado mayor importancia y se están volviendo más complejos con la globalización de la economía y la liberación de los mercados. Los productos se tienen que diseñar para ser aceptados por usuarios de múltiples países. Por ello se hace absolutamente necesario la colaboración internacional en materia de normalización.

En México la COFETEL es la encargada de la regulación de las telecomunicaciones y por ende, de administrar todas las bandas de Radio-Frecuencia.

6.2.1 UNIÓN INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES (ITU).

En el ámbito mundial las telecomunicaciones están reglamentadas por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU), cuya sede esta en Ginebra, Suiza.

Esta institución tiene por objeto organizar las telecomunicaciones y dictar normas que regulen el mejor uso del espectro de frecuencias.

La ITU es la más antigua de las organizaciones intergubernamentales y que ha llegado a ser una agencia especializada de la Organización de las Naciones Unidas.

La ITU tuvo su origen histórico en otra ITU (International Telegraph Union) fundada en 1865, con la intención de unificar o estandarizar el uso del telégrafo entre los países de Europa. En su primera convención en París se establecieron las bases de uniformidad internacional para el sistema telegráfico.

Las principales tareas de la ITU son:

- Mantener y extender la cooperación internacional para el mejoramiento y uso racional de todos los tipos de telecomunicaciones.
- Administrar el espectro radioeléctrico a nivel internacional.
- Normalización: Identificar las necesidades de armonización y compatibilidad de los sectores implicados tales como fabricantes, suministradores, usuarios y autoridades para producir un consenso sobre los elementos que constituyen la norma o recomendación.
- Promover el desarrollo tecnológico y su operación con un punto de vista de mejorar los servicios de telecomunicaciones, incrementar su utilidad y disponibilidad.
- Armonizar la acción de las naciones en el logro de estos fines comunes.

Sus recomendaciones son el resultados de estudios hechos por científicos, técnicos, administrativos, compañías operadoras y fabricantes de todo el mundo.

ITU-T es el sector encargado de la telefonía; es un órgano permanente de la ITU y es responsable del estudio técnico y de resolver problemas relacionados con la estandarización en una base mundial.

A continuación, en la tabla 6.2 se mencionas algunas de las recomendaciones utilizadas en nuestro trabajo de tesis:

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Recomendación	TÍTULO
ITU-T G.100-G.199	International Telephone connections and circuits
ITU-T G.200-G.449	International analogue carrier system
ITU-T G.600-G.699	Transmission media characteristics
ITU-T G.700-G.999	Digital transmission systems
ITU-R P.530-5	Propagation data and prediction methods required for the desing of terrestrial line of sight systems.
ITU-R P.530-6	
ITU-R P.530-7	
ITU-R F.1189	Error performance objetives for constand bit rate digital paths at or above the primary rate carried by digital radio relay system which may form part or all of the national portion of a 27500 km hypothetical reference path.
ITU-R P.837-1,838	Characteristics of precipitation for propagation modelling
ITU-R P.453-7	Difraccion
ITU-CCIR R 637	Plan de asignación de canales en la banda de 23 GHz

Tabla 6.2 Recomendaciones de la ITU

En la tabla 6.3 se enlista las recomendaciones de la CCIR que encontramos en el desarrollo de nuestra tesis. Cada volumen es actualizado cada 4 años.

Volumen I	Utilización y monitoreo del espectro
Volumen II	Investigación espacial y radioastronomía
Volumen III	Servicio fijo en frecuencias por debajo de 30 MHz.
Volumen IV-1	Servicio fijo de satélite
Volume IV/IX-2	Frecuencias compartidas y coordinación entre sistemas en el servicio de satélite fijo.
Volumen V	Propagación en medios no ionizados
Volumen VI	Propagación en medios ionizados
Volumen VII	Estándar de frecuencias y señales de tiempo
Volumen VIII	Servicios móviles
Volumen IX-1	Servicio fijo en sistemas de radio
Volumen X-1	Servicio de broadcasting (sonido)
Volumen X/XI-2	Servicio de broadcasting con satélites (sonido y televisión)
Volumen XI-1	Servicio de broadcasting (televisión)
Volumen XII	Transmisión de señales de radio y televisión en largas distancias.
Volumen XIII	Vocabulario
Volumen XIV-1	Información concerniente a la XVth Asamblea plenaria
Volumen XIV-2	Índice alfabético de términos que aparecen en los Volúmenes I al XIII

Tabla.-6.3 Volúmenes del I al XIV de la XVth asamblea plenaria de la CCIR.

En la tabla 6.4 se enlistan las principales recomendaciones y reportes de la CCIR aplicables a sistemas de microondas.

Recomendación	TÍTULO
341	Concepto de pérdidas de transmisión y estudio de sistemas de radio
368-1	Curvas de propagación de ondas de tierra para frecuencias entre 10 KHz y 10 MHz
369-1	Definición de referencias básicas acerca de la atmósfera
370-1	Curvas de propagación de VHF y UHF en el rango de 30 MHz a 1000MHz.
336-1	Propagación de datos requerimientos de línea de vista en sistemas de radio.
343-1	Características de la ionosfera
357/434	Modelos de desvanecimiento por interferencia en conexión con el uso eficiente del espectro
425	Curvas de propagación VHF, UHF y SHF para servicios móviles aeronáuticos.
429	Estimación de pérdidas de transmisión en ondas troposfericas
REPORTES:	
109-2	Sistemas de radio empleando propagación ionosfera scatter
195	Relación señal a ruido en sistemas completos
229-1	Determinación de las características eléctricas de la tierra
230-1	Propagación sobre superficies no homogéneas de la tierra
231-2	Referencias atmosféricas
233-2	Influencia de la atmósfera no ionizada sobre propagación de ondas
234-2	Influencia de la refracción Troposferica y atenuación en el espacio
327-1	Diversidad en la recepción
238-5	Difracción

Tabla 6.4 Recomendaciones y reportes del CCIR.

6.3 EL ESPECTRO RADIOELÉCTRICO

El objeto principal de reglamentar el uso del espectro fue el de uniformar su empleo de tal manera que la misma frecuencia pueda ser reutilizada para el mismo servicio en varias regiones, a fin de evitar el caos que de otra forma se crearía.

La (ITU) dividió al planeta en tres regiones, en las cuales la distribución de las frecuencias para los distintos usos y servicios son similares para los países que integran una región determinada. La REGIÓN 1 es Europa, África, El Medio Oriente, Mongolia y las repúblicas de la ex-Unión Soviética. La REGIÓN 2 son los países de las Américas. La REGIÓN 3 es el resto del Mundo, principalmente Asia y Oceanía. Ver figura 6.2.

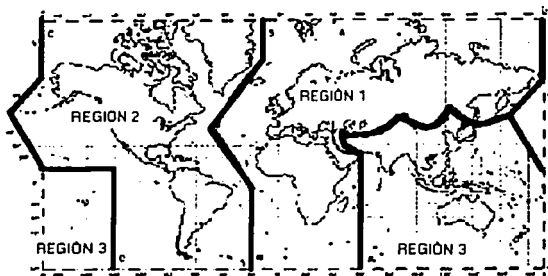


Figura 6.2 División en regiones por la ITU.

El espectro está constituido por todo el rango de radio-frecuencias desde cero hasta infinito y para su manejo práctico fue dividido en 26 bandas a las que se les asignó una letra del alfabeto, pero la ITU solo reconoce 12 bandas las cuales van de 30 Hz a los 3,000 GHz. Hay tres bandas que van desde los 3 THz. hasta los 3,000 THz. que están en proceso para ser reconocidas por la ITU. Ver Tabla 4.1.

Esta división del espectro fue establecida por el Consejo Consultivo Internacional de Radio (CCIR) en el año 1953. Debido a que la radiodifusión nació en los Estados Unidos de América las denominaciones de las divisiones se encuentran en idioma inglés y de allí las abreviaturas tal cual las conocemos, adoptadas en la Convención de Radio celebrada en Atlantic City en 1947.

6.4 PLANES DE FRECUENCIA Y ANCHO DE BANDA EN UN RADIOENLACE POR MICROONDAS

Para los efectos de las microondas, cada banda es subdividida en 2 segmentos, uno para transmisión y otro para recepción; es decir, una microonda bidireccional necesita una frecuencia para transmitir y otra para recibir dentro de la misma banda. Después se licitan las frecuencias, y son otorgadas a compañías llamadas carriers.

Es absolutamente necesario que las frecuencias de emisión y recepción estén suficientemente separadas, debido a:

1. La gran diferencia entre los niveles de las señales emitida y recibida, que puede ser de 60 a 90 dB.
2. La necesidad de evitar los acoples entre ambos sentidos de transmisión.
3. La directividad insuficiente de las antenas sobre todas las ondas métricas.

Para enlaces de microondas en zonas urbanas, es recomendable utilizar frecuencias entre 15, y 38 GHz; esto nos puede proporcionar, dependiendo de varios factores, una gran variedad de posibilidades en cuanto al alcance del enlace sin perder confiabilidad. Podríamos dar como referencia que como máximo se puede alcanzar una distancia de 27 Km. utilizando una frecuencia de 15 GHz con antenas de 6 pies a 40m. de altura, esta es la altura necesaria para alcanzar esta distancia dada la curvatura de la tierra, tomando como un promedio estructuras de 5 metros de altura que puedan obstruir la trayectoria, Pero en el caso de tener mayores alturas, se logra obtener enlaces más largos con frecuencias más bajas.

A continuación ejemplificaremos la división de radiocanales para la banda de 23 GHz . Esta banda es comúnmente utilizada para enlaces de microondas en sistemas celulares debido a que la mayoría de las trayectorias tienen distancias menores a 5 km.

La ITU-CCIR Recomendación 637, sugiere el siguiente plan de asignación de canales en la banda de 23 GHz: Se propone un patrón homogéneo de canales de 3.5 o 2.5 MHz.

En México la SCT, realiza la asignación de canales con los siguientes patrones:

Separación entre canal alto y bajo de 1232 MHz y patrón de 3.5 MHz.

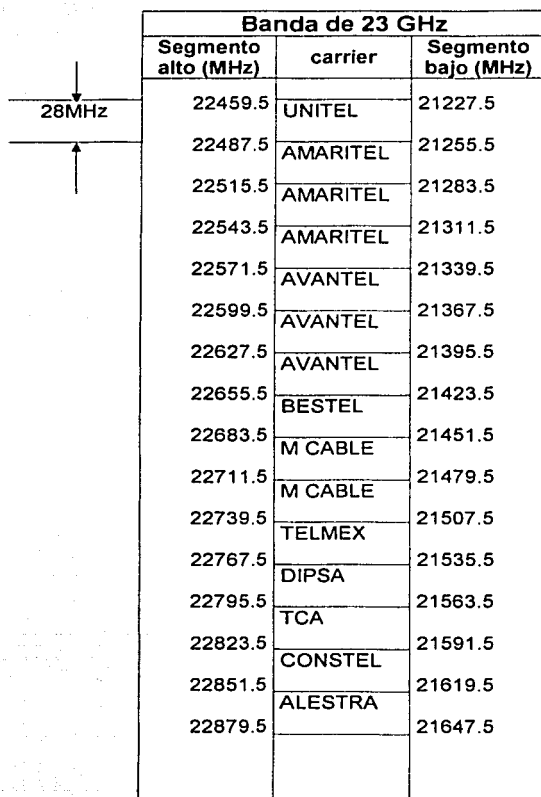
Patrón de 3.5 MHz

$$F_n = F_r + 3.5 + 3.5n$$

$$F_n = 21196 \text{ MHz}$$

RADIO CANAL	FRECUENCIA (MHz)
1	21203
2	21206.5
3	21210
o	o
o	o
o	o
683	23590
684	23593.5
685	23597

La tabla 6.6 muestra la banda de 23 GHz. dividida en 2 segmentos, el alto y el bajo, (uno para transmisión y otro para recepción) con una separación entre estos de 1232 MHz y se observa que a cada carrier se le asigna 28MHz de ancho de banda.



The diagram shows a 28MHz bandwidth split into two segments. The upper segment is labeled 'Segmento alto (MHz)' and the lower segment is labeled 'Segmento bajo (MHz)'. The carriers are listed in the middle column, with their corresponding frequency values in the adjacent columns.

Banda de 23 GHz		
Segmento alto (MHz)	carrier	Segmento bajo (MHz)
22459.5	UNITEL	21227.5
22487.5	AMARITEL	21255.5
22515.5	AMARITEL	21283.5
22543.5	AMARITEL	21311.5
22571.5	AVANTEL	21339.5
22599.5	AVANTEL	21367.5
22627.5	AVANTEL	21395.5
22655.5	BESTEL	21423.5
22683.5	M CABLE	21451.5
22711.5	M CABLE	21479.5
22739.5	TELMEX	21507.5
22767.5	DIPSA	21535.5
22795.5	TCA	21563.5
22823.5	CONSTEL	21591.5
22851.5	ALESTRA	21619.5
22879.5		21647.5

Tabla. 6.6 Segmentos alto y bajo para la banda de 23GHz, dividida por Carriers.

El ancho de banda (28MHz) asignado a los carriers es dividido en canales; estos canales tienen un ancho de banda variable dependiendo del tipo de modulación y de la capacidad o velocidad de transmisión que se requiera, por lo que el ancho de banda asignado a los carriers puede variar.

Dado que la mayoría de los radios de microondas disponibles para el mercado de compañías telefónicas mexicanas utilizan el estándar internacional, implica que tengan capacidades de transmisión variable que van desde 2, 4, 8, 16 E1's o STM-1 (un E1=2.048 Mbps), comúnmente se dice que son 4x2, 8x2 o 16x2. Estos radios usan un ancho de banda determinado por la capacidad; por ejemplo, el 4x2 ocupa 7MHz, el 8x2 ocupa 14 MHz y el 16x2 ocupa 28 MHz..

En cuanto a los equipos STM-1 (63 E1's) algunos utilizan un ancho de banda de 50 MHz. con modulación 16QAM; hay otros que ocupan 28 MHz. pero utilizan una modulación con mayor compresión (128QAM); esto permite hacer mas eficiente el uso del espectro; es decir, nos permite transmitir una mayor cantidad de información en un menor ancho de banda., por lo que estos equipos son los más deseables, dado que cuadruplican la capacidad con respecto a un 16x2 el cual también ocupa un ancho de banda de 28MHz, Esto no es gratis, ya que requiere equipos mas sofisticados y evidentemente, de mayor costo.

En la Figura 6.3 se muestra como el segmento bajo de TCA de 23GHz. se subdivide en canales de 7, 14 o 28 MHz., dependiendo de la capacidad de transmisión de los radios que se requiera utilizar para un determinado enlace. En el primer nivel se encuentra todo el segmento completo con un ancho de banda de 28 MHz. después este se divide en 4 canales de 7 MHz y después en 2 de 14 MHz o en 1 de 28 MHz. Los números que aparecen debajo de cada canal son los correspondientes a la frecuencia central para cada uno de los respectivos canales.

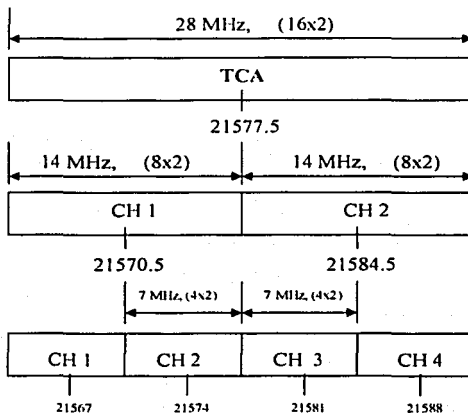


Figura. 6.3, Segmento bajo de TCA para 23 Ghz. dividido por canales.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

CAPITULO 7 LA INTERFERENCIA.

7.1. DEFINICIÓN

La interferencia se define como toda aquella señal no deseada que se hace presente en el receptor y que entorpece la comprensión del mensaje que deseamos recibir.

7.2. CAUSAS DE INTERFERENCIA

El origen de la interferencia puede estar dentro del propio receptor o puede ser externo.

En el primer caso, la interferencia se debe a que el receptor está produciendo en sus osciladores locales, señales de frecuencias incorrectas o de amplitud excesiva. En ambas situaciones, lo que realmente está ocurriendo es que el receptor está generando señales senoidales con armónicas.

En el segundo caso, la interferencia se debe a que el receptor está permitiendo el acceso de ondas provenientes de emisores extraños.

7.3. TIPOS DE INTERFERENCIA

Las interferencias incidentes en la antena del receptor se pueden clasificar usando como referencia el canal de sintonización. Las interferencias pueden clasificarse en:

- ✓ Co-canales
- ✓ Adyacentes
- ✓ Fuera de banda.

7.3.1 INTERFERENCIA CO-CANAL

Es toda aquella señal indeseable que tiene frecuencias que se encuentran dentro de la banda de sintonía del receptor. La frecuencia de la interferencia Co-canal es tal que es trasladada a la frecuencia intermedia del receptor. Se origina comúnmente cuando existen en la misma región geográfica dos o más estaciones transmitiendo en la misma banda de frecuencias. Esto puede ser debido a un error de la entidad que administra el espectro o a una emisora "pirata". Este problema también se puede originar si otra estación transmisora tiene permiso para usar una frecuencia submúltiplo de la que estamos recibiendo, pero esta estación emite una onda con alto contenido de armónicas, de modo que una de ellas entrará a nuestro receptor.

7.3.2 INTERFERENCIA DE CANAL ADYACENTE

La señal interferente del canal adyacente es toda aquella señal indeseable que tiene una frecuencia cercana a la banda sintonizada por nuestro receptor.

Usualmente esta señal debe ser rechazada por los filtros de frecuencia intermedia, pero a veces estos están ajustados a un ancho de banda excesivo y dejan pasar esta señal interferente, de modo que también será demodulada y ocasionará daños a la información que se quiere recibir.

7.3.3 INTERFERENCIA FUERA DE BANDA

Es producida por una señal cuya frecuencia está alejada de la banda que sintoniza nuestro receptor. Para que estas señales fuera de banda generen interferencia, deben ser extremadamente potentes.

Existe un fenómeno similar al descrito, llamado interferencia por frecuencia imagen, consistente en que, debido a algún daño interno, el receptor no puede rechazar una señal cuya frecuencia es igual a la frecuencia del oscilador local mas dos veces el valor de la frecuencia intermedia. Esta señal, al llegar al conversor se traslada a la frecuencia intermedia y llega al demodulador sin ser obstaculizada, ocasionando el fenómeno ya antes descrito.

7.4 EFECTOS DE LA INTERFERENCIA

Si los niveles de interferencia se encuentran dentro del umbral de recepción (-20 dBm a -80 dBm aproximadamente dependiendo del equipo) dicha interferencia afectará directamente a la demodulación provocando así un BER (Bit Error Rate) superior al esperado en el diseño;- por eso es recomendable, para compensar los efectos de la interferencia, aumentar la potencia de transmisión 10 dBm aproximadamente.

La interferencia en comunicaciones analógicas es fácil de percibir, pues generalmente nos damos cuenta que el sonido o la imagen que nos entrega el receptor llegan acompañados de ruidos o manchas perfectamente identificables. Por otra parte, en comunicaciones digitales, la señal binaria que nos entrega el receptor está regenerada; es decir, que los pulsos tienen la altura y la duración nominales, de modo que solo con un instrumento contador de errores se puede saber cuantos bits han sido incorrectamente identificados por el receptor. Este dispositivo se conoce como "bit error rate meter" o medidor de BER.

El BER se define de la siguiente forma:

$$BER = \frac{\text{Bits incorrectos en una unidad de tiempo}}{\text{Total de bits recibidos en una unidad de tiempo}}$$

El BER debe ser inferior a 10^{-6} ; es decir, que debe haber cuando más 1 bit erróneo por cada millón de bits recibidos. Para determinar si el sistema está dentro de esta norma, es necesario hacer una medición conocida como "Prueba de BER" la cual por lo general tiene una duración de 24 horas. Básicamente, esta prueba consiste en hacer un "loop", o enlace de ida y vuelta, con el que, en condiciones ideales, cualquier mensaje recibido debe ser idéntico al transmitido. Con este arreglo, se conecta el medidor de BER a la salida del transmisor y a la entrada del receptor, para que compare las dos señales y determine cuantos bits hay de diferencia entre ambas en cada unidad de tiempo.

7.5 DESIGNACIÓN DE FRECUENCIAS.

Los principales parámetros para determinar la banda de frecuencia a utilizar es la distancia y el nivel de recepción de la señal después de contabilizar sus pérdidas; es decir, que entre más distancia exista entre los sitios se requerirá una frecuencia menor y el otro indicador es el nivel de recepción que necesitamos para mantener la tasa de error por debajo de los límites de disponibilidad establecidos por el cliente.

Por ejemplo si realizamos el cálculo de enlace por medio del software Pathloss para las bandas de 15, 23 y 38 GHz para enlaces con velocidad de transmisión de (4x2) y sin equipos de radio de respaldo, antenas de 2 ft. para 15 y 23 GHz y antenas de 1 ft. para 38 GHz. Tomando en consideración como mínimo una disponibilidad de 99.99 %, $K=4/3$ y con los siguientes parámetros:

CALCULO DE ATENUACIÓN POR LLUVIA	
Método de cálculo de atenuación por lluvia	Método Crane
Región climática de Crane	Zona G para la ciudad de México
0.001 % anual excedido	Rango de lluvia igual = 129 mm/hr
Protección contra atenuación por lluvia	Usar polarización vertical lo mas posible

Margen de desvanecimiento mínimo efectivo	Se recomienda 30 dB	Lograr este objetivo no es problema si se cumple con los criterios de disponibilidad
Factor geoclimático	4.98^{-4} (trayectorias sobre terreno firme) 15.7^{-4} (trayectorias sobre agua)	
Margen de campo	Este es un margen de seguridad por cualquier cambio que pudiera suscitarse en la instalación o degradación de los conectores	
Temperatura anual promedio en la ciudad de México	16°	1 dB

Método de cálculo de confiabilidad	Utilizar la recomendación 530 del CCIR
Límite del receptor	Los cálculos de la disponibilidad anual serán efectuados con el criterio en límite de receptor $BER = 10^{-6}$

RADIO			
TIPO DE RADIO	ALCATEL 9438UX (4X2)	ALCATEL 9423UX (4X2)	ALCATEL 9415UX (4X2)
Clase de emisión	7MOOW/DDT	7MOOW/DDT	7MOOD7WDDT
Tipo de modulación	4QAM	4QAM	4QAM
Ancho de banda	7	7	7
Sub. banda de operación del equipo (MHz)	37000 - 39500	21200 - 23600	14400 - 15350
Potencia normal de transmisión (dBm / Watts)	16 / 0.339	19 / 0.08	21 / 0.13
Separación de canal (MHz)	7	7	7
Separación de Duplex (MHz)	1260	1232	315
Umbral de recepción (dBm)	-79	-84	-86
Velocidad de transmisión	4x2.048	4x2.048	4x2.048
Numero de certificado de homologación	MOSAL9498-402	MOSAL9498-402	MOSAL9498-411

ANTENAS			
ANTENA RFS ultra highperformance	SB2-220 23 GHz	SB2-142 15 GHz	SB1-380 38 GHz
Diametro (mts)	0.6	0.6	0.3
Ganancia (dBi)	40.1	36.3	39.6
PIRE (dBm/W) conf. (1+0)	57.4 / 552.3	56.44 / 441	53.33 / 215
PIRE (dBm/W) conf. (1+1)	56.42 / 438.7	55.44 / 350.68	52.33 / 171
Beam width (°)	1.6	2.3	1.7
Frecuencia baja (MHz)	21200	14200	37000
Frecuencia alta (MHz)	23600	15350	39500
Longitud Flex Twist (m)	0.6	0.6	0.6

LINEA DE TRANSMISIÓN (Guía de onda flexible)			
Guía de onda flexible Marca Mitec	Para antenas de 2 ft	Para antenas de 2 ft	Para antenas de 1 ft
Flex Twist	15 GHz	23 GHz	38 GHz
Longitud (m)	0.6	0.6	0.6
Atenuación (dBm/1mts)	0.918	2.297	3.28
Perdidas en línea de Tx (dB)	0.5508	1.3782	1.968
Tipo	WR62	WR42	WR28

Obtenemos que para distancias menores a 1 Km y antena de 1 ft. podemos utilizar 38 GHz. Para enlaces inferiores a 4 Km y con antena de 2 ft. es posible utilizar una frecuencia de 23 GHz. Por ultimo con una frecuencia de 15 GHz y antena de 2 ft. logramos respetar la disponibilidad hasta una distancia de 12 Km. Es obvio que si aumentamos el tamaño de las antenas, se incrementa la distancia mínima, pero por lo regular es conveniente utilizar las antenas mas pequeñas debido a que el uso de antenas de mayor tamaño implica un costo mayor tanto de la antena como de la estructura que pueda soportarla.

7.6 UMBRALES.

Básicamente todos los sistemas de transmisión tienen tres tipos de umbrales (thresholds), el primero es el umbral de máxima señal recibida (Maximum receive signal o RX Threshold level) este umbral nos indica la máxima potencia que puede recibir un receptor antes de saturarse y provocar errores.

El otro umbral es el de recepción; este, por lo general está referido a una tasa de error deseada, que puede ser de 10^{-3} , 10^{-6} , etc. (por lo regular esta tasa es definida por el cliente); este valor nos indica de qué magnitud debe ser la señal mínima recibida para mantener una tasa de error por debajo de la deseada.

Estos dos umbrales son representados en la Fig. 7.1, en la que se muestra que, cuando la potencia baja a -90dBm , la cantidad de errores se incrementa; es decir, si queremos mantener un BER mejor al 10^{-6} tendríamos que mantener el nivel de la señal recibida por encima de los -84 dBm y de la misma forma, cuando saturamos el equipo receptor (cuando recibe señal con un nivel de potencia mayor al que puede soportar) igualmente se modifica la tasa del BER, por lo que de igual forma para mantener el valor de 10^{-6} debemos mantener la señal por debajo de -10dBm , aproximadamente.

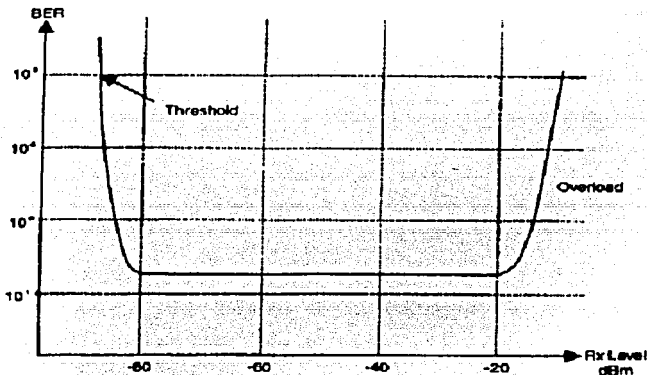


Figura 7.1 Representación de los umbrales de recepción para un radio de microondas.

El otro umbral es un valor relativo el cual se explica en la siguiente sección.

7.7 EL VALOR T/I (THRESHOLD / INTERFERENCE).

Este valor es junto con el umbral de recepción el que nos va a decir a partir de qué nivel una señal nos va a interferir.

Este valor debe ser proporcionado, al igual que los umbrales máximo y mínimo, por el fabricante de los equipos de radio.

Para que el fabricante nos pueda dar el valor de la variable T/I, tiene que hacer las siguientes pruebas:

- Se establece un enlace; el transmisor debe estar a máxima potencia permisible, con lo que el receptor presumiblemente debe tener una tasa de error menor que la deseada; en este caso vamos a establecerla en 10^{-6} .
- Se disminuye la potencia al transmisor monitoreando el BER hasta que obtengamos el valor de 10^{-6} .
- Una vez obtenido dicho valor al transmisor se le sube la potencia 1 dBm y se fija en ese punto.
- Se envía al receptor una señal de otro transmisor pero con la misma frecuencia y polaridad para provocar una interferencia.
- Al transmisor con la nueva señal se le va subiendo la potencia gradualmente hasta que el receptor reporte nuevamente un BER de 10^{-6} , de esta manera la potencia del segundo transmisor será nuestro valor de T/I (Threshold / Interference).
- Sumamos el valor de T/I al umbral de recepción, ambos para una tasa de error de 10^{-6} .

Por ejemplo si tenemos un radio cuyo umbral de recepción para una tasa de 10^{-6} es de -84 dBm, y el valor de T/I es de 17 dBm, entonces cualquier señal presente en nuestro receptor con una potencia mayor a -101 dBm, se considerará una señal interferente.

7.8. REGLA High – Low

Como ya se explicó en el capítulo 6, la banda de frecuencias autorizada para los enlaces de microondas está dividida en dos segmentos, llamados "segmento alto" y "segmento bajo".

Cada segmento está dividido en canales y para realizar un solo enlace, a cada sitio se le asigna un canal del segmento alto y otro del segmento bajo, separados por un gran intervalo de frecuencias.

Por otra parte, en cada sitio pueden realizarse varios enlaces, por lo que se requiere una cuidadosa asignación de frecuencias y de ninguna manera se permite el re-uso de frecuencia dentro del mismo sitio. Debido a esto se implemento la regla High-Low para disminuir la probabilidad de interferencia.

A continuación en la figura 7.2 se muestra un ejemplo de la regla high-low. Se inicia el procedimiento con el sitio A, asignándole un radiocanal de la parte baja de la banda para transmitir a los sitios B, E y H. Por lo tanto implica que el sitio A reciba por un canal del segmento alto. Después B, E y H son forzados a transmitir por canales del segmento alto debido a que reciben por radiocanales del segmento bajo. Esto implica que ahora los sitios I, C y F reciban por los radiocanales del segmento alto y que tengan que transmitir por el segmento bajo y así sucesivamente se van alternando.

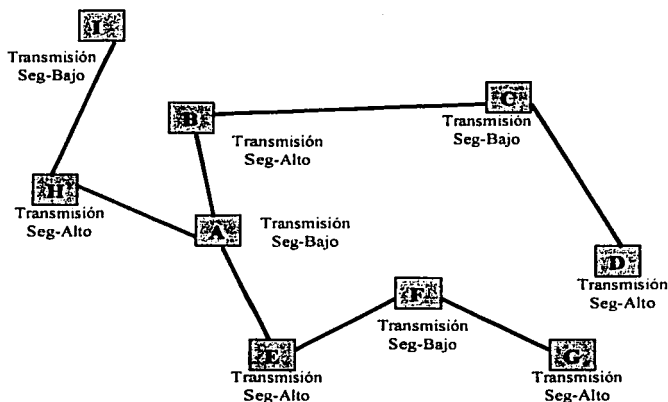


Figura 7.2 Representación de la regla High-Low en una red.

En ocasiones, cuando se hace un anillo con un número impar de estaciones, se presenta el problema de enlazar dos sitios que utilizan canales de frecuencia del mismo segmento para transmitir (los dos son altos o bajos), lo cual implica una violación a la regla high-low. En estos casos se puede evitar la violación haciendo un cambio de banda, es decir si estamos usando 23 GHz, uno de los enlaces podría ser de 38 o de 15 GHz, dependiendo de la longitud del enlace. Con esto se consigue hacer el enlace sin violar la regla en la banda de 23 GHz. Este caso lo podemos ver representado en la Figura 7.3.

En la figura 7.3 se observa que si queremos enlazar el sitio D con el sitio G se tendrá que violar la regla, forzosamente en uno de los dos sitios, debido a que ambos sitios utilizan canales de frecuencia del segmento alto para transmitir. Para evitar la violación, el enlace se tiene que utilizar otra banda de frecuencia, por ejemplo la banda de 38 GHz. Con este procedimiento respetamos la regla HI-Low en la banda de 23 GHz.

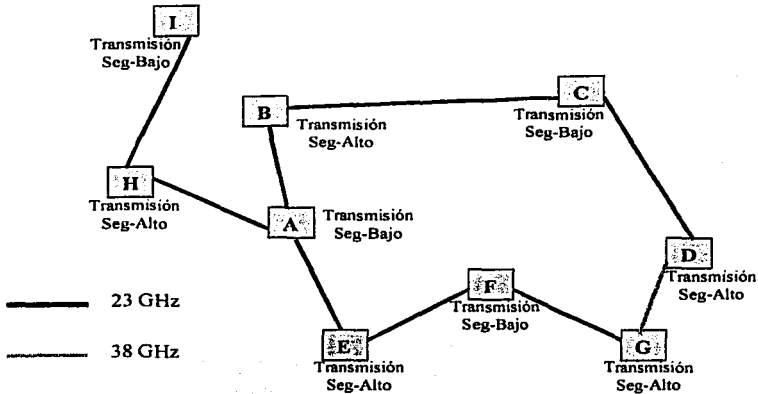


Figura 7.3 Representación de una violación a la regla High – Low utilizando una banda de frecuencia diferente

Esta es la primera parte del trabajo de asignación de canales. La segunda parte consiste en asignar específicamente el valor de la frecuencia de transmisión y recepción de cada enlace.

Una vez determinado el segmento de frecuencia a utilizar por cada sitio, se realizan negociaciones con el carrier para el uso de sus frecuencias. Una vez hecho esto se determina el canal de frecuencia a utilizar; para lo cual, hay que ver las frecuencias que se están utilizando en los alrededores del enlace, para no rehusarlas, disminuyendo así los posibles casos de interferencia.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

7.9 LA INFLUENCIA DE LAS CARACTERÍSTICAS DE LA ANTENA SOBRE LA MAGNITUD DE LA INTERFERENCIA.

Hay diferentes tipos de antenas para múltiples y variados propósitos, por lo que no todas responden igual en las diferentes bandas de frecuencia.

Para los propósitos que a nosotros concierne y dadas las frecuencias que se manejan utilizamos antenas parabólicas; estas tienen la ventaja de enfocar la energía en un haz muy angosto; sin embargo, no dejan de radiar en todas direcciones; por ejemplo, en la figura 7.4 se muestra el patrón de radiación para una antena Marca RFS, High Performance de 23 GHz y diámetro de 2 ft, en la que se aprecia como a cero grados se obtiene la mayor ganancia, y conforme uno se va moviendo alrededor de la antena la ganancia se va cayendo, este es uno de los factores más importantes a considerar para el cálculo de interferencia.

Antes de continuar, se consignarán algunos aspectos básicos que es necesario conocer acerca de las antenas parabólicas.

➤ La ganancia de una antena parabólica está en función de:

- Su frecuencia de operación: Hay diferentes tipos de antenas utilizadas para diferentes propósitos y no todas las antenas pueden operar sobre todas las bandas de frecuencia.
- Su diámetro: Conforme se incrementa el diámetro de las antenas, el haz de radiación se concentra más; es decir, los lóbulos que se generan en otras direcciones se reducen y esto hace que la antena sea mejor.

Conforme la intensidad de las señales que son radiadas fuera del lóbulo principal se reduce, se dice que la antena es mejor, y estas antenas son conocidas como "High Performance" o "Ultra High Performance", por lo que todos estos valores se ven reflejados en la ganancia del lóbulo principal de la antena. Esto también nos beneficia de manera considerable para reducir la interferencia dado que hay un mejor rechazo a señales provenientes de otros ángulos diferentes o lejanos a cero grados.

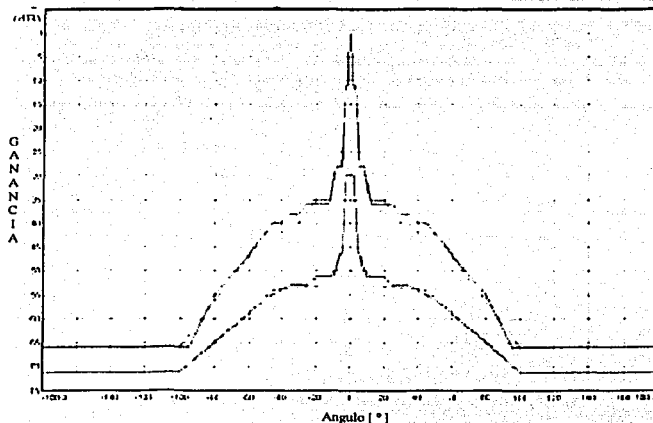


Figura 7.4 Patrón de Radiación para una Antena Marca RFS, High Performance de 23 GHz y 2 pies de diámetro.

A continuación se propone un caso para ejemplificar el cálculo de interferencia entre dos enlaces de microondas representados en la Fig. 7.5, en la que el primer enlace es entre el sitio A y el B, y el segundo es entre el sitio C y el D.

Las líneas cruzadas representa los posibles casos de señal interferente, al igual que las líneas que apuntan entre los sitios A-C y B-D.

Considerando los siguientes parámetros:

Potencia Transmitida:	+27 dBm
Frecuencia:	2110 MHz
Pérdidas de la línea (por cada sitio):	4.5 dB
Distancia del enlace:	12 mi.
Ganancia de la antena:	25.7 dBi
Angulo de discriminación:	6 °

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

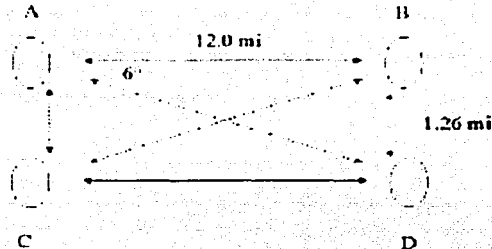


Figura 7.5 Esquema Representativo de un par de enlaces de Microondas colocados paralelamente.

En un principio para el sitio A, calcularemos los niveles de interferencia de las señales transmitidas y recibidas (interferentes) provenientes del enlace C-D.

Primero calculamos la pérdida en el espacio libre (FSL Free Space Loss) de A-B y de A-D usando la ecuación pérdidas en espacio libre desarrollada en el capítulo 4:

$$FSL = 96.6 + (20 \log F) + (20 \log D)$$

Donde:

F - Es la Frecuencia en GHz.

D - Es la distancia en millas terrestres. En caso de usar Km, la constante de 96.6 debe ser sustituida por 92.4.

Entonces:

$$FSL(A-B) = 96.6 + (20 \log 2.11) + (20 \log 12)$$

$$FSL(A-B) = 124.67 \text{ dB}$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Ahora, vamos a calcular RSL (Received Signal Level) para el sitio A.

$$RSL_A = TP_B - LL_B + AG_B - FSL + AG_A - LL_A$$

Donde:

TP_A Transmit Power (Sitio A)

TP_B Transmit Power (Sitio B)

LL_A Line Loss. (Sitio A)

LL_B Line Loss. (Sitio B)

AG_A Antenna Gain. (Sitio A)

AG_B Antenna Gain. (Sitio B)

Entonces:

$$RSL_A(A-B) = 27 - 4.50 + 25.70 - 124.67 + 25.70 - 4.5$$

$$RSL_A(A-B) = -55.27 \text{ dBm}$$

Por lo tanto el RSL será el mismo para todos los sitios debido a que consideramos las mismas características.

$$RSL_A(A-B) = RSL_B(B-A) = RSL_C(C-D) = RSL_D(D-C) = -55.27 \text{ dBm}$$

Ahora calculamos el RSL de A con respecto al enlace (A-D).

Por Pitágoras obtenemos la distancia del enlace A-D

$$D_{A-D} = ((12)^2 + (1.26)^2)^{1/2} = (145.59)^{1/2} = 12.07 \text{ millas}$$

Por lo tanto:

$$FSL = 96.6 + (20 \log F) + (20 \log D)$$

$$FSL(A-D) = 96.6 + (20 \log 2.11) + (20 \log 12.07)$$

$$FSL(A-D) = 124.72 \text{ dB}$$

Calculando:

$$RSL_A(A-D) = TP_D - LL_D + AG_D - FSL + AG_A - LL_A$$

$$RSL_A(A-D) = 27 - 4.50 + 25.70 - 124.72 + 25.70 - 4.5$$

$$RSL_A(A-D) = -55.32 \text{ dBm}$$

Si consideramos que todas las antenas trabajan con polarización vertical y que tenemos un ángulo de discriminación de 6 grados con respecto al enlace C-D, obtenemos de la Tabla No. 7.1 (dato del fabricante) el siguiente valor $VV = 8.3 \text{ dB}$.

A continuación se muestra la tabla 7.1 con las especificaciones del fabricante de la antena, respecto a su ángulo de discriminación.

Grados (°)	HH (dB)	VV (dB)	HV (dB)	VH (dB)
0	0.0	0.0	32.0	32.0
1	0.1	0.1	32.0	32.0
2	0.6	0.6	32.0	32.0
3	1.4	1.4	33.8	32.0
4	2.6	2.6	38.2	34.6
5	4.9	5.6	39.5	36.6
6	7.7	8.3	39.5	36.6
7	10.5	11.4	39.5	36.6
8	13.3	14.5	39.5	36.6
9	16.1	17.6	39.5	36.6
10	17.2	17.9	39.5	36.6
15	21.8	20.6	39.5	36.6
20	24.5	23.9	39.5	36.6
25	25.3	23.9	39.5	36.6
30	25.3	24.0	39.5	36.6
40	25.3	26.7	39.5	36.6
50	25.3	27.0	39.5	36.6
110	26.3	27.1	39.5	36.6
115	28.7	29.1	39.5	36.6
130	32.0	32.0	39.5	39.1
180	32.1	32.1	40.5	39.2

Tabla No. 7.1 : Ángulos de discriminación para una antena Gabriel GHA4-19 con una ganancia de 25.7 dBi y para una frecuencia de 2110 MHz

Como se observa en la tabla 7.1 la discriminación de las antenas se caracteriza de cuatro combinaciones de polarización en función del ángulo de discriminación: HH, VV, HV y VH. La primera letra es la polarización de la antena bajo prueba y la segunda letra es la polarización de la señal recibida o transmitida. Por ejemplo el término HV es la respuesta de una antena con polarización horizontal debida a una señal de polarización vertical.

Esta tabla es solo para una antena determinada, hay que tener cuidado de utilizar la tabla de discriminación correspondiente al tipo de antena que estemos utilizando.

Ahora hay que obtener el IRSL (Interferent Received Signal Level) en el sitio A debido a la señal interferente proveniente del sitio D.

$$IRSL_A(A-D) = TP_D - LL_D + EAG_D - FSL + EAG_A - LL_A$$

Donde:

TP_D Transmit Power (Sitio D)

LL_D Line Loss. (Sitio D)

LL_A Line Loss. (Sitio A)

EAG_A ganancia efectiva de la antena victima receptora de interferencia. (sitio A)

EAG_D ganancia efectiva de la antena transmisora de la señal interferente. (Sitio D)

Donde EAG es la Ganancia efectiva de la antena y se obtiene de la ganancia de la antena (25.7 dBi) menos el valor de discriminación de la antena $VV= 8.3$ dB obtenido de la tabla 7.1 para un ángulo de discriminación de 6 grados (ver figura y considerando que los dos enlaces utilizan polarización vertical.

$$EAG = AG - VV$$

$$EAG_A = EAG_D = 25.7 - 8.3 = 17.4 \text{ dBi}$$

Ahora, si aplicamos esta nueva ganancia en el cálculo del RSL en el sitio interferido, entonces obtendremos el IRSL (Interfering Received Signal Level)

$$IRSL_A = 27 - 4.50 + 17.4 - 124.67 + 17.4 - 4.5$$

$$IRSL_A = -71.87 \text{ dBm}$$

Vemos que la señal recibida tiene un nivel de -55.27 dBm y la interferencia tiene un nivel de -71.87 dBm, o sea que el umbral de interferencia (T/I) se encuentra 16.6 dBm abajo de la señal.

Si consideramos que el fabricante del equipo de radio especifica que el nivel o umbral de interferencia (T/I threshold to interference) es de 29 dBm abajo de la señal para que no haya pérdida de información debida a la interferencia, lo cual significa que cualquier valor de interferencia dentro de 29 dBm por debajo de la señal recibida (RSL) causa interferencia (degradación de la señal = pérdida de información).

Por lo tanto, 16.6 dBm esta dentro del T/I=29dBm lo que implica que el enlace está incorrectamente diseñado.

Para remediar el problema, hagamos un cambio de polarización del enlace C-D a horizontal y repetamos el cálculo de IRSL.

Si tenemos que:

$$FSL(A-D) = 124.72 \text{ dB}$$

y

$$RSL_A(A-D) = -55.32 \text{ dBm}$$

Obtenemos el IRSL con los nuevos valores de discriminación de las antenas.

$$IRSL_A (C-D) = TP_D - LL_D + EAG_D - FSL(A-D) + EAG_A - LL_A$$

Obtenemos la ganancia efectiva de las antenas.

Primero obtenemos el valor de discriminación de la antena victima de interferencia (HV=39.6) y luego el valor de discriminación de la antena transmisora de interferencia (VH=36.6), para los dos casos utilizamos un ángulo de discriminación de 6° debido a que los enlaces están paralelos y del mismo tamaño (ver figura 7.5).

Por lo tanto:

$$\begin{aligned} EAG_A(\text{sitio A}) &= AG_A - HV \\ EAG_A(\text{sitio A}) &= 25.7 - 39.6 = -13.9 \text{ dBi} \end{aligned}$$

Y

$$\begin{aligned} EAG_D(\text{sitio D}) &= AG_D - VH \\ EAG_D(\text{sitio D}) &= 25.7 - 36.6 = -10.9 \text{ dBi} \end{aligned}$$

Ahora, si aplicamos esta nueva ganancia en el cálculo del RSL en el sitio interferido, entonces obtendremos el IRSL (Interfering Received Signal Level)

$$IRSL_A = TP_D - LL_D + EAG_D - FSL_{(A-D)} + EAG_A - LL_A$$

Donde:

TP_D Transmit Power (Sitio D)
 LL_A Line Loss. (Sitio A)
 LL_D Line Loss. (Sitio D)
 EAG_A ganancia efectiva de la antena. (sitio A)
 EAG_D ganancia efectiva de la antena. (Sitio D)

$$IRSL_A = 27 - 4.50 + (-10.9) - 124.72 + (-13.9) - 4.5$$

$$IRSL_A = -131.52 \text{ dBm}$$

Ahora podemos ver que si la señal recibida tiene un nivel de -55.27 dBm y la señal interferente obtenida tiene un nivel de -131.52 dBm, quiere decir que la señal interferente está a 76.25 dBm abajo de la señal; por lo tanto, si el fabricante del equipo de radio especifica que el T/I debe estar mínimo 29 dBm abajo de la señal recibida (RSL) para que no haya pérdida de información, lo que implica que el enlace está correctamente diseñado.

Cabe mencionar que el cálculo estuvo simplificado para dar tan solo una idea, debido a que no se consideran: mejoras por filtros mas selectivos de frecuencias en los radios, pérdidas por lluvia y otros desvanecimientos en la trayectoria.

Actualmente hay antenas que pueden operar en ambas polarizaciones (horizontal y vertical) al mismo tiempo; lo que implica considerar polarización cruzada también.

Aquí se puede ver que con el simple procedimiento de cambiar la polarización, se puede reducir la interferencia, aunque el cambio de polarización no siempre es posible ; por lo que otra forma de evitar la interferencia es: cambiar la frecuencia, disminuir la potencia de transmisión, usar antenas con mejores características como high performance etc.

También, se observa que utilizar la misma polaridad y las mismas frecuencias en una red de microondas, crea serios problemas de interferencia

Nota: En el mundo real al realizar los cálculos de interferencia, escasamente encontraremos antenas con características iguales. Por lo cual debemos estar seguros de utilizar la tabla de especificaciones correspondientes a cada antena. Para encontrar estas tablas será necesario consultar a los fabricantes de las antenas.

Los parámetros necesarios para realizar el cálculo de inferencia son:

- Latitud, longitud, elevación y altura de las antenas de las estaciones A, B C, y D (incluyendo el Datum). Con esta información se calcula la longitud de los enlaces, azimuths y ángulos de discriminación.
- Tipo, tamaño y polarización de las antenas. Esta información es requerida de especificaciones de fabrica. Estos valores permiten determinar las ganancias de las antenas y los valores de discriminación de las antenas.
- Capacidad, tipo de radios y sus características eléctricas.

En conclusión con estos parámetros y utilizando este procedimiento el software Pathloss nos permite realizar los cálculos de interferencia de los enlaces que forman la red. Lo cual nos permite asegurar que por lo menos no se presenten casos de interferencia entre los enlaces de nuestra red.

CAPITULO 8**CALCULO DE INTERFERENCIA UTILIZANDO EL SOFTWARE PATH LOSS.**

Como ya se ha mencionado antes, el software Pathloss es una herramienta útil para el diseño de enlaces y de redes de microondas. En este caso vamos a trabajar en la sección de la red (Network), que es donde se posicionan todos los enlaces de dicha red, en forma de puntos y líneas en base a las coordenadas proporcionadas por los archivos de los perfiles. En esta sección se consideran las características de todos los enlaces incluyendo las frecuencias de transmisión y recepción de cada uno de ellos. Con estos datos el programa es capaz de hacer todos los cálculos entre posibles casos de interferencia para determinar si en realidad existen.

8.1 CONFIGURACIONES DEL PATHLOSS.

Este es una de las consideraciones más importantes para la realización del cálculo de interferencia utilizando el Pathloss, dado que si no está bien configurado, el programa hará parecer que está haciendo el cálculo, pero en realidad no lo está haciendo; esto es, que al solicitar el sumario resultante del cálculo de interferencia, aparecerá una ventana informando que no existen casos de interferencia (esto en el caso de una red nueva) y en el caso de una red existente en la cual ya se han presentado casos de interferencia anteriormente, mostrará el sumario pero de existir casos nuevos de interferencia no los registrará.

8.1.1 DIRECCIONAMIENTO DE LOS CÓDIGOS DE LOS RADIOS Y DE LAS ANTENAS

Esto se configura entrando a la sección mostrada en la Fig. 8.1, para ver si el programa tiene la ruta donde se encuentran los archivos de los códigos de los radios y de las antenas:

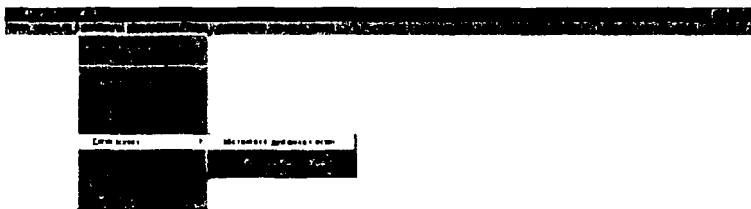


Fig. 8.1 Ruta de Acceso para entrar a la Sección para determinar la ubicación de los archivos de código para Radios y Antenas.

Los archivos con los códigos de los radios y de las antenas tienen las extensiones *.MRD y *.ADF. En estos archivos se encuentra toda la información necesaria con respecto a las antenas y a los radios que se están utilizando, tales como; ganancias, ángulos de discriminación en el caso de las antenas y potencias, filtros de entrada y salida o umbrales de recepción para el caso de los radios.

8.1.2 PARAMETROS GEOGRAFICOS (GEOGRAPHIC DEFAULTS)

Cabe mencionar que los datos que en las siguientes secciones se presentan son hipotéticos. Los datos que se piden en la ventana de la figura 8.2 dependen de las características y consideraciones establecidas por el proyecto en que se esté trabajando.

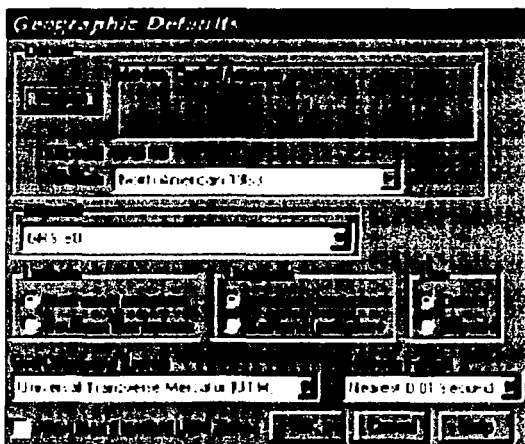


Figura 8.2 Ventana para establecer las configuraciones geográficas

8.1.3 BASE DE DATOS TOPOGRAFICOS (TERRAIN DATABASE)

Aquí se configura la localización o ruta de la carpeta que contiene las tablas con información digital de la topografía del lugar donde se esté trabajando; esto no es estrictamente necesario para calcular interferencia pero si es muy útil para generar y darse una idea de la topografía de la región, pero como ya se menciona en el capítulo 4, es recomendable revisar los perfiles utilizando los mapas topográficos.

En la Fig. 8.3 se muestran las ventanas para configurar esta sección del Sistema Pathloss.

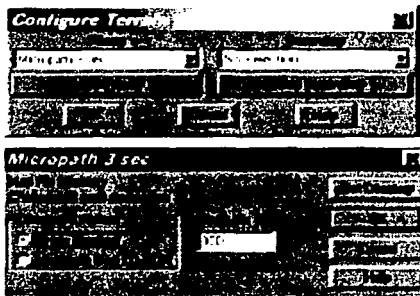


Figura 8.3 Ventanas para configurar la ubicación de los archivos de la base de datos del terreno.

8.2 INGENIERÍAS

Esta es la sección donde se encuentran todas las características y especificaciones del equipo que se está utilizando al igual que las frecuencias y el tipo de clima.

Nota: Cada uno de los puntos de las siguientes secciones ya han sido tratadas y explicadas en el capítulo 4. Solo vamos a remarcar específicamente en cada sección, qué es lo que hay que revisar con un poco más de cuidado antes de realizar el cálculo de la Interferencia.

8.2.1 RESUMEN (SUMARIO)

Es importante revisar siempre que se cuente con el Call Sign, dado que este campo lo utiliza el programa para realizar los cálculos de interferencia, es decir, en caso que durante el proceso de los cálculos, encuentre que la frecuencia de este enlace está siendo interferida o está interfiriendo a otro sistema, el programa, al no encontrar nada en este campo va a saltar al siguiente enlace dado que no va a saber el nombre del enlace para mostrarlo en el sumario resultante del cálculo de interferencia. Además siempre debe ser el mismo para todos los enlaces que salgan de un solo sitio. Y es recomendable que sea igual al Site Name como se muestra en la Fig.8.4

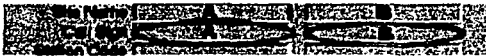


Figura 8.4 Verificar que los campos de Call Sign no fueron dejados en blanco.

Aquí mismo, en la hoja de sumario, también hay que revisar la longitud del enlace. Como primer punto, tendríamos que revisar que la distancia calculada y la distancia del perfil coincidan como se muestra en la Fig. 8.5. y segundo, para saber qué banda de frecuencia es la que se va a utilizar (7, 15, 23 o 38 GHz. Etc.)

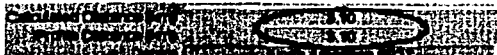


Figura 8.5 Concordancia de las distancias Calculada y del Perfil.

En caso de que no coincidan las distancias, se debe generar nuevamente el cálculo del perfil, en la sección de Terrain Data o utilizar la utilidad de concordancia de punto final. La ruta de acceso a este menú se muestra en la Fig. 8.6, o también se puede hacer la corrección manualmente en esta misma sección:

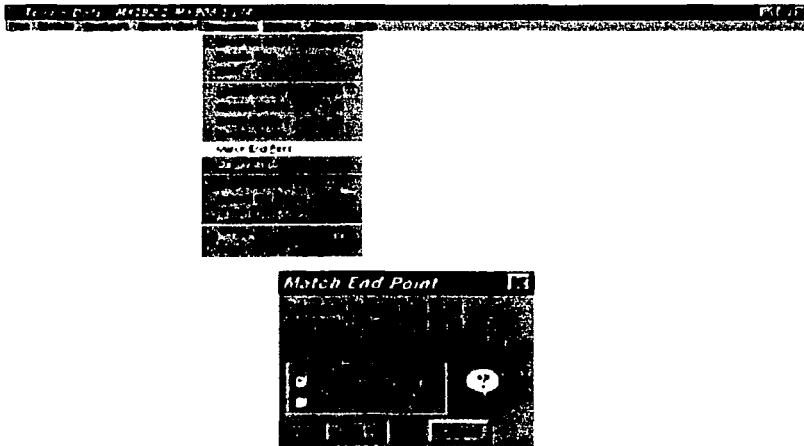


Figura 8.6 Operación de Concordancia de punto final.

8.2.2 HOJA DE TRABAJO (WORK SHEETS)

Básicamente hay una cuestión que se tiene que revisar en esta sección, y es que el modelo de las antenas y de los radios coincide con el código correspondiente, dado que este código es el que utiliza el programa para realizar los cálculos, tal y como se muestra en las Figuras 8.7 y 8.8.

	A	B
Antenna Model	SB 2 - 220	SB 2 - 220
Antenna Antenna Code	01	01
Antenna Height (m)	20.00	20.00
Antenna Antenna Size	3.11	4.00
Reference Altitude (m)	0.00	0.00
Antenna Code Beamwidth (°)	60	120
True Beamwidth (°)	60	60
Vertical Angle (°)	0.00	0.00
Antenna Azimuth (°)		
Antenna Orientation (°)		
Orientation Code (°)		
A Antenna Model		

Fig. 8.7 Concordancia entre el nombre y el código de las antenas.

	A	B
Radio Model	021 LX (021) 0	021 LX (021) 0
Radio Code	01	01
Transmit Power (W)	0.00	0.00
Transmit Power (dBm)	19.00	19.00
Receive Sensitivity (dBm)	84.00	84.00
Maximum Receive Signal (dBm)	20.00	20.00
Expansion Factor Margin (dB)	70.00	70.00
Maximum Receive Signal (dBm)	94.00	94.00
Transmit Power (dBm)		
A Radio Model		

Fig. 8.8 Concordancia entre el nombre y el código de los radios.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

8.3 PROCEDIMIENTO DE CÁLCULO.

Los pasos que a continuación se describirán pueden variar dependiendo de las necesidades de diseño e incluso de ingenierías, pero básicamente el procedimiento es el siguiente:

- a) Realizar o revisar la configuración del Pathloss (Referirse al inciso 8.1)
- b) Generar el perfil de Pathloss, proporcionando todos los datos necesarios como: códigos de antenas, radios, y otros datos mencionados en los capítulos anteriores.
- c) Importar el perfil a la red. Esto es, importar a la sección de red (Network) los archivos generados anteriormente, con la finalidad de ir formando la red enlace por enlace. Esto se hace siguiendo el procedimiento que se muestra en la Fig. 8.9

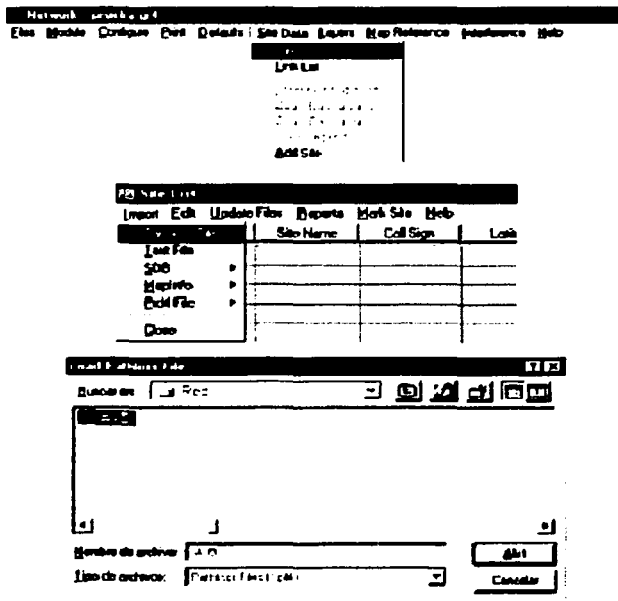


Fig. 8.9 Procedimiento para importar un perfil o ingeniería al módulo de Red.

- d) Aplicar la regla Alto y Bajo (Hi-Low)
 e) Asignar el Canal de Frecuencia
 f) Proporcionar los datos que solicita la caja de dialogo para el calculo de interferencia, mostrada en la Fig. 8.10

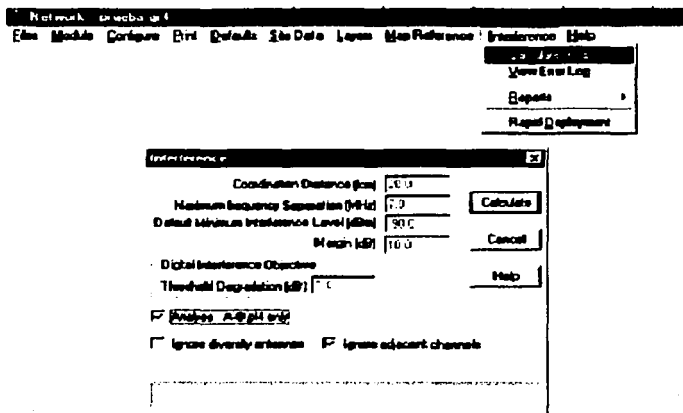


Figura 8.10 Ventana Para el Cálculo de Interferencia

Nota: Existen varias razones por las que el programa puede no habilitar las opciones para el calculo de interferencia, entre otras podemos mencionar algunas como:

- ✓ El archivo de la red debe estar salvado, es decir se le debe asignar un nombre a la red y salvarla.
- ✓ Alguna de las partes de la configuración del programa no está correcta.
- ✓ Pudiese suceder también que, cuando la computadora comience a hacer el cálculo y la barra avanza muy rápidamente, puede ser una señal que indique que los códigos de los radios y antenas no están debidamente direccionados o que no se le están proporcionando los datos correctos. Para saber si este es el caso en la sección de Interference. Existe una utilidad que nos informa qué es lo que está pasando, y este es el View Error Log. La cual se alcanza a apreciar en la parte superior de la Fig. 8.10.

En los próximos párrafos se explicará brevemente el significado de cada campo de la ventana de calculo de interferencia mostrada anteriormente en la Fig. 8.10:

- Coordination Distance: El programa no hará el calculo de interferencia si este valor es menor a la longitud del enlace, es decir se debe seleccionar una distancia mayor a cualquiera de los enlaces con los que se esté trabajando.
 - Maximum frequency Separation: Es el ancho de banda del canal de frecuencia asignado; en este caso como es un enlace 4x2, el ancho de banda es de 7 MHz.
 - Default Maximum Interference Level: Este es el valor máximo admisible de interferencia, para mantenerse por de bajo del umbral de BER (10^{-6}); es decir, después de los cálculos, cualquier caso reportado en el sumario con un valor mayor a -90 dBm se considerará como interferencia por lo que será necesario hacer los cambios necesarios como puede ser el cambio de polaridad o canal de frecuencia dependiendo de la distancia con respecto a la señal interferente y dependiendo de los niveles reportados.
 - Threshold Degradation: Es el nivel de degradación que puede tener la señal durante el trayecto, el valor típico es de 1 dB.
 - Margin: Es un valor de tolerancia para reportar los casos de interferencia. Por ejemplo, si tenemos un valor mínimo de nivel de interferencia de -90 dBm y establecemos un margen de 10 dB, se reportarán todos los casos de interferencia mayores a -100 dBm.
 - Analyze A - B.pl4 only: Esta es una opción muy útil, ya que nos da la posibilidad de realizar el cálculo exclusivamente con este enlace, de manera que si reporta casos de interferencia, los reportará en el sumario pero solo los casos para este enlace. Si no se habilita la opción, el programa hará el cálculo de interferencia para toda la red y mostrará en el sumario los respectivos casos de interferencia (si existen) para todos los enlaces de la red.
 - Ignore Diversity Antenas: Utilizando esta opción se reducirán los casos de interferencia en un 50 % aproximadamente, pero se utiliza solamente cuando se tiene diversidad de antenas.
 - Ignore Adjacent Channels: Una vez establecido el nivel del umbral de degradación para los canales adyacentes se puede utilizar esta opción para reducir el numero de casos de interferencia.
- g) Realizar el Calculo .Una vez llenados los datos requeridos por la ventana para el calculo de interferencia solo hay que presionar el botón "Calcular",

con esto la barra de desplazamiento comenzara a moverse de izquierda a derecha en forma gradual. Ver Fig. 8.11

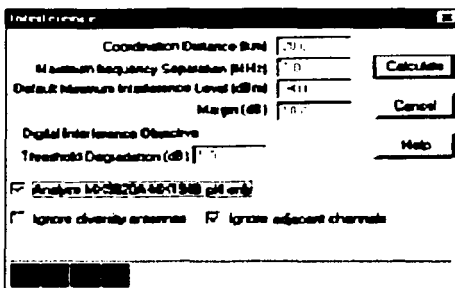


Figura 8.11 Calculando Interferencia.

Esta parte puede ser una de las más tardadas del proceso de diseño dado que dependiendo del tamaño de la red y de la capacidad del procesador que se esté utilizando el calculo tardará varios minutos, por ejemplo, en un caso que se analiza una red de más de 400 sitios y con una PC Pentium III a 500 MHz con 64 Mb. de RAM, el calculo tarda alrededor de 9 a 10 minutos. E incluso más dependiendo de la densidad de enlaces que se encuentren en la zona.

Cuando se trabaja en una red grande y la barra de desplazamiento se mueve muy rápido, es indicio de que el calculo no se está realizando, probablemente porque no están correctamente direccionados los directorios donde se encuentran los códigos de los radios y/o de las antenas. Esto es muy difícil de detectar cuando se hace el calculo para una red pequeña; como la cantidad de cálculos es reducida, lo hace rápidamente, en estos casos habrá que ver si hay algún error en el registro.

- h) Revisar si existen casos de interferencia en el sumario. Si no existen casos de interferencia aparecerá al fin del calculo la siguiente ventana (ver figura 8.12):

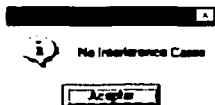


Figura 8.12 Ventana informativa de no existencia de casos de Interferencia.

En caso de existir casos de interferencia estos serán mostrados en el sumario.

En la Fig. 8.13 se muestra la ejemplificación de un caso de interferencia reportado en el Sumario.

Nota: no nos estamos refiriendo a la hoja de sumario donde se encuentran los datos de coordenadas y datos específicos de los sitios; nos estamos refiriendo a la hoja de sumario para casos de interferencia localizada en el menú de interferencia dentro del módulo de Network.

Case 1	System B	Interfering C
Coordinating Station	B	C
Antenna Mode	SBS-220 RFS	SBS-2-220
Discrimination Angle (°)	-150.71	0.00
Frequency (MHz)	22535.50 V	22575.00 V
VI Distance (km)		2.14
Antenna Discrimination (dB)		66.00
Interfering Signal (dBm)		-98.70
Obstacle (dBm)		-90.00 (8.70)

Figura 8.13 Representación de un caso de Interferencia en el Sumario.

En este ejemplo se realizó el cálculo de interferencia para el enlace A-B: Aquí podemos ver que C-D esta interfiriendo al A-B con un nivel de -98.70 dBm esto es 8.70 dBm por debajo del límite de -90 dBm (valor considerado para este proyecto, variará dependiendo del tipo de equipo y de las consideraciones de diseño utilizadas para cada proyecto) por lo que no se considera un nivel de interferencia suficiente para afectar a cualquiera de los enlaces reportados.

- i) De existir casos de interferencia importantes realizar las modificaciones necesarias y volver a calcular hasta eliminar dichos casos.

Si la interferencia hubiese estado por encima de -90 dBm entonces se tendría que hacer un cambio ya sea de polaridad o de frecuencia, incluso de Carrier y repetir el cálculo hasta eliminar la interferencia.

Como se puede apreciar el uso del software nos facilita el cálculo de interferencia además de que permite almacenar una base de datos de nuestra red y en el momento de insertar un nuevo enlace en nuestra red no será necesario insertar los datos o parámetros de los enlaces ya establecidos.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

CAPITULO 9

APLICACIÓN EN UN ESCENARIO REAL.

En este capítulo expondremos la planeación de un red de microondas para una red de telefonía celular, por lo cual primero explicaremos algunos principios referentes a un sistema celular.

9.1 DESCRIPCIÓN DE UN SISTEMA CELULAR.

La telefonía móvil o celular consiste en ofrecer un acceso vía radio a un abonado de telefonía, de tal forma que pueda realizar y recibir llamadas dentro del área de cobertura del sistema (área dentro de la cual la terminal móvil puede conectarse con el sistema de radio para llamar o ser llamado). Este sistema viene a revolucionar a la telefonía convencional, ya que deja atrás los cables y los sustituye por frecuencias de radio.

¿Por qué se le denomina celular a este sistema de comunicaciones?. El cuerpo humano, como todos los seres vivos, está formado por células, cuya unión forma un todo. Estas células están conectadas a un cerebro que las gobierna. Es esta analogía la que da el nombre, y fue modelo para la creación de la telefonía celular.

Los sistemas celulares incorporan la ventaja de dividir el área de cobertura en células lo cual se logra limitando la potencia y disminuyendo la altura de las antenas y dirigiendo el haz de sus antenas sectoriales hacia abajo. Esto permite la reutilización de frecuencias a distancias bastantes cortas y por lo tanto aumentar tremendamente la capacidad de los sistemas.

9.1.1 ESTRUCTURA DE CELULAS.

El área que se desee cubrir se divide en un numero de áreas pequeñas (células). Cada célula se equipa con su propia radiobase, ver figura 9.1. Las células están agrupadas en claustros y el numero de canales de radio disponibles es distribuido en el grupo de células de manera que esta distribución se repite en toda la zona de cobertura. Esta técnica permite, como se mencionó, la reutilización de los radiocanales.

El área de cobertura de cada célula es representada teóricamente en forma hexagonal lo que no sucede en la vida real, en la figura 9.1 vemos esta representación.

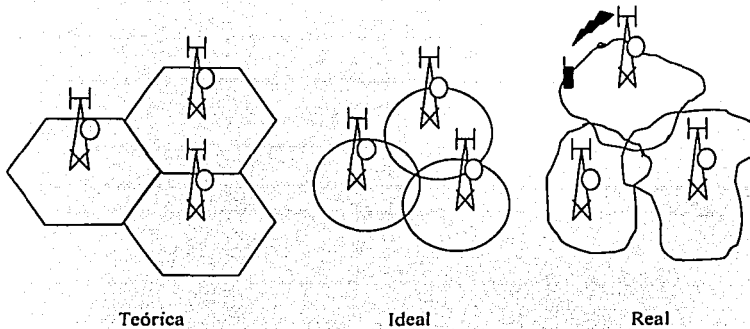


Figura 9.1 Forma de la cobertura de las células y sus radiobases.

El número de células en un clastro tiene que ser determinado de manera que pueda repetirse de forma no interrumpida en el área de cobertura. Los clastros típicos se basan en 4, 7, 12 ó 21 células. Ver figura 9.2.

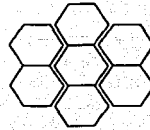
El número de células en cada clastro tiene significativa importancia en la capacidad total del sistema. Cuanto menor es el número de las células, mayor es el número de canales por célula y en consecuencia, el tráfico es más alto. Sin embargo debe buscarse el punto de equilibrio. Si se utilizan más canales por célula y el tamaño del clastro es menor (menos células), la distancia entre las células que utilizan los mismos canales es menor, con la consecuencia de que la interferencia entre clastros adyacentes aumenta (interferencia co-canal). A continuación se menciona la ecuación utilizada para encontrar el número de canales en función de la división de células por clastro.

$$\text{Número de canales por célula} = \frac{\text{Número total de canales}}{\text{Tamaño del clastro (4, 7, 12, 21)}}$$

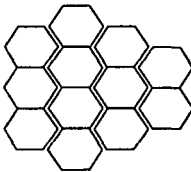
El tráfico de un área en particular puede ser aumentado (cuidando los problemas de interferencia) si se reduce el tamaño de la célula, de manera que aumenta el número total de radiocanales disponibles. A continuación en la figura 9.2, se muestran los clastros más utilizados.



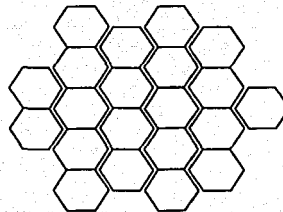
4



7



12



21

Figura 9.2 Claustros ó patrones de repetición de células.

9.1.2 CAPACIDAD DE TRANSFERENCIA DE LLAMADA (HAND OFF / HAND OVER).

Es una característica de los sistemas celulares que les permite transferir el control de una llamada de una célula a otra cuando el nivel de la intensidad ha disminuido a un nivel limite, en la figura 9.3 se muestra en forma esquemática el proceso de hand off.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

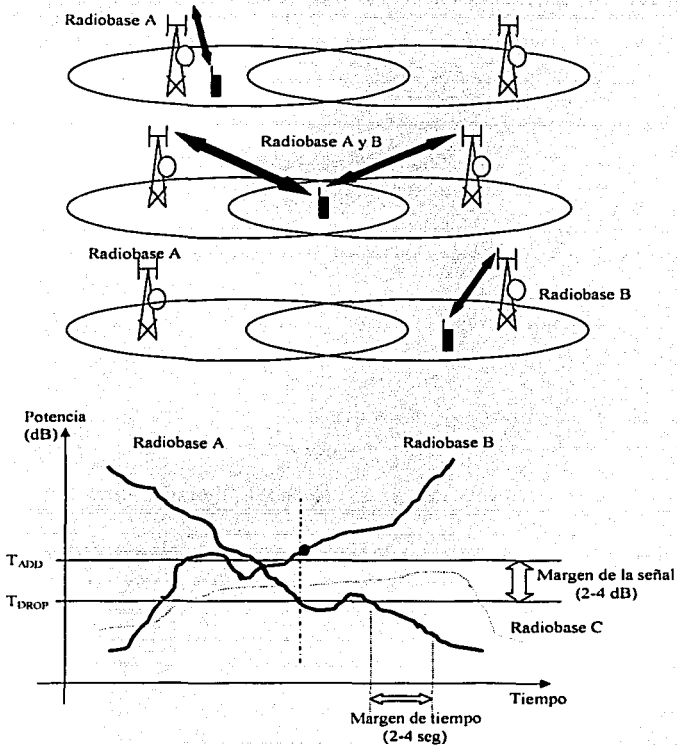


Figura 9.3 Proceso de transferencia de llamada (Hand off / Hand over).

De la figura 9.3 podemos explicar el proceso de hand off de la siguiente manera:

- ✓ El teléfono celular se encuentra en la cobertura de la radiobase A.
- ✓ Conforme se aleja de la radiobase A su señal se debilita y se encuentra en el área de cobertura de la radiobase B. Si la señal del teléfono celular captada en la radiobase B llega a ser mas fuerte que T_{ADD} se llegara a producir el hand off.



- ✓ El teléfono celular permanece en hand off con ambas radio bases A y B hasta que la señal en la radiobase A llegue a ser mas débil que T_{drop} por algún margen de tiempo. Después la radiobase B es la única que proporciona el servicio.
- ✓ Observamos que la radiobase C alcanza a captar una señal por encima de T_{drop} por un cierto tiempo pero nunca alcanza a T_{ADD} y por lo tanto nunca llega a realizar el proceso de hand off.

9.1.3 ESTRUCTURA DE UN SISTEMA CELULAR.

Un sistema celular consiste básicamente de cuatro partes, como se ve en la figura 9.4:

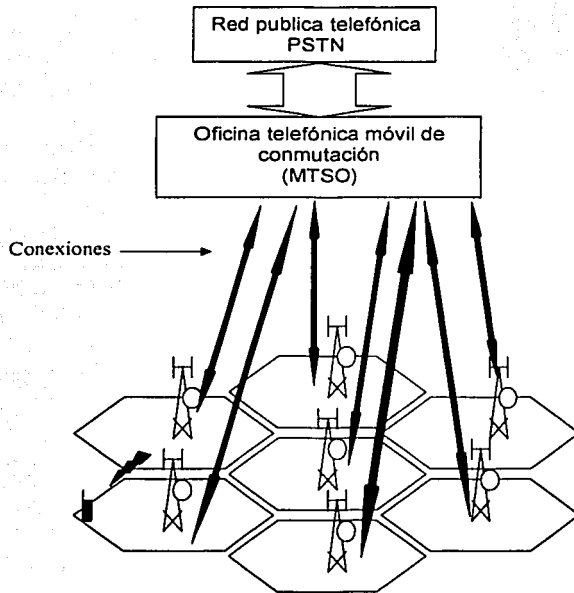


Figura 9.4 Estructura de un sistema celular

- I. **Unidad móvil (teléfono celular):** Contiene un transceiver, una antena, una unidad de control y modulo identificador del suscriptor (SIM). Ver figura 9.5.



Figura 9.5, teléfono celular.

- II. **Sitio celular (radio base/ BTS):** Es la interfase entre el conmutador o switch (Mobile telephone switching office) y el teléfono celular y tiene, como función principal, mantener permanentemente localizados a los suscriptores (siempre que el teléfono celular este encendido) y mantiene la conexión telefónica del suscriptor mientras este se desplaza dentro de la zona de servicio. Básicamente se compone de una torre o de algún soporte, antenas, radios, equipos de energía de respaldo y unidades de control que efectúan entre otras cosas, el intercambio de datos con el MTSO y la señalización con el teléfono celular por medio del canal de control CC, este es en realidad un canal de radio al cual están sintonizados todos los teléfonos que están siendo atendidos por la radiobase. Ver figura 9.6.
- III.

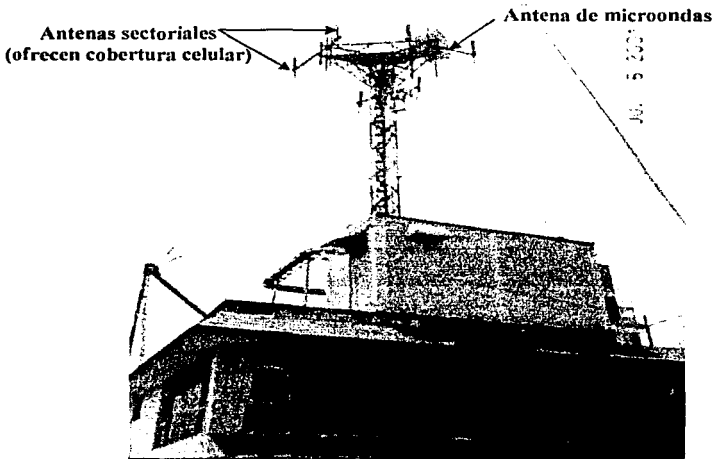


Fig 9.6 radiobase celular.

IV. **Oficina telefónica móvil de conmutación (MTSO):** La "movil telephone switching office" es el cerebro de una red celular, ya que es la encargada de coordinar, conmutar y administrar a la red celular. Sus funciones son:

- ✓ Constituye una interfase entre el sistema de telefonía celular y la red pública telefónica (PSTN).
- ✓ Todas las llamadas que se establecen hacia y desde los suscriptores móviles son administradas y enrutadas por la MTSO.
- ✓ Provee todas las funciones necesarias para establecer la conmutación telefónica ya sea con suscriptores de la misma red celular o con otras.
- ✓ Proporciona el servicio de larga distancia nacional o internacional.
- ✓ Se realizan las funciones de supervisión de calidad de la comunicación y algunas decisiones, como por ejemplo, la de realizar el handoff.
- ✓ Se ejecutan las acciones necesarias para poder ofrecer servicios especiales como la función del roaming.
- ✓ Realiza los procesos de facturación.

IV. **Conexiones:** Las conexiones para enlazar a los tres subsistemas se muestran en la figura 9.4, así como el sistema celular básico. Las conexiones que nos interesan son las siguientes:

- ✓ Interfaz radio es el nombre con el que se conoce la conexión entre el teléfono celular y la radiobase. A través de esta interfaz se puede enviar una gran cantidad de información: datos del abonado, señalización de control, etc.
- ✓ Las conexiones o enlaces entre las radiobases y la MTSO se conocen como red de transporte o red fija del sistema celular y son de vital importancia en la planeación y funcionamiento de cualquier red celular.

En la figura 9.7 vemos un ejemplo de una red de transporte donde por el tamaño de dicha red es necesario por cuestión de tráfico y seguridad utilizar anillos de fibra óptica, aparte de los de microondas. Aquí observamos la necesidad del software utilizado como el Pathloss y Mapinfo los cuales nos facilitan el diseño, los cálculos y la representación de dichas redes.

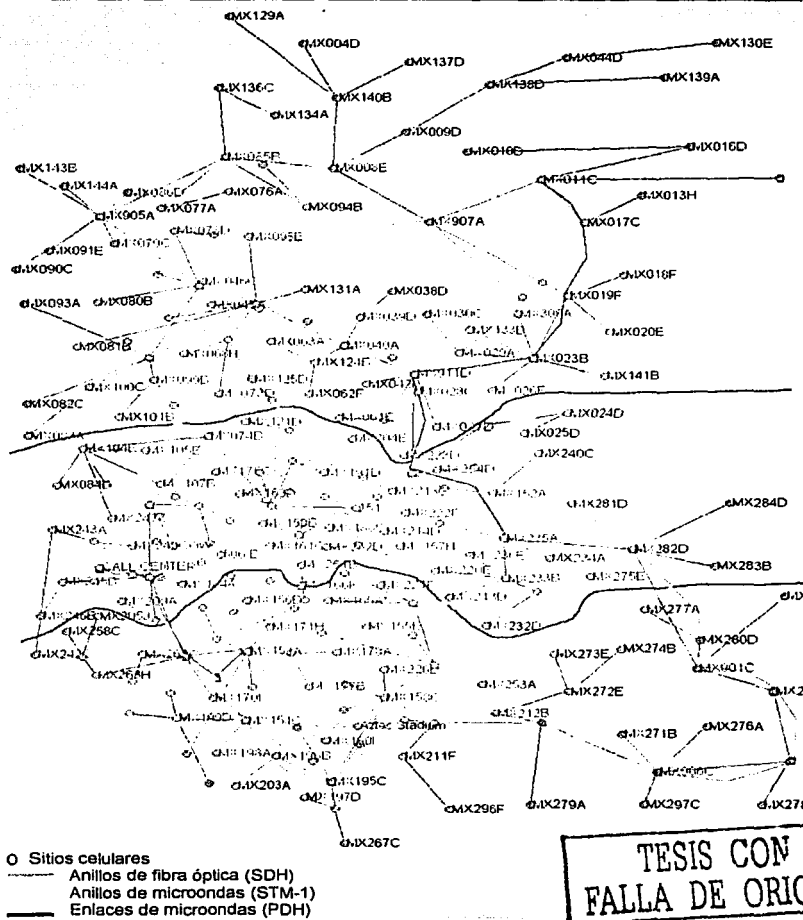


Figura 9.7 Ejemplo de una red de transporte con mas de 250 radiobases.

9.1.4 PLANEACIÓN DE UNA RED CELULAR.

En la planeación de un sistema celular interactúan diferentes grupos de trabajo, que se anotan a continuación:

- ✓ Grupo de radiofrecuencia (RF network design group): es el encargado del diseño de cobertura celular.
- ✓ Grupo de redes fijas (Fixed network group): es el encargado del diseño de la red de transporte.
- ✓ Grupo de adquisición de sitios (site acquisition group): es responsable de las negociaciones para adquirir o rentar los lugares donde se instalaran las BTSs así como la búsqueda inicial de los sitios y realizar todos los tramites legales que se generen. Además debe coordinar las citas con los dueños de los predios para la realización de la auditoría del sitio (ver inciso 2.3)
- ✓ Grupo de construcción (construction group): encargado de la construcción de las radiobases.
- ✓ Grupo de marketing (marketing group): encargado de pronosticar la situación del mercado.

9.1.5 PROCESOS PARA EL DESARROLLO DE UNA RED CELULAR

En la planeación de una red celular se toman en cuenta los siguientes factores:

1. Reglamentaciones.

Para la utilización del espectro radioeléctrico existen normas internacionales y leyes locales; las primeras son emitidas por la Unión Internacional de Telecomunicaciones y las segundas por el organismo interno de cada país. En el caso de México, la entidad correspondiente se llama Comisión Federal de Telecomunicaciones (COFETEL); por lo tanto, la puesta en operación de un enlace de microondas, con todo lo que le antecede, debe ajustarse a un gran conjunto de normas, leyes y reglamentos, con objeto de que el sistema funcione adecuadamente y ni ocasione ni sufra problemas con otros radioenlaces.

2. Situación del mercado (departamento de marketing).

- Decisión de la cobertura geográfica: El cliente define las áreas en las que requiere cobertura celular (ciudades, carreteras, parques o lugares especiales etc.).
- Determinar la demanda de suscriptores : el equipo de marketing recaba información acerca del numero aproximado de suscriptores que se proyecta atender en dichas áreas (estimando el actual y el incremento de suscriptores a futuro), con lo cual se puede clasificar el área: densamente urbana, urbana, suburbios y rural. Se debe hacer una

predicción del ingreso promedio así como del tipo de mercado, para poder obtener el pronóstico de la demanda de suscriptores.

- Entender a la competencia: se debe conocer la situación de la competencia, cobertura, rendimiento del sistema y número de abonados.

3. Diseño de cobertura celular.

A partir del pronóstico del número de suscriptores y teniendo en cuenta el área de cobertura, el departamento de radiofrecuencia (RF) realiza la planeación y diseño de la cobertura celular; realizando principalmente las siguientes operaciones.

- ✓ Se selecciona el sistema de acceso (CDMA, TDMA etc.), y a la compañía que proporcione el equipo de radiofrecuencia (Lucent, Qualcomm, Ericsson, Alcatel etc.).
- ✓ Diseño de cobertura en función de la demanda de tráfico: el reto es servir al máximo número de usuarios con una calidad de servicio específica y la menor cantidad de radiobases.

Como resultado se obtiene el número de radiobases y su ubicación en coordenadas geográficas.

A continuación se mencionan algunas de las preguntas necesarias para el diseño de cobertura.

- ¿A cuántos usuarios se puede servir en horas pico?
- ¿Cuántos suscriptores caben en el sistema?
- ¿Cuántos canales se necesitan?

Para contestarlas es necesario realizar cálculos con base en el tráfico que presentará el sistema.

El término "tráfico" en este caso toma en cuenta dos factores: el ritmo o afluencia de llamadas y la duración de cada una de ellas.

Se emplean actualmente dos unidades de tráfico: el CCS (hundred call second = cien segundos de llamada) de uso principalmente en los USA, y el Erlang que se utiliza en Europa y otras partes del mundo, incluido nuestro país.

Un erlang representa un circuito ocupado por un lapso de una hora, mientras que un CCS representa un circuito ocupado por 100 segundos. La relación existente entre un erlang y un CCS es: $1 \text{ erlang} = 36 \text{ CCS}$

- ✓ Se selecciona el software de diseño y se realiza la digitalización de mapas:

Las herramientas de software mas utilizadas en el diseño de cobertura celular son: QED de Ericsson, planet de MCI, CE4 de Lucent y CELL Plan de Cell Plan. Este software nos predice el numero estimado de BTSs y MTSO con su respectiva ubicación en coordenadas geográficas llamadas SAM Search Area Map además realiza cálculos matemáticos de las pérdidas por propagación de las ondas de radio; regularmente se utiliza el modelo de predicción de Okumura.

La otra herramienta de software bastante utilizada para la representación y manipulación en la digitalización de mapas es el Mapinfo utilizado para digitalizar los mapas y representar las BTSs con su cobertura.

4. Se realiza la búsqueda física de las radiobases a partir de sus coordenadas geográficas.

La ubicación de la radiobase por coordenadas es proporcionado por el software antes mencionado.

Ubicación física del sitio: A partir del diseño de RF, es obligación del grupo de adquisición de sitios buscar la ubicación física del sitio. A partir de sus coordenadas buscan el terreno, casa o edificio mas cercano a dichas coordenadas con un limite de 150 mts a la redonda. Es usual que se busquen por lo menos tres candidatos ya que no siempre el primer sitio seleccionado cumple con lo requisitos de los diferentes departamentos; además, este grupo de adquisición debe coordinar las citas para la auditoria de cada sitio (site audit.) y todos los asuntos legales referentes a la radiobase.

5. Simulación de cobertura.

En el momento en el que se adquiere el predio para colocar la radiobase, el personal del grupo de radiofrecuencia realiza una simulación de la cobertura con antenas temporales. Se realiza en las horas pico (la hora de la comida). A este procedimiento le llaman drive test y las herramientas que se necesitan son:

- Transmisor de prueba.
- Antena receptora para pruebas.

- Computadora portátil cargada con un software que almacena los datos de la potencia de la señal recibida con sus respectivas coordenadas. (este software puede ser el llamado CAIT).
- Automóvil.
- GPS.
- Guía Roji.

6. Se diseña la red de transporte.

El departamento de redes fijas será el responsable de la planeación y el diseño de la red de transporte que como ya mencionamos, realiza los enlaces entre las radiobases y el conmutador.

En el siguiente inciso hablaremos mas a detalle de este grupo ya que es el tema que nos ocupa.

7. Se realiza el proyecto de construcción del sitio.

El departamento de construcción es el encargado de planear y diseñar la construcción de los sitios una vez que han sido aprobados como se menciona en el capítulo 2.3 en la realización de la auditoria del sitio.

8. Instalación del equipo de radiofrecuencia.

Una vez construidas las radiobases se procede a la instalación del equipo de radiofrecuencia (radios, antenas etc.). Es común que se tengan diferentes contratista para la instalación del equipo y es siempre requerido realizar pruebas de funcionamiento del equipo en la entrega de cualquier equipo.

9. Instalación del software.

Se procede a la instalación del software que utiliza el conmutador.

10. Optimización de cobertura celular.

En el momento en que ya está operando el sistema celular, el departamento de radiofrecuencia realiza la optimización de cobertura celular. Esto se realiza mediante el proceso de drive test, para observar el comportamiento de la potencia de la señal en el área de cobertura celular. Después dependiendo de los resultados obtenidos, se optimiza la cobertura celular, realizando los siguientes cambios:

- Modificando el azimuth de la antena (mover la antena en forma horizontal).
- Modificando el down tilt de la antena (mover la antena en forma vertical).

- Modificando la altura de la antena.
- Modificando la potencia de transmisión.

11. Pruebas finales.

Este es el último paso para la entrega de un proyecto, y tanto en el área de redes fijas como en el de radiofrecuencia se realizan pruebas de aceptación del sitio y de calidad del servicio. La calidad del servicio debe cumplir con los siguientes aspectos:

- Cobertura: se debe proporcionar el servicio en el área originalmente planeada.
- Grado de servicio requerido: para un sistema celular, el grado de servicio se indica por la probabilidad de bloqueo de una llamada. Este valor, generalmente oscila entre el 2% y el 5% de llamadas bloqueadas durante la hora pico. El significado de "llamada bloqueada" es sencillo: es cuando la central, o en este caso la radiobase, no da línea; lo que ocurre cuando están ocupados todos los canales de comunicación disponibles en la célula. Este parámetro es el que más influye en el usuario a la hora de seleccionar a su proveedor de servicio celular y es probablemente el más difícil de calcular con certeza, por lo que algunas empresas prefieren instalar equipo en exceso para el inicio de actividades y luego, ajustar el número de canales según el tráfico real, lo cual es un vergonzoso desprecio al trabajo teórico en el área de estadística y a la capacidad de los ingenieros en planeación.
- Numero de llamadas perdidas: El sinónimo de "llamada perdida" es cuando el usuario dice "se cortó la llamada". Con un número Q de llamadas durante una hora pico, si se pierde una llamada y se completan $Q-1$, entonces la razón de llamadas perdidas está dada por $1/Q$. Esta razón debe mantenerse baja, pues una razón elevada significa problemas de cobertura o problemas de "hand off", cuando el usuario deambula de una célula a otra.

A continuación en la tabla 9.1, presentamos un ejemplo de un programa de actividades en función del tiempo para la planeación de un sistema celular. Este es un importante aspecto en la implementación de cualquier sistema y la complejidad del programa es función directa de la amplitud del proyecto.

Fase 1 (7 BTSs y 1 MTSO)	Zona centro	Duración	Mayo	Junio	Julio	Agosto	Septiembre
Situación del mercado y reglamentación		1 semana	*				
Selección del equipo de radiofrecuencia		1 semana	*				
Diseño de cobertura (QED) y digitalización de mapas		2 semanas))				
Selección y adquisición de sitios		3 semanas		\$ \$ \$			
Simulación de cobertura		2 semanas))			
Proyecto civil y construcción del sitio		5 semanas			* * * * *		
Instalación de enlaces de microondas (redes fijas)		2 semanas				† †	
Instalación de equipo de radiofrecuencia		2 semanas))	
Instalación de software		1 semana					*
Optimización		2 semanas)
Pruebas finales		1 semana					*
Fase 2 (28 BTSs)							
Selección y adquisición de sitios		3 semanas		\$ \$ \$			
Simulación de cobertura		2 semanas))			
Proyecto civil y construcción del sitio		5 semanas			* * * * *		
Instalación de enlaces de microondas (redes fijas)		2 semanas				† †	
Instalación de equipo de radiofrecuencia		2 semanas))	
Instalación de software		1 semana					*
Optimización		2 semanas)
Pruebas finales		1 semana					*

Notas
) Grupo de radio frecuencia
 † Grupo de redes fijas
 \$ Grupo de adquisición de sitios
 * Grupo de construcción de sitios
 * Otros grupos de trabajo

Tabla 9.1, programa de actividades en función del tiempo para la planeación de un sistema celular

**TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN**

9.2 PROCESOS DESARROLLADOS EN EL DEPARTAMENTO DE REDES FIJAS EN LA CONSTRUCCIÓN DE UNA RED DE TRANSPORTE PARA UNA RED CELULAR.

La implementación de la red de transporte (el conjunto de enlaces entre radiobases y la central celular) es parte integral del diseño de un sistema celular.

El objetivo del ingeniero de redes fijas, es diseñar una red que soporte y cumpla con los requerimientos de trafico y disponibilidad con un costo mínimo.

A continuación se mencionan el procedimiento a seguir en el desarrollo de la red de transporte por medio de microondas.

Dividiremos la implementación del proyecto de microondas en 11 pasos, a partir de que el grupo de radiofrecuencia entrega el diseño de cobertura y por ende el numero de BTSs y su futuro crecimiento.

a) Diseño de la arquitectura del sistema.

- Se designan los sitios de mayor preferencia y esto dependerá por ejemplo de la seguridad en el sitio, su tamaño, las facilidades de acceso al sitio, la ubicación (en el centro de los demás sitios, altura) etc. En un sitio de estos se coloca el MTSO. Hay ocasiones en que los sitios con los que se inicia la red ya son propiedad del cliente, como es el caso de Telcel, que ubica sus sitios primeramente en instalaciones de TELMEX. Como se mencionó en el capitulo 2, a cada sitio se le realiza una auditoría, tomando en cuenta la expansión que se le pronostique.
- Se hace una selección preliminar de equipo de microondas con sus diferentes niveles de capacidad de transmisión.
- Se planea la ruta que siguen los sitios para llegar al conmutador y su respectivo diseño del enlace (línea de vista , perfil, frecuencia, tamaño y altura de la antena etc.).
- Se designan los sitios que van a tener mayor trafico y los que quedan como sitios finales.
- Dependiendo del trafico que se transporte en sus diferentes partes se elegirá el uso de sistemas de transmisión de mayor o menor velocidad como PDH, SDH (ver apéndice B). Esto nos lleva a elegir el medio que se utilizará; ya sea fibra óptica, microondas o cable coaxial. Para esto sabemos que cada BTS usualmente necesita transmitir 10 kbps por canal de la radiobase al MTSO, lo que implica que no pueda transmitirse por una

línea normal de teléfono que por lo regular transmiten a 2.4 kbps por lo cual se puede contratar una línea especial que transporte un T1 ó un E1 a través de la compañía telefónica; pero a largo plazo, esta solución es mas costosa que el uso de enlaces de microondas. Por el bajo costo y la rapidez con la que se instalan las microondas, siempre es conveniente iniciar con enlaces de microondas en PDH o anillos de microondas en SDH (dependiendo del trafico). Al mismo tiempo se puede diseñar y realizar anillos de fibra óptica dependiendo del crecimiento de la red.

- Se eligen los sitios que contarán con sistemas de respaldo (1+1), esto depende del diseñador y de los costos proyectados con el cliente para tener mayor disponibilidad. Es común que los sitios finales, operen sin equipos de respaldo (1+0) (ver capítulo 5). El método de redundancia comúnmente utilizado en las microondas es la configuración hot-standby en la cual se conectan 2 radios (principal y respaldo) y en caso de que el radio principal falle, el radio de respaldo entra al instante. Hay que notar que la técnica hot-standby solo protege fallas en el radio de transmisión y no compensa condiciones pobres de propagación. Para compensar estas perdidas adversas de propagación, comúnmente se utiliza diversidad de frecuencia y diversidad de espacio (ver capítulo 4).
- Se realizará una evaluación y selección de equipo de microondas, evaluando las tecnologías proporcionadas por diferentes proveedores y tomando en cuenta la fiabilidad, tiempos de entrega, rentabilidad, costos etc. por ejemplo:
 - ✓ Antenas: Andrew Corporation, Cable wave sistem, Gabriel , Harris etc.
 - ✓ Conectores de cables de RF: Cablewave, Hubbell, Solitron etc.
 - ✓ Radios digitales de microondas punto a punto: Alcatel, Ericsson, Terracom, Rockwell international, Wester eléctrico AT&T, Siemens, Fujitsu, Northern telecom, General electric, NEC, Motorola etc.
 - ✓ Líneas de transmisión: Andrew, Cablewave system, Prodelin, Narda.
 - ✓ Torres: Forth worth tower, Andrew, Tower structure etc
 - ✓ Shelter y gabinetes.
 - ✓ Convertidores DC-DC, AC-DC: Lorain, Telco etc.
 - ✓ Generadores (diesel, gasolina, gas natural, solar, viento).
 - ✓ Equipo de respaldo de DC (UPS): Lorain Marconi.
 - ✓ Sistemas de tierra y aparta rayos.
 - ✓ Equipos de calefacción (eléctrico, gas).
 - ✓ Equipos de aire acondicionado.

b) Estimación de los costos iniciales.

- Evaluación de los costos iniciales de material y servicios.

- Establecimiento de una cotización preliminar, coordinar juntas en caso de que se requiera con el cliente y las otras compañías de telecomunicaciones.
 - Preliminar levantamiento de la radiobase.
 - Enlistar las radiobases que pudieran llegar a tener problemas por su ubicación y colocación en una cierta área.
- c) Consideraciones en la implementación.
- Considerar luces en la torre.
 - Disponibilidad de energía eléctrica y equipos de respaldo de energía eléctrica.
 - Diseño de la torre, condiciones del suelo, consideraciones de la carga del viento.
 - Regulación del uso de suelo y por derecho de vía.
 - Consideraciones de estacionamiento.
 - Consideraciones para la implementación de aire acondicionado y calefacción.
- d) Cálculos de propagación y especificaciones.
- Estudios de línea de vista para obtener el perfil con topografía del lugar y la dimensión de las zonas de Fresnel, para asegurar que no existan obstrucciones.
 - Decidir los criterios de libramiento.
 - Decidir el grado de confiabilidad o disponibilidad que requiere el sistema. Por lo regular esto depende del cliente. La apropiada selección de este parámetro es de gran importancia en el proyecto, debido a que afecta al diseño de la red y al costo total del sistema (ver capítulo 4). En el diseño de los enlaces, la disponibilidad afecta la determinación de los siguientes factores:
 - ✓ Banda de frecuencia.
 - ✓ La necesidad del uso de diversidad.
 - ✓ Equipo de respaldo.
 - ✓ Tamaño de la antena.
 - ✓ Potencia de transmisión.
 - Se hacen las consideraciones climáticas y meteorológicas. Debido a que nuestros enlaces de radiofrecuencia son afectados directamente por las condiciones climáticas; por lo tanto, es necesario hacer las siguientes consideraciones:
 - ✓ Atenuación por lluvia (afectan los enlaces en frecuencias arriba de 10 GHz).

- ✓ La carga por viento y lluvia (afectan el diseño de la torre, antena y por ende los costos de construcción).
 - ✓ Condiciones climáticas que afecten el acceso al sitio.
- Frecuencia a utilizar.
 - Selección de la antena (tipo, tamaño, polarización, ganancia).
 - Especificar el BER.
 - Especificar el valor de la disponibilidad (ej. 99.99%)
 - Determinación del factor K.
 - Determinación de puntos de reflexión.
 - Determinar desvanecimientos por multitrayectoria.
 - Considerar el uso de diversidad de espacio y de frecuencia.
 - Realizar los cálculos de pérdidas en el espacio.
- e) Estudio de coordinación de frecuencias
- Selección de la banda o bandas de frecuencia a utilizar. En la elección de estas bandas intervienen los siguientes factores:
 - ✓ Capacidad requerida de tráfico.
 - ✓ Longitud del enlace.
 - ✓ Congestión de frecuencias en el área.
 - ✓ Condiciones climáticas.
 - ✓ Disponibilidad.
 - Realizar los tramites para hacer uso de estas bandas de frecuencias.
 - Asignación de los radiocanales.
 - Realizar cálculos de interferencia.
 - Realizar el tramite ante la COFETEL de la constancia de no interferencia.
- f) Se verifican las regulaciones locales para la construcción e implementación de una radiobase.
- g) Al finalizar el diseño del sistema se debe entregar por lo regular los siguientes aspectos:
- Tipos y alturas de torres.
 - Tipos y tamaños de las antenas.
 - Diseño del sistema de transmisión.
 - Reporte del análisis de no interferencia.
- h) Análisis de los contratos de compra y venta de equipo de microondas y servicios ofrecidos.
- Entregar cotización del equipo que se utilizará. (análisis de precios)

- Describir el criterio utilizado en la cotización.
 - Describir el material ofrecido, las refacciones y el equipo de pruebas.
 - Analizar y especificar las obligaciones y compromisos que adquieren las compañías suministradoras de los equipos de microondas.
 - Tomar en cuenta los tiempos de entrega del equipo.
- i) Planificar la implementación del sistema, realizando programas de actividades para las diferentes áreas. A continuación se presentan algunas actividades relacionadas con esta administración:
- Compra de material, equipo y servicios.
 - Asignación de trabajo a las diferentes áreas de ingeniería.
 - Coordinar a grupos de trabajo en la operación e instalación.
 - Tomar en cuenta el tiempo de entrega de los equipos.
 - Tener presente que los predios donde se construyen las radiobases, tiene diferentes características y el tiempo de construcción puede variar.
 - Pruebas de campo y pruebas de aceptación del sitio. Se realizan pruebas de aceptación del sitio, para garantizar la correcta instalación y funcionalidad del equipo. La prueba comúnmente utilizada en un sistema de microondas es la de bit error rate y por lo regular es de 24 horas (ver capítulo 4).
- j) Implementación de servicios.
- Implementar actividades de mantenimiento.
 - Realizar un programa de actividades de mantenimiento y de operación.
 - Entrenamiento de personal.
- k) Reporte final.

Revisión de los costos totales y extraer información útil para futuros programas. Entregar planos de el proyecto de construcción (civil, eléctrico etc.)
Entregar el diseño del sistema de microondas que por lo regular contendrá:

- Tipos y alturas de torres.
- Tipos y tamaños de las antenas.
- Reportes de la adquisición de sitios.
- Plan de configuración del equipo de radio.
- Diseño del sistema de transmisión.
- Reporte del análisis de interferencia.
- Análisis de la funcionalidad del sistema.
- Documentos de tramites hechos ante la COFETEL.
- Documentos de tramites realizados ante las autoridades locales competentes para permitir la construcción de la radiobase.

9.2.1 PROCESOS DESARROLLADOS EN EL DEPARTAMENTO DE REDES FIJAS EN LA CONSTRUCCIÓN DE UN NUEVO ENLACE.

En la construcción de un nuevo enlace, estamos considerando que ya tenemos una red y que le vamos a adherir un sitio nuevo a dicha red. A continuación se describe el proceso:

- 1) El grupo de radiofrecuencia entrega al grupo de adquisición de sitios, la ubicación de la nueva radiobase con coordenadas geográficas.
- 2) El grupo de adquisición de sitios, busca los predios cercanos a las coordenadas dadas. Se seleccionan por lo menos tres candidatos. Después este departamento coordina la fecha de auditoria del sitio y previamente a la auditoria, se envía al grupo de redes fijas la dirección del nuevo sitio y con quien dirigirse para tener acceso al nuevo sitio.
- 3) Con esta ubicación del nuevo sitio, el grupo de redes fijas realiza las siguientes tareas:
 - I. Localizar físicamente el nuevo sitio y tomar las nuevas coordenadas. Con estas coordenadas geográficas se da de alta la nueva radiobase dentro de la red, ya sea utilizando el software del Pathloss o en algún mapa.
 - II. Se eligen, por cuestiones de trafico y distancia, las posibles radiobases a las que podemos enlazar la nueva radiobase.
 - III. Realizar la línea de vista del sitio nuevo contra la radiobase seleccionada.
 - IV. Realizar las ingenierías para obtener el diseño del enlace considerando (ver capítulo 4).
 - V. En caso de que no exista línea de vista nos regresamos al paso II y se realiza la línea de vista con otra radiobase..
 - VI. Se realiza la auditoria y levantamiento del sitio.
 - VII. En caso de ser aceptado el sitio, se aplica la regla Hi-Low y se asignan los canales de radiofrecuencia.
 - VIII. Se realiza el calculo de interferencia.(ver capítulo 7).
 - IX. Se manda a la COFETEL la constancia de no interferencia.
 - X. Se procede a la instalación del equipo.
 - XI. Se realiza la aceptación del sitio, revisando la instalación y su funcionalidad. (prueba de BER de 24 horas, revisión de tierras y equipos de respaldo etc)

9.2.2 CONSIDERACIONES IMPORTANTES EN EL DISEÑO DE UN ENLACE.

- 1) En el levantamiento topográfico debe usarse un mapa topográfico, ubicando el sitio y el contra sitio con las coordenadas obtenidas previamente. Se traza la posible trayectoria, ubicando las diferentes curvas de nivel que esta pueda encontrar, así como los obstáculos que se presenten.
- 2) Con la información de elevaciones en la trayectoria, se descarga en la herramienta de software para la realización del perfil del enlace, señalando los obstáculos encontrados en las distancias marcadas con su respectiva altura. Esta es una forma de comparar los resultados dados por la base de datos del Pathloss y los obtenidos directamente de los mapas topográficos lo cual implica escoger los que mas se acercan a la realidad y la persona que halla realizado la línea de vista será la mas indicada para elegir la mejor opción.
- 3) Siempre es recomendable doblar esfuerzos en los análisis de línea de vista (LDV). Aún con LDV, se debe poner atención a los detalles considerando pérdidas por refracción, libramiento en zonas de Fresnel, criterios de libramiento, reflexión terrestre y otras fuentes de atenuación como posible desvanecimiento por multitrayectoria.
- 4) Altas frecuencias tienen pequeñas zonas de Fresnel, y por ende no requieren de libramiento excesivo sobre los obstáculos. Por supuesto, tienen la desventaja de atenuación por lluvia.
- 5) La multitrayectoria es el producto de reflexiones sobre el terreno u objetos en la trayectoria directa, y lo que sucede es que se crean mas señales con el mismo contenido, solo que en desfase, esto provoca ruido, retraso y cancelación de la señal, pero en algunos casos también es fuente de ganancia al reforzar la señal original.
- 6) El libramiento de obstáculos representa un enlace seguro y confiable. Siempre que se pueda obtener mayor altura que la de los obstáculos deberá insistirse en pasar por esa altura considerando los criterios de libramiento antes descritos.
- 7) Las ingenierías del enlace son estudios del comportamiento teórico del enlace.
- 8) Incrementar capacidad y reducir Interferencia son los dos factores más importantes para el diseño y optimización de una buena red.
- 9) Una forma de optimizar el funcionamiento de una red de microondas es utilizando el re-uso de frecuencias para economizar lo más posible usando la menor cantidad de frecuencias sin tener interferencia.

- 10) Si se requiere trabajar en el cálculo de interferencia para una red de más de 5 o 10 enlaces es recomendable utilizar el software Pathloss, ya que son demasiados los cálculos que habría que hacer. De este modo, el programa lo hace incluso de una manera mucho más confiable, ya que considera factores que pueden afectar a los enlaces o a la red y que son difíciles de considerar haciendo los cálculos a mano.

9.3 DEFINIENDO LA RED

Para ejemplificar el diseño de enlaces, a continuación proponemos una red de microondas para enlazar las radiobases de un sistema celular. En este caso lo que a nosotros mayormente nos interesa acerca del sistema celular es solamente la cantidad de tráfico que requiere transportar cada radiobase y su ubicación.

9.3.1 PROCEDIMIENTO PARA EL DISEÑO DE LA RED.

1) Necesidades del cliente:

Suponemos que la UNAM ha realizado un análisis estadístico, en base al cual, considera que las empresas celulares existentes no podrán satisfacer en un lapso de 10 años las necesidades de la zona metropolitana, por lo que considera conveniente entrar al negocio de la telefonía celular.

2) Definiendo las radiobases.

Para determinar la ubicación de las radiobases, no es conveniente dividir la ciudad en hexágonos regulares y de igual área. Esto es teoría pura. Lo correcto es realizar un análisis de mercado, para determinar la densidad de clientes potenciales en cada colonia de la ciudad. De esta manera, conociendo la capacidad de cada radiobase y pensando en una forma general podríamos decir que con una simple división nos permitirá calcular el número de radiobases necesarias.

Regularmente en la zona de cobertura, hay propiedades de la empresa celular por lo cual las primeras radiobases se ubican en estos predios, siempre y cuando sea posible. En este caso, los nodos de la red se localizan inicialmente en las mencionadas propiedades, procediendo, en una segunda etapa, a ubicar nuevos nodos en lugares rentados.

En el caso de la UNAM, la localización obvia de los primeros nodos es en los planteles; preparatorias, CCH's, Ciudad Universitaria y algunos edificios del centro histórico. Se va a realizar un diseño considerando 16 nodos, los cuales se anotan en la siguiente tabla.

Para este caso en especial únicamente realizaremos el diseño de la red de microondas entre estas ubicaciones. Tomando en consideración un crecimiento de 4 veces lo instalado.

En la tabla 9.2 se muestra el estándar utilizado para obtener las coordenadas geográficas.

Categoría	Estándar
Latitud y longitud geográfica de las radiobases	Los valores de latitud y longitud serán los basados en WGS 84 (NAD83)

Tabla 9.2 , estándar utilizado para obtener las coordenadas geográficas.

La ubicación de estos sitios para su estudio topográfico se realizó de la siguiente manera:

Existe una herramienta de software para el manejo de mapas digitales llamado MAPINFO, a este programa se le carga una base de datos que contiene la información de coordenadas y nombres de calles de una región específica o de una ciudad o poblado.

El objeto de esto fue localizar geográficamente cada uno de los sitios y así obtener sus coordenadas y luego se comprobó con el uso de mapas topográficos de la ciudad. También podríamos encontrar sus coordenadas, como se explico en el capítulo 2 por medio del GPS ubicándose directamente en el lugar propuesto.

En la tabla 9.3, se muestran las coordenadas obtenidas y la dirección de dichos sitio.

Nombre del sitio	Dirección	Latitud	Longitud
RECTORIA CU	Insurgentes Sur ciudad universitaria	19 20 00	99 11 15
PALACIO DE MINERIA	Col. Centro	19 26 10	99 08 50
CCH 1 Azcapotzalco	Av. Aquiles Serdan S/N	19 31 00	99 12 30
CCH 2 Naucalpan	Calzada de los remedios S/N	19 29 00	99 15 40
CCH 3 Vallejo	Av. Fortuna S/N, entre eje central Lázaro Cárdenas y eje 4 norte	19 28 30	99 08 20
CCH 4 Oriente	Canal de san Juan S/N esq. con sur 24	19 24 20	99 04 00
CCH 5 Sur	Boulevard de las cataratas S/N, Jardines del Pedregal	19 19 05	99 11 50
PREPA 1 Gabino Barreara	Av. De las Torres S/N Tepepan Xochimilco	19 16 50	99 07 40
PREPA 2 Erasmó C.	Av. Río Churubusco S/N, Tezontle	19 24 05	99 06 15
PREPA 3 Justo Sierra	Av. Eduardo Molina 1577	19 29 02	99 06 20
PREPA 4 Vidal Castañeda	Av. Observatorio 170 Tacubaya	19 24 00	99 11 40
PREPA 5 Jose Vasconcelos	Calzada del Hueso 729. Col ex hacienda Coapa	19 17 25	99 09 05
PREPA 6 Antonio Caso	Corina 3, Col. Carme Coyoacan	19 21 00	99 09 25
PREPA 7 Ezequiel A. Chávez	Calzada de la Viga 54 Merced	19 25 00	99 07 25
PREPA 8 Miguel E. Schull	Av. Lomas de plateros S/N	19 22 00	99 11 45
PREPA 9 Pedro de Alba	Insurgentes Norte 1698, col. Lindavista	19 29 00	99 06 50

Tabla 9.3, Datos de la radiobases: coordenadas geográficas y su dirección.

Posteriormente estas coordenadas son vaciadas en el software llamado Pathloss como se muestra en la figura 9.8.

Report	Cell	Location / Area	Equipment	View	Coordinates	Color	Layer	Site Name	Type	Sector number	Cell Size	Latitude	Longitude	Elevation (m)	Show	LOS	Point No.	Structure Prop.
1	Site Layer 1	RECTORIA	point to point				CU					19 20 00 00 N	099 11 15 00 W	2287 00	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>		
2	Site Layer 1	PREPA 8	point to point				PLATEROS					19 22 00 00 N	099 11 46 00 W	2281 60	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>		
3	Site Layer 1	OCH 1	point to point				AZCAPOTZ					19 51 00 00 N	099 12 30 00 W	2254 00	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>		
4	Site Layer 1	OCH 2	point to point				NAUCALPA					19 20 00 00 N	099 16 40 00 W	2333 08	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>		
5	Site Layer 1	OCH 3	point to point				VALLEJO					19 28 30 00 N	099 08 20 00 W	2220 08	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>		
6	Site Layer 1	OCH 4	point to point				ORIENTE					19 24 20 00 N	099 04 02 00 W	2211 33	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>		
7	Site Layer 1	OCH 5	point to point				SUR					19 18 05 00 N	099 11 50 00 W	2338 01	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>		
8	Site Layer 1	PREPA 1	point to point				PREPA 1					19 18 50 00 N	099 07 40 00 W	2288 07	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>		
9	Site Layer 1	PREPA 2	point to point				PREPA 2					19 24 05 00 N	099 09 15 00 W	2212 00	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>		
10	Site Layer 1	PREPA 3	point to point				PREPA 3					19 29 00 00 N	099 09 20 00 W	2241 97	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>		
11	Site Layer 1	PREPA 4	point to point				PREPA 4					19 24 01 00 N	099 11 40 00 W	2283 36	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>		
12	Site Layer 1	PREPA 5	point to point				PREPA 5					19 17 26 00 N	099 09 06 00 W	2244 78	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>		
13	Site Layer 1	PREPA 6	point to point				PREPA 6					19 21 01 00 N	099 09 26 00 W	2232 22	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>		
14	Site Layer 1	PREPA 7	point to point				PREPA 7					19 25 02 00 N	099 07 26 00 W	2214 48	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>		
15	Site Layer 1	PREPA 9	point to point				PREPA 9					19 29 01 00 N	099 08 50 00 W	2241 71	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>		
16	Site Layer 1	PALACIO D	point to point				MINERIA					19 26 10 00 N	099 08 50 00 W	2220 53	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>		
17																		
18																		
19																		
20																		
21																		
22																		
23																		
24																		
25																		
26																		
27																		
28																		
29																		
30																		
31																		
32																		
33																		
34																		
35																		
36																		
37																		
38																		
39																		
40																		
41																		

Figura 9.8. Vaciado de coordenadas en el modulo de red del Pathloss.

Este procedimiento de formación de la red puede ser de dos maneras:

- a) Se vacían las coordenadas directamente al modulo de red como en la figura anterior.
- b) Se realizan los perfiles de los enlaces individualmente y luego se trasladan al modulo de red.

Después generamos los sitios sobre su base de datos topográfica como se muestra en la figura 9.9.

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

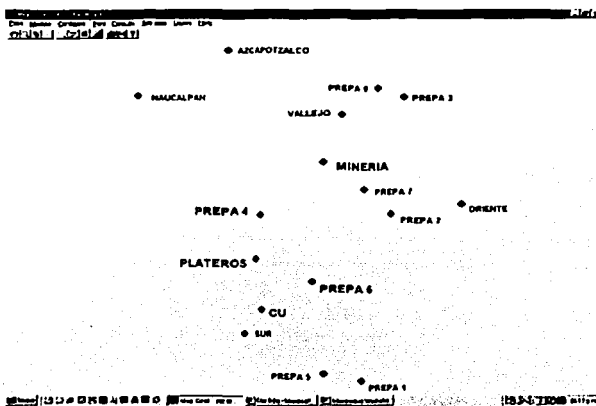


Figura 9.9. Ubicación geográfica de los nodos de la red

3) Definiendo la ubicación del servidor (MTSO)

Basándose en los levantamientos topográficos, se define el servidor como el sitio más céntrico ó con los enlaces más viables, además de tomar en cuenta el espacio y la seguridad del lugar.

Para nuestro caso en particular escogimos a Rectoría en CU, por cuestiones de seguridad, espacio y elevación.

4) Selección de equipo.

A continuación presentamos las características del equipo de microondas seleccionado:

RADIOS			
Tipo de radio	9415UX (4X2)	9415UX (8X2)	9415UX (16X2)
Clase de emisión	7MOOD7WDDT	14MOD7W	28MOD7W
Tipo de modulación	4QAM	4QAM	4QAM
Ancho de banda	7	14	7
Sub. banda de operación del equipo (MHz)	14400 – 15350	14400 – 15350	14400 – 15350
Potencia normal de transmisión (dBm / Watts)	21 / 0.13	21 / 0.13	21 / 0.13
Separación de canal (MHz)	7	14	7
Separación de Duplex (MHz)	315	315	315
Umbral de recepción (dBm)	-86	-83	-86
Velocidad de transmisión	4x2.048	8x2.048	4x2.048
Numero de certificado de homologación	MOSAL9498-411	MOSAL9498-411	MOSAL9498-411

RADIOS			
Tipo de radio	9423UX (4X2)	9423UX (8X2)	9423UX (16X2)
Clase de emisión	7MOOW7DDT	14MOW7DDT	28MOW7DDT
Tipo de modulación	4QAM	4QAM	4QAM
Ancho de banda	7	14	28
Sub. banda de operación del equipo (MHz)	21200 – 23600	21200 – 23600	21200 – 23600
Potencia normal de transmisión (dBm / Watts)	19 / 0.08	19 / 0.08	19 / 0.08
Separación de canal (MHz)	7	14	28
Separación de Duplex (MHz)	1232	1232	1232
Umbral de recepción (dBm)	-84	-81	-78
Velocidad de transmisión	4x2.048	8x2.048	16x2.048
Numero de certificado de homologación	MOSAL9498-402	MOSAL9498-402	MOSAL9498-402

RADIOS			
TIPO DE RADIO	ALCATEL 9438UX (4X2)	CERAGON STM-1	CERAGON STM-1
Clase de emisión	7MOOW7DDT		
Tipo de modulación	4QAM	16QAM	16QAM
Ancho de banda	7	14	14
Sub. banda de operación del equipo (MHz)	37000 – 39500	21200 – 23600	37000 – 38400
Potencia normal de transmisión (dBm / Watts)	16 / 0.339	20	15
Separación de canal (MHz)	7	50/56	50/56
Separación de Duplex (MHz)	1260	1200Tx / 1008Rx	700Tx / 1260Rx
Umbral de recepción (dBm)	-79	-72	-70
Velocidad de transmisión	4x2.048	155Mbps	155Mbps
Numero de certificado de homologación	MOSAL9498-402		

Nota: Estos radios permiten configuración de respaldo hot-standby.

ANTENAS				
ANTENA RFS ultra high performance	SB2-220 23 GHz	SB4-220 23 GHz	SB6-220 23 GHz	SB1-380 38 GHz
Diámetro (mts)	0.6	1.2	1.8	0.3
Ganancia (dBi)	40.1	46.1	49.5	39.6
Beam width (°)	1.6	0.8	0.5	1.7
Frecuencia baja (MHz)	21200	21200	21200	37000
Frecuencia alta (MHz)	23600	23600	23600	39500
Longitud Flex Twist (m)	0.6	0.9	0.9	0.6

ANTENAS			
ANTENA RFS high performance	SB2-142 15 GHz	SB4-142 15 GHz	SB6-142 15 GHz
Diámetro (mts)	0.6	1.2	1.8
Ganancia (dBi)	36.3	42.5	46
Beam width (°)	2.3	1.2	0.8
Frecuencia baja (MHz)	14200	14200	14200
Frecuencia alta (MHz)	15350	15350	15350
Longitud Flex Twist (m)	0.6	0.9	0.9

ANTENAS			
ANTENA RFS high performance	SB2-142 15 GHz	SB4-142 15 GHz	SB6-142 15 GHz
Diámetro (mts)	0.6	1.2	1.8
Ganancia (dBi)	36.3	42.5	46
Beam width (°)	2.3	1.2	0.8
Frecuencia baja (MHz)	14200	14200	14200
Frecuencia alta (MHz)	15350	15350	15350
Longitud Flex Twist (m)	0.6	0.9	0.9

LINEA DE TRANSMISIÓN (Guía de onda flexible)					
Guía de onda flexible Marca Mitec	Para antenas de 4 y 6 ft	Para antenas de 2 ft	Para antenas de 4 y 6 ft	Para antenas de 2 ft	Para antenas de 1 ft
Flex Twist	23 GHz	23 GHz	15 GHz	15 GHz	38 GHz
Longitud (m)	0.9	0.6	0.9	0.6	0.6
Atenuación (dBm/1mts)	2.297	2.297	0.918	0.918	3.28
Perdidas en línea de Tx (dB)	2.0673	1.3782	0.8262	0.5508	1.968
Tipo	WR42	WR42	WR62	WR62	WR28

5) Definir la topología de la red.

Proponemos un anillo STM-1 entre los sitios: Rectoría en CU, Prepa 8 en Plateros, Palacio de Minería y Prepa 6 en Coyoacan. Estos contarán con la mayor carga de tráfico y equipo de redundancia. Consideramos que el volumen

de tráfico será de un E1 por cada sitio y se espera un crecimiento de 4 veces lo instalado en esta primera fase, ver figura 9.9.1.

6) Definir los enlaces que contarán con radios de respaldo (Hot-standby).

Todos los radios que no sean sitios finales contarán con radios de respaldo definiéndolos como 1+1(respaldo),1+0(sin respaldo). En la tabla 9.4 se definen los lineamientos para la configuración de la protección:

Capacidad	Configuración de protección	Observaciones
4x2 Mbps (1 BTS)	1 + 0	Para radios STM-1,
4x2 Mbps (2-3 BTSs)	1 + 1	requerimos diversidad de
8x2 Mbps (4-6 BTSs)	1 + 1	antenas para disminuir las
16x2 Mbps (> 7 BTSs)	1 + 1	perdidas de propagación
STM-1	1 + 1	

Tabla 9.4. Lineamientos para la configuración de protección.

A continuación se definen las radiobases que cuentan con protección:

- Los enlaces con respaldo (1+1) son: CCH Azcapotzalco – Minería, Prepa 9 – Minería, Prepa 2 – Prepa 6, CCH Sur – CU Rectoría, así como los enlaces del anillo.
- Los enlaces sin respaldo (1+0) son: CCH Azcapotzalco – CCH Naucalpan, Prepa 3 – Prepa 9, CCH Vallejo – Minería, Prepa 7 – Prepa 2, CCH Oriente – Prepa 2, Prepa 1 – Prepa 6, Prepa 5 - CCH Sur, Prepa 4 – Prepa 8 (Plateros).

A continuación en la figura 9.9.1 presentamos la red de microondas propuesta con sus respectivos enlaces.

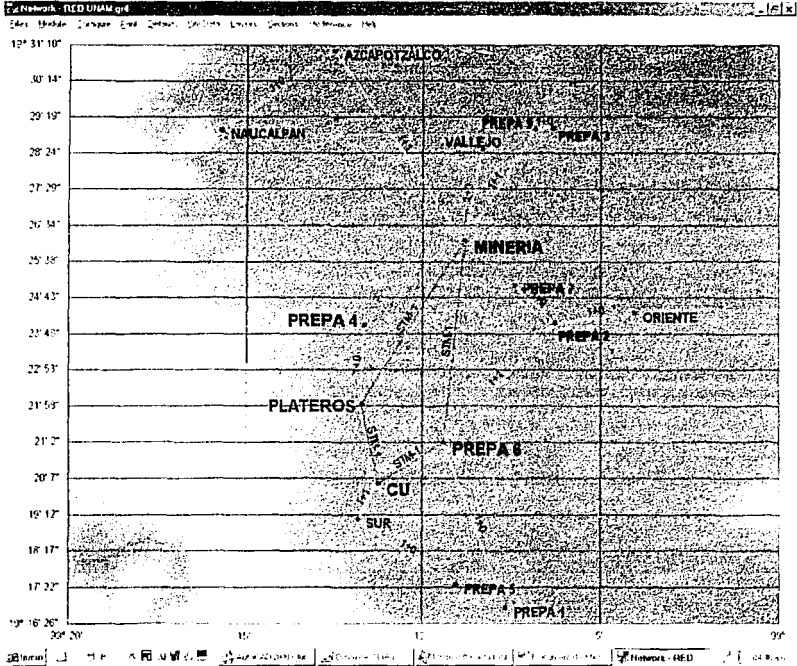


Figura 9.9.1. Red de microondas propuesta.

- 7) Realizar los estudios de línea de vista (ver capítulo 2) y obtener los perfiles de cada enlace.

En nuestro caso no realizamos el estudio físico de la línea de vista de nuestros enlaces por cuestiones de tiempo pero si pudimos observar que los perfiles obtenidos por el software Pathloss, no presentaban bloqueos con la topografía del lugar. No consideramos la posible obstrucción por edificios, árboles etc. Pero se tuvo un problema con el enlace CCH SUR – PREPA 5, debido a que la frecuencia

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

con la que se realizo el primer perfil era de 23 GHz y no presentaba bloqueo pero al momento de realizar el calculo de enlace no cumplía con los criterios de disponibilidad por lo que al cambiar la frecuencia a 15 GHz el perfil nos presenta bloqueo de la línea de vista. Por lo tanto tuvimos que reorientar el enlace a la radiobase de Prepa 1 como se observa en la figura 9.9.2.

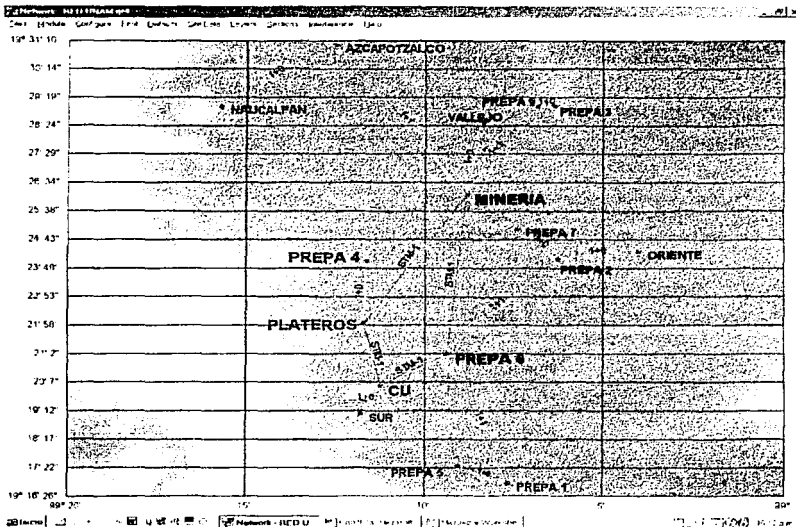


Figura 9.9.2. Red de microondas Modificada.

A continuación en la tabla 9.5 se muestran los criterios de libramiento y el factor K que utilizamos en la obtención de los perfiles.

CRITERIO DE LIBRAMIENTO DE TRAYECTORIA	
Criterio de libramiento de trayectoria	100% de la primera zona de Fresnel y mínimo 80 % de la segunda zona de Fresnel.
Factor K (refracción del radio de la curvatura)	K=4/3
Criterio de libramiento por crecimiento de vegetación.	3 mts

Tabla 9.5, criterios de libramiento y el factor K utilizado.

Las bandas de frecuencia seleccionadas son: 15 MHz, 23MHz y 38 MHz. Seleccionamos estas frecuencias por que están asignadas para enlaces punto a punto por la COFETEL, y además porque las distancias de nuestros enlaces son pequeñas y nos permite utilizar frecuencias altas.

A continuación mostramos la obtención del perfil Prepa 1- Prepa 5, haciendo uso del Pathloss.

- Como se muestra en la figura 9.9.3, introducimos primero las coordenadas, nombres de los dos sitios y la banda de frecuencia en el modulo de summary. Además en otro modulo se introducen los criterios de libramiento y el factor K a utilizar.

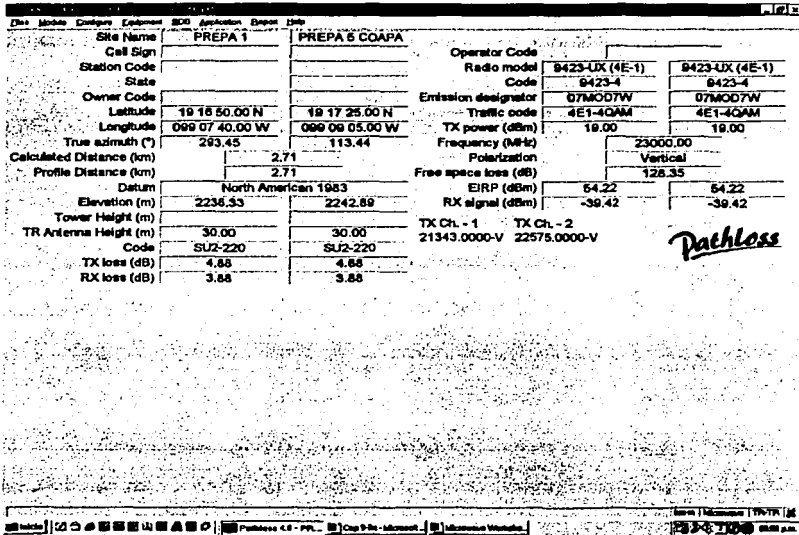


Figura 9.9.3. Ventana para el llenado de datos en el modulo de summary.

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

- Nos vamos al modulo de terrain data como se observa en la figura 9.9.4 y nos metemos al submodulo de operations y después dentro de este aparece un comando que dice generar el perfil. Como podemos observar en esta ventana también podemos introducir los obstáculos, permitiendo introducir diferente tipos de obstáculos (edificios, árboles y tanques de agua) y en forma singular o un rango de obstáculos y además obstáculos que estén fuera de la trayectoria. La distancia, altura y tipo de los obstáculos son datos recopilados físicamente en los procedimientos de línea de vista capítulo 2.

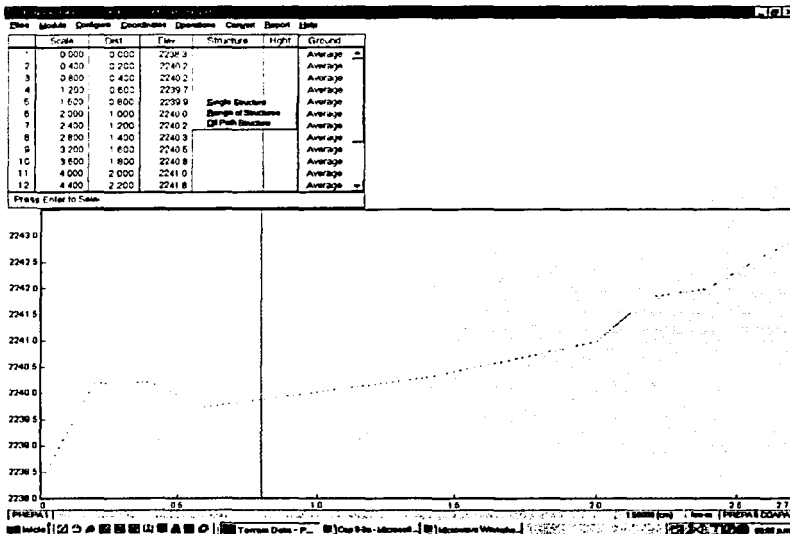


Figura 9.9.4. Modulo terrain data

- Después apretamos el comando de generar el perfil y en ese momento el Pathloss nos genera el perfil con elevaciones tomadas de su base de datos. Como se puede observar en la figura 9.9.5.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

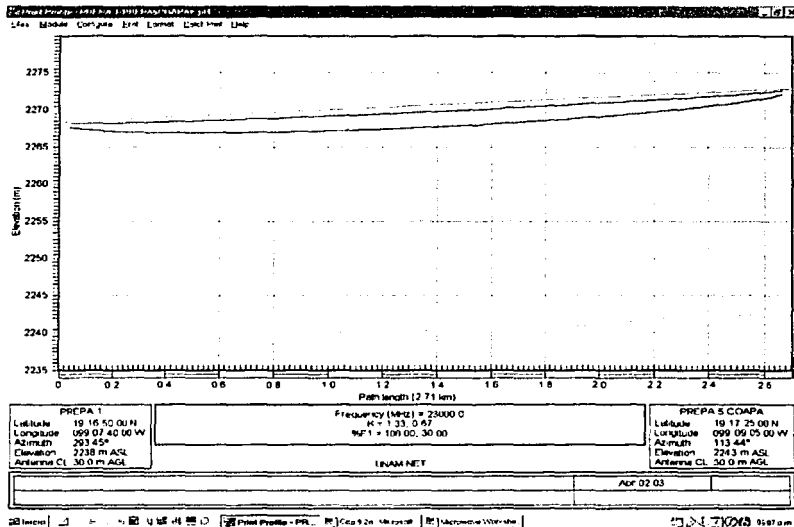


Figura 9.9.5. Perfil topográfico del enlace Prepa 1 – Prepa 5.

A continuación se presentan los estándares que utilizamos para realizar el calculo de enlaces.

CALCULO DE ATENUACIÓN POR LLUVIA	
Método de calculo de atenuación por lluvia	Método Crane
Región climática de Crane	Zona G para la ciudad de México
0.01 % anual excedido	Rango de lluvia igual = 90.2 mm/hr
Protección contra atenuación por lluvia	Usar polarización vertical lo mas posible

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

DISPONIBILIDAD ANUAL (CONFIABILIDAD)			
Método de cálculo de confiabilidad	Utilizar la Rec. ITU-R P.530.		
Límite del receptor	Los cálculos de la disponibilidad anual serán efectuados con el criterio en límite de receptor $BER = 10^{-4}$		
Objetivos anuales de disponibilidad para diferentes capacidades	Capacidad	Disponibilidad un solo sentido	Disponibilidad doble sentido
	2E1 (1BTS)	99.99 %	99.95 %
	4E1-16E1 (>2BTSs)	99.99 %	99.98 %
	E3-2E3	99.9995 %	99.9993 %
	>2E3 y a un STM-1	99.9999 %	99.9998 %

Margen de desvanecimiento mínimo efectivo	Se recomienda 30 dB	Lograr este objetivo no es problema si se cumple con los criterios de disponibilidad
Factor geoclimático	4.98^{-4} (trayectorias sobre terreno firme) 15.7^{-4} (trayectorias sobre agua)	
Margen de campo	0 dB	Este es un margen de seguridad por cualquier cambio que pudiera suscitarse en la instalación o degradación de los conectores
Temperatura anual promedio en la ciudad de México	16°	

Para el mismo enlace Prepa 1-Prepa 5 mostraremos el cálculo del enlace, con el uso del Pathloss.

Nota: En el capítulo 4 se expone el cálculo del enlace en forma teórica.

- Lo primero que hacemos es configurar, los criterios y estándares antes descrito como el método de disponibilidad anual, el método de atenuación por lluvia.
- En el módulo de summary abrimos el archivo de nuestro enlace Prepa 1 - Prepa 5, y nos metemos al submódulo de microwave worksheet como se observa en la figura 9.9.6.
- En esta ventana damos de alta el tipo de antena que requerimos para respetar los criterios de disponibilidad. La antena que al final elegimos fue la SU2-220.

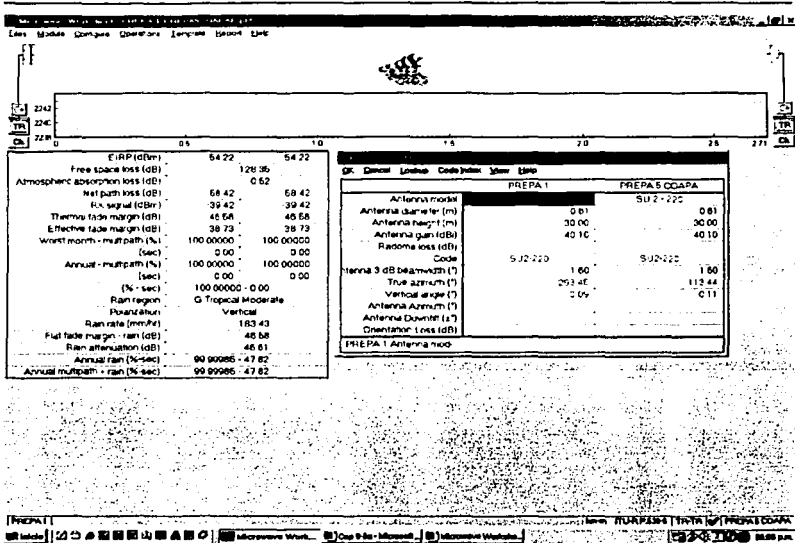


Figura 9.9.6. Modulo de worksheet para el enlace Prepa 1-Prepa 5

- Después seleccionamos el radio que utilizaremos dependiendo del diseño de nuestro enlace para este caso se utilizo el 9423-UX (4x2E1), como se observa en la figura 9.9.7.
- También en este modulo se elige el tipo de guía de onda la cual debe cumplir con los parámetros de la antena propuesta anteriormente y la frecuencia, por lo cual resulto la guía de onda flexible marca mitec, tipo WR42 para antenas de 2 feets y a 23 GHz.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Measurement Work Area: PREPA 1 PREPA2 (GSM) .prt
 File Measure Configure Operations Display Report Help

Parameter	PREPA 1	PREPA 2 (GSM)
Radio Model	9423-UX (4E-1)	9423-UX (4E-1)
Traffic Code	4E1-4GAM	4E1-4GAM
Emission Descriptors	07M00TW	07M00TW
Code	423-4	423-4
Tx power (watts)	0.06	0.08
Tx power (dBm)	19.00	15.00
Rx threshold offset	BER 10-3	BER 10-3
Rx threshold level (dBm)	-86.00	-85.00
Minimum receive signal (dBm)	-21.00	-21.00
V Threshold BER 10-6 (dBm)	-84.00	-84.00
1 to 1 Codeword (dB)	17.00	17.00
Diversity fade margin (dB)	46.50	46.50

PREPA 1 Radio mode

Code	Manuf.	Model	Cap	Mod	F Lo	F HI
9423-4	Alcatel	9423-UX (4E-1)	4E1	4GM	21200	23600
9423-8	Alcatel	9423-UX (8E-1)	8E1	4GM	21200	23600
9425-16	Alcatel	9425-UX (16E-1)	16E1	4GM	24500	26500
9425-2	Alcatel	9425-UX (2E-1)	2E1	4GM	24500	26500
9425-4	Alcatel	9425-UX (4E-1)	4E1	4GM	24500	26500
9425-8	Alcatel	9425-UX (8E-1)	8E1	4GM	24500	26500
9428-16	Alcatel	9428-UX (16E-1)	16E1	4GM	27500	29500
9428-2	Alcatel	9428-UX (2E-1)	2E1	4GM	27500	29500
9428-4	Alcatel	9428-UX (4E-1)	4E1	4GM	27500	29500
9428-8	Alcatel	9428-UX (8E-1)	8E1	4GM	27500	29500

Use 10-3 parameters Use 10-6 parameters Use DE-Flex parameters

PREPA 1 New Radio View Site 1 Site 2 Back Close XMAP

Microwave Work... Cap 9-2a - Microsoft... Microwave Work... 10:11 pm

Figura 9.9.7. Selección del radio para el enlace Prepa 1- Prepa 5.

- En esta misma ventana realizamos la asignación de los canales de radiofrecuencia como se observa en la figura 9.9.8.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

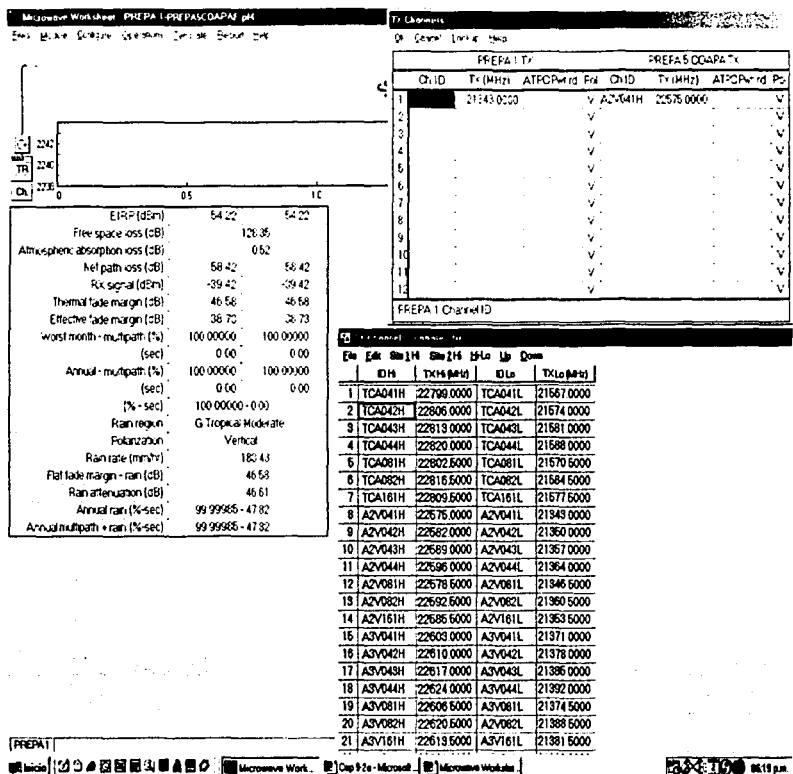
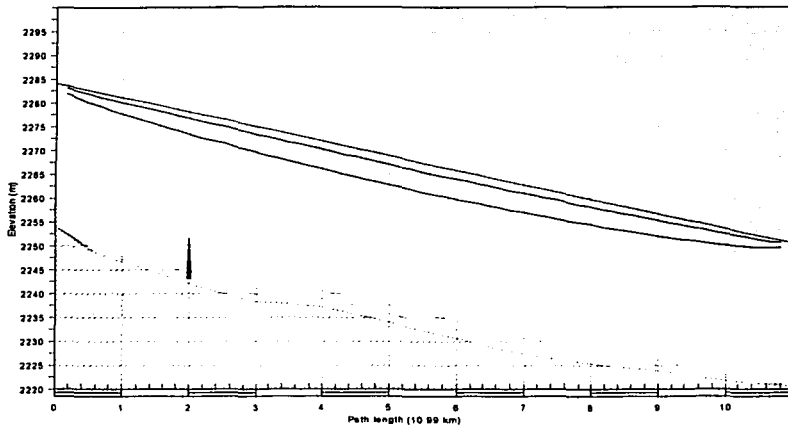


Figura 9.9.8. Asignación de los radiocanales.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

A continuación mostramos los resultados obtenidos por medio del software Pathloss para obtener los perfiles de cada uno de los enlaces propuestos y sus respectivos cálculos de enlace.

1. Enlace CCH 1 – Palacio de minería



CCH 1 Latitude 19 31 00 00 N Longitude 099 12 30 00 W Azimuth 144 25° Elevation 2254 m ASL Antenna CL 30 0 m AGL		Frequency (MHz) = 1500 K = 1 33, 0 87 % F1 = 100 00, 30 00	PALACIO DE MINERIA Latitude 19 26 10 00 N Longitude 099 08 50 00 W Azimuth 324 25° Elevation 2221 m ASL Antenna CL 30 0 m AGL
UNAM NET			Ago 10 02

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

Microwave Worksheet - CCH IAZCAPOTZALCO-MINERIA pH4

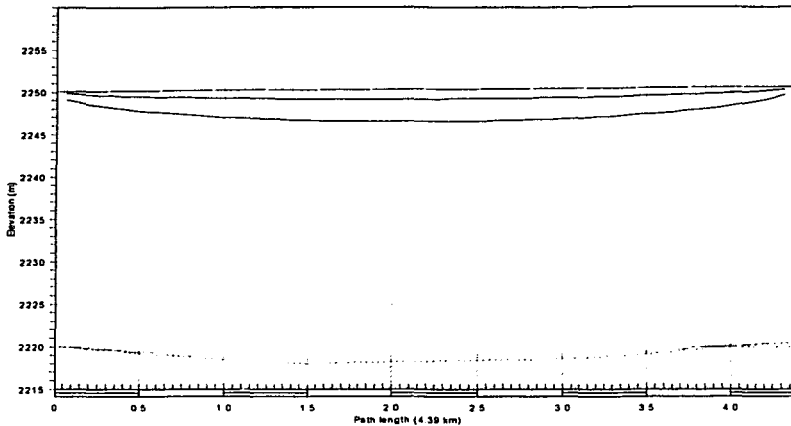
	CCH 1	PALACIO DE MINERIA
Elevation (m)	2251.00	2220.67
Latitude	19 31 00.00 N	19 26 10.00 N
Longitude	099 12 30.00 W	099 08 50.00 W
True azimuth (°)	144.25	324.28
Vertical angle (°)	-0.20	0.12
Antenna model	SU 2 - 142	SU 2 - 142
Antenna height (m)	30.00	30.00
Antenna gain (dBi)	36.50	36.50
TX line type	FLEX TWIST	FLEX TWIST
TX line length (m)	0.90	0.90
TX line unit loss (dB /100 m)	91.80	91.80
TX line loss (dB)	0.83	0.83
Connector loss (dB)	0.50	0.50
Miscellaneous loss (dB)	1.00	1.00
Circ. branching loss (dB)	1.00	1.00
TX switch loss (dB)	0.00	0.00
TX filter loss (dB)	1.00	1.00
Other TX loss (dB)	0.00	
Frequency (MHz)	15000.00	
Polarization	Vertical	
Path length (km)	10.99	
Free space loss (dB)	136.81	
Atmospheric absorption loss (dB)	0.31	
Field margin (dB)	0.00	
Net path loss (dB)	72.77	72.77
Radio model	9415-UX (4E-1)	9415-UX (4E-1)
TX power (watts)	0.16	0.16
TX power (dBm)	22.00	22.00
EIRP (dBm)	54.17	54.17
Emission designator	07MOD7W	07MOD7W
TX Channels	A1V043L 14749.5000V	A1V043H 15064.5000V
RX threshold criteria	BER 10-3	BER 10-3
RX threshold level (dBm)	-88.00	-88.00
Maximum receive signal (dBm)	-21.00	-21.00
RX signal (dBm)	-50.77	-50.77
Thermal fade margin (dB)	37.23	37.23
Dispersive fade margin (dB)	46.50	46.50
Dispersive fade occurrence factor	5.00	
Effective fade margin (dB)	35.21	35.21
Geoclimatic factor	5.60E-06	
Path inclination (mir)	2.76	
Average annual temperature (°C)	16.00	
Rain region	G Tropical Moderate	
Flat fade margin - rain (dB)	37.23	
Rain rate (mm/hr)	98.23	
Rain attenuation (dB)	37.21	
Annual rain (%-sec)	99.99698 - 951.35	
Annual multipath + rain (%-sec)	99.99698 - 951.52	

Reliability Method - ITU-R P.530

Rain - Crane

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

II. Enlace CCH 3 (Vallejo) – Palacio de Minería



CCH 3 Latitude 19 28 30 00 N Longitude 099 08 30 00 W Azimuth 181 49° Elevation 2220 m ASL Antenna CL 30 0 m AGL		Frequency (MHz) = 22400 0 K = 1 33, 0 67 % F1 = 100 00, 30 00		PALACIO DE MINERIA Latitude 19 28 10 00 N Longitude 099 08 50 00 W Azimuth 11 49° Elevation 2221 m ASL Antenna CL 30 0 m AGL	
UNAM NET				Ago 10 02	

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

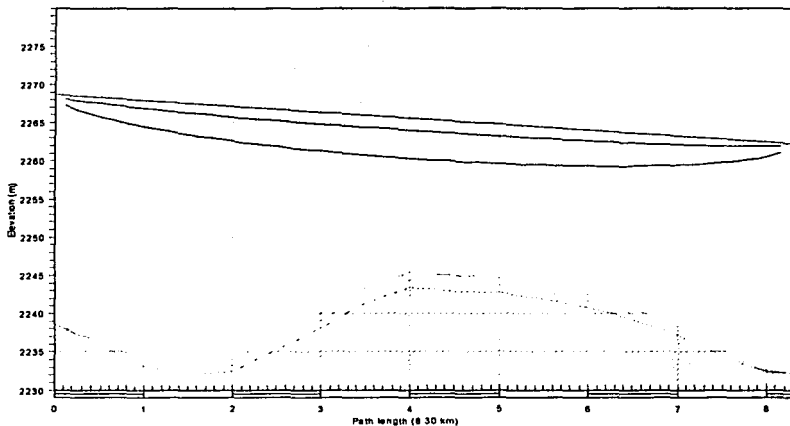
Microwave Worksheet - CCH 3 (VALLEJO) - PALACIO DE MINERIA.pl4

	CCH VALLEJO	PALACIO DE MINERIA
Elevation (m)	2220.00	2220.67
Latitude	19 28 30.00 N	19 28 10.00 N
Longitude	099 08 20.00 W	099 08 50.00 W
True azimuth (*)	191.49	11.49
Vertical angle (*)	-6.14e-03	-0.02
Antenna model	SU 2 - 220	SU 2 - 220
Antenna height (m)	30.00	30.00
Antenna gain (dBi)	40.10	40.10
TX line type	FLEX TWIST	FLEX TWIST
TX line length (m)	0.60	0.60
TX line unit loss (dB /100 m)	229.70	229.70
TX line loss (dB)	1.38	1.38
Connector loss (dB)	0.50	0.50
Miscellaneous loss (dB)	1.00	1.00
Circ. branching loss (dB)	1.00	1.00
TX switch loss (dB)	0.00	0.00
TX filter loss (dB)	1.00	1.00
Other TX loss (dB)	0.00	
Frequency (MHz)	23000.00	
Polarization	Vertical	
Path length (km)	4.39	
Free space loss (dB)	132.56	
Atmospheric absorption loss (dB)	0.84	
Field margin (dB)	0.00	
Net path loss (dB)	62.96	62.96
Radio model	9423-UX (4E-1)	9423-UX (4E-1)
TX power (watts)	0.08	0.08
TX power (dBm)	19.00	19.00
EIRP (dBm)	54.22	54.22
Emission designator	07MOD7W	07MOD7W
TX Channels	A4V082L 21416.5000V	A4V082H 22648.5000V
RX threshold criteria	BER 10-3	BER 10-3
Maximum receive signal (dBm)	-86.00	-86.00
RX signal (dBm)	-43.96	-43.96
Thermal fade margin (dB)	42.04	42.04
Dispersive fade margin (dB)	46.50	46.50
Dispersive fade occurrence factor	5.00	
Effective fade margin (dB)	37.58	37.58
Geoclimatic factor	5.60E-06	
Path inclination (mr)	0.15	
Average annual temperature (°C)	16.00	
Rain region	G Tropical Moderate	
Flat fade margin - rain (dB)	42.04	
Rain rate (mm/hr)	102.43	
Rain attenuation (dB)	42.02	
Annual rain (%-sec)	99.99743 - 810.67	
Annual multipath + rain (%-sec)	99.99743 - 810.69	

Reliability Method - ITU-R P.530

Rain - Crane

III. Enlace Prepa 1 (Tepepan) – Prepa 6 (Coyoacan)



PREPA 1 Latitude 19 18 50 00 N Longitude 099 07 40 00 W Azimuth 338 34" Elevation 2238 m ASL Antenna CL 30 0 m AGL		Frequency (MHz) = 15000 K = 1 33. 0 67 % Ft = 100 00. 30 00		PREPA 6 Latitude 18 21 01 00 N Longitude 099 09 25 00 W Azimuth 158 33" Elevation 2232 m ASL Antenna CL 30 0 m AGL	
UNAM NET				Ago 10 02	

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

Microwave Worksheet – PREPA 6-PREPA 1 .pl4

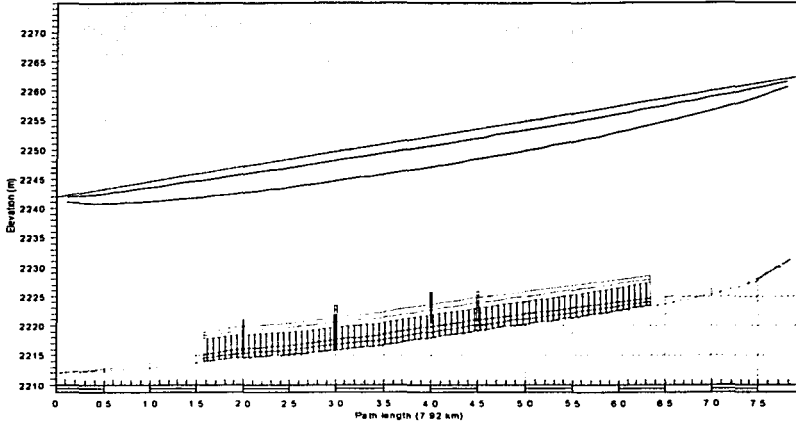
	PREPA 6	PREPA 1
Elevation (m)	2231.33	2238.33
Latitude	19 21 00.00 N	19 16 50.00 N
Longitude	099 09 25.00 W	099 07 40.00 W
True azimuth (*)	158.26	338.27
Vertical angle (*)	0.02	-0.08
Antenna model	SU 2 - 142	SU 2 - 142
Antenna height (m)	30.00	30.00
Antenna gain (dBi)	36.50	36.50
TX line type	FLEX TWIST	FLEX TWIST
TX line length (m)	0.60	0.60
TX line unit loss (dB /100 m)	91.80	91.80
TX line loss (dB)	0.55	0.55
Connector loss (dB)	0.50	0.50
Miscellaneous loss (dB)	1.00	1.00
Circ. branching loss (dB)	1.00	1.00
TX switch loss (dB)	0.00	0.00
TX filter loss (dB)	1.00	1.00
Other TX loss (dB)	0.00	
Frequency (MHz)	15000.00	
Polarization	Vertical	
Path length (km)	8.28	
Free space loss (dB)	134.35	
Atmospheric absorption loss (dB)	0.23	
Field margin (dB)	0.00	
Net path loss (dB)	69.68	69.68
Radio model	9415-UX (4E-1)	9415-UX (4E-1)
TX power (watts)	0.16	0.16
TX power (dBm)	22.00	22.00
EIRP (dBm)	54.45	54.45
Emission designator	07MOD7W	07MOD7W
TX Channels	A1V043L 14749.5000V	A1V043H 15064.5000V
RX threshold criteria	BER 10-3	BER 10-3
RX threshold level (dBm)	-88.00	-88.00
Maximum receive signal (dBm)	-21.00	-21.00
RX signal (dBm)	-47.68	-47.68
Thermal fade margin (dB)	40.32	40.32
Dispersive fade margin (dB)	46.50	46.50
Dispersive fade occurrence factor		5.00
Effective fade margin (dB)	36.89	36.89
Geoclimatic factor	5.60E-06	
Path inclination (mr)	0.85	
Average annual temperature (°C)	16.00	
Rain region	G Tropical Moderate	
Flat fade margin - rain (dB)	40.32	
Rain rate (mm/hr)	128.84	
Rain attenuation (dB)	40.34	
Annual rain (%-sec)	99.99899 - 317.12	
Annual multipath + rain (%-sec)	99.99899 - 317.22	

Reliability Method - ITU-R P.530

Rain - Crane

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

IV. Enlace Prepa 2 (Tezontle) – Prepa 6 (Coyoacan)



<p>PREPA 2</p> <p>Latitude 19 24 05 00 N</p> <p>Longitude 099 08 15 00 W</p> <p>Azimuth 324.43°</p> <p>Elevation 2212 m ASL</p> <p>Antenna CL 30.0 m AGL</p>		<p>Frequency (MHz) = 1500</p> <p>K = 1.33, 0.67</p> <p>% F1 = 100.00, 30.00</p>	<p>PREPA 6</p> <p>Latitude 19 21 01 00 N</p> <p>Longitude 099 09 25 00 W</p> <p>Azimuth 44.41°</p> <p>Elevation 2232 m ASL</p> <p>Antenna CL 30.0 m AGL</p>	
<p>UNAM NET</p>				
			<p>Ago 10 02</p>	

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

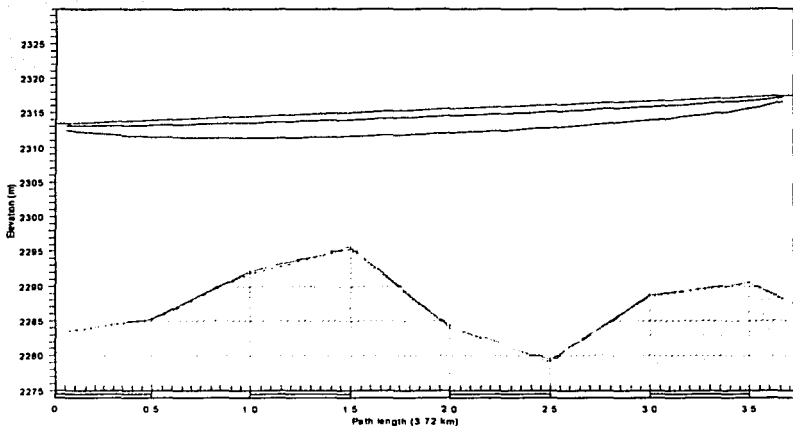
Microwave Worksheet -- PREPA 6-PREPA 2 .pl4

	PREPA 6	PREPA 2
Elevation (m)	2231.33	2212.00
Latitude	19 21 00.00 N	19 24 05.00 N
Longitude	099 09 25.00 W	099 06 15.00 W
True azimuth (°)	44.26	224.27
Vertical angle (°)	-0.17	0.11
Antenna model	SU 2 - 142	SU 2 - 142
Antenna height (m)	30.00	30.00
Antenna gain (dBi)	36.50	36.50
TX line type	FLEX TWIST	FLEX TWIST
TX line length (m)	0.60	0.60
TX line unit loss (dB /100 m)	91.80	91.80
TX line loss (dB)	0.55	0.55
Connector loss (dB)	0.50	0.50
Miscellaneous loss (dB)	1.00	1.00
Circ. branching loss (dB)	1.00	1.00
TX switch loss (dB)	0.00	0.00
TX filter loss (dB)	1.00	1.00
Other TX loss (dB)	0.00	
Frequency (MHz)	15000.00	
Polanzation	Vertical	
Path length (km)	7.94	
Free space loss (dB)	133.99	
Atmospheric absorption loss (dB)	0.22	
Field margin (dB)	0.00	
Net path loss (dB)	69.31	69.31
Radio model	9415-UX (4E-1)	9415-UX (4E-1)
TX power (watts)	0.16	0.16
TX power (dBm)	22.00	22.00
EIRP (dBm)	54.45	54.45
Emission designator	07MOD7W	07MOD7W
TX Channels	A1V043L 14749.5000V	A1V043H 15064.5000V
RX threshold criteria	BER 10-3	BER 10-3
RX threshold level (dBm)	-88.00	-88.00
Maximum receive signal (dBm)	-21.00	-21.00
RX signal (dBm)	-47.31	-47.31
Thermal fade margin (dB)	40.69	40.69
Dispersive fade margin (dB)	48.50	48.50
Dispersive fade occurrence factor	5.00	
Effective fade margin (dB)	37.05	37.05
Geoclimatic factor	5.60E-06	
Path inclination (mr)	2.43	
Average annual temperature (°C)	16.00	
Rain region	G Tropical Moderate	
Flat fade margin - rain (dB)	40.69	
Rain rate (mm/hr)	133.84	
Rain attenuation (dB)	40.72	
Annual rain (%-sec)	99.99915 - 266.69	
Annual multipath + rain (%-sec)	99.99915 - 266.73	

Reliability Method - ITU-R P.530
Rain - Crane



V. Enlace Prepa 4 (Tacubaya) – Prepa 8 (Plateros)



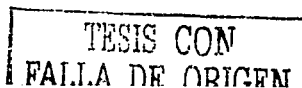
<p>PREPA 4</p> <p>Latitude 19 24 01 00 N</p> <p>Longitude 099 11 40 00 W</p> <p>Azimuth 182 25°</p> <p>Elevation 2285 m ASL</p> <p>Antenna CL 30 0 m AGL</p>	<p>Frequency (MHz) = 22400 0</p> <p>K = 1 33, 0 67</p> <p>% F1 = 100 00, 30 00</p> <p>UNAM NET</p>	<p>PREPA 8</p> <p>Latitude 19 22 00 00 N</p> <p>Longitude 099 11 45 00 W</p> <p>Azimuth 2 25°</p> <p>Elevation 2285 m ASL</p> <p>Antenna CL 30 0 m AGL</p>
<p>Ago 10 02</p>		

TELECOM
FALLA DE ORIGEN

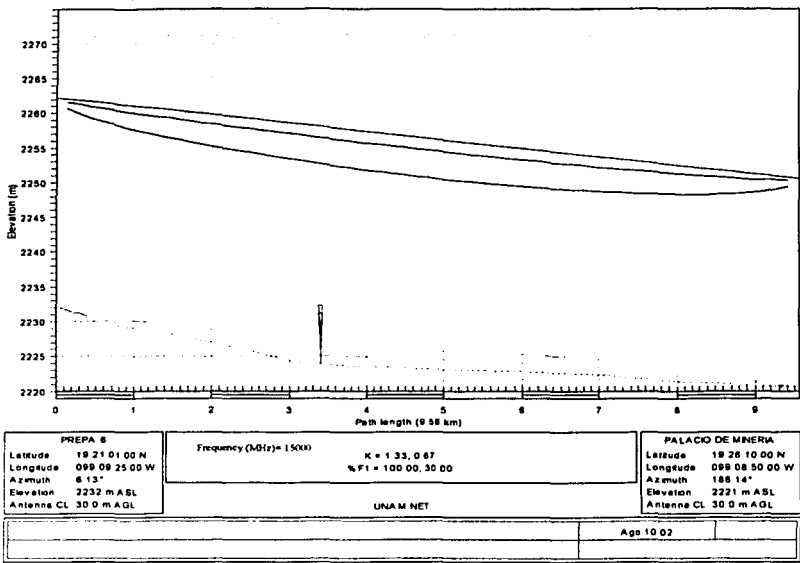
Microwave Worksheet - PREPA 8-PREPA 4.pl4

	PREPA 8	PREPA 4
Elevation (m)	2300.00	2278.00
Latitude	19 22 00.00 N	19 24 00.00 N
Longitude	099 11 45.00 W	099 11 40.00 W
True azimuth (°)	2.26	182.26
Vertical angle (°)	-0.35	0.33
Antenna model	SU 2 - 220	SU 2 - 220
Antenna height (m)	30.00	30.00
Antenna gain (dBi)	40.10	40.10
TX line type	FLEX TWIST	FLEX TWIST
TX line length (m)	0.60	0.60
TX line unit loss (dB/100 m)	229.70	229.70
TX line loss (dB)	1.38	1.38
Connector loss (dB)	0.50	0.50
Miscellaneous loss (dB)	1.00	1.00
Circ. branching loss (dB)	1.00	1.00
TX switch loss (dB)	0.00	0.00
TX filter loss (dB)	1.00	1.00
Other TX loss (dB)	0.00	
Frequency (MHz)	23000.00	
Polarization	Vertical	
Path length (km)	3.69	
Free space loss (dB)	131.05	
Atmospheric absorption loss (dB)	0.71	
Field margin (dB)	0.00	
Net path loss (dB)	61.31	61.31
Radio model	9423-UX (4E-1)	9423-UX (4E-1)
TX power (watts)	0.08	0.08
TX power (dBm)	19.00	19.00
EIRP (dBm)	54.22	54.22
Emission designator	07MOD7W	07MOD7W
TX Channels	A4V082L 21416.5000V	A4V082H 22648.5000V
RX threshold criteria	BER 10-3	BER 10-3
RX threshold level (dBm)	-86.00	-86.00
Maximum receive signal (dBm)	-21.00	-21.00
RX signal (dBm)	-42.31	-42.31
Thermal fade margin (dB)	43.69	43.69
Dispersive fade margin (dB)	46.50	46.50
Dispersive fade occurrence factor	5.00	
Effective fade margin (dB)	38.10	38.10
Geoclimatic factor	5.60E-06	
Path inclination (m)	5.96	
Average annual temperature (°C)	16.00	
Rain region	G Tropical Moderata	
Flat fade margin - rain (dB)	43.69	
Rain rate (mm/hr)	126.20	
Rain attenuation (dB)	43.69	
Annual rain (%-sec)	99.99890 - 347.45	
Annual multipath + rain (%-sec)	99.99890 - 347.45	

Reliability Method - ITU-R P.530
Rain - Crane



VI. Enlace Palacio de Minería- Prepa 6 (Coyoacan)



TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

Microwave Worksheet - PREPA 6-MINERIA.pl4

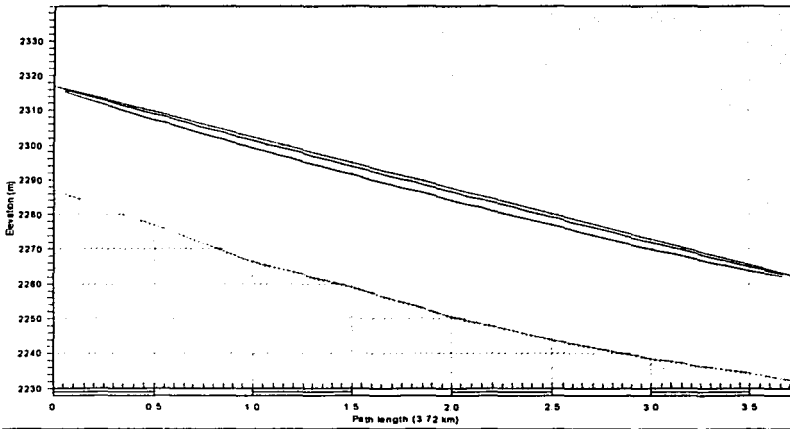
	PREPA 6	PALACIO DE MINERIA
Elevation (m)	2231.33	2220.67
Latitude	19 21 00.00 N	19 26 10.00 N
Longitude	099 09 25.00 W	099 08 50.00 W
True azimuth (*)	6.11	185.12
Vertical angle (*)	-0.10	0.03
Antenna model	SU 6 - 142 (P)	SU 6 - 142 (P)
Antenna height (m)	30.00	30.00
Antenna gain (dB)	46.00	46.00
TX line type	Flex twist15	FLEX TWIST
TX line length (m)	0.90	0.90
TX line unit loss (dB /100 m)	91.80	91.80
TX line loss (dB)	0.83	0.83
Connector loss (dB)	0.50	0.50
Miscellaneous loss (dB)	1.00	1.00
Circ. branching loss (dB)	1.00	1.00
TX switch loss (dB)	0.00	0.00
TX filter loss (dB)	1.00	1.00
Other TX loss (dB)	0.00	
Frequency (MHz)	15000.00	
Polarization	Vertical	
Path length (km)	9.59	
Free space loss (dB)	135.62	
Atmosphenc absorption loss (dB)	0.27	
Field margin (dB)	0.00	
Net path loss (dB)	52.54	52.54
Radio model	9615 UH (STM-1)	9615 UH (STM-1)
TX power (watts)	0.32	0.32
TX power (dBm)	25.00	25.00
EIRP (dBm)	66.67	66.67
TX Channels	A1V041H 15050.5000V	A1V041L 14735.5000V
RX threshold criteria	BER=10-6	BER=10-6
RX threshold level (dBm)	-67.50	-67.50
Maximum receive signal (dBm)	-21.00	-21.00
RX signal (dBm)	-27.54	-27.54
Thermal fade margin (dB)	39.96	39.96
Dispersive fade margin (dB)	46.50	46.50
Dispersive fade occurrence factor		5.00
Effective fade margin (dB)	36.72	36.72
Geoclimatic factor	5.60E-06	
Path inclination (mr)	1.11	
Average annual temperature (°C)	16.00	
Rain region	G Tropical Moderate	
Flat fade margin - rain (dB)	39.96	
Rain rate (mm/hr)	116.07	
Rain attenuation (dB)	39.94	
Annual rain (%-sec)	99.99843 - 493.67	
Annual multipath + rain (%-sec)	99.99843 - 493.81	

Reliability Method - ITU-R P.530

Rain - Crane

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

VII. Enlace Rectoría (CU)- Prepa 6 (Coyoacan)



RECTORIA Latitude 19 20 00 00 N Longitude 099 11 15 00 W Azimuth 59 70' Elevation 2287 m ASL Antenna CL 30.0 m AGL		Frequency (MHz) = 1500 K = 1 33, 0 67 %FI = 100 00, 30 00	PREPA 6 Latitude 19 21 01 00 N Longitude 099 09 25 00 W Azimuth 239 71' Elevation 2232 m ASL Antenna CL 30.0 m AGL	
UNAM NET			Ago 10 02	

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

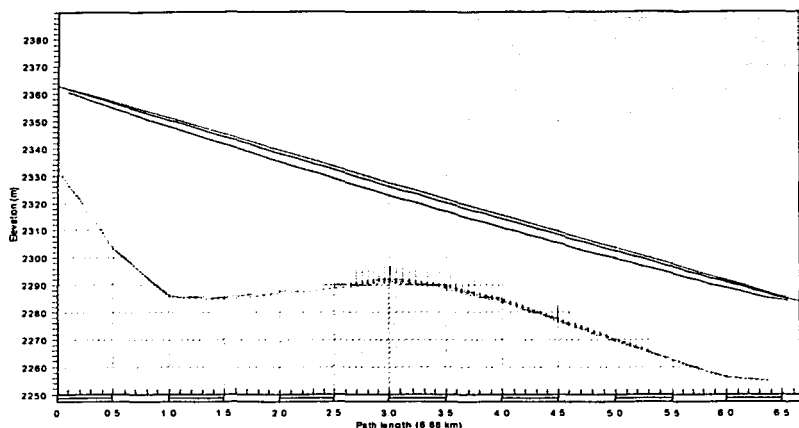
Microwave Worksheet - PREPA 6-RECTORIA.p4

	PREPA 6	RECTORIA
Elevation (m)	2231.33	2287.00
Latitude	19 21 00.00 N	19 20 00.00 N
Longitude	099 09 25.00 W	099 11 15.00 W
True azimuth (°)	240.12	60.11
Vertical angle (°)	0.85	-0.87
Antenna model	SU 2 - 142	SU 2 - 142
Antenna height (m)	30.00	30.00
Antenna gain (dBi)	36.50	36.50
TX line type	Flex twist15	FLEX TWIST
TX line length (m)	0.90	0.90
TX line unit loss (dB /100 m)	91.80	91.80
TX line loss (dB)	0.83	0.83
Connector loss (dB)	0.50	0.50
Miscellaneous loss (dB)	1.00	1.00
Circ. branching loss (dB)	1.00	1.00
TX switch loss (dB)	0.00	0.00
TX filter loss (dB)	1.00	1.00
Other TX loss (dB)	0.00	
Frequency (MHz)	15000.00	
Polarization	Vertical	Vertical
Path length (km)	3.70	
Free space loss (dB)	127.36	
Atmospheric absorption loss (dB)	0.10	
Field margin (dB)	0.00	
Net path loss (dB)	63.12	63.12
Radio model	9615 UH (STM-1)	9615 UH (STM-1)
TX power (watts)	0.32	0.32
TX power (dBm)	25.00	25.00
EIRP (dBm)	57.17	57.17
TX Channels	A1V041H 15050.5000V	A1V041L 14735.5000V
RX threshold criteria	BER=10-6	BER=10-6
RX threshold level (dBm)	-67.50	-67.50
Maximum receive signal (dBm)	-21.00	-21.00
RX signal (dBm)	-38.12	-38.12
Thermal fade margin (dB)	29.38	29.38
Dispersive fade margin (dB)	46.50	46.50
Dispersive fade occurrence factor	5.00	
Effective fade margin (dB)	28.98	28.98
Geoclimatic factor	5.60E-06	
Path inclination (m)	15.03	
Average annual temperature (°C)	16.00	
Rain region	G Tropical Moderate	
Flat fade margin - rain (dB)	29.38	
Rain rate (mm/hr)	164.43	
Rain attenuation (dB)	29.39	
Annual rain (%-sec)	99.99971 - 92.36	
Annual multipath + rain (%-sec)	99.99971 - 92.36	

Reliability Method - ITU-R P.530
Rain - Crane

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

VIII. Enlace CCH 1 (Azcapotzalco)– CCH 2 (Naucalpan)



CCH 2 Latitude 19 28 00 00 N Longitude 099 15 40 00 W Azimuth 56 33° Elevation 2333 m ABL Antenna CL 30 0 m AGL		Frequency (MHz) = 1500.3 K = 1 33. 0 87 % F1 = 100 00. 30 00	CCH 1 Latitude 19 31 00 00 N Longitude 099 12 30 00 W Azimuth 236 34° Elevation 2254 m ABL Antenna CL 30 0 m AGL	
UNAM NET			Ago 10 02	

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

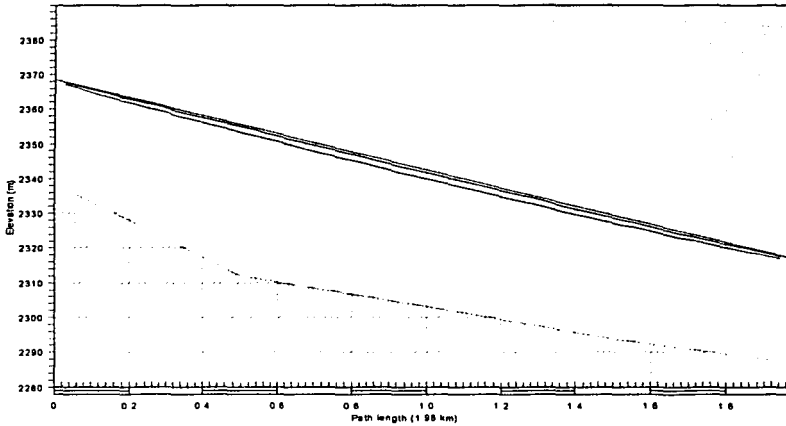
Microwave Worksheet - CCH 1 (AZCAPOTZALCO)-CCH2 (NAUCALPAN).p4

	CCH 1	CCH 2
Elevation (m)	2251.00	2335.00
Latitude	19 31 00.00 N	19 29 00.00 N
Longitude	099 12 30.00 W	099 15 40.00 W
True azimuth (*)	236.34	56.33
Vertical angle (*)	0.70	-0.75
Antenna model	SU 2 - 142	SU 2 - 142
Antenna height (m)	30.00	30.00
Antenna gain (dB)	36.50	36.50
TX line type	FLEX TWIST	FLEX TWIST
TX line length (m)	0.60	0.60
TX line unit loss (dB/100 m)	91.80	91.80
TX line loss (dB)	0.55	0.55
Connector loss (dB)	0.50	0.50
Miscellaneous loss (dB)	1.00	1.00
Circ. branching loss (dB)	1.00	1.00
TX switch loss (dB)	0.00	0.00
TX filter loss (dB)	1.00	1.00
Other TX loss (dB)	0.00	
Frequency (MHz)	15000.00	
Polarization	Vertical	
Path length (km)	6.66	
Free space loss (dB)	132.45	
Atmospheric absorption loss (dB)	0.19	
Field margin (dB)	0.00	
Net path loss (dB)	67.74	67.74
Radio model	9415-UX (4E-1)	9415-UX (4E-1)
TX power (watts)	0.16	0.16
TX power (dBm)	22.00	22.00
EIRP (dBm)	54.45	54.45
Emission designator	07MOD7W	07MOD7W
TX Channels	A1V043L 14749.5000V	A1V043H 15064.5000V
RX threshold criteria	BER 10-3	BER 10-3
RX threshold level (dBm)	-88.00	-88.00
Maximum receive signal (dBm)	-21.00	-21.00
RX signal (dBm)	-45.74	-45.74
Thermal fade margin (dB)	42.26	42.26
Dispersive fade margin (dB)	46.50	46.50
Dispersive fade occurrence factor	5.00	
Effective fade margin (dB)	37.66	37.66
Geoclimatic factor	5.60E-06	
Path inclination (mr)	12.62	
Average annual temperature (°C)	16.00	
Rain region	G Tropical Moderate	
Flat fade margin - rain (dB)	42.26	
Rain rate (mm/hr)	157.68	
Rain attenuation (dB)	42.27	
Annual rain (%-sec)	99.99963 - 116.72	
Annual multipath + rain (%-sec)	99.99963 - 116.73	

Reliability Method - ITU-R P.530
Rain - Crane

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

IX. Enlace CCH 5 (Sur)- Rectoría (CU)



CCH 5 Latitude 19 18 05 00 N Longitude 099 11 50 00 W Azimuth 31 13° Elevation 2338 m A.SL Antenna Cl 30.0 m A.GL		Frequency (KHz) = 3800 K = 1.33, 0.67 % F1 = 100.00, 30.00	RECTORIA Latitude 19 20 00 00 N Longitude 099 11 15 00 W Azimuth 211 14° Elevation 2287 m A.SL Antenna Cl 30.0 m A.GL	
UNAM NET			Ago 10 02	

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

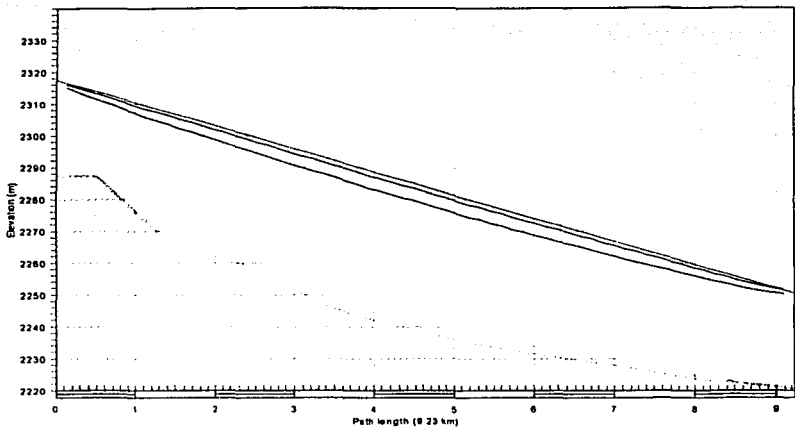
Microwave Worksheet - CCH 5 SUR-RECTORIAF.p4

	CCH 5 SUR	RECTORIA CU
Elevation (m)	2335.67	2287.00
Latitude	19 19 05.00 N	19 20 00.00 N
Longitude	099 11 50.00 W	099 11 15.00 W
True azimuth (*)	31.13	211.14
Vertical angle (*)	-1.42	1.40
Antenna model	SU 1 - 380	SU 1 - 380
Antenna height (m)	30.00	30.00
Antenna gain (dBi)	39.60	39.60
TX line type	FLEX TWIST	FLEX TWIST
TX line length (m)	0.60	0.60
TX line unit loss (dB /100 m)	328.00	328.00
TX line loss (dB)	1.97	1.97
Connector loss (dB)	0.50	0.50
Miscellaneous loss (dB)	1.00	1.00
Circ. branching loss (dB)	1.00	1.00
TX switch loss (dB)	0.00	0.00
TX filter loss (dB)	1.00	1.00
Other TX loss (dB)	0.00	
Frequency (MHz)	38000.00	
Polarization	Vertical	
Path length (km)	1.98	
Free space loss (dB)	129.98	
Atmospheric absorption loss (dB)	0.24	
Field margin (dB)	0.00	
Net path loss (dB)	61.95	61.95
Radio model	9438-UX (4E-1)	9438-UX (4E-1)
TX power (watts)	0.03	0.03
TX power (dBm)	15.00	15.00
EIRP (dBm)	49.13	49.13
Emission designator	07MOD7W	07MOD7W
TX Channels	A2V041L 38343.0000V	A2V041H 37575.0000V
RX threshold criteria	BER 10-3	BER 10-3
RX threshold level (dBm)	-81.00	-81.00
Maximum receive signal (dBm)	-21.00	-21.00
RX signal (dBm)	-46.95	-46.95
Thermal fade margin (dB)	34.05	34.05
Dispersive fade margin (dB)	46.50	46.50
Dispersive fade occurrence factor	5.00	
Effective fade margin (dB)	32.96	32.96
Geoclimatic factor	5.60E-06	
Path inclination (mr)	24.63	
Average annual temperature (°C)	16.00	
Rain region	G Tropical Moderate	
Flat fade margin - rain (dB)	34.05	
Rain rate (mm/hr)	83.98	
Rain attenuation (dB)	34.07	
Annual rain (%-sec)	99.99480 - 1639.71	
Annual multipath + rain (%-sec)	99.99480 - 1639.71	

Reliability Method - ITU-R P.530
Rain - Crane

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

X. Enlace Palacio de Minería- Prepa 8 (Plateros)



<p>PREPA 8 Latitude 19 22 00 00 N Longitude 099 11 45 00 W Azimuth 33 58° Elevation 2288 m AGL Antenna CL 30 0 m AGL</p>	<p>Frequency (MHz) 15400 K = 1 33, 0 67 % F1 = 100 00, 30 00</p>	<p>PALACIO DE MINERIA Latitude 19 26 10 00 N Longitude 099 08 00 00 W Azimuth 213 80° Elevation 2221 m ABL Antenna CL 30 0 m AGL</p>
<p>UNAM NET</p>		<p>Ago 10 02</p>

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

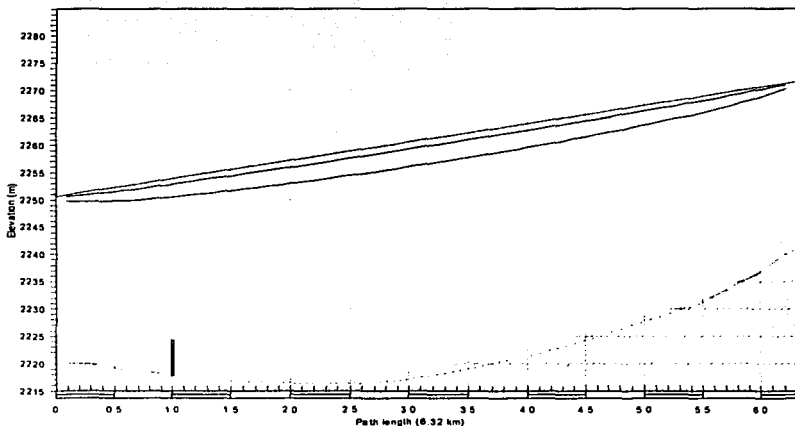
Microwave Worksheet - PREPA 8-PALACIO DE MINERIA .pl4

	PREPA 8	PALACIO DE MINERIA
Elevation (m)	2287.50	2220.53
Latitude	19 22 00.00 N	19 26 10.00 N
Longitude	099 11 45.00 W	099 08 50.00 W
True azimuth (*)	33.58	213.60
Vertical angle (*)	-0.52	0.46
Antenna model	SU 6 - 142 (P)	SU 6 - 142 (P)
Antenna height (m)	30.00	30.00
Antenna gain (dB)	46.00	46.00
TX line type	Flex twist15	Profile Complete - MiUr
TX line length (m)	0.30	0.30
TX line unit loss (dB /100 m)	91.00	91.00
TX line loss (dB)	0.27	0.27
Connector loss (dB)	0.50	0.50
Miscellaneous loss (dB)	1.00	1.00
Circ. branching loss (dB)	1.00	1.00
TX switch loss (dB)	0.00	0.00
TX filter loss (dB)	1.00	1.00
Other TX loss (dB)	0.00	
Frequency (MHz)	14900.00	
Polarization	Vertical	
Path length (km)	9.23	
Free space loss (dB)	135.23	
Atmospheric absorption loss (dB)	0.25	
Field margin (dB)	0.00	
Net path loss (dB)	51.03	51.03
Radio model	9615 UH (STM-1)	9615 UH (STM-1)
TX power (watts)	0.32	0.32
TX power (dBm)	25.00	25.00
EIRP (dBm)	67.23	67.23
TX Channels	A1V041H 15050.5000V	A1V041L 14735.5000V
RX threshold criteria	BER=10-6	BER=10-6
RX threshold level (dBm)	-67.50	-67.50
Maximum receive signal (dBm)	-21.00	-21.00
RX signal (dBm)	-26.03	-26.03
Thermal fade margin (dB)	41.47	41.47
Dispersive fade margin (dB)	46.50	46.50
Dispersive fade occurrence factor	5.00	
Effective fade margin (dB)	37.37	37.37
Geoclimatic factor	5.60E-06	
Path inclination (mr)	8.60	
Average annual temperature (°C)	16.00	
Rain region	G Tropical Moderate	
Flat fade margin - rain (dB)	41.47	
Rain rate (mm/hr)	125.98	
Rain attenuation (dB)	41.46	
Annual rain (%-sec)	99.99889 - 350.17	
Annual multipath + rain (%-sec)	99.99889 - 350.19	

Reliability Method - ITU-R P.530
Rain - Crane

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

XI. Enlace Palacio de Minería- Prepa 9 (Lindavista)



<p>PALACIO DE MINERIA Latitude 19 28 10 00 N Longitude 099 08 50 00 W Azimuth 33 64° Elevation 2221 m ASL Antenna CL 30 0 m AGL</p>	<p>Frequency (MHz) = 22400 0 K = 1 33, 0 67 % F1 = 100 00, 30 00</p>	<p>PREPA 9 Latitude 19 29 01 00 N Longitude 099 08 50 00 W Azimuth 213 65° Elevation 2242 m ASL Antenna CL 30 0 m AGL</p>
UNAM NET		
		Ago 10 02

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

Microwave Worksheet - PREPA 9 - MINERIA.pl4

	PREPA 9	PALACIO DE MINERIA
Elevation (m)	2241.33	2220.67
Latitude	19 29 00.00 N	19 26 10.00 N
Longitude	099 06 50.00 W	099 08 50.00 W
True azimuth (°)	213.81	33.80
Vertical angle (°)	-0.21	0.17
Antenna model	SU 4 - 220	SU 4 - 220
Antenna height (m)	30.00	30.00
Antenna gain (dBi)	41.00	41.00
TX line type	FLEX TWIST	FLEX TWIST
TX line length (m)	0.60	0.60
TX line unit loss (dB/100 m)	229.70	229.70
TX line loss (dB)	1.38	1.38
Connector loss (dB)	0.50	0.50
Miscellaneous loss (dB)	1.00	1.00
Circ. branching loss (dB)	1.00	1.00
TX switch loss (dB)	0.00	0.00
TX filter loss (dB)	1.00	1.00
Other TX loss (dB)	0.00	
Frequency (MHz)	23000.00	
Polarization	Vertical	
Path length (km)	6.29	
Free space loss (dB)	135.68	
Atmospheric absorption loss (dB)	1.21	
Field margin (dB)	0.00	
Net path loss (dB)	64.64	64.64
Radio model	9423-UX (4E-1)	9423-UX (4E-1)
TX power (watts)	0.08	0.08
TX power (dBm)	19.00	19.00
EIRP (dBm)	55.12	55.12
Emission designator	07MOD7W	07MOD7W
TX Channels	A4V082L 214 16.5000V	A4V082H 22648.5000V
RX threshold criteria	BER 10-3	BER 10-3
RX threshold level (dBm)	-86.00	-86.00
Maximum receive signal (dBm)	-21.00	-21.00
RX signal (dBm)	-45.64	-45.64
Thermal fade margin (dB)	40.36	40.36
Dispersive fade margin (dB)	46.50	46.50
Dispersive fade occurrence factor	5.00	
Effective fade margin (dB)	36.91	36.91
Geoclimatic factor	5.60E-06	
Path inclination (m/r)	3.29	
Average annual temperature (°C)	16.00	
Rain region	G Tropical Moderate	
Flat fade margin - rain (dB)	40.36	
Rain rate (mm/hr)	70.54	
Rain attenuation (dB)	40.41	
Annual rain (%-sec)	99.99127 - 2751.85	
Annual multipath + rain (%-sec)	99.99127 - 2751.87	

Reliability Method - ITU-R P.530
Rain - Crane

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

CONCLUSIONES.

Se propuso la presente tesis debido a que los participantes estábamos laborando en una empresa dedicada al diseño e implementación de redes celulares y el departamento al que pertenecíamos se le llamaba redes fijas (fixed network), donde se trabaja fundamentalmente con sistemas de microondas.

Al momento de proponer los temas de la tesis no era posible imaginarse todo lo que estaba detrás del software (Pathloss) y las recetas de cocina que utilizábamos. En esta parte de la tesis se puede hacer la reflexión de que el que mucho abarca poco aprieta ya que la tesis se pudo haber desarrollado únicamente con algún tema en específico; tal como el cálculo de enlace o con el cálculo de interferencias, y se podría haber eliminado el uso del software; pero bueno, al final de la tesis y redactando las conclusiones, se puede considerar que el trabajo está bastante completo y puede ser de utilidad.

Debido a que el software (Pathloss) utiliza las coordenadas geográficas para la ubicación de los sitios, fue necesario incluir en los dos primeros capítulos lo referente a la obtención de tales datos, ya sea en forma física, ubicándose en el lugar con el uso de un GPS o con un mapa topográfico de donde se concluye que lo mas utilizado por su rapidez es el uso del GPS. Además, en el capítulo dos se describen los procedimientos para verificar la existencia de línea de vista entre los dos sitios a enlazar y se concluye que es un trabajo fácil pero de mucha responsabilidad para evitar un posible bloqueo de la señal.

En conclusión, podemos resumir que el material que integra esta tesis será de gran utilidad para los ingenieros interesados en el diseño de enlaces de microondas, ya sea que se utilice para una red celular o para cualquier otra aplicación. Como sabemos la mayoría de la bibliografía para estos temas se encuentra en inglés, lo cual dificulta su aprendizaje. Como contraparte, podemos decir que las pérdidas, los desvanecimientos, el ruido, etc., no van a cambiar su comportamiento con el paso del tiempo; de modo que estos procedimientos de diseño no van a ser obsoletos de hoy para mañana.

Observamos además que el uso de software para el desarrollo de un enlace de microondas es prácticamente indispensable, ya que la cantidad de cálculos es grande y por la ley de Murphy, si los hacemos a mano, siempre va a haber errores que se van a descubrir cuando ya se haya comprado el equipo; pero si utilizamos un paquete, tenemos una razonable seguridad de que el diseño es correcto. Además, el software nos permite tener en una base de datos, todas las características de los sitios y enlaces. De todas maneras, siempre se va a requerir la experiencia del diseñador, ya que frecuentemente se presentan pequeñas variantes no consideradas y finalmente, siempre será necesaria la comprobación física, utilizando equipos de prueba, antes de realizar la orden de compra.

Se concluye también que la red de microondas propuesta en el capítulo 9 entre las instalaciones de la UNAM es solo un ejemplo del inicio de una red celular pero bien podríamos utilizarla para alguna otra aplicación que demande la necesidad de comunicar las instalaciones de cualquier empresa.

En conclusión, comprobamos que el cálculo de enlaces de microondas es bastante amplio y requiere de un estudio laborioso, desde los principios básicos de propagación hasta los nuevos avances tecnológicos de transmisión digital. Además podemos ver que el desarrollo de un proyecto de una red de microondas para telefonía celular involucra la interrelación de diferentes áreas de trabajo, desde su planeación y diseño hasta su instalación y puesta en operación.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.

1. Teoría Básica de Radiación y Propagación Electromagnética.
NET FONT, Francisco Javier; Noriega editores 1989.
2. MICROWAVE FACILITIES & REGULATIONS.
Edward Kurcina. Specialized Series ABC Teletraining. Inc.USA 1990.
3. Sistemas de comunicación móvil.
Domingo Lara, David Muñoz, Salvador Rosas; Ed. Alfaomega 1992.
4. Manual del Sistema de Software Pathloss V 4.0.
5. Manual for telecommunications engineering.
Roger L. Freeman. Second edition 1993.
6. Mobile cellular communications.
William C. Y. Lee. Second edition 1995.
7. Telecomunicaciones móviles.
Eugenio Rey. Mundo electrónico 2ª edición alfaomega 1999.
8. Sistemas de telefonía celular digital.
Rubén Vázquez, Ricardo Marcelin, Oresta Téllez; UAM 1993.
9. Ingeniería de sistemas de telecomunicaciones.
Roger L Freeman. Limusa 1996.
10. Telecommunication Transmission handbook.
Roger L. Freeman. Fourth edition 1998.
11. Radio system design for telecommunication.
Roger L. Freeman. Second edition 1997.
12. Estado sólido en ingeniería de radiocomunicaciones.
Herbert L. Krauss, Charles W. Bostian; Ed. Limusa 1984
13. Comunicación por satélite.
Carlos Rosado. Ed. Limusa 1999

APÉNDICE A

En este apéndice se encuentran los mapas y tablas referentes al cálculo de atenuación por lluvia, utilizando los métodos ITU Rec. 530 y Crane.

En la tabla A1 se muestran los valores para los coeficientes de regresión para obtener la atenuación específica tanto para el método de Crane como para el de la ITU Rec. 530.

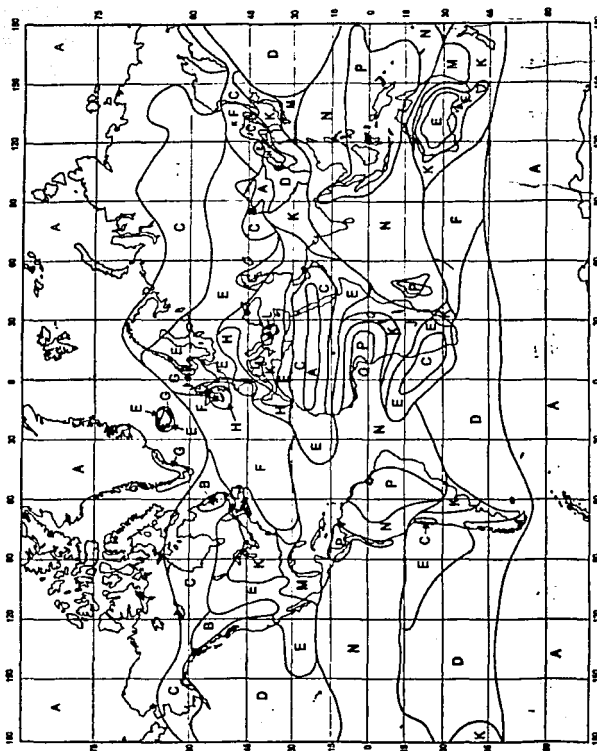
Regression Coefficient Values for Estimating Specific Attenuation in Equation (9.2)*

Frequency (GHz)	a_h	a_v	b_h	b_v
1	0.0000387	0.0000352	0.912	0.880
2	0.000154	0.000138	0.963	0.923
4	0.000650	0.000591	1.121	1.075
6	0.00175	0.00155	1.308	1.265
7	0.00301	0.00265	1.332	1.312
8	0.00454	0.00395	1.327	1.310
10	0.0101	0.00887	1.276	1.264
12	0.0188	0.0168	1.217	1.200
15	0.0367	0.0335	1.154	1.128
20	0.0751	0.0691	1.099	1.065
25	0.124	0.113	1.061	1.030
30	0.187	0.167	1.021	1.000
35	0.263	0.233	0.979	0.963
40	0.350	0.310	0.939	0.929
45	0.442	0.393	0.903	0.897
50	0.536	0.479	0.873	0.868
60	0.707	0.642	0.826	0.824
70	0.851	0.784	0.793	0.793
80	0.975	0.906	0.769	0.769
90	1.06	0.999	0.753	0.754
100	1.12	1.06	0.743	0.744
120	1.18	1.13	0.731	0.732
150	1.31	1.27	0.710	0.711
200	1.45	1.42	0.689	0.690
300	1.36	1.35	0.688	0.689
400	1.32	1.31	0.683	0.684

Source: Table 1, p. 243, CCIR Rec. 838, 1994 PN Series Volume (Ref. 9).

Tabla A1. Fuente: tabla 1, pagina 243, CCIR Rec. 838, Volumen PN, 1994.

A continuación se muestra el mapa A1 con las regiones que establece la ITU-R Rec. PN.837-1.



ITU World Rain Regions

Figura A1. Fuente: ITU-R Rec. PN.837-1.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

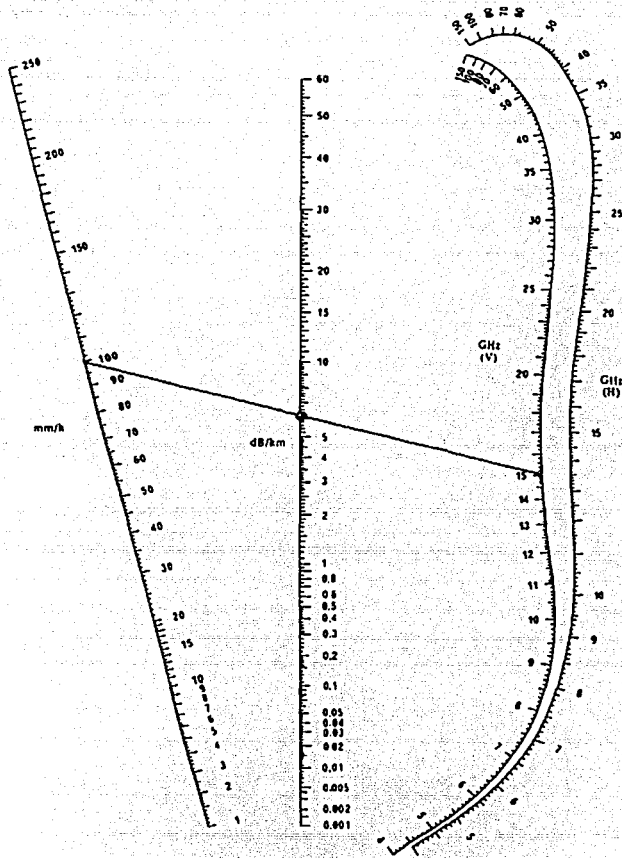
Tabla A2 Muestra el exceso de intensidad de lluvias (mm/hr) en un cierto porcentaje de tiempo y para una región en específico.

ITU Rain Climate Zones - Percent of Time Rainfall Intensity Exceeded (mm/hour)

%	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	P	Q
10	0.1	0.5	0.7	2.1	0.6	1.7	3	2	8	1.5	2	4	5	12	24	
0.3	0.8	2	2.8	4.5	2.4	4.5	7	4	13	4.2	7	11	15	34	49	
0.1	2.0	3	5	8	6	8	12	10	20	12	15	22	35	65	72	
0.03	50	6	9	13	12	15	20	18	28	23	33	40	65	105	96	
0.01	8	12	15	19	22	28	30	32	35	42	60	63	95	145	115	
0.003	14	21	26	29	41	54	45	55	45	70	105	95	140	200	142	
0.001	22	32	42	42	70	78	65	83	55	100	150	120	180	250	170	

Tabla A2. Fuente Tabla 1, ITU-R Rec. PN.837-1.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

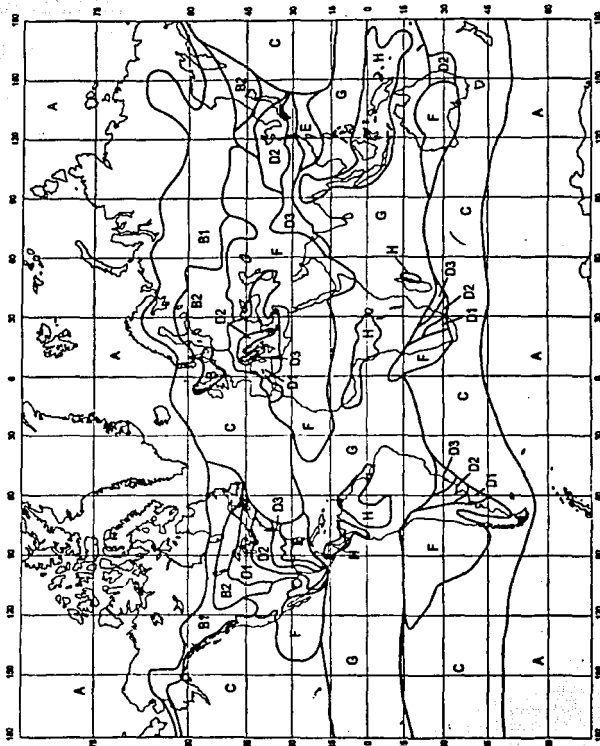


Nomogram: Specific attenuation due to rain. H, horizontal polarization; V, vertical polarization. (From CCR Report 721-2, Figure 2, page 201, XVII Plenary Assembly, Dubrovnik, 1986 [Ref. 1].)

Figura A2. Nomograma para obtener la atenuación específica.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

En la figura A3, se muestra el mapa del mundo con las regiones que establece el método de Crane. Fuente: Manual del Sistema de Software Pathloss.



Modified Crane (1996) World Rain Regions

Figura A3. Regiones Crane para el mundo.

En la figura A4, se muestra el mapa de México con las regiones que establece el método de Crane. Fuente: Manual del Sistema de Software Pathloss.

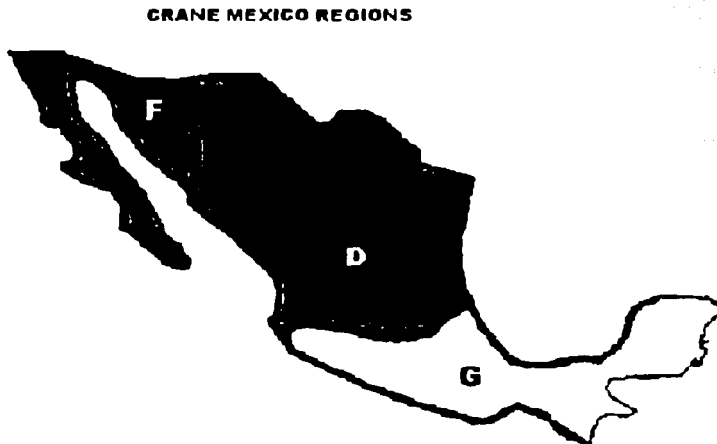


Figura A4. Regiones Crane para México.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Tabla A3 Muestra las estadísticas de lluvia del método de Crane modificado (1996). Es decir, se dan los valores del exceso de intensidad de lluvias (mm/hr) en un cierto porcentaje de tiempo y para una región de Crane en específico.

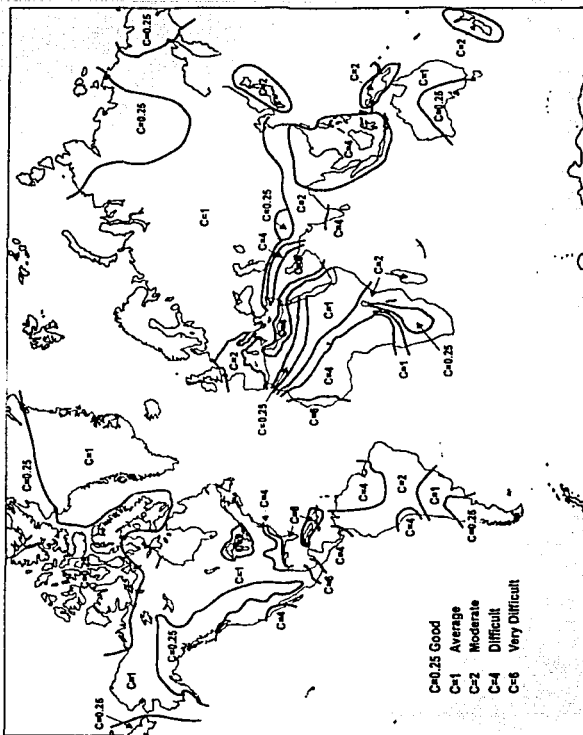
Modified Crane (1996) Rain Statistics

% of Year Exceeded	Crane 1996 Rain Climate Regions								Point Rainfall Rate R_p (mm/hour)			
	A	B	B1	B2	C	D1	D2	D3	E	F	G	H
0.001	28.1	32.1	42.6	63.8	71.6	86.6	114.1	133.2	176.0	20.7	197.0	342.6
0.002	20.9	41.7	32.7	50.9	58.9	69.0	88.3	106.6	145.4	50.4	159.6	413.9
0.003	17.3	36.1	27.8	43.8	50.6	60.4	75.6	93.5	130.0	41.4	140.8	350.3
0.005	13.8	29.2	22.3	35.7	41.4	49.2	62.1	78.7	112.0	31.9	118.0	283.4
0.01	9.9	21.1	16.1	25.8	29.5	36.2	46.8	61.6	91.5	22.2	90.2	209.3
0.02	6.9	14.6	11.3	17.6	19.9	25.4	34.7	47.0	72.2	15.0	66.8	152.4
0.03	5.5	11.6	9.0	13.9	15.6	20.3	28.6	39.9	62.4	11.8	55.8	125.9
0.05	4.0	8.6	6.8	10.3	11.5	15.3	22.2	31.6	50.4	8.5	43.8	97.2
0.1	2.5	5.7	4.5	6.8	7.7	10.3	15.1	22.4	36.2	5.3	31.3	66.5
0.2	1.5	3.8	2.9	4.4	5.2	6.8	9.9	15.2	24.1	3.1	22.0	43.5
0.3	1.1	2.9	2.2	3.4	4.1	5.3	7.6	11.8	18.4	2.2	17.7	33.1
0.5	0.5	2.0	1.5	2.4	2.9	3.8	5.3	8.2	12.6	1.4	13.2	22.6
1.0	0.2	1.2	0.8	1.4	1.8	2.2	3.0	4.6	7.0	0.6	8.4	12.4
2.0	0.1	0.5	0.4	0.7	1.1	1.2	1.5	2.0	3.3	0.2	5.0	5.8
3.0	0.02	0.3	0.2	0.4	0.6	0.6	0.9	0.8	1.8	0.1	3.4	3.3
5.0	0.01	0.2	0.1	0.2	0.3	0.2	0.3	0.01	0.2	0.1	1.8	1.1

Tabla A3. Fuente : Manual del Sistema de Software Pathloss.

APÉNDICE B

En este apéndice se encuentran los mapas de factores climáticos y temperatura promedio anual.



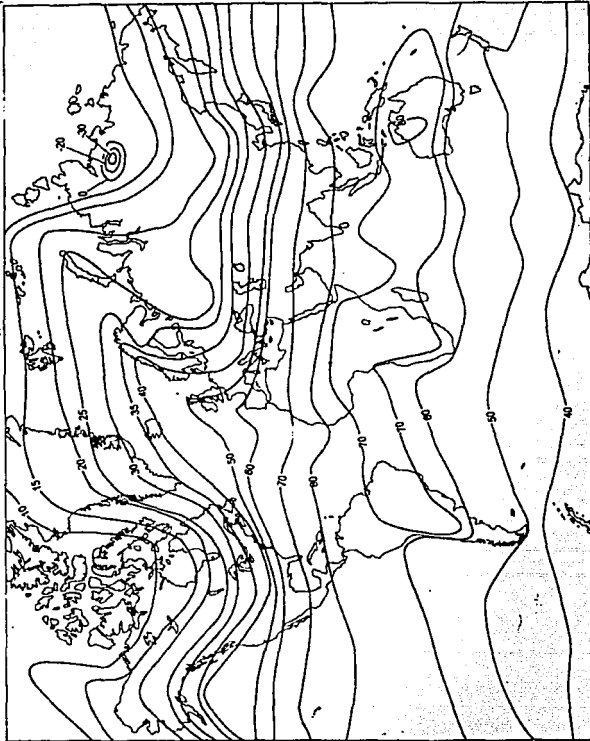
C Factors - World

Figura B1. factor C- terreno-climático.

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

Worksheets

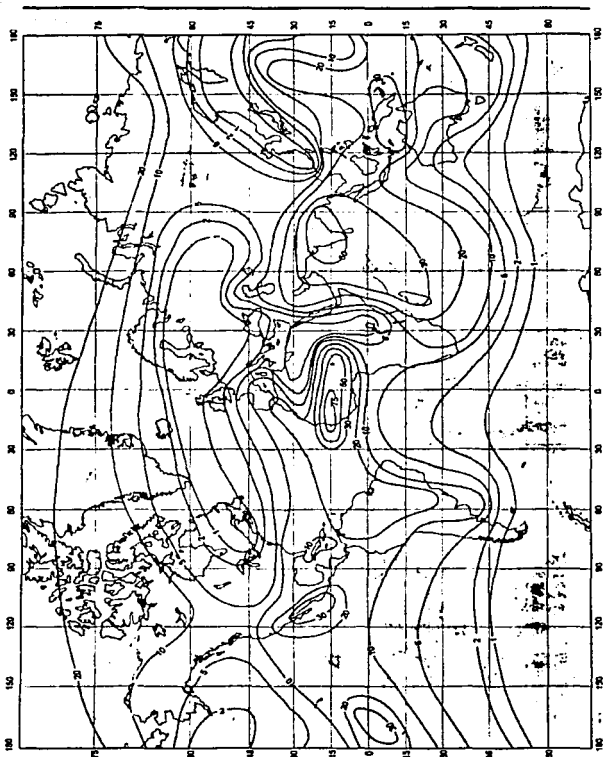
Pathloss 4.



Average Annual Temperature - World

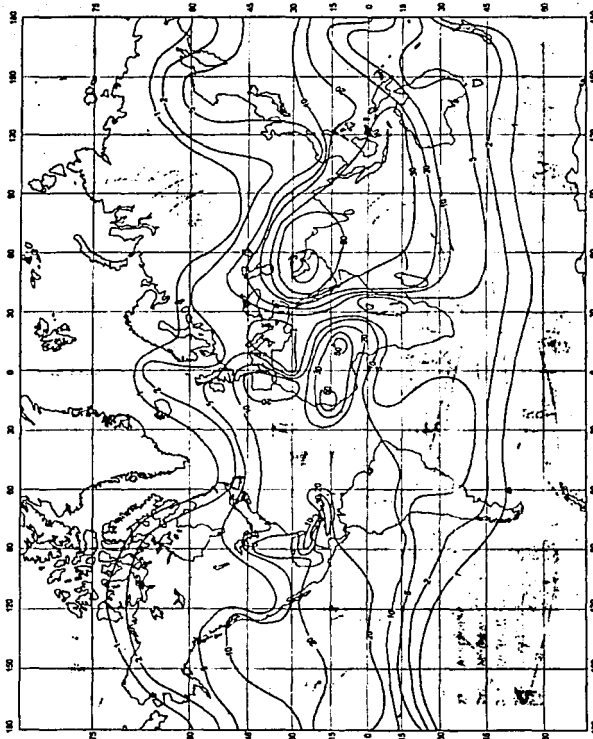
Figura B2. Temperatura anual promedio (°F).

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



Percent of Time Gradient \leq 100 N units / km - February

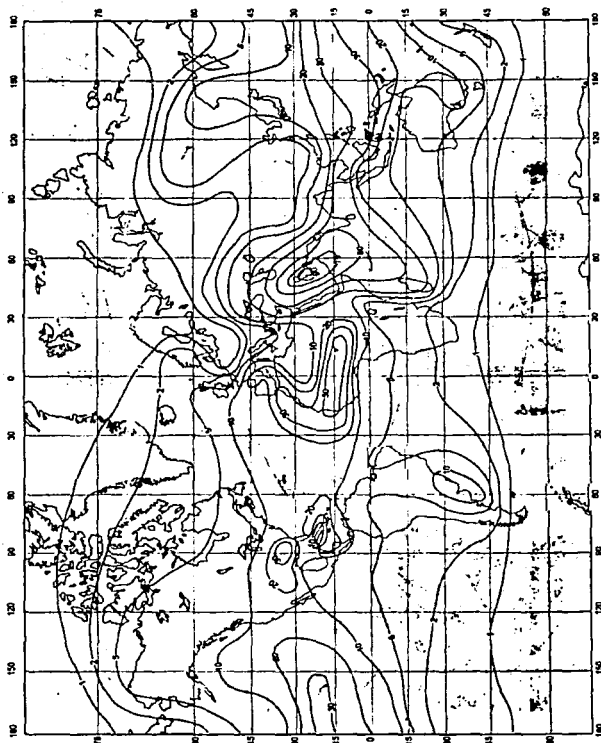
Figura B3. Gradiente porcentual \leq 100 N units/Km. - (febrero).



Percent of Time Gradient ≤ 100 N units / km - May

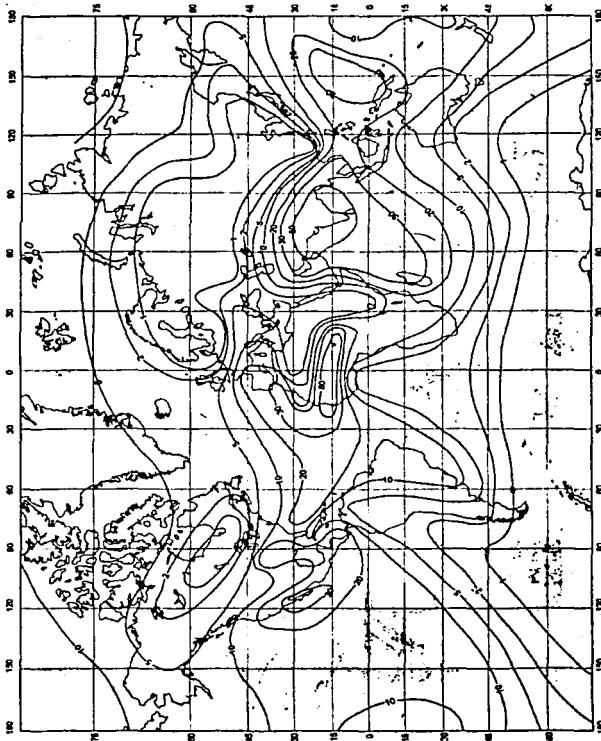
Figura B4. Gradiente porcentual ≤ 100 N units/km – (mayo).

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



Percent of Time Gradient ≤ 100 N units / km - August

Figura B5. Gradiente porcentual ≤ 100 N units/ Km. - (agosto).



Percent of Time Gradient ≤ 100 N units / km - November

Figura B6. Gradiente porcentual ≤ -100 N units/ Km. - (noviembre).

APÉNDICE C PRINCIPIO DE HUYGENS.

I. TEORÍA PARA EXPLICAR LA PROPAGACIÓN DE LAS ONDAS

A continuación se explicará la construcción de la propagación de las **ondas materiales** utilizando el método descubierto por Huygens. Este método explica como podemos construir un frente de ondas conociendo el frente en un instante anterior. Vamos a aplicarlo a la propagación de la onda tanto en la reflexión como en la refracción. Como ejemplo para explicarlo se utiliza la luz (a pesar de que no es una onda material), porque en el tiempo en que se enunció esta teoría se creía que la luz necesitaba para propagarse partículas que vibraran a su paso. Introduciremos los conceptos utilizados en óptica geométrica

II. CONSTRUCCION DE UN FRENTE DE ONDAS USANDO EL PRINCIPIO DE HUYGENS

Huygens usó modelos geométricos elaborados sobre papel y comparándolos con los resultados experimentales para verificar su validez, construyó un método para explicar la propagación de las ondas que consiste en suponer que, en un momento dado, todos los infinitos puntos de un frente se convierten en clónicos del primer emisor y empiezan a emitir hacia delante. Descartamos convenientemente que emitirían en todas direcciones pues interferirían con las ondas que vienen detrás. (Años más tarde Kirchhoff explicaría que se puede dar una explicación suponiendo la emisión en todas direcciones). El nuevo frente (frente secundario) está formado por la envolvente que une los puntos a los que llega simultáneamente la perturbación originada por esos puntos emisores clónicos del inicial.

III. CONSTRUCCIÓN DE UNA ONDA REFLEJADA y REFRACTADA

Cuando el extremo del frente de ondas llega a la separación de los dos medios de propagación, la partícula del medio 2 sobre la que incide se pone a emitir radialmente, pero con distintas velocidades en cada medio (en la figura 71, menor velocidad en el medio de transmisión 2) por lo que produce dos semicírculos des iguales. Poco a poco el frente va llegando a todas las partículas del medio de transmisión 2 y se ponen a repetir la emisión de la primera. La envolvente de las ondas que retornan al primer medio es el frente de la **onda reflejada**. La envolvente, en un instante dado, de las ondas que se propagan en el segundo medio es el frente de ondas de la **onda refractada**.

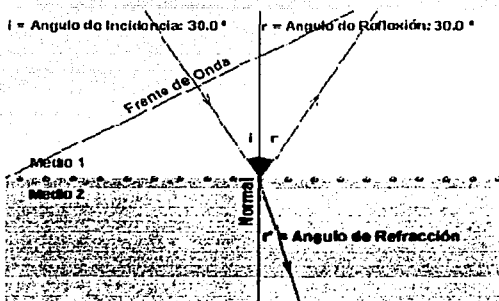


Figura 1. Se ilustra la desviación del vector al cambiar de medio de transmisión. El ángulo de refracción $-r'$ es el formado por el rayo refractado y la normal.

IV. FRENTE DE ONDA Y RAYO

Se define el frente de onda como la superficie envolvente a donde llega la onda en un momento dado. Puede tener diferentes formas: en las ondas planas que se propagan por la superficie del agua será una línea recta, en las circulares, que también podemos crear en la superficie del agua, será una circunferencia y en las sonoras (como las que se producen una explosión) será una esfera.

La línea imaginaria perpendicular al frente de ondas se llama rayo.

V. ÁNGULO DE INCIDENCIA Y ÁNGULO DE REFLEXION

Se llama ángulo de incidencia $-i$ al formado por el rayo incidente y la normal. La normal es una recta imaginaria perpendicular a la superficie de separación de los dos medios en el punto de contacto del rayo.

El ángulo de reflexión será el formado por el rayo reflejado y la normal.

VI. INDICE DE REFRACCIÓN LUZ- n -

Se llama índice de refracción " n " al cociente entre la velocidad de la luz en un medio y la velocidad de la luz en el vacío " c ". Los valores de " n " son siempre números adimensionales mayores que 1.

APÉNDICE D

ANTECEDENTES DE SDH Y PDH

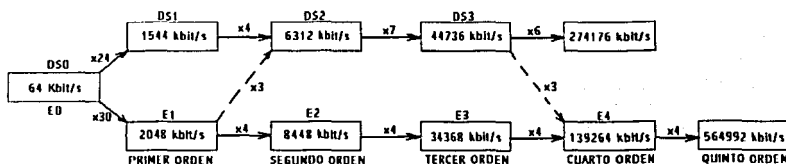
PDH - Jerarquía Digital Plesiócrona

En los 70s, comenzó a usarse la jerarquía PDH sistemas de primer orden en donde un canal telefónico se muestrea, se cuantifica y se codifica para formar un tren de datos con una velocidad de 64 Kbit/s que después se combinara (Multiplexación por División en el Tiempo) a velocidades mayores, agregándose canales de sincronía, alarmas y de señalización. Esto se llamo "entrelazado secuencial de bits".

Después, para evitar un excesivo número de enlaces de 2 Mbit/s, se decidió implementar jerarquías de multiplexación superiores. El estándar adoptado en Europa fue el incluir la combinación de cuatro canales de 2 Mbit/s para formar un canal de 8 Mbit/s. Aquí la forma de entrelazado de la información es bit a bit. Para satisfacer la necesidad del constante aumento de troncales se crearon otros niveles de multiplexación que son los de 34 Mbit/s, 140Mbit/s y 565 Mbit/s. Comenzando por 2 Mbit/s y terminando por 565 Mbit/s es a lo que conocemos como las jerarquías europeas de primero a quinto orden (ver figura de jerarquía PDH Europea y Americana)

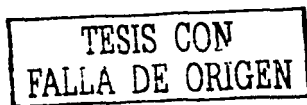
Mientras los europeos planeaban sus jerarquías de transmisión, una cosa similar hacían los americanos para tener su propia jerarquía. Esta jerarquía difiere en que su velocidad base es mas baja y por tanto sus múltiplos serán también distintos. Estas velocidades son: 1.544Mbit/s(DS-1), 6.312 Mbit/s (DS-2), 44.736 Mbit/s (DS-3) y 274.176 Mbit/s (DS-4). (ver figura de jerarquía PDH Europea y Americana)

Estas diferencias entre las jerarquías europea y americana provocan que sea caro y difícil el trabajar con ambas jerarquías. En ambos casos, el tren de datos básico tiene una velocidad de 64 Kbit/s. En el estándar Americano se denomina DS0 y en el Europeo E0.



Nota: El quinto orden oficialmente no termino su proceso de normalización.

Figura A - Estructura PDH de los estándares Americano y Europeo.



Características de PDH (jerarquía digital pliesiócrona):

- ✓ PDH es un sistema pleosiócrono, requiere bits de justificación y bits de sincronía. Es decir si se multiplexan 4 señales de tercer orden para formar una señal de cuarto orden se requerirá de un multiplexor de cuarto orden el cual agregara unos bits de sincronía y otros bits que son solamente de relleno llamado bits de justificación, los cuales sirven para que las señales tributarias que aunque traen iguales velocidades pueda ser que algunas vengan mas adelantadas que otras. Si una señal viene ligeramente retrasada, se agregaran los bits de justificación para que espere a las otras señales y así el muestreador pueda realizar bien su trabajo estos bits se reconocen cuando se realiza la demultiplexación descartándolos para dejar a la señal original. A este proceso se le conoce como operación pliesiócrona que quiere decir casi sincronía.
- ✓ No puede segregarse o agregar canales. Si se desea hacer esto, por ejemplo el sacar una señal de 2 Mbit/s de un flujo de 140Mbit/s se tendría que instalar todos los multiplexores para bajar la señal de cuarto orden a primer orden. Debido a que fue diseñado para enlaces punto a punto.
- ✓ No tiene capacidad de monitoreo de carga útil.
- ✓ Poca administración y supervisión de la red.
- ✓ A nivel de transmisión compatibilidad limitada entre diferentes fabricantes.
- ✓ Esta limitado al servicio de voz.

SDH – Jerarquía Digital Síncrona

Surge por la necesidad de evolucionar a sistemas de transmisión de mayor velocidad, mas confiables y mas fáciles de administrar que su antecesor PDH.

Las redes SDH se esta implementando poco a poco en muchos de los sistemas ya existentes, por lo cual primero se están montando diversos enlaces punto a punto, que después se irán uniendo para ir formando las redes SDH.

Niveles jerárquicos: El termino STM-n significa Synchronous Transport Module of level n o Modulo de Transporte Síncrono de nivel n, lo cual identifica al nivel de la señal SDH.

Las recomendaciones del CCITT G.707, G.708 y G.709 se basan en una velocidad de 155.520 Mbit/s, a esta señal se le denota como STM-1 o Módulo de Transporte Síncrono de nivel 1. Se pueden integrar múltiplos de esta velocidad básica para formar velocidades mas altas que son múltiplos del nivel 1 y se

designan como Modulo de Transporte Síncrono de nivel N, donde N es el nivel jerárquico.

En forma de resumen tenemos el siguiente cuadro:

Nivel SDH	Designación de la señal	Velocidad Mbit/s
1	STM - 1	155.520
4	STM - 4	622.080
16	STM - 16	2488.320

Para redes de alta confiabilidad se emplean configuraciones de anillo, como veremos más adelante. Los multiplexores de agregar/segregar se pueden localizar en cualquier punto, dependiendo de las necesidades de los clientes para formar una red de gran flexibilidad y economía.

Los niveles jerárquicos en SDH permiten tener un fácil crecimiento hacia mayores velocidades, para hacer frente a las demandas futuras de la red. Sin embargo, los sistemas SDH y PDH se utilizaran conjuntamente todavía por un largo periodo en las redes.

Características SDH (jerarquía digital sincronía):

- ✓ Es sincrónico, es decir todos los elementos de la red utilizan un reloj común.
- ✓ Es compatible con PDH (estándar americano o europeo). El SDH puede ser introducido conectándose con las redes ya existentes de PDH ya sea con norma europea (ETSI) o con norma americana (ANSI). De esta forma en un mismo sistema podemos llevar ambas señales de sistemas PDH como lo es un E1 (2Mb/s) ó un DS1 (1.5Mb/s).
- ✓ Normalizado con respecto a medios de transmisión.
- ✓ Soporta PDH, ATM, FDDI (datos en redes) etc.
- ✓ Realiza una multiplexación visible que permite agregar o segregar señales.
- ✓ Tiene canales para administración de la red.
- ✓ Control centralizado de todos los elementos de la red.
- ✓ Es una tecnología mas versátil y proporciona soluciones mas económicas.
- ✓ Puede funcionar en configuraciones punto a punto y en red.
- ✓ Su aplicación comprende el transporte de señales de voz, datos e imágenes.