

54
2 ef

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA



PROGRAMA DE APLICACION COMO HERRAMIENTA PARA EL DISEÑO DE SISTEMAS DE MICROONDAS

TESIS PROFESIONAL

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A

FAUSTO ESPINOSA AGUILAR

México, D.F.

1991

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 está 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

I N D I C E . -

CAPITULO I.-

- 1.1 MARCO TEORICO.
 - INTRODUCCION.....2
- 1.2 LEYES DE MAXWELL.....6
 - ECUACIONES DE MAXWELL EN FORMA INTEGRAL.
 - GRADIENTE DE UNA FUNCION ESCALAR.
 - FUNDAMENTOS DE PROPAGACION.
- 1.3 ONDULACION.....13
 - CLASIFICACION DE LAS ONDAS ELECTROMAGNETICAS.
 - ATENUACION EN EL ESPACIO LIBRE.
 - PLAN DE FRECUENCIAS.
- 1.4 DISPOSITIVOS QUE INTERVIENEN EN UN SISTEMA DE PROPAGACION.....19
 - CONCEPTOS BASICOS DE ANTENAS.
 - DISTRIBUCION DE VOLTAJE Y CORRIENTE.
 - VELOCIDAD DE PROPAGACION.
 - PATRON DE RADIACION.
 - ANTENA PARABOLICA.
 - CONCEPTOS BASICOS DE GUIA DE ONDA.
 - DIMENSIONES DE LA GUIA DE ONDA.
 - DESARROLLO DE LA GUIA DE ONDA.
 - VELOCIDAD DE TRANSMISION.

CAPITULO II.-

- 2.1 ESPECIFICACIONES DEL PROBLEMA.....35
 - CONDICIONES CLIMATOLOGICAS DE LA REPUBLICA MEXICANA.
 - DIAGRAMA DE BLOQUES.
- 2.2 MODULOS FUNCIONALES EN LOS QUE SE PARTICIONA EL PROBLEMA.....44
 - INDICE DE REFRACCION Y ZONAS DE FRESNEL.
 - CURVATURA DE LA TIERRA.
 - INTERFERENCIA.
 - DISPOSICION DE LAS ANTENAS.

CAPITULO III.-

- 3.1 METODOLOGIA PARA LA RESOLUCION DEL PROBLEMA.....65
RELACION ENTRE CADA UNO DE LOS MODULOS -
FUNCIONALES.
DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA SOLUCION A ENCONTRAR.
- 3.2 PRINCIPALES PARAMETROS A CALCULAR.....68
INDICE DE REFRACCION Y ZONAS DE FRESNEL.
CURVATURA DE LA TIERRA.
INDISPONIBILIDAD POR LLUVIA.
INTERFERENCIA.
DISPOSICION DE LAS ANTENAS.

CAPITULO IV.-

- 4.1 ALGORITMO DETALLADO DE CADA UNO DE LOS MODULOS FUNCIONALES.....84
INDICE DE REFRACCION Y ZONAS DE FRESNEL.
CURVATURA DE LA TIERRA.
INDISPONIBILIDAD POR LLUVIA.
INTERFERENCIA.
DISPOSICION DE LAS ANTENAS.
- 4.2 DATOS DE ENTRADA PARA ESTABLECER LAS ESPECIFICACIONES DEL PROBLEMA.....98

CAPITULO VI.-

- 5.1 DIAGRAMA DEL FLUJO DEL SISTEMA.....100
ESTRUCTURACION GLOBAL DEL PROGRAMA.
REALIMENTACION DE SOLUCIONES.
- 5.2 SALIDAS ESPERADAS COMO SOLUCION DEL PROBLEMA.....102
PRUEBAS DE ESCRITORIO.
CALCULO DE LAS ALTURAS OPTIMAS PARA LAS ANTENAS.
CALCULO DE INTERFERENCIA.
INDISPONIBILIDAD POR LLUVIA.
RESULTADOS DE UN PROBLEMA ANTE LA VARIACION DE PARAMETROS.

CAPITULO VI.-

6.1	LISTADO DEL PROGRAMA FINAL.....	115
6.2	PRESICION DEL PROGRAMA ANTE UN PROBLEMA REAL.....	131
	CONDICIONES CLIMATOLOGICAS Y DE INSTALA- CION DEL SISTEMA EXISTENTE. SIMULACION DEL PROBLEMA DADAS SUS CONDI- CIONES CLIMATOLOGICAS.	
6.3	RESULTADOS ENTREGADOS POR EL PROGRAMA.	142
6.4	CONCLUSIONES.....	159
APENDICE A.-		
A.1	DETERMINACION DE LA DIRECCION DE PROPA- GACION.....	162
A.2	CALCULO DE LA DISTANCIA DE LA TRAYECTO- RIA.....	164
B I B L I O G R A F I A		166

CAPITULO I

CAPITULO I.- MARCO TEORICO .-

Como todo progreso de la ciencia la era de la radiodifusión ha sido el resultado de una cadena ininterrumpida de contribuciones realizadas por numerosos hombres de ciencia de diversos países.

Hacia las postrimerias del siglo XIX hombres como James C. Maxwell que completó su teoría electromagnética sobre las ondas que hoy se utilizan en la radio (1873). Otro, Jorge F. Fitzgerald explicó como se podían producir ondas electromagnéticas en el espacio (1883). Un tercero Enrique R. Hertz ,descubrió como son en realidad estas ondas ,en longitud y frecuencia (1887). Y por último Guillermo Marconi quien obtuvo la primera patente para enviar señales a través del espacio ,mediante ondas eléctricas (1896). El 3 de Marzo de 1896 la primera información por radio de un accidente ocurrido a un barco permitió que llegaran rápidamente socorros.

Maxwell imaginó que la propagación de la luz se efectúa en esferas concéntricas a razón de 300,000 Km/seg.

Maxwell sostenía que debían existir ondas análogas ,pero con mayores longitudes de onda .Creía además que estas ondas más largas podrían producir efectos electromagnéticos .Aunque Maxwell murio antes de poder comprobar sus teorías ,Enrique Hertz logró comprobarlas. Hertz supuso que mediante poderosas descargas eléctricas entre dos terminales de alto potencial se lograrían transmitir los impulsos deseados,dando a este un golpe electromagnético semejante al golpe que recibe el agua al caer en ella una piedra. De 1886 a 1889 Hertz anunció entonces que había logrado transmitir señales desde un cuarto a otro de sus laboratorios en Alemania. Con este hecho quedó definitivamente establecida la teoría de Maxwell sobre la luz electromagnética ,y se mostró la íntima relación que existe entre la luz y la electricidad.

Marconi se dedicó entonces a explorar las posibilidades prácticas del descubrimiento de Hertz en 1895,y fué hasta el 12 de diciembre de 1901 cuando se logró transmitir señales transatlánticas .El transmisor era simplemente una bobina de inducción ,cuyos terminales estaban conectadas ,una con una antena, o sea, un alambre en el aire, y la otra con tierra. Cuando se cerraba el circuito, y entre

la apertura saltaba una chispa ,se enviaba desde la antena al espacio una sucesión de ondas que se esparcían en forma radial.

La distancia que podrían viajar las ondas de Marconi dependían de la fuerza con que podían emitirse.

Y sin embargo, todo esto era telegrafía. En 1918 no existía la radiotelefonía tal como se conoce hoy. Lo único que hubiera podido llegar através del aire habría sido una sucesión de zumbidos, chasquidos y bramidos.

El primer paso para lograr que la radiotelegrafía se convirtiera en radiotelefonía lo permitieron dos inventos: el bulbo y el micrófono. El micrófono se necesitaba para convertir las ondas sonoras en ondas eléctricas y el bulbo para mandar las señales eléctricas a la antena ,rectificar y aumentar la corriente recibida, hasta lograr reproducir los sonidos en un auricular.

A pesar del inmenso progreso alcanzado, igualmente grandes son las mejoras que aún restan por hacerse, especialmente en lo que se refiere a la transmisión de onda corta y a la eliminación del desvanecimiento y la estática. Estos problemas tienen una íntima relación con la existencia de una zona atmosférica superior de moléculas ionizadas, la cuál se extiende a partir de unos 70 kms. sobre la superficie terrestre hasta una altura aun indeterminada. La capa citada actúa a manera de un reflector para los ondas hertzianas, y el desvanecimiento de señales ocurre cada vez que la onda reflejada se percibe después de la que viaja en la superficie, con la consiguiente interferencia de ambas. Inicialmente se creyó que las ondas más largas hallaban menores dificultades en este sentido, y hasta se llegó a formular un principio según el cual era menester utilizar grandes longitudes para salvar grandes distancias. Pero ciertos experimentos realizados en 1914, vinieron a demostrar que las ondas cortas, si bien poco eficaces para distancias cortas, se comportan mejor ante la capa reflectora que las ondas de mayor longitud. Aunque las ondas cortas experimentan desvanecimientos se hallan libres de "estática", o sea, de los efectos eléctricos producidos por descargas atmosféricas. Las ondas largas, en cambio, no sufren desvanecimientos pero se hallan sujetas a estática. Do aquí que una estación para transmitir en onda corta y larga tenga relativa seguridad de mantenerse en constante comunicación.

El problema de las ondas dirigidas es otro que ocupa hoy la atención de numerosos técnicos. El método hasta ahora adoptado para resolverlo es el que considera la forma y orientación más adecuada que debe darse a las antenas (antenas direccionales). Las antenas direccionales pueden ser fijas ó giratorias. Mientras más alta sea la frecuencia de la señal, tanto más precisa es la dirección que se puede impartir a las ondas. Puesto que casi todas las radiaciones de una antena direccional se concentran en una línea, su potencia efectiva es, desde luego, mayor que la de una antena convencional.

Estas características están siendo aprovechadas en una forma relativamente nueva que ha adquirido auge después de la segunda guerra mundial. Con arreglo a un sistema de reelevadores, las antenas dirigen las señales de una estación a otra, las que son automáticamente retransmitidas por la estación receptora.

El sistema de relevadores fue inicialmente utilizado por el ejército norteamericano como medio de comunicación en terrenos de superficie irregular. Dicho sistema no sólo vino a extender las bandas de alta frecuencia, sino que además hizo posible la transmisión por varios canales con un solo tren de ondas. Cuando la frecuencia de una señal de radio es bastante amplia, más de 100 canales de comunicación pueden ser superpuestos en un tren de ondas único. En las zonas inferiores del espectro de radio frecuencia no existen bandas de frecuencia de suficiente amplitud, de modo que se hacen necesario utilizar frecuencias sumamente amplias, frecuencias del orden de los Megahertz (MGz). Las señales de radio en estas bandas no siguen la curvatura de la tierra como lo hacen las frecuencias más bajas sino que se propagan casi en línea recta. Por consiguiente, su alcance queda limitado por el horizonte. El sistema de relevadores resuelve el problema colocando estaciones sucesivas convenientemente a distancias en que resulten visibles unas de otras. Este sistema lo utilizan actualmente en los E.U.A., empresas de comunicaciones que proporcionan servicios de teléfono y telégrafo entre distintas ciudades de dicho país. El mismo método se utilizará para transmitir señales de televisión de una ciudad a otra, con lo cual un mismo programa podrá ser enviado simultáneamente desde diferentes estaciones. Actualmente se emplea las líneas telefónicas corrientes para transmitir señales de modulación de una estación a

otra que funciona en cadena con la primera. En el caso de la televisión, sin embargo las señales de modulación son de una frecuencia tan alta que resulta imposible transmitir las por cables telefónicos. Deberá lograrse esto por medio del sistema de relevadores.

Los nuevos sistemas de radio son motivo de especial atención por la implantación del ISDN (Integrated Services Digital Network). Este sistema puede rápidamente proveer al usuario con una línea de acceso de información sobre los requerimientos de compañías ó usuarios individuales situadas en varias localidades.

El ISDN puede ser adaptado en varios rangos de áreas de la ciudad hacia áreas rurales.

Recientemente el uso de la computadora para distribución de proceso y uso de redes han llegado a ser uno de los factores más importantes dentro de las empresas. Las fuentes de información, por lo tanto, son expandidas, y no incluyen únicamente la voz y datos sino también la velocidad de los datos de facsímil, aún fotos y televisión. En resumen el medio usado para acceder sistemas a una red es diferente del par de cables metálicos y sistemas de fibra óptica para una variedad de medios de radio-sistema para usos prácticos. El nuevo radio debe diseñarse para proveer información para usuarios en varias localidades que desean recibir los nuevos servicios. Así los sistemas de radio son considerados dentro del establecimiento del ISDN.

Los sistemas de radio para ISDN pueden ser clasificados por sus condiciones de instalación y por su número de usuarios de acceso fijo y móvil.

Lo anterior puede ser dividido por el medio usado por la red en sistemas terrestres de radio y sistemas de satélite.

La estructura de una red de acceso de radio envuelve el modo punto a punto y el modo punto a multi punto; la forma es enlazar un nodo y una subestación vía trayectoria dos puntos, hasta llegar a conectar un nodo con múltiples subestaciones por el método de multiplexaje en el tiempo.

Cuando una estación no es directa en línea de vista se requiere de un repetidor conectado en el modo punto a punto.

1.2. LEYES DE MAXWELL.-

La teoría de la radiación electromagnética fue propuesta por el físico británico *James Clerk Maxwell* en 1857 y finalizada en 1873.

El establece que las ondas electromagnéticas son oscilaciones que se propagan en el espacio libre a la velocidad de la luz, además son ondas transversales. También las direcciones del campo magnético, campo eléctrico, y propagación son mutuamente perpendiculares.

Las antenas radian ondas electromagnéticas, éstas resultan del flujo de corriente de alta frecuencia de un circuito. Esto se puede predecir matemáticamente con las ecuaciones de Maxwell, que muestran que el flujo de corriente en un alambre es acompañado de un campo magnético a su alrededor. También se presenta un campo eléctrico.

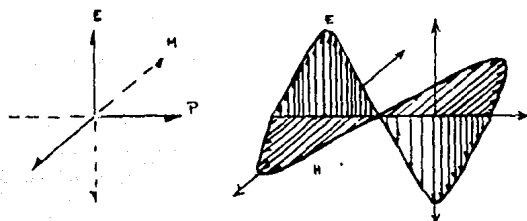


Fig. 1.2.1 Comportamiento de los campos E,H,i.

la potencia (P) a una distancia r de una fuente isotrópica es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia desde la fuente.

(REFERENCIA1)

Las ondas transversales son aquellas en las que su oscilación es perpendicular a la dirección de la propagación.

(REFERENCIA2)

Una fuente isotrópica es aquella que radia uniformemente en todas las direcciones del espacio, la velocidad de propagación es la misma en todos los puntos.

La energía se dispersa formando frentes de onda esféricos para puntos cercanos al emisor, mientras que para puntos lejanos los frentes de onda se vuelven casi planos.

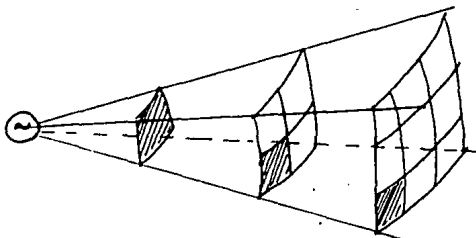


fig. 1.2.1. Propagación de la energía en torno al emisor

Matemáticamente, esto se representa en la expresión u.2.1.

$$P = \frac{P_t}{4\pi r^2} \dots\dots\dots \text{u.2.1}$$

donde P_t es la potencia transmitida por el emisor y P es la densidad de potencia.

Los campos eléctricos y magnéticos son importantes en las ondas electromagnéticas, ya que son contrapartes del voltaje y la corriente de los circuitos eléctricos, estos son medidos en volts / metro y amperes / metro respectivamente.

Tal como en un circuito eléctrico se cumple la ley de Ohm en las ondas electromagnéticas, se cumple que:

$$E = zh \dots\dots\dots \text{u.2.2}$$

en donde:

E = valor rms del campo eléctrico [V/m]

h = valor rms del campo magnético [A/m]

z = impedancia característica del medio (Ω)

La impedancia característica del medio está definida como:

$$Z = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad \dots\dots\dots (1.2.3)$$

Donde :

μ = permeabilidad del medio [H/m]

ϵ = permitividad eléctrica del medio. [F/m]

En el espacio libre :

$$\mu = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$$

$$\epsilon = \frac{1}{36} \pi \times 10^8 \text{ F/m}$$

Por lo que en el espacio libre la impedancia característica será de :
377(Ω).

Haciendo una analogía con los circuitos eléctricos la permeabilidad del medio correspondería a una inductancia, mientras que la permitividad eléctrica del medio corresponderá a una capacitancia.

1.2.1. ECUACIONES DE MAXWELL EN FORMA INTEGRAL .-

Todas las ecuaciones de Maxwell se postulan para el campo eléctrico E y el campo magnético M .

$$\oint_C (\epsilon_0 E) \cdot ds = \int_V \rho_V dv \quad (C) \dots \dots \dots u.2.4$$

Ecuación conocida como ley de Gauss La cuál mide la cantidad de carga q concentrada en un volumen, como la sumatoria de campo eléctrico que sale por la superficie S que envuelve a dicho volumen.

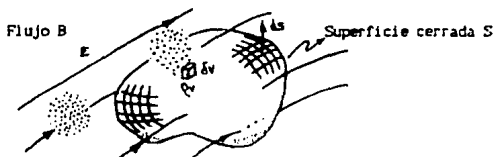


fig. 1.2.2 descripción gráfico de la ley de Gauss

$$\oint_C \frac{B}{\mu_0} \cdot dl = \int_S J \cdot ds + \frac{d}{dt} \int_V (\epsilon_0 E) \cdot ds \quad (A) \dots \dots \dots u.2.5$$

Esta ecuación también es conocida como la ley circuital de Ampere ,ésta ecuación indica que la sumatoria del campo magnético B en cualquier instante de tiempo es igual a la suma de la corriente eléctrica i ,más la relación de variación en el tiempo del flujo eléctrico neto que pasa a través de la superficie cerrada S limitada por l .

Los dos términos de la derecha, denotan las dos clases de corriente eléctrica que ocurren físicamente en el espacio .El primer término es llamado corriente de conducción y el segundo término es la corriente de desplazamiento que indica la relación de cambio de flujo instantáneo del campo eléctrico en el tiempo ,esta corriente de desplazamiento es la contribución histórica de Maxwell

$$\oint_C E \cdot dl = - \frac{d}{dt} \int_S B \cdot ds \quad (V) \dots \dots \dots u.2.6$$

Esta ecuación llamada ley de Faraday se le conoce como ley de la fuerza electromotriz inducida. El campo eléctrico E es inducido debido a la variación del campo magnético B con el tiempo.

Cuando las variaciones de los campos (E ó B) con respecto al tiempo son muy lentas provocan campos inducidos despreciables, a estos sistemas se les llama cuasistáticos.

$$\oint \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = 0$$

[Wb].....u.2.7

Esta ecuación es llamada ley de Gauss para campos magnéticos, ésta especifica que el flujo magnético que emana de cualquier superficie cerrada S, en el espacio, siempre es cero, lo que quiere decir que las líneas de flujo magnético siempre forman trayectorias cerradas.

Las ecuaciones de Maxwell (1.2.4 a 1.2.7) deben satisfacerse simultáneamente para las soluciones de E y B para todas las trayectorias cerradas posibles de l y superficies S en la región del espacio ocupado por ese campo.

1.2.2. GRADIENTE DE UNA FUNCION ESCALAR .-

Para expresar las ecuaciones de Maxwell de una forma más sencilla es necesario la aplicación de algunos operadores vectoriales.

i) Gradiente de una función escalar:

Con frecuencia es interesante conocer la rapidez de cambio en el espacio de un campo escalar con el fin de definir el comportamiento físico de dicho campo escalar a lo largo de un trayecto. La máxima rapidez de cambio espacial de una función escalar, incluyendo la dirección vectorial en que ocurre ese cambio, mediante un operador diferencial vectorial que se conoce como gradiente de esa función y está definido como :

$$\text{grad}f = a_x \cdot \left(\frac{df}{dx}\right) + a_y \cdot \left(\frac{df}{dy}\right) + a_z \cdot \left(\frac{df}{dz}\right) \dots \dots \dots (1.2.8)$$

gradf es un vector perpendicular en todas direcciones a cualquier superficie en que f sea constante.

Una propiedad integral del gradiente es que su integral de línea en cualquier trayectoria cerrada en el espacio es cero. Esta es una propiedad conservativa del campo.

La presencia de la función común f en cada término de la expresión de gradiente permite separar de esta expresión a f mediante un operador diferencial parcial vectorial representado por el símbolo ∇ como sigue :

$$\nabla = a_x \cdot \left(\frac{d}{dx}\right) + a_y \cdot \left(\frac{d}{dy}\right) + a_z \cdot \left(\frac{d}{dz}\right) \dots \dots \dots (1.2.9)$$

Para poder escribir gradf con un símbolo distinto (∇f), ∇ llamado divergencia se interpreta físicamente como el flujo límite neto hacia afuera de f, por volumen unitario, conforme el volumen V encerrado por la superficie S tiende a cero.

$$\int_V \nabla \cdot F \, dv = \oint_S F \cdot ds \dots \dots \dots (1.2.10)$$

Para que sea válido el proceso es necesario que f junto con sus primeras derivadas sea continua en y sobre V. Si f y su divergencia ∇f no son continuas es necesario excluir dichas regiones.

Las ecuaciones 1.2.6 y 1.2.7 en función de su divergencia se expresan por lo tanto de la siguiente forma.

$$\text{div } \rho \mathbf{E} = \rho v \dots \dots \dots (1.2.11)$$

$$\text{div } \mathbf{B} = 0 \dots \dots \dots (1.2.12)$$

REFERENCIA 1)

Operador llamado nabla o del.

ii) Rotacional :

Se dice que los campos no conservativos tales como el campo magnético poseen una circulación alrededor de trayectorias cerradas de integración, esa circulación por área unitaria se expresa como un vector conocido como el rotacional del campo en la vecindad de un punto.

Este operador se expresa en la siguiente forma de determinante.

$$\text{rot } F = \begin{vmatrix} \hat{a}_x & \hat{a}_y & \hat{a}_z \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ F_x & F_y & F_z \end{vmatrix} = \nabla \times F \dots \dots \dots \text{1.2.13}$$

Aplicando el rotacional de la función Stokes define el siguiente teorema.

$$\int_V (\nabla \times F) \cdot ds = \oint_C F \cdot dl \dots \dots \dots \text{1.2.14}$$

Como en el teorema de la divergencia es necesario que f junto con sus primeras derivadas sea continua.

Expresando las ecuaciones 1.2.5 y 1.2.6 en función del rotacional :

$$\nabla \times E = \frac{dB}{dt} \dots \dots \dots \text{1.2.15}$$

$$\nabla \times \frac{B}{\mu_0} = J + \frac{d\epsilon_0 E}{dt} \dots \dots \dots \text{1.2.16}$$

1.2.3. FUNDAMENTOS DE PROPAGACION .-

La atenuación por absorción se presenta a frecuencias de 10 GHz en adelante y consiste en la pérdida de la intensidad de la energía electromagnética, debido a que la longitud de onda de la señal es comparable a la separación entre las moléculas en el espacio libre, las cuales entran en resonancia originando así la absorción de energía del frente de onda electromagnética. Haciendo una analogía

con circuitos eléctricos esta atenuación se representa mediante el siguiente circuito eléctrico.

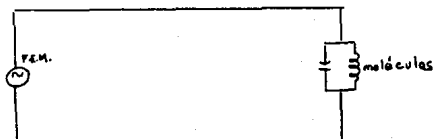


fig. 1.3.1 circuito eléctrico equivalente para atenuación

1.3.1 ONDULACION .-

Nuestra voz y demás sonidos producen vibraciones que se transmiten en el espacio y son captadas por el tímpano del oído humano. Se requieren de un elemento creador de ondas, un medio transmisión y un elemento receptor, que reciben respectivamente el nombre de oscilador, medio y receptor. El movimiento de las oscilaciones al transmitirse en el medio, es lo que se conoce como ondulación. La velocidad de transmisión de las ondas eléctricas tanto en el aire como en el vacío es aproximadamente 3×10^8 m/s. y se denomina como velocidad de la luz. Si determinamos un punto dentro del medio de transmisión, nos podemos dar cuenta de que el número de oscilaciones no varía en ese punto, de las producidas por el objeto oscilador, sea cual sea el medio de transmisión, sin embargo, si encontramos diferencia en la velocidad con que se transmite, por lo tanto las ondas adoptan diferentes longitudes. La longitud de las ondas en el espacio vacío (espacio libre) se calcula de la siguiente ecuación:

$$\lambda = \frac{C}{f} \dots \dots \dots (1.3.1)$$

Donde : λ = longitud de onda.

C= velocidad de la luz.

f= frecuencia

Las ondas electromagnéticas pertenecen al grupo de ondas transversales, es decir, están formadas por un campo magnético cuyas

oscilaciones son perpendiculares entre sí y también al eje direccional.

1.3.2. CLASIFICACION DE LAS ONDAS ELECTROMAGNETICAS .-

En las ondas electromagnéticas están incluidas desde las ondas de larga longitud de onda como las de radiocomunicación hasta las de longitud de onda más pequeña como son los rayos X, rayos Gamma, y los rayos cósmicos. Existe una clasificación de ondas electromagnéticas que toma en cuenta la frecuencia y se muestra en la tabla.

DESIGNACION DE BANDA.	ABREVIACION.	BANDA DE FRECUENCIA.	LIMITES DE LONGITUD DE ONDA.
Muy baja frecuencia.	VLF	$f \leq 30$ KHz.	$\lambda \geq 10$ Km.
Baja frecuencia	LF	$30 \leq f \leq 300$ KHz.	$1 \leq \lambda \leq 10$ Km.
Frecuencias medias.	MF	$300 \leq f \leq 3000$ KHz.	$0.1 \leq \lambda \leq 1$ Km.
Alta frecuencia	HF	$3 \leq f \leq 30$ MHz.	$10 \leq \lambda \leq 100$ m
Muy alta frecuencia.	VHF	$30 \leq f \leq 300$ MHz.	$1 \leq \lambda \leq 100$ m
Ultra alta frecuencia.	UHF	$0.3 \leq f \leq 3$ GHz.	$0.1 \leq \lambda \leq 1$ m
Super alta frecuencia	SHF	$3 \leq f \leq 30$ GHz	$1 \leq \lambda \leq 10$ cm
Extremadamente alta frecuencia	EHF	$30 \leq f \leq 300$ GHz	$1 \leq f \leq 10$ mm

Tabla 1.3.1 clasificación de las ondas electromagnéticas

No existe un límite de frecuencias exacta para definir cuando se trata de una microonda, ya que generalmente se usa un vocablo para indicar las ondas de longitud de onda más pequeña que las ondas VHF.

Por esto en ocasiones, se usa el término microonda para referirse en forma genérica a las ondas UHF, SHF, EHF ó bien para indicar las ondas de longitud más pequeña que las UHF.

1.3.3. ATENUACION EN EL ESPACIO LIBRE .-

La atenuación es un fenómeno que se presenta en los sistemas de comunicación y consiste básicamente en la pérdida de potencia de la señal entre el transmisor y el receptor.

La atenuación en el espacio libre, consiste básicamente en la disminución que sufre la señal emitida, al viajar una distancia d , en una región sin obstáculos.

La atenuación se define como la relación de la potencia transmitida y la potencia recibida y ésta se expresa en decibeles (dB) debido a que las cantidades para su cálculo se hacen grandes.

Por lo tanto:

$$A_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_t}{P_r} \right) \dots \dots \dots (1.3.2)$$

donde:

P_t = potencia transmitida.

P_r = potencia recibida.

Para definir la expresión que define la atenuación en el espacio libre es necesario conocer la cantidad de potencia que una antena receptora puede captar de un frente de onda, y a esta propiedad se le conoce como área efectiva de la antena A_{ef} y se define como:

$$A_{ef} = \frac{P_r}{P} \dots \dots \dots (1.3.3)$$

donde P es la potencia por unidad de área definida por la ecuación (1.2.4).

$$P_r = \frac{P_t}{4\pi d^2} \dots$$

$$P_r = \frac{A_{ef}}{4\pi d^2} \dots$$

A la ecuación (u. 3.4) se le conoce como relación de transmisión.

El caso anterior corresponde a una antena isotrópica, pero si la antena receptora es una antena con área efectiva A_e , la potencia que se recibe es incrementada por la relación A_e/A_{iso} , y la expresión para el espacio libre es:

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{A_{ef} \cdot A_e}{4\pi d^2 \cdot A_{iso}} \right) \dots \text{u. 3.5}$$

Para una antena isotrópica: $\frac{A_{iso}}{4\pi} = \lambda^2$

$$\left(\frac{A_e}{\lambda^2} \right) \dots = \dots \frac{A_{ef}}{4\pi d^2} \dots$$

Cuando utilizamos antenas generales en los puntos de transmisión y recepción a la atenuación de la señal entre la salida transmisora y la entrada del receptor se le llama pérdida de transmisión L_t , la cual se calcula de la siguiente forma:

$$L_t = \left(\frac{P_t}{P_r} \right) = \left(\frac{L_t \cdot L_r}{G_t \cdot G_r} \right) \gamma \cdot X \dots \text{u. 3.7}$$

donde:

X = efecto de las antenas

G_t y G_r = Ganancia de las antenas.

L_t y L_r = Pérdida de las antenas.

γ = Pérdida de propagación.

Por definición la ganancia de potencia de una antena isotrópica es la unidad y las ganancias de las demás antenas son dadas en relación con esta. La expresión de pérdida en el espacio libre se simplifica para antenas isotrópicas en el espacio libre y expresada en dB.

$$P_{et} = 32.4 + 20 \log d - G_t - G_r + 20 \log f \dots \text{u.s.m}$$

Para antenas isotrópicas :

$$P_{et} = 32.4 + 20 \log f + 20 \log d \dots \text{u.s.m}$$

1.3.4. PLAN DE FRECUENCIAS .-

La distribución de frecuencias de los canales de radio frecuencia en los enlaces de microonda que emplean repetidores (reelevadores) está basado en las recomendaciones^{RE. 2} del CCIR. Se define un plan de frecuencias para cada banda destinada a las comunicaciones en el espectro de super altas frecuencias (SHF) en función de la capacidad del sistema ,en número de canales telefónicos, esto es, de acuerdo al número de canales telefónicos se recomienda el número de canales de radiofrecuencia que pueden acomodarse en una banda ,el espacio entre ellos y la frecuencia de canales principales y suplementarios.

Los planes de frecuencia dan también recomendaciones para el número de canales de radiofrecuencia que pueden acomodarse en una banda ,el espacio entre ellos y la frecuencia de canales de radiofrecuencia que pueden operarse en paralelo empleando la misma antena, ó incluyen sugerencias para la polarización apropiada que debe emplearse.

El seleccionar el plan de frecuencias adecuado para un enlace vía microondas de acuerdo al CCIR nos permite :

- (En enlaces internacionales ,es la única forma de que coincidan las frecuencias de operación de sistemas de reelevadores,de diferentes administraciones telefónicas ó de televisión,lográndose con esto la interconexión y el empleo de las facilidades de las redes existentes en diferentes países.

REFERENCIA 2

Comite Consultivo Internacional de Radiocomunicaciones

- ii Reducir los efectos de la interferencia entre sistemas paralelos, lo cual es bastante más problemático en regiones fronterizas. Esta interferencia se disminuye.
- iii Un mejor empleo del espectro electromagnético. Un plan de frecuencias es de gran valía para el fabricante de subsistemas y sistemas de microondas, ya que con estos puede diseñar sus dispositivos ó equipos para que sean compatibles con otros fabricantes de diferentes países.

En la utilización del plan de frecuencia mencionado deben contemplarse las siguientes consideraciones:

- i Que la conexión donde se haga la interconexión internacional, todos los canales telefónicos de ida estén situados en una mitad de la banda y todos los retorno en otro.
- (i) Es conveniente utilizar polarizaciones diferentes de modo alternativo para canales de radio frecuencia adyacentes situados en la misma mitad de la banda.
- iii Si se utilizan antenas para transmitir y recibir y se transmiten 3 canales de radiofrecuencia para una sola antena es preferible que las frecuencias de los canales se escojan utilizando la combinación n 1,3,5,7 en las dos mitades de la banda ó la combinación n 2,4,6,8, en las dos mitades de la banda.
- iv Si se utilizan sistemas de 800 canales telefónicos, se utilizarán de preferencia los siguientes valores :
 Valor eficaz de la excursión por canal = 140 KHz.
 frecuencia de la señal piloto de continuidad = 4715 KHz.
 valor eficaz de la excursión para la señal piloto de continuidad = 1000 KHz.

A continuación se muestran algunos planes de frecuencia, recomendaciones del CCIR.

1.4. DISPOSITIVOS QUE INTERVIENEN EN UN SISTEMA DE PROPAGACION.-

1.4.1 CONCEPTOS BASICOS DE ANTENAS .-

Las antenas son circuitos eléctricos de clase especial. La mayor parte de la energía electromagnética está en su propio circuito ,y también es utilizada para producir trabajo y se convierte en calor. Pero cuando las dimensiones de cableado y de los componentes es comparable con la longitud de onda, algo de energía se escapa por radiación en forma de ondas electromagnéticas. Cuando un circuito es intencionalmente diseñado para que la mayor porción de energía sea radiada ,el circuito es una antena.

Usualmente, la antena es una sección recta de conductor ó una combinación de conductores semejantes. Frecuentemente el conductor es un alambre. Aunque también se utilizan ^{REF. 1} tubos y varillas .

La intensidad del campo magnético radiado de una sección de alambre por la que circula corriente de radiofrecuencia dependen de la longitud del alambre y la cantidad de corriente que fluye en ella. La intensidad del campo también dependen del voltaje através del alambre ,pero es más conveniente la medición de la corriente. Es por tanto deseable hacer la corriente tan grande como sea posible para entregar la cantidad necesaria de potencia de transmisión. En cualquier circuito que contiene resistencia y reactancia, la mayor corriente fluye cuando el circuito es resonante a la frecuencia de operación. Este es el caso con los tipos de antena común ,la corriente que fluye por la antena es grande y la radiación por tanto es grande cuando la antena es resonante.

En la entrada la resistencia, la capacitancia ,y la inductancia se encuentran distribuidos a lo largo del cable. Se dice que dicho circuito tienen parámetros distribuidos. Los circuitos con parámetros distribuidos son frecuentemente conductores alineados ,comumente llamados circuitos lineales.

(REFERENCIA 1)

En este inciso el término "alambre" es usado para hablar de cualquier tipo de conductor teniendo una sección transversal pequeña comparada con su longitud.

La longitud más pequeña del cable que entra en resonancia a una frecuencia dada es aquella longitud suficiente para permitir a las cargas eléctricas viajar de una terminal a otra y regresar en el tiempo de un ciclo de radiofrecuencia. Si la velocidad de una carga viaja a la velocidad de la luz, la distancia que cubre en un ciclo o período es igual a su longitud de onda (λ).

Para que el alambre tenga la longitud de resonancia es necesario permitir que la carga viaje la distancia de longitud de onda dos veces en un ciclo. Por lo tanto el alambre resonante más pequeño es de media longitud de onda. En el caso de la antena, la velocidad es esencialmente constante, las variables a controlar es por lo tanto el voltaje y la corriente.

1.4.1.1 DISTRIBUCION DE VOLTAJE Y CORRIENTE .-

Si el alambre de la antena alcanza una longitud infinita el voltaje y la corriente empezarán a disminuir de amplitud con la distancia. Ese suave decremento sería resultado de disipación de energía en la forma de ondas electromagnéticas radiadas y calentamiento resultado de la resistencia del alambre. Sin embargo, cuando la longitud es pequeña, la carga es reflejada cuando alcanza el final del alambre.

Con excitación de radiofrecuencia en una antena de media longitud de onda. Cuando la corriente alcance el final de la antena ésta es reflejada y fluye en sentido contrario. Esto es porque la carga está circulando en sentido contrario, la siguiente carga alcanza el final, sin embargo las dos corrientes de igual intensidad, fluyendo en direcciones contrarias, existen en el punto del cable. La corriente resultante al final de las antenas es cero.

En el regreso desde el final de la antena, las magnitudes de corrientes de ida y la de regreso no son las mismas, porque las cargas de regreso han sido atenuadas. La cancelación es menor por lo que existe corriente que medir. La mayor diferencia existe en un cuarto de λ a partir del final de la antena.

La atenuación vuelve a incrementarse hasta llegar que la corriente llegue a cero en el otro extremo. Así a media λ de la antena la corriente es nula en los extremos y máxima en el centro. La curva de corriente es llamada onda estacionaria de corriente. Esta onda tiene la forma de media senoide.

El voltaje a lo largo del cable tiene diferente comportamiento, está

tienen su mayor magnitud al final del cable ,por lo que en este punto ,dos cargas prácticamente iguales se suman a lo largo del cable, sin embargo ,la ida y el regreso de la carga no son iguales a lo largo del cable y su suma empieza a disminuirse.

En la mitad de la antena la carga de retorno es igual en magnitud pero en fase opuesta con la carga de ida, los dos voltajes se cancelan. Más allá de la mitad de la antena el voltaje se vuelve a incrementar pero con polarización complementaria.

El voltaje en cada extremo es máximo en el que la corriente es mínima y viceversa.

El máximo punto de la onda estacionaria es llamado antinodo.

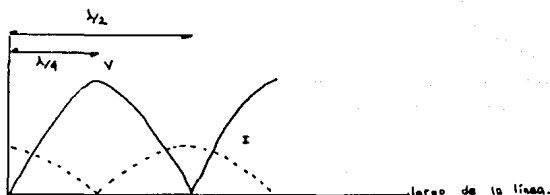


Fig. 1.4.1 Ondas estacionarias en una antena de $\lambda/2$

Cuando el alambre es dos veces ó más de $\lambda/2$ se dice que es armónicamente resonante ,donde el número de armónica es el número de ondas estacionarias. Así, si el alambre es de dos veces $\lambda/2$ hay dos ondas estacionarias. Este concepto es básico en antenas de directividad.

La longitud eléctrica de una antena no es necesariamente la longitud física en λ . La longitud eléctrica es medida por el tiempo tomado para completar el fenómeno de transmisión de una carga.

La longitud de un circuito es tal que la carga que viaja en una dirección toma el tiempo de un ciclo. La longitud de este circuito será 360° . Esto corresponde a una λ . En un alambre que es de media longitud de onda en longitud eléctrica ,la carga completa un viaje de ida en medio ciclo ,y su longitud será 180° . El método angular de medición es también usado para longitudes que no son simples

fracciones o múltiplos de longitud de onda. Para convertir fracciones de longitud de onda a longitudes angulares hay que multiplicar dicha fracción por 360° .

1.4.1.2 VELOCIDAD DE PROPAGACION .-

La velocidad en que las ondas electromagnéticas viajan a través de un medio ,dependen del dieléctrico (constante dieléctrico del medio). En radiofrecuencia la constante dieléctrica de: aire es prácticamente uno, las ondas viajan esencialmente a la misma velocidad.

Si la constante dieléctrica es mayor que uno ,la velocidad de propagación disminuye .Así la introducción de un material aislante tiene una constante dieléctrica mayor que la unidad ,causando que la energía de radiofrecuencia viaje a menor velocidad. Este efecto es encontrado en la práctica en la conexión de antenas y líneas de transmisión.

Esto causa que la longitud eléctrica de la línea o antena será mayor que la longitud física de la misma.

La longitud física de una antena en la práctica es menor que la longitud eléctrica ,la longitud de la antena requiere resonar a la frecuencia dada , independientemente de los efectos dieléctricos, depende de la relación de la longitud y su diámetro.

Reduciendo esta relación, la longitud de la antena se disminuye para una longitud eléctrica dada .Este efecto es conocido como el factor K por el cual la media longitud de onda en el espacio libre debe multiplicarse para encontrar la longitud resonante.

K es una función de la longitud del espacio libre con el diámetro del conductor.

$$K = \lambda / D \dots \dots \dots 0.4.11$$

La curva es basada en consideraciones teóricas y es usada como guía para calcular la probable longitud de la antena para una frecuencia dada. Esto se aplica a conductores con diámetro uniforme.

A frecuencias arriba de 30 Mhz ,la experiencia muestra que la longitud de media longitud de onda de antena es del orden del 5% menor que la longitud en el espacio vacío.

1.4.13 PATRON DE RADIACION GANANCIA Y DIRECTIVIDAD .-

Una gráfica que muestra el actual o la relativa intensidad de campo a una distancia fijada como una función de su dirección desde la antena del sistema, es llamado patrón de radiación.

Se toman las mediciones de la intensidad de campo al rededor del foco y esto se grafica en una hoja polar, cuando sucede esto se ha determinado el patrón de radiación, empleando un medidor de intensidad que indica la cantidad de señal en diferentes ángulos.

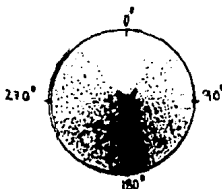


Fig 1.4.3 distribución de intensidad de señal en una antena

1.4.14 ANTENA PARABOLICA .-

Quando la antena es localizada en el foco de un reflector parabólico, es posible mantener una ganancia considerable. Por lo tanto, el ancho del haz de la energía radiada será muy angosto, suministrando toda la energía del elemento directo hacia el reflector.

La ganancia es función parabólica del diámetro del reflector, la precisión de la superficie e iluminación propia del reflector por el alimentador.

La ganancia puede encontrarse de :

G = ganancia de una antena isotrópica

K = factor de eficiencia, cerca del 55%

D = diámetro del plato en ft.

λ = longitud de onda en ft.

desde 420 MHz, el plato parabólico llega a ser una antena práctica. La ganancia es dependiente de la precisión de la superficie, que es más difícil de alcanzar con el incremento de la frecuencia. Los errores de superficie no deben exceder un octavo de la longitud de onda, una malla puede ser utilizada por el reflector como superficie reduciendo el peso y la carga del viento, pero el tamaño de los orificios debe ser menor a un doceavo de longitud de onda.

El soporte debe diseñarse para que provea la forma de una parábola dibujando la curva de una parábola que todos conocemos.

La iluminación óptima ocurre cuando la potencia del reflector en sus esquinas es 10 dB menor que la de la guía de onda circular como alimentación, del diámetro correcto y longitud para la frecuencia y ancho de disparo correcto para la relación de distancia focal a diámetro provee la iluminación óptima para 902 MHz en adelante. Una relación distancia focal a diámetro de 0.4 a 0.6 es considerado ideal para la máxima ganancia y alimentación simple.

La longitud focal al plato se puede encontrar de:

f = longitud focal.

D = diámetro.

d = distancia de profundidad de la boca plana del plato al vértice.

1.4.2 GUÍAS DE ONDA .-

1.4.2.1 CONCEPTOS BASICOS DE GUÍAS DE ONDA.-

Arriba de 2 GHz, el cable coaxial presenta muchas pérdidas para el trabajo de comunicaciones. Afortunadamente a esta frecuencia la longitud de onda de la señal es suficientemente pequeña para permitir eficientemente la transferencia de energía por medios completamente diferentes. La guía de onda es un tubo conductor a través del cual la energía es transmitida en forma de ondas electromagnéticas. El tubo no es considerado como un portador de corriente tal como se entiende en el cable, en este tubo se tiene la propiedad de limitar las ondas

encerradas en el espacio. El efecto de Skin (piel) proviene de que cualquier efecto electromagnético saque a la señal de la guía de onda. La energía es "inyectada" a una terminal, a través de un comportamiento capacitivo o inductivo o por radiación, y es transmitido a la otra terminal en la misma forma. La guía de onda únicamente limita la energía de los campos, que son propagados a través de ella hacia la terminal receptora por medio de reflexiones contra sus paredes internas.

El análisis de la operación de de la guía de onda es basada en la suposición de que el material de la guía de onda es un conductor perfecto. La distribución típica de los campos eléctrico y magnético en una guía de onda rectangular se muestran en la figura.

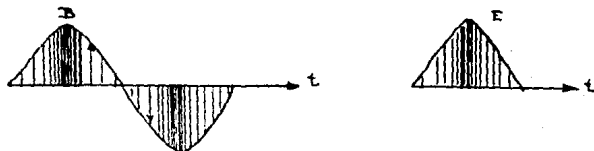


fig 1.4.2. Distribución de potencia, E y B a lo largo de una guía de onda.

La intensidad del campo eléctrico es más grande en el centro de la guía de onda, disminuyéndose a cero en las paredes terminales de la misma. Los campos deben disminuir en esta forma, porque la existencia de un campo eléctrico paralelo a las paredes en la superficie podría causar una corriente infinita que fluye por el conductor perfecto, las guías de onda no pueden transmitir en radiofrecuencia de esta manera.

En la fig. 1.4.2 se representó la distribución básica de los campos eléctrico y magnético en la guía de onda. Hay un número infinito de formas en las que los campos se pueden arreglar en una guía de onda. Cada una de estas configuraciones se le conoce como modo.

Estos modos pueden ser separados en dos grupos generales, uno de ellos, designado como TM (transversal magnético), tiene el campo magnético completamente transversal a la dirección de propagación. El otro tipo, designado como TE (transversal eléctrico), tiene el campo eléctrico completamente transversal a la dirección de propagación.

,pero tiene una componente de campo magnético en esa dirección. Las guías de onda TM son llamadas guías E y las ondas TE son llamadas H. El modo de propagación es identificado por el grupo de letras seguidas de números suscritos. Por ejemplo TE₁₀, TM₁₁, etc.

El número de modos posibles se incrementa con la frecuencia para un determinado tamaño de guía y sólo hay un modo posible para la misma frecuencia que puede ser transmitido.

1.4.2.2 DIMENSIONES DE LA GUÍA DE ONDA .-

En las guías de onda rectangulares la dimensión crítica es X de la fig.1.4.2. Esta dimensión debe ser mayor a media longitud de onda ($\lambda/2$) a la menor frecuencia transmitida. En la práctica, la dimensión es hecha aproximadamente de la mitad de X para permitir la posibilidad de operación en un modo diferente del modo dominante. Para formas de secciones cruzadas la más importante es la circular, se aplican las mismas consideraciones que en la rectangular.

DIMENSIONES DE GUÍA DE ONDA		
	Rectangular	Circular
Corte transversal	2X	3.41r
Longitud con la mínima atenuación.	1.8X	3.2r
Mínima longitud de onda antes del siguiente modo posible.	1.1X	2.3r

tabla 4.2.1 comparación de dimensiones de guías de onda rectangular y circular (de radio r).

La energía entrante a la guía de onda es extraída de la misma por medio de un resonador. La energía frecuentemente es transmitida a

*REFERENCIA 1)

Modo dominante.

través de las líneas coaxiales .Existen dos métodos de acoplamiento de una línea coaxial.

Para probar el acoplamiento A de la fig.1.4.8 simplemente una corta extensión del conductor entrante de la línea coaxial, orientada paralelamente a las líneas eléctricas de fuerza, induce los campos eléctricos y magnéticos a dicho cable. El lazo mostrado en la figura B de la fig. 1.4.8 es arreglado para que cierre algunas de las líneas de fuerza magnética .El punto en el cuál se tiene el máximo acoplamiento es obtenido de la forma de propagación en la guía.

El acoplamiento es máximo en donde se tiene la mayor intensidad de campo.

El acoplamiento puede ser variado por giro del probador ó lazo en un ángulo de 90° . Cuando el probador es perpendicular a las líneas eléctricas el acoplamiento es mínimo; similarmente, cuando el plano de lazo es paralelo a las líneas magnéticas el acoplamiento es mínimo.

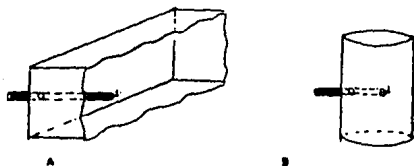


fig. 1.4.8. Acoplamiento de línea coaxial y guía de onda y resonadores.

Si una guía de onda es abierta en alguna de sus terminales, esta radiara energía. Esta radiación puede ser realizada grandemente por destello de guía de onda para formar una antena piramidal o bocina. La bocina actúa como una transición entre los límites de la guía de onda y el espacio libre. El efecto de impedancia propia de la bocina debe ser al menos $1/2 \lambda$ por lado. Una bocina con estas dimensiones tiene un patrón de radiación unidireccional hacia la transición de la guía de onda. La ganancia a la frecuencia de corte es 3dB, incrementándose Edb con cada doble frecuencia, las bocinas son muy empleadas en trabajos de microondas, pero como radiadores primarios y como elementos

1.4.2.3 DESARROLLO DE LA GUIA DE ONDA. -

Suponga que una línea de dos cables es usada para portar energía de radiofrecuencia del generador a la carga. Si la línea tiene una longitud apreciable esta debe ser mecánicamente soportada. La línea deberá estar bien aislada del soporte para evitar altas pérdidas. Como los aislantes de alta calidad son difíciles de construir a altas frecuencias la alternativa lógica es soportar la línea con tramos de cable de $1/4$ de longitud de onda, cortadas en el final opuesto de la línea alimentadora. La terminal abierta de cada cable presenta una impedancia infinita en la línea de transmisión.

Sin embargo, el enlace cortado tiene una longitud finita, y por lo tanto alguna inductancia. El efecto de dicha inductancia puede eliminarse haciendo que la corriente de radiofrecuencia fluya en las paredes de metal en lugar del cable delgado. Si la pared es suficientemente larga, este proveerá a las líneas de fuerza magnética alrededor de la corriente de radiofrecuencia.

Un número infinito de soportes de un cuarto de longitud de onda deben conectarse en forma paralela sin afectar las ondas estacionarias de voltaje y corriente. La línea de transmisión podría ser soportada tanto de la parte superior como de la parte inferior, y cuando el número infinito de soporte son añadidos, ellos forman las paredes de la guía de onda en la frecuencia de corte. La fig. 1.4.6. ilustra como una guía de onda se desarrolla de dos cables paralelos como se ha descrito.

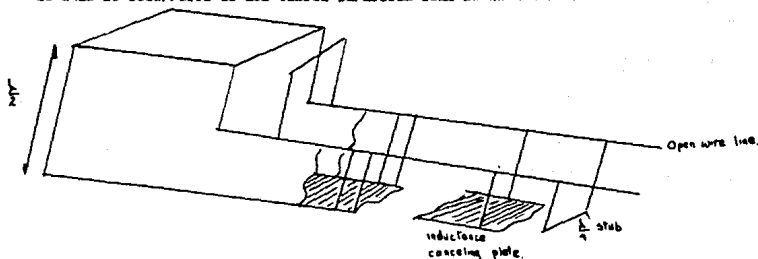


Fig. 1.4.6. desarrollo de una guía de onda a partir de dos conductores.

Mientras la operación de las guías de onda es usualmente descrito en términos de campos ,la corriente fluye en las paredes internas, justo como en dos líneas de transmisión . A la frecuencia de corte de la guía ,la corriente es concentrada en el centro de las paredes ,y se dispersa hacia el piso y techo cuando la frecuencia se incrementa.

1.4.2.4. VELOCIDAD DE TRANSMISION EN UNA GUIA DE ONDA. -

El modo de operación de una guía de onda se entiende como las características de configuración de campos electromagnéticos en el plano transversal de la guía de onda ,dicha configuración no varía a lo largo de la guía.

Los modos de operación están definidos como la transmisión de una señal electromagnética a lo largo de un tubo de conductor perfecto. Si el campo eléctrico de una señal electromagnética es perpendicular al techo y piso de la guía de onda el campo eléctrico haría corto circuito con las paredes, ya que se asume que éstos son conductores perfectos, y así no podría existir diferencia de potencial entre ellas. Lo que se buscaría es algún método de propagación en el que el campo eléctrico se encuentre cerca de las paredes y simultáneamente paralelo para evitar un corto circuito. Esto es posible enviando la onda hacia la guía de onda en zig-zag haciendo variar el campo eléctrico de cero en las paredes a un máximo en el centro de la guía de onda. En este caso las paredes no harían corto circuito .

En este tipo de propagación por reflexión además de la componente normal existe una componente en la dirección de la propagación de la señal, esta componente extra en la propagación significa que las ondas ondas electromagnéticamente transversales ,porque existe un campo eléctrico y magnético adicional con componente en la dirección de propagación.

Así el modo de propagación en el que no existe componente de campo eléctrico en la dirección de propagación es llamado TE (transversal eléctrico) ,y en el modo de propagación en el que no existe componente de campo magnético en la dirección de propagación es llamado TM (transversal magnético)

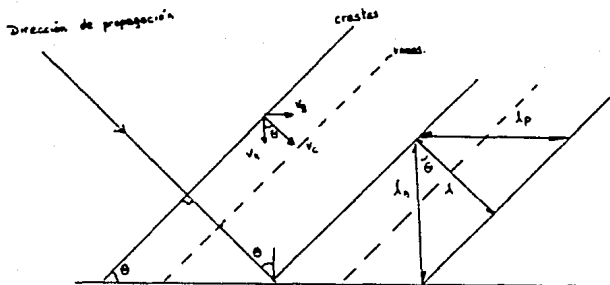


Fig. 1.4.5. Diagrama vectorial de la transmisión en zig-zag

De la fig.1.4.5 se muestran los frentes de onda incidentes en un conductor perfecto. Las ondas viajan diagonalmente de izquierda a derecha, como se indica, y tienen un ángulo de incidencia θ .

De la fig.1.4.5. y con simple trigonometría :

$$v_e = v_c \cdot \text{sen} \theta \dots \dots \dots \text{u. e. a}$$

$$v_e = v_c \cdot \text{cos} \theta \dots \dots \dots \text{u. e. b}$$

De la misma forma en la misma fig.1.4.5. se puede observar que existen dos componentes de longitud de guía de onda, entendiéndose como longitud de onda la distancia entre dos puntos sucesivos iguales de la onda, como dos crestas sucesivas, en la dirección de medición, que es la de propagación. Las relaciones para obtener λ_p y λ_n en función de λ que es la longitud de onda de la señal en la dirección de propagación, son determinadas con la ley de los senos de la siguiente forma :

$$\frac{\lambda}{\text{sen} \theta} = \frac{\lambda_p}{\text{sen} \theta_e / 2} \quad \therefore \lambda_p = \frac{\lambda}{\text{sen} \theta} \dots \dots \dots \text{u. e. a}$$

$$\frac{\lambda}{\sin(\theta - \pi/2)} = \frac{\lambda_p}{\sin \theta} \quad \therefore \lambda_p = \frac{\lambda}{\cos \theta} \dots \dots \dots 1.4.7$$

esto no solo muestra que la longitud de onda depende de la dirección en que es medida, sino también de ángulo de incidencia. La longitud de onda es mayor en cualquier dirección diferente a la de propagación.

Cualquier onda electromagnética tiene dos tipos de velocidad, una en la que se propaga y otra en la que cambia de fase.

En el espacio libre estas dos velocidades son las mismas y dicha velocidad es llamada velocidad de la luz (V_c). Y esta es definida como λf cuyo valor es de 3×10^8 (m/s) en el espacio libre.

Relacionando las ecuaciones 1.4.5 y 1.4.8 con la definición de la velocidad en el espacio libre :

$$v_p = f \lambda_p = \frac{f \lambda}{\sin \theta} = \frac{V_c}{\sin \theta} \dots \dots \dots 1.4.8$$

Esta velocidad es con la que varía la fase de la señal y es llamada velocidad de fase.

Agregando la segunda pared paralela a la que se ha estado estudiando hasta ahora, se tendrá un corto circuito debido a su efecto reflector.

El patrón de ondas electromagnéticas será destruido a menos de que estas segundas paredes conductoras sean colocadas en la posición adecuada.

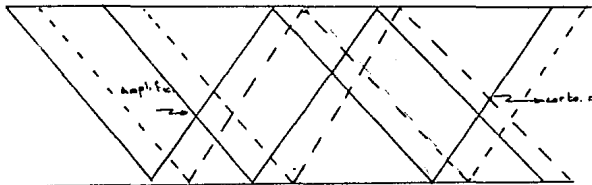


fig. 1.4.6. Reflexiones en una guía de onda de plano paralelo

La figura 1.4.8 muestra el efecto de la segunda pared conductora colocada a una distancia de $3\lambda/2$ de la primera.

La segunda pared debe estar separada a una distancia tal que esta sea un múltiplo de medias longitudes de onda, si esto es posible. Este arreglo es acompañado del cambio en el ángulo de incidencia, que evitaría la eliminación del patrón creado por la primera pared.

Si se denomina como a a la distancia entre las paredes, la cuál debe ser tal que la intensidad del campo eléctrico debido a la primera pared sea cero :

$$a = \frac{m\lambda n}{2} = \frac{m\lambda}{2\cos\theta} \quad \cos\theta = \frac{m\lambda}{2a} \dots\dots\dots(1.4.8) \quad "$$

Donde:

a = distancia entre las paredes

m = número de medias longitudes de onda de intensidad eléctrica a ser establecido entre las paredes.

La ecuación 1.4.8 muestra que para una separación dada entre las paredes, el ángulo de incidencia es determinado por la longitud de onda de la señal en el espacio libre.

De las ecuaciones 1.4.8 y 1.4.9 :

$$\lambda_p = \frac{\lambda}{\sin\theta} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \cos^2\theta}} \dots\dots\dots(1.4.10)$$

De la ecuación 1.4.10 es fácil observar que la longitud de onda en el espacio libre es incrementada, hasta llegar a un punto en el que la longitud de onda no se pueda propagar en la guía con los parámetros a y n fijos. La longitud de onda en el espacio libre en la que esto sucede es llamada longitud de onda de corte, y es definida como la máxima longitud de onda en el espacio libre capaz de propagarse en la guía de onda bajo las condiciones establecidas para la misma. De la ecuación 1.4.10, la longitud de onda de corte es el valor de λ para la cuál λ_p llega a ser infinito, bajo estas condiciones el denominador se hace cero, y aplicando la ecuación 1.4.9 tenemos que:

(10)

$$\frac{m\lambda_0}{2a} = 1$$

$$\lambda_0 = \frac{2a}{m} \dots\dots\dots \text{u. e. m.}$$

Donde λ_0 es la longitud de onda de corte.

CAPITULO II

CAPITULO II.-

2.1.-ESPECIFICACIONES DEL PROBLEMA.-

Los sistemas de transmisión de información por microondas constituyen en nuestros días ,junto con los cables coaxiales, fibra óptica y los satélites de comunicación ,elementos esenciales en la infraestructura de las telecomunicaciones mundiales.

La propagación de las ondas electromagnéticas ,toma muchas formas debido a las condiciones de frecuencia, distancia de propagación, naturaleza eléctrica de la tierra, las capas atmosféricas de la tropósfera y de la ionósfera.

Cuando utilizamos las microondas para crear un medio de transmisión, es necesario considerar, un enlace completo formado de muchos tramos.

Al hacerse un enlace de microondas debemos fijar ,principalmente para que fines se va a crear ,qué calidad es necesaria ,cuál es el grado de confiabilidad requerida y elegir el enlace más adecuado para que la construcción y el mantenimiento resulten lo más económico posible.

Los pasos de diseño se pueden resumir en la tabla 2.1.

Orden de construcción del enlace de ondas.	
1	OBJETIVO PARA LA CREACION DEL ENLACE : A.- Objetivo de utilización. B.- Número de canales. C.- Calidad. d.- Grado de confiabilidad.
2	DISEÑO DEL ENLACE : A.- Diseño del sistema. a.- Dimensión de transmisión. b.- Tipo de retransmisión. c.- Tipo de comunicación. d.- Tipo de modulación. e.- Equipos utilizados. B.- Diseño de propagación. a.- Ruta de enlace. b.- Localización del enlace. c.- Tipo de antena y polarización. d.- Características de propagación. e.- Método para reducir desvanecimientos. f.- Interferencia de ondas.

tabla 2.1.a. pasos de diseño.

3	DISEÑO DE LA OBRA : A. - Edificio para la estación. B. - Tipo de Torre. C. - Distribución de los equipos. D. - Plano de la instalación eléctrica. E. - Método de construcción.
4	PRUEBA : A. - Equipo. B. - Instalación total. C. - Región. D. - Enlace total.

Fig. 2.1. b. pasos de diseño.

La parte relacionada con la propagación de microondas queda comprendida en los puntos 1 y 2 de la tabla 2.1. y el resto queda incluido en el diseño del sistema.

Para determinar la calidad del medio de transmisión de los diferentes tramos es necesario conocer la relación señal a ruido (C/N) que es el factor más importante en el diseño.

El grado de confiabilidad de los enlaces inalámbricos está íntimamente relacionado con la probabilidad de falla de los equipos transmisor y receptor. El aumento de la señal de interferencia con respecto al umbral de recepción propio del equipo y la ruptura del enlace por la aparición de desvanecimientos.

El grado de confiabilidad de un enlace se expresa en porcentaje de probabilidad de que la señal recibida tenga un nivel de ruido superior al umbral de recepción de los equipos con los que se está diseñando. Dicho valor variará dependiendo de las condiciones climáticas del lugar en donde se instalará el equipo, la irregularidad del terreno, la distancia entre terminales.

En general la presión, la humedad y la temperatura de la atmósfera terrestre disminuyen conforme aumenta la altura sobre el nivel del mar, igual que el índice de refracción de la atmósfera se reduce, por lo cual las microondas se propagan en forma curva descendente en la atmósfera normal. Sin embargo, la propagación de las microondas es complicada debido a la influencia de los fenómenos de reflexión, difracción, absorción, dispersión, etc. que se presentan por la

topografía de la trayectoria de propagación y estado atmosférico. Además en la práctica en la propagación de microondas se originan frecuentemente variaciones de intensidad de campo y en ocasiones este descenso de intensidad de campo hace que el estado sea imposible de utilizarse como enlace, por lo cual al utilizar las microondas, es muy importante seleccionar una trayectoria, donde no se puedan originar propagaciones anormales ó bien estimar con anterioridad las condiciones de variación que puedan surgir.

2.1.1. CONDICIONES CLIMATOLÓGICAS DE LA REPUBLICA MEXICANA, -

Para entender los principales parámetros que definen climatológicamente a una zona es necesario entender lo que dice el reporte 338 del CCIR :

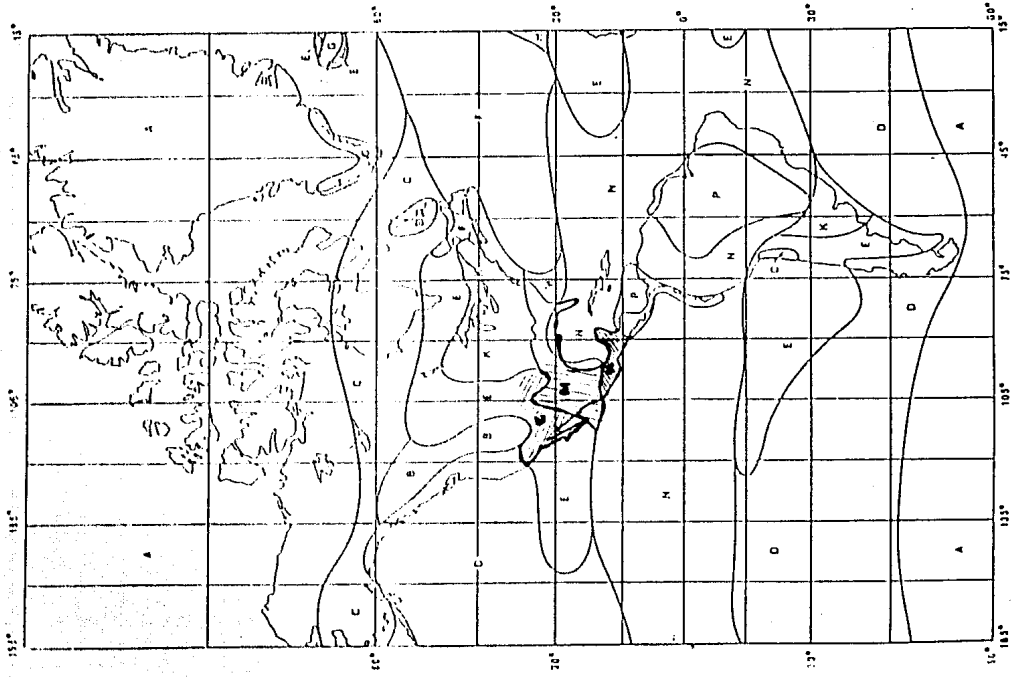
Normalmente es necesario únicamente considerar la atenuación debido a la lluvia para sistemas que operan a frecuencias superiores a los 5 GHz .

Muchas mediciones detalladas y modelos de extrapolación de datos experimentales han sido hechos en años recientes, en dichas mediciones se ha observado que las precipitaciones de alta intensidad tienden a concentrarse en periodos de tiempo muy cortos , típicamente en pocos minutos .Consecuentemente ,la distribución de la intensidad depende del tiempo de muestreo empleado.

Los resultados obtenidos se resumen en la tabla 2:1. ,la cuál se basa en los mejores datos experimentales .En la práctica ,la transición de comportamiento de lluvia entre una zona y otra no es muy abrupta ,la taza de lluvia varía de una localidad a otra dentro de una zona.

Para cálculos de diseño ,el uso de la tabla 2.1. y mapa de zonas es sugerido. Los valores de intensidad de lluvia para un porcentaje de 0.01% del tiempo son utilizados para el modelos de cálculo de este reporte.

(REFERENCIA 1)
CONOCIDAS COMO DESVAÑECIMIENTOS



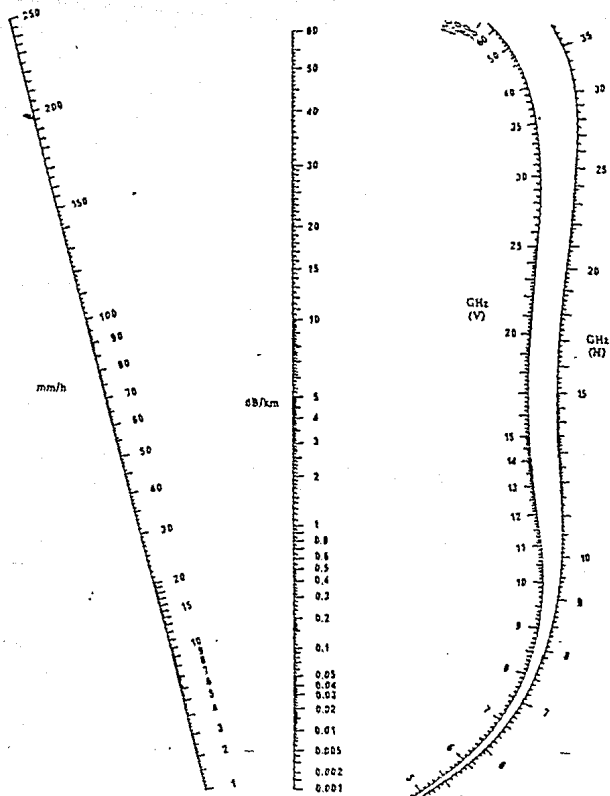


fig. 2.2. nomogramas

La atenuación por lluvia puede ser evaluada .Asumiendo que las gotas son esféricas ,y que estas tienen relacionado una atenuación γ debido a la intensidad de lluvia y frecuencia de operación .

El comportamiento de dicho coeficiente de atenuación ha sido extrapolado en los nomogramas de atenuación por lluvia fig.2.2. Dichos nomogramas han sido obtenidos de la base de datos experimentales.

Para establecer matemáticamente el comportamiento de un sistema de microondas en la República Mexicana, se deben elaborar las gráficas de atenuación por lluvia ante diferentes tasas de probabilidad de la misma. Basándonos en los mapas del reporte 721-1 del CCIR la República Mexicana comprende tres zonas:

E - Que corresponde a las zonas desérticas, con poca precipitación anual

M - Que corresponde a las zonas de clima templado, con precipitación regular (95 mm/h) anual.

N - Que corresponde a regiones con alto grado de precipitación anual (1800 mm/h).

Además de los nomogramas de atenuación específica por lluvia μ , la tasa de lluvia al 10% del tiempo es un indicador de la cantidad de precipitación en los 365 días del año. Esta tasa está en mm/hr, sin embargo en las mediciones cada minuto se puede realizar la conversión a mm/min. La forma en que se toma una tasa de lluvia dada durante un porcentaje de tiempo es la siguiente:

i) Tener cada minuto una lectura de la tasa de lluvia, durante un intervalo largo de tiempo, por ejemplo uno ó varios años.

ii) Hacer una tabla de intensidad por lluvia contra número de muestras que la poseen (ver tabla 2.2). El número de muestras con una cierta precipitación dividido entre el número de muestras total, de período de medición corresponde al porcentaje del tiempo.

Como se indica en el reporte 338 del CCIR, la estimación de la atenuación se toma a partir de un 0.01% del tiempo, para después determinar las demás tasas.

Las siguientes gráficas establecen una relación entre el porcentaje del tiempo y la atenuación en dB por lluvia, que dependen de la frecuencia, las condiciones climatológicas y la longitud del tramo.

CxO	M	N	E
1.0	4	5	1
0.3	11	15	3
0.1	22	35	6
0.03	40	65	12
0.01	63	95	22
0.003	95	140	41
0.001	120	180	70

Tabla 2.2. características de las zonas climáticas de la República Mexicana

De acuerdo con el reporte 338 del CCIR la probabilidad de que el nivel de la señal varíe conforme a una distribución de probabilidad de Rayleigh^{REF. 2}, se puede describir en forma estadística el comportamiento del desvanecimiento de la siguiente forma :

$$P_{RN} = \gamma \cdot Q \cdot f^{-1} \cdot d^{-2} \quad (2.3.1)$$

donde :

K = factor de condiciones climáticas.

Q = factor de condiciones del terreno.

f = frecuencia (MHz)

d = longitud del trayecto.

Los parámetros K y Q dependen de la región que se esté analizando y para ello se tienen una tabla con los valores de dicha K dependiendo de la clasificación climática del lugar.

El valor de Q depende de la rugosidad del terreno, y ésta es diferente en cada lugar.

REFERENCIA 2 :

Probabilidad obtenida a partir de la función probabilística Γ (gamma)

ZONA	K
NORTE	$\frac{6}{5} - \frac{4}{5}$
EQUINOP.	$\frac{4}{3}$
SUR	$\frac{4}{3} - \frac{3}{2}$

Tabla 2.6 valores de K para las diferentes zonas climáticas.

2.1.2. DIAGRAMA DE BLOQUES.-

Para resolver el problema en forma metódica es necesario dividir el mismo en bloques funcionales.

Los principales problemas a los que se enfrentan el diseño de un sistema de microondas son:

- i) El índice de refracción que sufren los rayos y su comportamiento en las zonas de Fresnel.
- ii) La curvatura de la tierra.
- iii) El desvanecimiento que sufre la onda debido a la lluvia.
- iv) La interferencia producida por sistemas de microondas existentes.
- v) Determinar la posición de las antenas para que el sistema reciba la señal dentro del rango determinado por el fabricante (nivel de umbral).

En forma esquemática la secuencia a seguir para resolver el problema es:

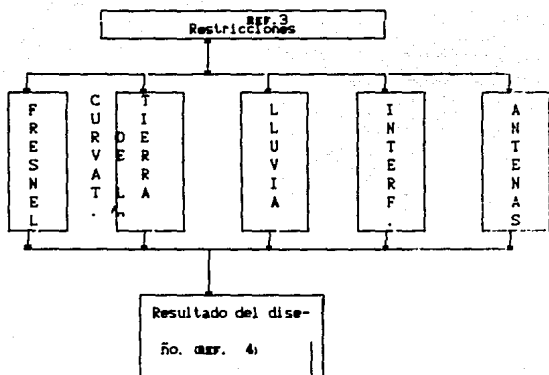


fig. 2.1. diagrama de bloques de la forma en que se va a solucionar el problema.

REFERENCIA 3)

Parámetros que se deben respetar para el correcto funcionamiento del sistema.

REFERENCIA 4)

Mostrar tanto numéricamente como gráficamente que el resultado de cada uno de los módulos arroja una solución satisfactoria del sistema a instalar.

2.2.1 MODULOS FUNCIONALES EN LOS QUE SE PARTICIONA EL PROBLEMA .-

2.2.1.1. INDICE DE REFRACCION Y ZONAS DE FRESNEL .-

1) INDICE DE REFRACCION .-

La refracción es el fenómeno por el cual una onda electromagnética cambia de dirección cuando esta pasa de un medio con un índice llamado índice de refracción a otro con diferente índice de refracción. La onda refractada obedece a la ley de Snell donde :

$$n_0 \cdot \sin i_0 = n_1 \cdot \sin i_1 \dots \dots \dots \text{d. 2.11}$$

donde n_0 y n_1 son los índices de refracción de la zona 0 y zona 1 respectivamente.

Esto es :

La desviación del rayo dependerá del ángulo de incidencia y los diferentes índices de refracción. El índice de refracción presenta un comportamiento exponencial negativo con la altura sobre el nivel del mar y de las condiciones atmosféricas como son la presión de vapor de agua y la presión atmosférica. Dicho comportamiento exponencial se expresa de la siguiente manera :

$$n(h) = 1 - a \cdot e^{-b \cdot h} \dots \dots \dots \text{d. 2.21}$$

donde:

h = altura sobre el nivel del mar (km)

a, b = constantes que dependen de la condición atmosférica.

Bajo condiciones atmosféricas normales:

$$n(h) = 1 - 15.8 \cdot 10^{-6} \cdot e^{-0.000145 \cdot h} \dots \dots \dots \text{d. 2.22}$$

Considerando que la atmósfera está dividida en capas con diferente índice de refracción (fig. 2.2) con respecto a la altura y aplicando la ley de Snell :

$$n_0 \cdot \text{sen } i_0 = n_1 \cdot \text{sen } i'_0$$

$$n_1 \cdot \text{sen } i_1 = n_2 \cdot \text{sen } i'_1 \dots \dots \dots \text{d.2.D}$$

Aplicando la ley de los senos:

$$\frac{r_0}{\text{sen } i_1} = \frac{r_1}{\text{sen } i'_0} \quad \frac{r_1}{\text{sen } i_2} = \frac{r_2}{\text{sen } i'_1} \dots \dots \dots \text{d.2.E}$$

Se demuestra que:

$$n_0 \cdot r_0 \cdot \text{sen } i_0 = n_1 \cdot r_1 \cdot \text{sen } i_1 = n_2 \cdot r_2 \cdot \text{sen } i_2 \dots \dots \dots \text{d.2.F}$$

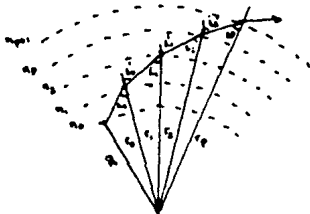


fig. 2.2. curvatura de un rayo en un medio con capas esféricas de índice de refracción variable.

Aplicando las ecuaciones anteriores a las condiciones de geometría de la tierra ($r_0 = a$) donde a es el radio de la tierra. Entonces:

$$n_0 \cdot a \cdot \text{sen } i_0 = n(h) \cdot (a+h) \cdot \text{sen } i_1 \dots \dots \dots \text{d.2.G}$$

Como $n(h) \geq 1$ y $h \ll a$:

$$n \cdot \text{sen } i_0 \approx \left[\frac{n(h)}{a} + h \right] \text{ sen } i_1 \dots \dots \dots \alpha.2.7$$

Esto implica que podemos representar el fenómeno de refracción de las microondas en una tierra plana y capas atmosféricas también planas. (fig. 2.3).

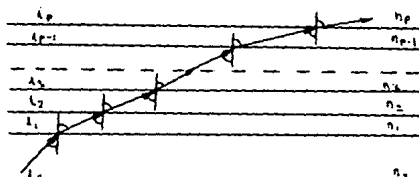


fig. 2.3 Curvatura de un rayo en un medio con capas planas de diferente índice de refracción.

De acuerdo con esto se puede definir un índice de refracción modificado, aplicado a capas planas.

$$m(h) = \left[\frac{n(h)}{a} + h \right] \dots \dots \dots \alpha.2.8$$

Debido a que $n(h)$ y $m(h)$ son muy cercanos a la unidad se requiere de un factor para poder interpretar dichas cantidades.

Este es el índice de refractividad que es definido por $n(h)$ multiplicado por un factor de 1×10^6 y es llamado N .

El índice de refractividad modificado que es definido por $m(h)$ multiplicado por 1×10^6 y es llamado M .

La gráfica de la altura contra el índice de refracción son dibujados como una función de los parámetros meteorológicos. Para una atmósfera estándar el perfil del índice de refracción es una recta

condiciones subestándares⁵. En estos casos aparecerán los ductos. Los ductos son regiones de la atmósfera donde la onda electromagnética queda atrapada entre dos niveles de altura y continúa propagándose en forma análoga a una guía de onda, debido a la variación de pendiente del índice de refracción. La fig. 2.4 muestra algunos perfiles del índice de refracción con algunos ejemplos de ductos.

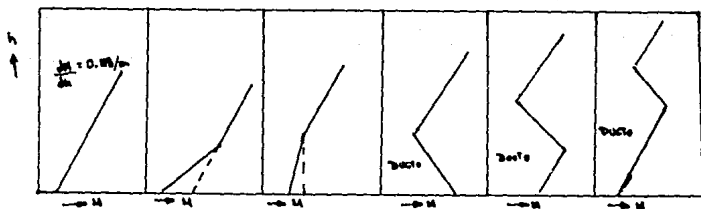


fig. 2.4. perfiles de índice de refracción.

Los ductos se pueden formar cerca de la superficie de la tierra ó en zonas de altura de 5,000 ft por arriba de la superficie terrestre. La formación de ductos es debida principalmente al vapor de agua contenido en la atmósfera, éste tiene gran influencia sobre el índice de refracción comparada con la influencia del gradiente de temperatura. Por esta razón la formación de ductos sobre grandes cuerpos de agua aparecen como un cinturón de viento sobre los océanos. Los ductos sobre la superficie terrestre son menos comunes.

(REFERENCIA 5)

Estas son la inversión térmica, vientos calientes sobre la superficie fría del mar, distribución de masa de aire con temperaturas constantes.

II) ZONAS DE FRESNEL .-

Según la fig.2.5 T será el objeto oscilador y R será el punto receptor

\overline{TR} será un trayectoria pequeña que los une y será una línea directa. Conforme la trayectoria se aleje de TR, la trayectoria se hace más larga y la fase previa que recibe R se verá atrasada, con respecto a la fase de la trayectoria directa.

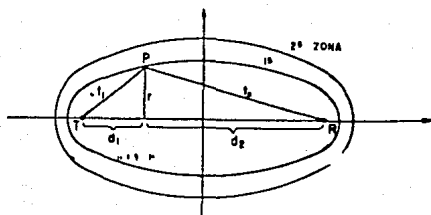


Fig. 2.5 zona de Fresnel

Basándonos en la trayectoria directa TR y su fase de onda, podemos formar las fases de los vectores de las ondas pequeñas hasta π , que es la unidad que nos sirve para medir los retrasos de las fases de ondas, en cuyo caso la intensidad de campo de receptor, que es la suma de estos vectores, tenderá a ser positiva; en cambio si tomamos los vectores hasta 2π , veremos que la fase es completamente contraria y la intensidad de campo, suma de todos estos vectores, se verá reducida. Este aumento ó reducción se repite por cada diferencia π de las fases de ondas, y considerando que el número es ilimitado, en el punto

receptor, al final la intensidad de campo suma de todas converge una constante que se llama pérdida de propagación en el espacio libre.

A la primera zona, ó sea hasta π , se le conoce como primera zona de Fresnel, hasta 2π , segunda zona de Fresnel y así continúa sucesivamente.

Así, refiriéndonos a la fig.2.5 y expresando las diferentes fases en longitudes de onda matemáticamente se tiene:

$$\overline{TR} = d$$

$$\overline{TAR} = \overline{TR} + \lambda = \frac{d + \lambda}{2}$$

$$\overline{TBR} = \overline{TR} + \lambda = d + \lambda$$

$$\overline{TCR} = \overline{TR} + 2\lambda = \frac{d + 2\lambda}{2} \dots\dots\dots d.2.e$$

Cuando se varía el grado del paso de la zona de Fresnel, la intensidad de campo también varía; la relación entre la variación de la pérdida ó ganancia se muestra en la fig.2.8.

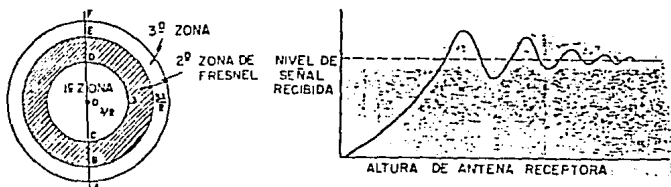


fig.2.8. Relación entre la variación de la intensidad de campo y la variación de la zona de Fresnel.

En la fig.2.7, si tomamos la línea directa \overline{TR} de la primera zona de Fresnel y trazamos todas las trayectorias con una distancia $\lambda/2$ mayor que \overline{TR} , ó sea, una diferencia de fase de π , y unimos los puntos, veremos que todos quedan incluidos dentro de una elipsoide de

revolución que se conoce como primera zona de Fresnel.

La fig.2.5 muestra el corte transversal de la elipse de la revolución en cualquier punto del eje a una distancia d_1 de R y a una distancia d_2 de T; este corte presenta una figuras circulares de Fresnel. Para calcular el radio de la primera zona de Fresnel se utiliza la siguiente fórmula:

$$r_1 = \sqrt{\frac{\lambda \cdot d_1 \cdot d_2}{d}} \dots\dots\dots (2.2.10)$$

y para la n -ésima zona de Fresnel :

$$r_n = \sqrt{n \cdot \lambda \cdot \frac{d_1 \cdot d_2}{d}} \dots\dots\dots (2.2.11)$$

Si nosotros transmitimos ondas eléctricas abarcando únicamente la primera zona de Fresnel, veremos que su intensidad de campo es teóricamente el doble que el de las ondas que se propagan en el espacio libre.

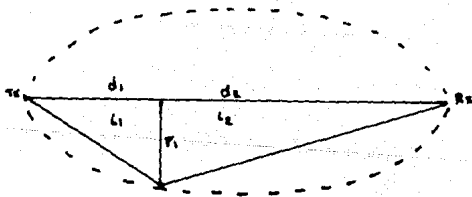


fig. 2.5 Primer zona de Fresnel.

Para demostrar la ecuación, a partir de la definición de la zona de fresnel expresada matemáticamente por las ecuaciones 2.2.9, en donde $\overline{TR} = d = dz + dz_2$ y \overline{TAR} es la trayectoria formada por \overline{TA} y \overline{AR} .

$$\overline{TR} = d = dz + dz_2 \quad (2.2.10)$$

Por pitágoras, de los triángulos TAF_n y ARF_n de la figura 2.7 :

$$\overline{TA} = \sqrt{dz^2 + h^2} = dz \sqrt{1 + \left(\frac{h}{dz}\right)^2} \quad (2.2.11)$$

$$\overline{AR} = \sqrt{dz_2^2 + h^2} = dz_2 \sqrt{1 + \left(\frac{h}{dz_2}\right)^2} \quad (2.2.12)$$

Utilizando la serie de Taylor :

$$\left(1 + x\right)^{1/2} = 1 + \frac{1}{2}x - \frac{1}{8}x^2 + \dots$$

y debido a que

$$\left(\frac{F_n}{d}\right)^2 \ll 1, \text{ es suficiente considerar únicamente las dos primeros términos de la serie de Taylor.}$$

Las ecuaciones (b) y (c) quedan expresadas de la siguiente forma:

$$\overline{TA} = dz \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{F_n}{dz} \right)^2 \right] \quad (2.2.13)$$

$$\overline{AR} = dz_2 \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{F_n}{dz_2} \right)^2 \right] \quad (2.2.14)$$

De la ecuación (a) :

$$\frac{n\lambda}{2} = \overline{TA} + \overline{AR} - d_1 - d_2 \dots\dots\dots (a')$$

Sustituyendo (b') y (c') en (a') :

$$\frac{n\lambda}{2} = \sqrt{r^2 + (d_1 + d_2)^2} + r - d_1 - d_2 \dots\dots\dots (a'')$$

$$\frac{n\lambda}{2} - r = \sqrt{r^2 + (d_1 + d_2)^2} - r \dots\dots\dots (b'')$$

$$\frac{n\lambda}{2} - r \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right) = Fn^2 \left(\frac{d_1 + d_2}{r_1 + r_2} \right) = Fn^2 \left(\frac{d}{r_1 + r_2} \right)$$

Despejando Fn :

$$Fn = \sqrt{\frac{n \cdot \lambda \cdot d \cdot d_1 \cdot d_2}{d}}$$

Que corresponde a la ecuación del cálculo del radio de la zona n de Fresnel.

2.2.1.2. CURVATURA DE LA TIERRA .-

Antes de efectuar pruebas de propagación entre los puntos que preelminarmente se han escogido, es necesario construir un diagrama del perfil del terreno entre los puntos ,incluyendo las alturas de los puntos y de los obstáculos ,tomadas de mapas topográficos.

Bajo condiciones atmosféricas normales ,la trayectoria del rayo es doblada hacia abajo cuando un incremento de altura provoca un decremento del índice de refractividad N. Sin embargo ,en una superficie plana equivalente ,la trayectoria del rayo es doblada

hacia arriba ,como un incremento de la altura dado el valor elevado de el indice de refractividad modificado para capas planas N .

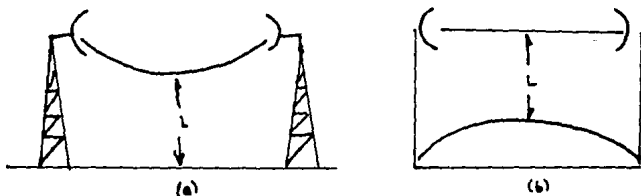


fig.2.9 libramiento de trayectorias (a) tierra plana (b) tierra con radio de curvatura modificado.

Para calcular el radio de curvatura modificado de la tierra se parte de las condiciones normales de la atmósfera en donde el índice de refracción (ec.2.2.7) varía con respecto a la altura en forma constante. En este caso $n(h)$ puede expresarse como :

$$n(h) = \frac{n(0)}{dh} + h \cdot \frac{dn}{dh} \dots \dots \dots \text{a.2.12}$$

De las ecuaciones 2.2.12 y 2.2.7 se obtiene :

$$n_0 \cdot \sin i_0 = \left[\frac{n(0)}{dh} + h \cdot \frac{dn}{dh} + h \right] \cdot \sin i_1 \dots \dots \text{a.2.13}$$

Comparando las ecuaciones 2.2.7 y 2.2.13 se tienen una ecuación de ley de Snell para la tierra con un radio hipotético de :

$$a_0 = \frac{1}{\frac{1}{a} + \frac{dn}{dh}} \dots \dots \dots \text{a.2.14}$$

En este caso hipotético ,como el radio atmosférico del índice de refractividad es constante $n(0)$ a cualquier altura, la trayectoria

del rayo es una línea recta.

Este caso es muy empleado para checar la línea de vista con un mapa de perfil del radio efectivo de la tierra. En donde se considera la relación que existe entre el radio efectivo de la tierra y el radio real de la misma, es decir:

$$K = \frac{a_e}{a} \dots \dots \dots 2.2.12$$

el valor de K es llamado *factor efectivo de radio terrestre* o factor K.

Se puede expresar cualquier cambio en la atmósfera como una variación equivalente del factor K que, multiplicado por el radio terrestre, da el radio efectivo de la tierra, que equivale a la curvatura de la tierra menos la curvatura del haz de microonda. Cualquier cambio de K puede demostrarse gráficamente mediante dos formas:

i) Se hace una gráfica del perfil sobre la curvatura efectiva de la tierra $K \cdot a$ mostrando el haz de microondas como una línea recta.

ii) La gráfica del perfil hecho sobre una superficie terrestre plana con el haz de microondas teniendo una curvatura relativa de $K \cdot a$.

La tabla 2.2 muestra los valores de N(h) y M(h) bajo condiciones atmosféricas normales.

exponencial	N(h)	$313 e^{-0.1100 h}$
	M(h)	$N(h) + \frac{h}{a} \cdot 10^6$
termodinámica	N(h)	$77.8P + 8.73 \times 10^{-6} \frac{e}{T^2}$
	M(h)	$N(h) + h/a \cdot 10^6$

Tabla 2.2. valores de N y M en condiciones normales.

donde T = temperatura absoluta (K).

P = presión atmosférica (mb)

e = presión de vapor de agua (mb).

Bajo condiciones atmosféricas normales $K=4/3$

2.2.1.3. INDISPONIBILIDAD POR LLUVIA .-

El método para estimar la atenuación por lluvia según el reporte 338 del CCIR.

i) Obtener la intensidad de lluvia prevista para el 0.01 % del tiempo en 1 minuto de integración

ii) Computar la atenuación específica γ_a (dB/Km) para la frecuencia, polarización, e intensidad de lluvia de interés utilizando el nomograma de la figura 2.10.

iii) Computar la longitud efectiva de trayectoria l_{ef} del enlace multiplicando la longitud real de la trayectoria L por un factor de reducción. El factor r es :

$$r = \frac{90}{90 + 4L} \quad \text{Ecuación (2.2.16)}$$

iv) Estimación de la atenuación cuando excede un 0.01 % de tiempo .

$$A_{0.01} = \gamma_a \cdot l_{ef} = \gamma_a \cdot L \cdot r \quad \text{Ecuación 2.2.17}$$

v) La atenuación para otros porcentajes se obtiene por :

$$A_p = \frac{A_{0.01} p^{-a}}{0.01} \quad \text{Ecuación 2.2.18}$$

$$a = 0.33 \quad \text{para } 0.001 \leq p \leq 0.01 \%$$

$$a = 0.41 \quad \text{para } 0.01 \leq p \leq 0.1 \%$$

Con esta expresión se obtiene la indisponibilidad por lluvia, haciendo el margen de desvanecimiento igual a A_p y encontrando p . C sea que p es la probabilidad de que la atenuación por lluvia igual a margen de desvanecimiento.

$$\left(\frac{p}{0.01}\right)^{-1/a} = \frac{Ap}{Ao.01} ; p=0.01\left(\frac{Ao.01}{Ap}\right)^{1/a} \dots\dots\dots \text{c. 2.19}$$

si : $Ap \geq Ao.01$; $Ap \leq Ao.01$
 $a=0.33$; $a=0.41$

vii) El valor objetivo se obtiene por medio de la indisponibilidad del sistema de al menos un año.

$$L > 280 \text{ Km} \frac{0.3\% \cdot L}{2800}$$

viii) El margen del sistema es :

$$M_s = 10 \cdot \frac{\log(C \cdot V.O.)}{Ap} \dots\dots\dots \text{c. 2.20}$$

Donde :

M_s = Margen del sistema.

V.O. = valor objetivo.

Ap = Indisponibilidad por lluvia.

ix) El cálculo de la probabilidad del peor mes según el reporte 723 del CCIR se representa por la siguiente expresión :

$$p = 0.29^{1/PV} \dots\dots\dots \text{c. 2.21}$$

La tasa de lluvia excesiva al 10% del tiempo es un indicador de la cantidad de precipitación que ocurre en un 10% del tiempo. Por ejemplo para un año sería 35.5 días. Esta tasa es en mm/hr, sin embargo en las mediciones hechas cada minuto, se puede realizar la conversión a mm/min.

La forma en que se toma una tasa de lluvia dada durante un porcentaje del tiempo es la siguiente : tener una lectura de la tasa de lluvia cada minuto ,durante grandes intervalos de tiempo ,por ejemplo uno ó varios años; y hacer una tabla de intensidad de lluvia contra número de muestras que la poseen. El número de muestras con una cierta precipitación dividido contra el número total de muestras,del período de medición corresponden al porcentaje del tiempo.

Así se clasifica posteriormente las zonas climáticas en función de la lluvia.

tiem- po (%)	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M
1.0	<0.5	1	2	3	1	2	3	2	8	2	2	4	5
0.3	1	2	3	5	3	4	7	4	13	6	7	11	15
0.1	2	3	5	8	6	8	12	10	20	12	15	22	35
0.03	5	6	9	13	12	15	20	18	28	23	33	40	65
0.01	8	12	15	19	22	28	30	32	35	42	60	63	95
0.003	14	21	26	29	41	54	45	55	45	70	105	95	140
0.001	22	2	42	42	70	78	65	83	55	100	130	120	180

Tabla 2.3. Zonas climáticas en función de la lluvia

2.2.1.4. INTERFERENCIA .-

2.2.1.4.1. PROBABILIDAD DE INTERRUPCION .-

Existen tres factores de interrupción debido a la propagación :

1) Incremento del ruido :Intimamente relacionada con la calidad del sistema (relación señal a ruido C/N) .La tabla 2.4. clasifica al ruido por su forma y causas.

1	<p>RUIDO INTERIOR</p> <p>A. - Ruido Térmico.</p> <p>B. - Ruido por cruzamiento de líneas.</p> <p>C. - Ruido por intermodulación</p> <p style="margin-left: 20px;">a. - No linealidad.</p> <p style="margin-left: 20px;">b. - Retardo.</p> <p style="margin-left: 20px;">c. - Guía de onda.</p>
2	<p>RUIDO EXTERIOR</p> <p>A. - Ruido de encendido</p> <p>B. - Ruido cósmico</p>

Tabla. 2.4. clasificación del ruido.

ii) Incremento en la interferencia intersimbólica causada por la distorsión de la forma de onda en la banda de transmisión debida a señales ajenas a ese sistema con la misma banda de frecuencia.

iii) Incremento en el ruido de interferencia producida por la degradación del IPD (factor de discriminación por ^{mayor}polarización) debida al desvanecimiento por trayectorias múltiples de transmisión.

Los puntos i) y iii) generan los mismos problemas en circuitos digitales y en analógicos.

Tomando en cuenta todos los factores, la probabilidad de interrupción P_i (Probabilidad de que el BER (Bit Error Rate) de un segundo de integración exceda el valor recomendado), es calculado por la siguiente ecuación:

$$P_i = \frac{1 - e^{-\frac{P_i M}{10}}} {10} \quad (2.4.2)$$

REFERENCIA 5)

Características de los equipos de comunicación para filtrar las señales que corresponden a la frecuencia y polarización del sistema

Donde:

P_R = Probabilidad de Rayleigh

FFM = Margen del sistema ^{REF. 7}

$P_R \cdot P_i$ = Probabilidad de que la interrupción ocurra debido a la distorsión de la forma de onda.

2.2.1.4.2. CALCULO DE INTERFERENCIA .-

El CCIR establece un objetivo de características de error para la trayectoria .La proporción de bits erróneos (BER) y el tiempo en segundos con error en el objetivo de comportamiento de una trayectoria digital hipotética de referencia no deberán exceder los siguientes valores :

a.- 1×10^{-4} por no más del 0.4% de cualquier mes; tiempo de integración de un minuto (minutos de comportamiento degradado).

b.- 1×10^{-5} durante más del 0.054% de cualquier mes; tiempo de integración de un segundo (segundo con error grave)

c.- El total de segundos con error no deberá exceder el 0.32% de cualquier mes.

A continuación se define el comportamiento de BER, segundos con error y proporción de bits erróneos residuales (RBER) de trayectorias reales que se aplican a tramos de $280\text{Ka} \leq L \leq 2500\text{Ka}$. Para trayectorias reales de longitud menor a 280Ka ,aún no se ha recomendado objetivo.

1.- BER 1×10^{-5} por no más de $\frac{0.054 \cdot L \times}{2500}$ de cualquier mes. tiempo de integración de un segundo.

REFERENCIA 7 :

Diferencia entre el nivel de recepción de la señal y el mínimo nivel de recepción aceptado por el equipo.

- 2.- BER \leq $\frac{10^{-6}}{2500}$ más $\frac{1}{2500}$ de 0.4% de cualquier mes. Tiempo de integración de un minuto.
- 3.- Segundos con error por no más de $\frac{1}{2500}$ 0.32% de cualquier mes.
- 4.- Proporción de bits erróneos residuales .

Para el cálculo de interferencia se deben conocer de antemano los siguientes datos :

- a.- Directividad y ganancia de las antenas involucradas.
- b.- Potencia de transmisión de cada una de las estaciones en cuestión.
- c.- La pérdida de guía de onda en cada una de las estaciones.
- d.- La pérdida de espacio libre para cada trayectoria que involucra la interferencia.
- e.- El valor del atenuador (si es que este existe)
- f.- El valor del factor de reducción de interferencia (IRF) que es el efecto de los filtros receptores.
- g.- Umbral de C/N (BER=10⁻⁶) .
- h.- Probabilidad de Rayleigh .

Con los datos anteriores se realiza el cálculo de interferencia

2.2.1.5. DISPOSICION DE LAS ANTENAS.

La altura de la antena para un enlace de microondas con línea de vista es generalmente decidida por la consideración de la variación de distribución del factor K dentro de un rango de K mayor a cero y el libramiento de la primera zona de Fresnel.

Para ello es necesario tomar las altitudes con respecto al nivel del mar de los puntos importantes en la trayectoria a enlazar.

Posteriormente estas alturas deben ser modificadas al radio terrestre modificado correspondiente.

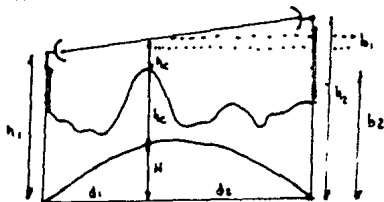


Figura 2.10 Perfil de Altitudes

En la figura 2.10 :

h_e = Altitudes con respecto al nivel del mar (tomadas generalmente de cartas topográficas).

H = Altura de corrección por el radio terrestre efectivo.

Para calcular la altura de corrección se hace el siguiente análisis geométrico :

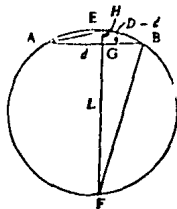


Fig. 2.11 Altura de corrección del radio efectivo de la tierra.

De la fig. 2.11 :

$$\overline{AB} \perp \overline{EF}$$

Debido a que $\overline{AB} \ll 2r(Ka)$ donde Ka es el radio modificado.

Se tiene que $\overline{EF} \cong$ Diámetro de la tierra. $\cong L = 2Ka$

Por ser triángulos semejantes :

$$\frac{H}{D-d} = \frac{d}{L} = \frac{d}{2Ka}$$

$$H = \frac{d(D-d)}{2Ka} = \frac{d_1 \cdot d_2}{2Ka} \dots\dots\dots \text{a. 2. 25}$$

El libramiento hc se puede calcular de la siguiente manera :

$$hc = h_2 - b_1 - b_2$$

$$b_1 = H + h_1$$

Para el cálculo de b2 se parte de la recta que existe entre ambas antenas tomando como origen la antena más elevada, es decir se toma la ecuación de una recta con ordenada al origen de cero, el eje y las alturas y el eje x las distancias, Así :

$$b_2 = \frac{(h_2 - h_1) d_2}{d}$$

finalmente :

$$hc = h_2 - \frac{d_2}{d} h_2 - h_1 - \frac{(d_1 \cdot d_2)}{2Ka} + h_1) \dots\dots\dots \text{a. 2. 26}$$

Este último valor de hc es el punto de comparación con el primer radio de la zona de Fresnel, así se define el factor de claridad :

$$\text{factor de claridad} = \frac{hc}{1er. \text{ radio de fresnel}} \dots\dots\dots \text{a. 2. 27}$$

La máxima caída permisible de la intensidad de campo electromagnético al pasar cerca de un obstáculo, es de 6dB con respecto al valor de la intensidad en el espacio libre.

Los criterios de libramiento para $K=1.3333$ y $K=0.8000$ están dados en la tabla 2.4.

$K=1.3333$	$\alpha = 0.7$	$\beta = 0.7$
$K=1.3333$	$\alpha = 0.8$	$\beta = 0.8$
$K=0.8000$	$\alpha = 0.7$	$\beta = 0.577$

Tabla 2.5. Criterios de Libramiento.

CAPITULO III

CAPITULO 3.-

3.1. METODOLOGIA PARA LA RESOLUCION DEL PROBLEMA.-

3.1.1. RELACION ENTRE CADA UNO DE LOS MODULOS FUNCIONALES.-

Como punto de partida para la elaboración del programa, es necesario conocer las condiciones en las que se encuentra el lugar en donde se va a realizar el enlace de microondas, que va a ser diseñado por el programa. El programa toma dichas condiciones como limitantes para el correcto funcionamiento en la propagación.

Estas condiciones se pueden agrupar de la siguiente forma:

- a) Influencia topográfica.
- b) Condiciones climatológicas.
- c) Probabilidad de atenuación por interferencia.

a) Influencia topográfica.-

Dado que a la frecuencia de transmisión de las microondas, éstas no pueden atrevesar los obstáculos que se presentan en la trayectoria de propagación, es necesario que la señal libre todas las alturas de las montañas que se presentan debido a las características topográficas de la región en la que se ubican las dos estaciones.

También se debe tomar en cuenta la posibilidad en que las ondas sean reflejadas por las montañas, y lleguen señales defasadas con respecto a la señal transmitida en forma directa.

Los módulos funcionales llamados: *curvatura de la tierra*, *disposición de las antenas*, *índice de refracción* y *zona de fresnel* calculan las alturas mínimas que deben tener las antenas en cada una de las estaciones para que la transmisión a lo largo de su trayectoria de propagación libre todos los obstáculos, y que la señal no sea atenuada más allá del umbral de recepción de los equipos empleados. Esta atenuación es causada por la reflexión de las ondas.

b) Condiciones climatológicas.-

Como se explicó en el capítulo anterior, debido a que la longitud de onda de las microondas, la trayectoria de propagación se puede representar como un circuito resonante, que por consiguiente presentará atenuación al final del circuito, que es el receptor.

Como las condiciones climatológicas varían continuamente, su estudio se hace a base a cálculos estadísticos.

El módulo funcional llamado atenuación por lluvia realiza los cálculos correspondientes a la probabilidad de atenuación de la señal a lo largo del trayecto de propagación.

c) Probabilidad de atenuación por interferencia.-

Este es un factor ajeno a las condiciones naturales del lugar en donde se va a instalar el enlace, para ello es necesario conocer la banda de frecuencia y canal de operación de los enlaces existentes en los alrededores de la trayectoria de propagación que se desea enlazar. El módulo funcional de cálculo de interferencia realiza estos cálculos de manera que asegure que el enlace no va a sufrir interferencia en sus transmisiones.

El resultado de cada uno de los módulos funcionales mencionados en los tres incisos anteriores, realizados por separados, es la adaptación de las características del equipo con que se cuentan (guía de onda, potencia de transmisión y antenas) con las condiciones físicas del lugar. De esta forma al unir los resultados de cada módulo funcional y compararlos con el nivel mínimo de recepción de los equipos (umbral de recepción), nos permitirán decidir si el lugar en el que se va a instalar el enlace es conveniente o no.

3.1.2 DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA SOLUCION A ENCONTRAR.-

Lo descrito en el inciso anterior se puede esquematizar en el diagrama de bloques de la fig. 3.1.

Las condiciones iniciales, con el objeto de realizar las simulación del enlace a partir de una referencia, son las altitudes de cada una de las estaciones y las alturas de los edificios o torres con las que se cuentan con cada una de las estaciones.

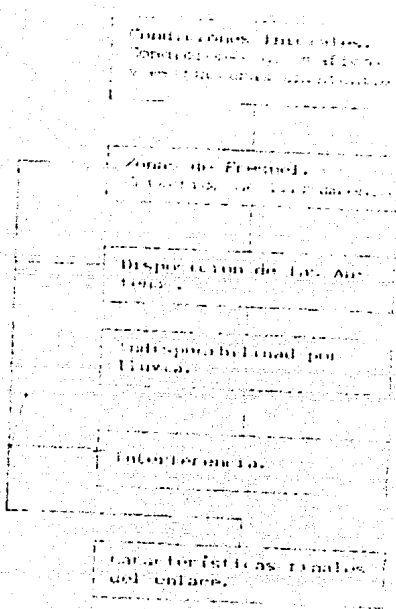


Fig. 3.1. Diagrama de flujo de las condiciones climáticas y topográficas.

3.2. PRICIPALES PARAMETROS A CALCULAR. -

En esta sección se definirán los parámetros que determinan el correcto funcionamiento de un enlace, dichos parámetros serán calculados a partir del modelo matemático de las condiciones climatológicas y topográficas del lugar. Por correcto funcionamiento de un enlace se entiende como el apego a las condiciones indicadas por el CCIR.

3.2.1. INDICE DE REFRACCION Y ZONAS DE FRESNEL.-

En este inciso se definirán las expresiones que se van a tomar en cuenta para el cálculo de la posible atenuación debido a la reflexión de las ondas electromagnéticas por los diferentes obstáculos que se presentan a lo largo de la trayectoria de propagación.

En el capítulo anterior se definió lo que era la zona de fresnel, sin embargo, es necesario recalcar la relación que existe entre las zonas de fresnel y la refracción.

Cuando se mencionó la ley de Snell en el Capítulo II, se estudió el fenómeno de desviación de la onda electromagnética cuando atraviesa el límite de dos medios con diferente constante eléctrica, una parte de la onda electromagnética es reflejada, y la otra es refractada.

Snell establece que las direcciones de reflexión, refracción y la incidencia de la onda se encuentran en una superficie perpendicular a la superficie límite de los medios.

La variación de la constante eléctrica de los medios esta en función de la altura, ya que las condiciones que determinan el comportamiento eléctrico de cada medio son la humedad, presión y la temperatura de la atmósfera, y estas disminuyen con la altura con respecto al nivel del mar. El comportamiento eléctrico de cada medio se define con la ecuación 3.2.1. Este parámetro es llamado índice de refracción.

Las ondas electromagnéticas a la frecuencia de las microondas presentarán una propagación en forma curva descendente.

$$n = 1 + \left(\frac{A}{T} + \left(\frac{B}{T^2} - \frac{C}{T} \right) e \right) \times 10^{-5} \dots\dots\dots 3.2.1$$

Donde :

P=Presión atmosférica (mb)

T=Temperatura absoluta (K)

e=Presión de vapor (mb)= Humedad relativa · presión de vapor saturado.

A,B,C son constantes : A=70

B=3.8X10⁻⁵

C=11

Para facilidad de cálculo ,es necesario cambiar la curvatura de la propagación de las microondas por una línea recta. Este cambio será definido por el cálculo de la curvatura de la tierra correspondiente a la región en la que se va a instalar el enlace.

Podemos pensar que la intensidad de campo en el punto receptor ,conforme a la teoría de Snell, es igual a la suma de vectores reflejados más la onda directa.

Basados en la amplitud y fase de la onda directa, podemos tomar todos los vectores de las ondas reflejadas con defasamientos de 0 a π radianes con respecto de la onda directa, en este caso la intensidad de campo del receptor ,que es la suma de todos estos vectores ,tiende a ser positiva; en cambio si tomamos los vectores que tienen un defasamiento de π a 2π radianes con respecto a la onda directa ,que corresponde a vectores con fase e intensidad de campo completamente contraria a la onda directa, la suma de todos estos vectores con la onda directa tenderá a ser menor a la magnitud de la onda directa. Este aumento o reducción se repetirá por cada diferencia π de las fases de ondas.

Si se divide en "Zonas" a cada conjunto de vectores cuyo intervalo de defasamiento con respecto a la onda directa sea de π radianes, se conocerán las llamadas Zonas de Fresnel. La primera Zona de Fresnel corresponde a un defasamiento de 0 a π radianes, la segunda zona de Fresnel corresponde a un defasamiento de π a 2π radianes y así continúa sucesivamente.

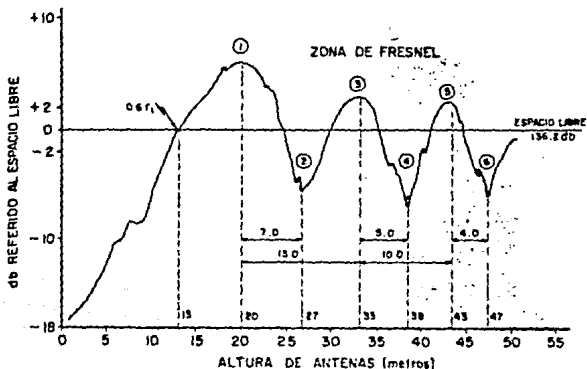
Cuando se varía el grado de libramiento de la zona de Fresnel ,la intensidad de campo también variará; la relación entre la variación de la pérdida o ganancia de la intensidad de campo eléctrico y la zona de Fresnel se muestran en la figura 3.2 .

De acuerdo con la descripción de las zonas de Fresnel, para tener un diseño en el que la reflexión de las ondas electromagnéticas tengan efectos aditivos, es conveniente hacer el cálculo de tal manera que únicamente se libere la primera zona de Fresnel en el punto más elevado del perfil de propagación.

La primera zona de Fresnel se calcula con la expresión 3.2.2 que se demostró en el capítulo 2.

$$r_1 = \sqrt{\frac{\lambda \cdot d_1 \cdot dz}{(d_1 + dz)}} \dots\dots\dots 3.2.2$$

En donde λ es la longitud de onda y d_1 son las distancias de cada uno de los puntos del enlace al obstáculo.



PRUEBA 1-A: SUBIENDO AMBAS ANTENAS

Fig. 3.2. Amplitud de la señal recibida con respecto a las diferentes zonas de Fresnel.

Para visualizar gráficamente la zona de Fresnel en el perfil geográfico del enlace, se va a calcular el radio de la primera zona de Fresnel en cada uno de los puntos definidos en los mapas topográficos.

3.2.2 CURVATURA DE LA TIERRA-

En este inciso se definirán las expresiones que facilitarán los cálculos concernientes a las condiciones topográficas del lugar, ya que la característica de la microonda de propagarse en forma curva descendente será cambiada por una trayectoria de propagación en línea recta.

Como se explica en el inciso anterior las ondas electromagnéticas tienden a curvarse en su trayectoria de propagación debido al fenómeno de la variación del índice de refracción en función de la altura.

Para facilitar los cálculos la trayectoria curva de las ondas electromagnéticas puede ser convertida en una línea recta. Cambiando el grado de curvatura de la superficie terrestre, mediante un radio mayor que el real, es decir, considerar que la tierra es un esfera más grande de esta manera existe un valor llamado k que representara a las condiciones indirectas de la refracción de las ondas, este valor k recibe el nombre de índice de radio equivalente de la tierra.

El factor k es multiplicado a cada una de las alturas definidas en el mapa topográfico, obteniéndose así un perfil equivalente en el que la propagación de las ondas electromagnéticas será en línea recta.

El valor de k está definido por la expresión 3.2.2.

$$k = \frac{R}{a} \dots\dots\dots 3.2.2$$

K varía con las diferentes zonas terrestres, y toma los valores indicados en la tabla 3.1.

ZONA	Valores de k
Marítima	0.7 - 1.4
Templada	0.3 - 0.4
Alta	0.1 - 0.2

Tabla 3.1. Valores de k para las zonas terrestres.

Cuando las diferentes alturas tomadas a lo largo del trayecto es mediante el uso de mapas topográficos, la corrección del parámetro k se

hará directamente con la aplicación de la expresión 3.2.4 que se demostró en el capítulo 2.

Cuando la altura de un obstáculo es determinado mediante prueba de línea de vista, debido a que se utiliza un espejo y equipo de medición para localizar el rayo de luz reflejado por el espejo, esta señal presenta un error debido a la curvatura de propagación de la luz, por lo tanto es necesario restar ese error, dicho error es calculado con la expresión 3.2.4, con la variante de que el valor de k será de 1.18 que corresponde por cálculos experimentales al índice de radio equivalente para el caso de propagación a la velocidad de la luz. Una vez hecha esta corrección se aplica la expresión 3.2.4 de la misma manera que cuando la altitud se toma de mapas topográficos, en donde el valor de k dependerá únicamente de la zona terrestre. Para el caso de la República Mexicana k es igual a 4/3.

$$b_2 = \frac{d_1 \cdot d_2}{2 \cdot k \cdot a} \dots\dots\dots G.2.6$$

El valor de b_2 se suma al valor de la altura del obstáculo.

Al igual que en el cálculo de la primera zona de Fresnel, el cálculo del radio terrestre modificado se hace para cada punto, a fin de tener un resultado gráfico.

3.2.2.-INDISPONIBILIDAD POR LLUVIA.-

En este inciso se mencionarán a manera de resumen los pasos a seguir para el estudio estadístico de la atenuación causada por las precipitaciones a lo largo del año, establecido en el reporte 338 del OCIR, aplicándolas a la República Mexicana.

Para definir correctamente la zona a estudiar se elaboran algunas curvas de atenuación por lluvia contra la probabilidad de atenuación y la longitud del tramo.

La República Mexicana se encuentra clasificadas en las zonas M, N y E, la ubicación de estas zonas se muestra en la figura 3.3 y la intensidad

de lluvia para el 0.01% del tiempo (periodo de muestreo) es la del reporte 338 de OCIR indicada en el capítulo 2.8

En el cálculo de atenuación por lluvia es necesario hacer uso de los nomogramas hechos experimentalmente por el OCIR. Con la finalidad de obtener la atenuación específica por lluvia (γ_a), este valor se obtiene de la intersección de la recta que une a los puntos de intensidad de lluvia con frecuencia de operación y la curva del nomograma de atenuación específica por lluvia que se muestra en la figura 3.4.

Los resultados a obtener de este parámetro son el cálculo de la atenuación correspondiente y el margen que tiene el enlace con respecto a los límites marcados por el reporte 338 del OCIR.

La secuencia de pasos y expresiones que definen estos cálculos son los indicados en el inciso correspondiente al cálculo de atenuación por lluvia del capítulo 2.

Las expresiones empleadas para el cálculo de este parámetro :

$$A_p = \gamma_a \cdot L \cdot r \dots\dots\dots 3.2.5$$

$$r = \frac{90}{90 + 4 \cdot L} \dots\dots\dots 3.2.6$$

$$V.O. = \frac{0.3\% \cdot L}{2500} \quad \text{para } L > 280 \text{ Km}$$

$$V.O. = 0.0336 \% \quad \text{para } L < 280 \text{ km}$$

$$\text{Margen} = 10 \cdot \text{Log} \left(\frac{V.O.}{A_p} \right) \dots\dots\dots 3.2.7$$

Donde :

A_p = Estimación de la atenuación cuando la intensidad de lluvia excede un 0.01 % del periodo de muestreo.

r = factor de reducción.

γ_R = Atenuación específica (dB/km)

L = longitud del trayecto.

V.O. = valor objetivo

La ecuación 3.2.6. es aplicada para la intensidad de lluvia excedida un 0.01 % del período de muestreo, si los cálculos se realizan con un valor de intensidad de lluvia P diferente del 0.01 % del período de muestreo, se efectúa la siguiente corrección :

$$r = r \cdot \left(\frac{P}{0.01} \right)^{-a} \dots\dots\dots 3.2.8$$

donde $a=0.33$ para una P mayor al 0.01 % del período de muestreo

$a=0.41$ para una P menor al 0.01 % del período de muestreo.

De acuerdo a la expresión 3.2.7. el margen de atenuación por lluvia debe tener un valor positivo para que el sistema diseñado no presente problemas por atenuación de la señal debido a la presencia de lluvia.

Otro margen que debe ser mayor a cero es el margen propio del sistema, es decir, el balance global de las características de los equipos empleados en el diseño con respecto a las pérdidas que se producen a lo largo del trayecto.

Este margen se puede evaluar con el empleo de la expresión 3.2.9. que es simplemente la suma de las características de los equipos que producen efectos positivos en la transmisión menos las pérdidas de la propagación en el espacio y las pérdidas propias de los equipos.

$$MS = P_{tx} + G_{ant1} + G_{ant2} - P_{el} - P_{go1} - P_{go2} - U \dots\dots 3.2.9$$

Donde :

MS = Margen del sistema.

P_{tx} = Potencia de transmisión (dBm)

G_{ant1} = Ganancias de las antenas transmisor y receptora.

P_{el} = Pérdida en el espacio libre, que como se demostró en el capítulo 2 está definida como : $20 \text{ Log}(D-92.4)$

P_{go1} = Pérdidas producidas por las guías de onda de los equipos

Transmisor y receptor.

U= Umbral de recepción del equipo para un BER= 10

Para obtener la mínima longitud que puede tener un trayecto de propagación en las condiciones de lluvia indicadas por la zona y las condiciones de transmisión de los equipos las expresiones 3.2.7 y 3.2.9 deben ser mayores ó iguales a cero. Esto se puede expresar por medio de la ecuación 3.2.10.

$$MS = \text{Margen} = 0 \dots \dots \dots (3.2.10)$$

La solución de la expresión 3.2.10 con respecto a la longitud se muestra en el inciso 3.3.3 del diagrama de flujo de indisponibilidad por lluvia.

3.2.4. INTERFERENCIA .-

En este inciso se definirán la secuencia de pasos a seguir para determinar la posibilidad de que el enlace de interés reciba una señal correspondiente a otro enlace ya existente con mayor intensidad de campo eléctrico que el de la señal deseada. Además se hará una breve explicación de la forma en la cual se realiza el patrón de radiación de las antenas, y porque éste es tan importante para el cálculo de interferencia.

En el enlace de microondas además de tomar en cuenta las condiciones geográficas de la zona, se deben tomar en consideración para el diseño las condiciones del enlace que se va a instalar en cuanto a frecuencia, con respecto a las de los enlaces ya establecidos dentro de la misma región de propagación.

Los enlaces ya existentes que operan dentro de la banda de frecuencia asignada para la operación del sistema que se va a diseñar pueden provocar pérdida de la señal que se está transmitiendo debido a la interferencia.

Los elementos de un sistema que disminuyen el efecto interferente de los enlaces ya existentes son las antenas y la respuesta en frecuencia del equipo receptor.

La respuesta en frecuencia del equipo receptor es llamado IRF, este valor es dado por el fabricante, en donde indica que valor de IRF en (dB) existe según sea la separación de frecuencia en (MHz) de transmisión del canal del sistema que se va a diseñar y la frecuencia de transmisión del sistema interferente.

Las antenas tienen la propiedad de directividad, la cual es la capacidad de las antenas para dirigir las radiaciones que emite hacia una dirección determinada con mayor intensidad que hacia el resto de las direcciones. Esta propiedad de las antenas es mostrada gráficamente en los patrones de radiación de las antenas, que mide el ángulo de transmisión con respecto a la intensidad de recepción de la onda transmitida.

En el capítulo 1 en el inciso referente a las antenas se habló de las ondas estacionarias, tanto del voltaje como de corriente. Estas ondas estacionarias son senoidales.

En el caso de una antena como un alambre largo, la máxima amplitud de la onda estacionaria aparece a la mitad de la longitud del alambre, desvaneciéndose en sus extremos. Si la antena forma una espira o antena circular en vez de que la corriente se desvanezca en los extremos abiertos, debe ser continua, y bien comportada en el punto medio M y simétrica alrededor de M como se ilustra en la figura 3.5.

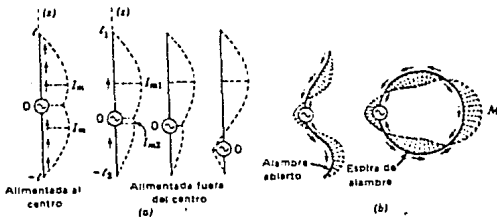


fig. 3.5 Ejemplos de antenas lineales curvas de alambre abierto y de espira.

Conociendo una aproximación razonable (3.2.11) de la distribución de corriente en la antena lineal, alimentada al centro de la misma, se puede evaluar su campo electromagnético de zona lejana, mediante la integración directa para el campo eléctrico de la zona lejana por medio de la expresión 3.2.12.

$$I(z) = I_m \sin \beta_0(l-z) \quad 0 < z < l$$

$$I(z) = I_m \sin \beta_0(l+z) \quad -l < z < 0 \dots \dots \dots 3.2.11$$

De la ecuación 3.2.11 I_m denota la amplitud de corriente cuando ocurre un valor máximo a lo largo de la onda estacionaria cuya longitud es de l . En general, se puede suponer que I_m es compleja, es decir, existe un cierto desfaseamiento.

$$\delta E = \frac{j \omega \mu_0 I \delta z e^{-j\beta r}}{4\pi r} \sin \theta \dots \dots \dots 3.2.12$$

De las 2 expresiones anteriores β_0 es la constante de fase de ondas planas uniformes, y que esta en función de la conductividad (σ), permitividad (ϵ) y permeabilidad (μ) de la región. Expresa la condición de desfaseamiento de las contribuciones de δE que llegan al punto receptor.

δE es la diferencial de campo eléctrico a lo largo del eje z .
 r es la distancia del centro de la fuente sonoidal de la antena al punto de recepción (como se muestra en la figura 3.6).

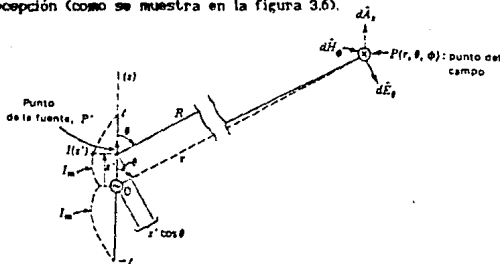


Figura 3.6 Geometría de una antena lineal alimentada al centro con relación a la determinación de los campos electromagnéticos de la zona lejana.

El factor $\sin\theta$ de la expresión 3.2.12 se le conoce como factor del patrón de radiación del dipolo elemental. Muestra las intensidades de campo máximas en una dirección respecto del dipolo elemental como se muestra en la figura 3.7, disminuyendo gradualmente a cero a lo largo del eje del dipolo.

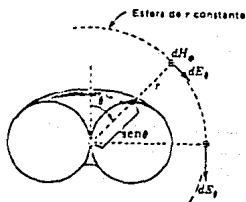


Figura 3.7. Patrón de radiación del dipolo elemental.

En la figura 3.8 se muestran los patrones de radiación para varias antenas lineales alimentadas al centro. Están relacionadas las distribuciones de onda estacionaria de corriente.

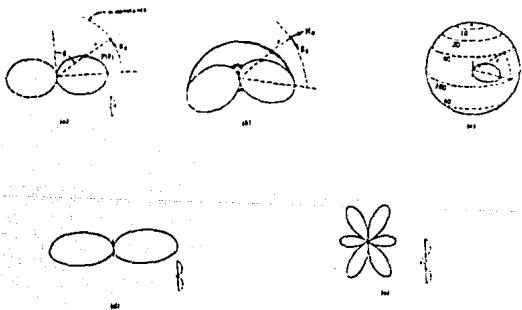


Fig. 3.8. a) Patrón de radiación de un dipolo de media onda $2L = \lambda/2$ sometido a revolución alrededor del eje de la antena. b) Representación por contornos de intensidad relativa en una esfera de patrón de radiación de un dipolo de onda completa $2L = \lambda$ c) Dipolo con tres radios de longitud de onda $2L = 3\lambda/2$.

Una vez reconocidos los factores que intervienen directamente para la selección de la señal deseada y la supresión de la señal interferente, es necesario representar el comportamiento de un enlace ante la interferencia en forma matemática, el cual se puede resumir como la suma de factores que favorecen a la transmisión, menos los factores que producen interferencia.

$$int = Ptx + Gan_t - L_{go} - L_{el} + D_0 + irf \dots \dots \dots (3.2.13)$$

De la expresión 3.2.13 Ptx es la potencia de transmisión deseada. Gan_t es la diferencia de ganancias de la antena que transmite la señal deseada menos la ganancia de la antena que transmite la señal indeseada.

L_{go} es la diferencia de pérdida por la longitud de guía de onda de la estación que transmite la señal indeseada menos la pérdida por la longitud de la guía de onda de la estación que transmite la señal deseada.

L_{el} es la diferencia de pérdida en el espacio libre del trayecto de propagación de la señal indeseada menos la del trayecto de propagación deseada.

IRF es el factor de eliminación del equipo receptor para señales de frecuencias diferentes a la de la frecuencia de transmisión de la señal deseada.

Todos los tipos de interferencia se estudian mediante la expresión 3.2.13, lo único que varía en los trayectos es el ángulo con el que va a recibir el sistema a la señal interferente.

Figura 3.9 Interferencia F/B (Front/Back) debido a la transmisión de 2 sistemas que transmiten a un mismo punto a la misma frecuencia, pero tienen diferente trayectoria.

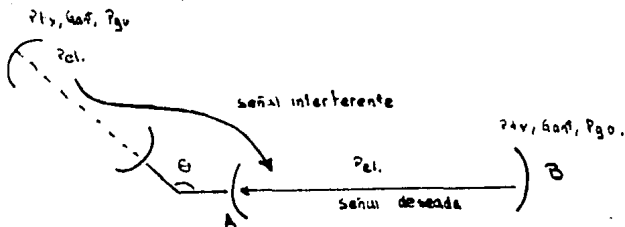


Figura 3.9 Interferencia F/B

Interferencia por sobre alcance, de la misma frecuencia, está apareado cuando la señal que se dirige de la estación A a la estación B y la señal de la estación C a la estación D son de igual frecuencia, la señal transmitida de la estación A a la estación B constituye una señal de interferencia en la estación D.

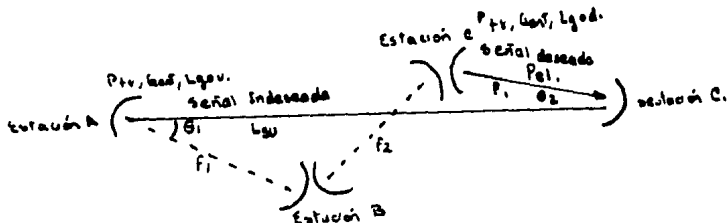


Figura 3.10 Interferencia por sobre alcance.

Interferencia de la misma frecuencia diferente trayectoria, ruta ramal, es muy parecida a la interferencia F/B pero en este caso las tres estaciones forman una "V".

3.2.5 DISPOSICION DE LAS ANTENAS.-

En este inciso se considerará que la transmisión de las microondas es en línea recta, por lo que se tomarán las alturas calculadas por el módulo funcional de curvatura de la tierra y se calcularán las alturas de las antenas en cada una de las estaciones. Manteniendo fija la altura de una antena y calculando la altura de la otra antena para que exista el libramiento del punto más alto y después mantener fija la altura de la otra antena y calcular la primera para que exista libramiento del obstáculo más alto. Finalmente por comparación se determinará cual de las dos parejas de altura es más conveniente.

La altura de las antenas tienen un límite mínimo y está se encuentra establecido por la expresión 3.2.13, cualquier valor de altura de las antenas por arriba de este límite asegura el libramiento de las ondas electromagnéticas a lo largo del trayecto.

$$H_c = h_z - d_2 \cdot h_2 - h_1 - (b_2 + h_2) \dots\dots\dots 3.2.13$$

$$\frac{d_1 + d_2}{d_1 + d_2}$$

Donde: H_c = libramiento

h_1 = altura del punto menos elevado sobre el nivel del mar.

h_2 = altura del punto más elevado sobre el nivel del mar.

d_1 = distancias con respecto al obstáculo.

b_2 = corrección del radio terrestre.

Relacionando el libramiento de la primera zona de Fresnel con el libramiento H_c mediante una división se tiene lo que se llama factor de claridad, y este debe ser mayor igual a uno, por lo que H_c debe ser mayor o igual al libramiento del primer radio de Fresnel.

A partir de esta definición ($H_c >$ primer radio de Fresnel) se determinan las alturas de las antenas (H_1 y h_2) sobre el nivel del mar.

3.2.6 PRINCIPALES VARIABLES.-

Cada uno de los incisos anteriores explican los principales parámetros a encontrar, y de las explicaciones de cada una de los incisos se pueden enlistar los principales datos que se requieren para la resolución del problema:

- i) Patrones de radiación y ganancia de las antenas.
- ii) Mapas topográficos de las zonas a estudiar.
- iii) Alturas de los obstáculos más elevados obtenidos en prueba de línea de vista, si es que este fue realizado.
- iv) Posición del sistema a diseñar, teniendo el ángulo incidente de cada una de las rutas.
- v) Plan de frecuencias, frecuencia del canal asignado dentro de la banda de frecuencia de transmisión al enlace que se va a diseñar.

CAPITULO IV

4.1- ALGORITMO DETALLADO DE CADA UNO DE LOS MODULOS FUNCIONALES.-

4.1.1- INDICE DE REFRACCION Y ZONA DE FRESNEL.-

Una vez definido el concepto de las zonas de Fresnel, se procederá a hacer el cálculo de las mismas. Básicamente el radio de la primera zona de Fresnel, es en el que se centra nuestro interés, de acuerdo a lo explicado en el capítulo III, dicho radio se calcula en cada punto, con el uso de la expresión 3.2.2.

Como inicio del cálculo, se define la frecuencia de operación del enlace y la longitud del trayecto de propagación. Dado que la expresión 3.2.2 es para el cálculo de la primera zona de Fresnel en un solo punto, es necesario indicar a que distancia se encuentran los obstáculos más importantes en el trayecto de propagación. Dichos obstáculos son aquellos en donde se presentan "picos" o crestas a lo largo del trayecto. El número de estos obstáculos va a depender de la topografía del lugar en el que se va a establecer el enlace.

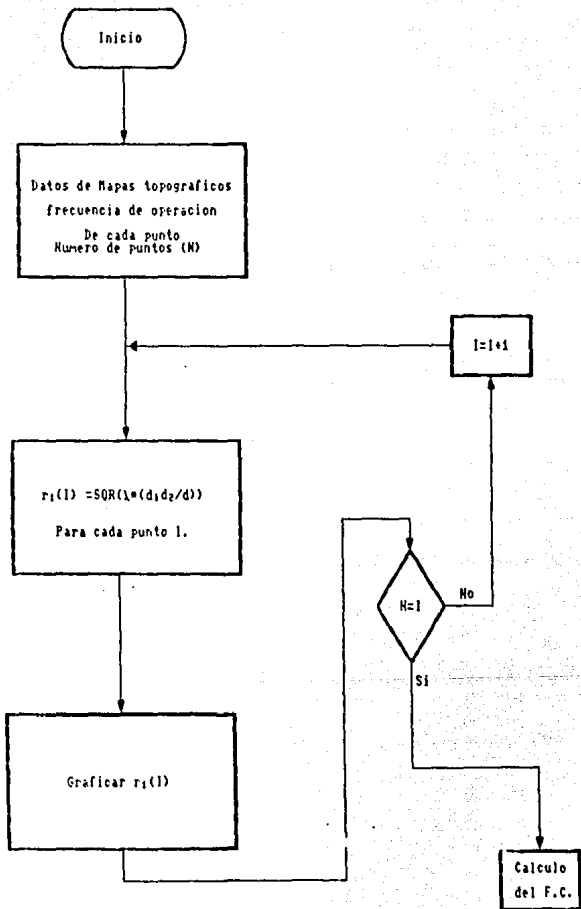
El diseñador puede definir el número de obstáculos a estudiar que se presentan en el trayecto de propagación, apoyado con el uso de los mapas topográficos.

Los datos de entrada para el cálculo de este módulo funcional por consiguiente son:

- Longitud de trayecto.
- Frecuencia de operación.
- Número de "picos".
- Distancia a la que se encuentra cada obstáculo.

El cálculo de este módulo tiene por objetivo calcular el radio de la primera zona de Fresnel en cada punto, así como la graficación de la primera zona de Fresnel.

A continuación se muestra el diagrama de flujo de lo descrito en este inciso.



F.C.=Factor de Claridad

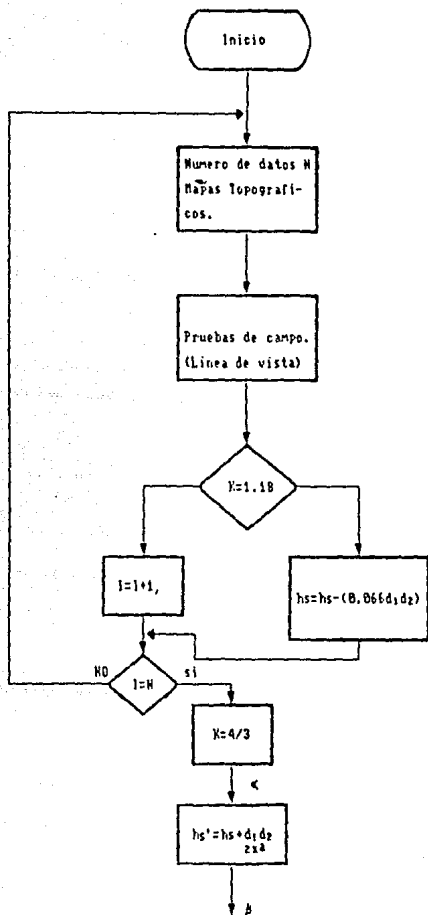
4.1.2- CURVATURA DE LA TIERRA-

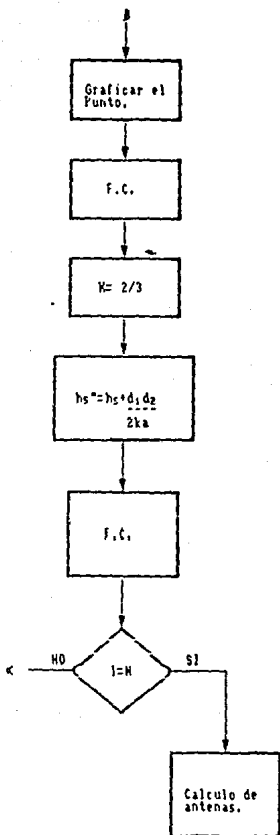
En este módulo se hace la corrección necesaria a los puntos geográficos considerados como obstáculos para que el trayecto de propagación sea considerado como transmisión en línea recta, mediante el uso de la expresión 3.2.4. que está en función de la distancia del obstáculo con respecto de cada una de las estaciones y el índice de corrección de curvatura de la tierra.

En este inciso es necesario indicar las distancias de cada obstáculo con respecto a una de las estaciones y su altura con respecto al nivel del mar, todo esto se hace con el uso de los mapas topográficos.

De este módulo se hace el cálculo de corrección a cada una de las alturas, para que se le sea sumado, y para tener una idea gráfica del trayecto de propagación cada obstáculo es graficado.

Curvatura de la tierra.-





4.1.2.- INDISPONIBILIDAD POR LLUVIA.-

Este módulo funcional es totalmente independiente a los tres módulos anteriores, sin embargo, estudia el factor de atenuación por lluvia que es necesario cumplir para el correcto funcionamiento del enlace.

En este módulo se realizan los pasos indicados por el recorte 338 del CCIR comentados en el capítulo III.

Para definir las condiciones en las que va a operar el sistema, el diseñador debe conocer la Frecuencia de operación del sistema, las ganancias de las antenas que se utilizan, la zona en la que se encuentran las estaciones (M,N,E) para conocer la precipitación en mm/h que existe en la región.

Conociendo la frecuencia de operación y precipitación en mm/h que existe en la región se recurre a los nomogramas del CCIR para encontrar el factor de atenuación γ_{re} , este valor será entregado por el diseñador al programa como dato de entrada.

El programa calculará así el margen que existe por indisponibilidad debido a la lluvia, dicho margen deberá ser mayor o igual a cero.

Además del margen por indisponibilidad debido a la lluvia, se debe tener en cuenta el margen propio del sistema, es decir, el margen del sistema cuando se transmite en el espacio libre. Este también debe ser mayor o igual a cero.

Para condiciones críticas ambos márgenes serán igual a cero (ecuaciones del diagrama de flujo).

La ecuación (L) está en función de la longitud del trayecto, y esta longitud o raíces, será la máxima longitud que puede aceptar el sistema para la propagación de microondas en esas condiciones.

El método empleado por el programa para encontrar la raíz es el de Newton-Rapson, este método es empleado, debido a la rapidez con que converge a las raíces a encontrar.

Por consiguiente, el resultado final del programa será la máxima longitud que acepta el enlace, y los márgenes por lluvia para el caso de la longitud del trayecto de propagación que se está diseñando.

Esquemáticamente esto se muestra en el siguiente diagrama de flujo.

3.2.3 Disponibilidad por lluvia.-

Ecuaciones:

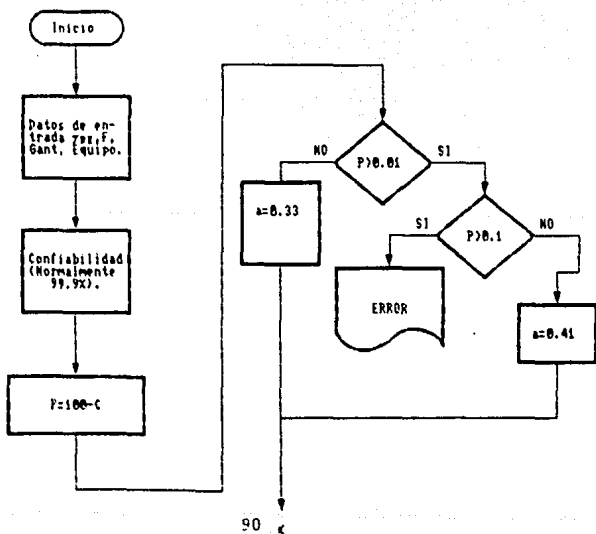
$$f(L) = 20 \log(L) + L \gamma_{RF} \left(\frac{90}{90+4L} \right)^{-A} - K = 0$$

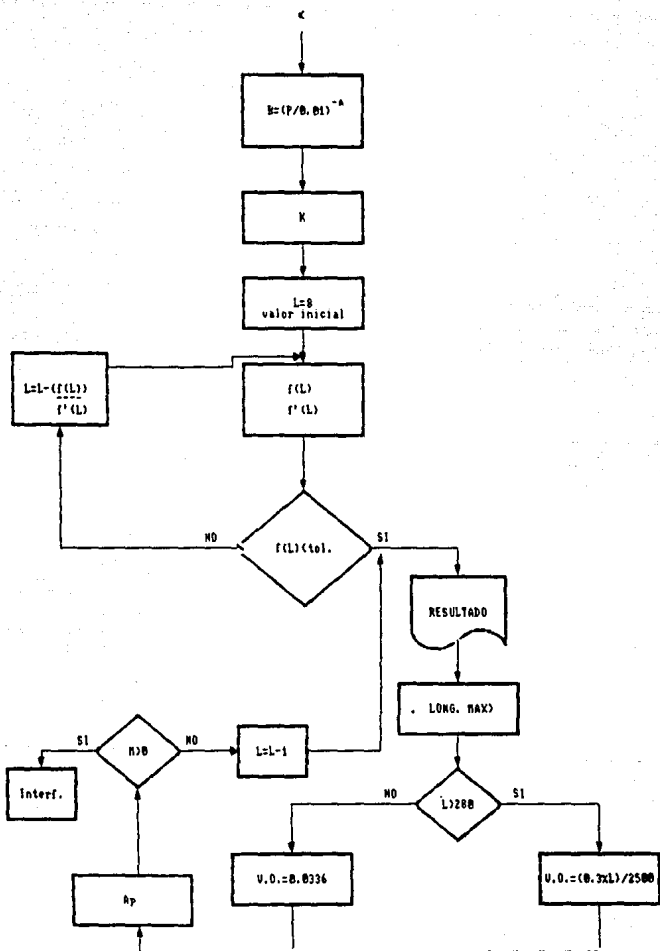
$$K = P_{75} + 2G_{ant} - 20 \log(f) - 92.4 - L_{atm} - U_{mhd} \log(BER = 10^{-6})$$

$$f'(L) = \frac{20}{L} + \gamma_{RF} \left(\frac{-360}{(90+4L)^2} \right) \left(\frac{P}{0.01} \right)^{-A} + \gamma_{RF} \left(\frac{90}{90+4L} \right) \left(\frac{P}{0.01} \right)^{-A}$$

Newton-Rapson.-

$$X_{n+1} = X_n - \frac{f(X_n)}{f'(X_n)}$$





4.1.4.- INTERFERENCIA.-

En este módulo se hace un balance de intensidad de campo eléctrico, que existe en cada una de las antenas del trayecto de propagación.

Como se explicó en el capítulo III este balance, se puede resumir como el cálculo de efectos del sistema que se desea enlazar menos los efectos interferentes de otros enlaces.

Para definir el problema, es necesario conocer las ganancias de las antenas de todos los enlaces, la posición geográfica de cada una de las estaciones, para que se calcule el acimut o ángulo en el que la antena va a recibir la señal deseada. Con este ángulo se recurrirá al patrón de radiación de las antenas para indicar la directividad de la antena en ese ángulo.

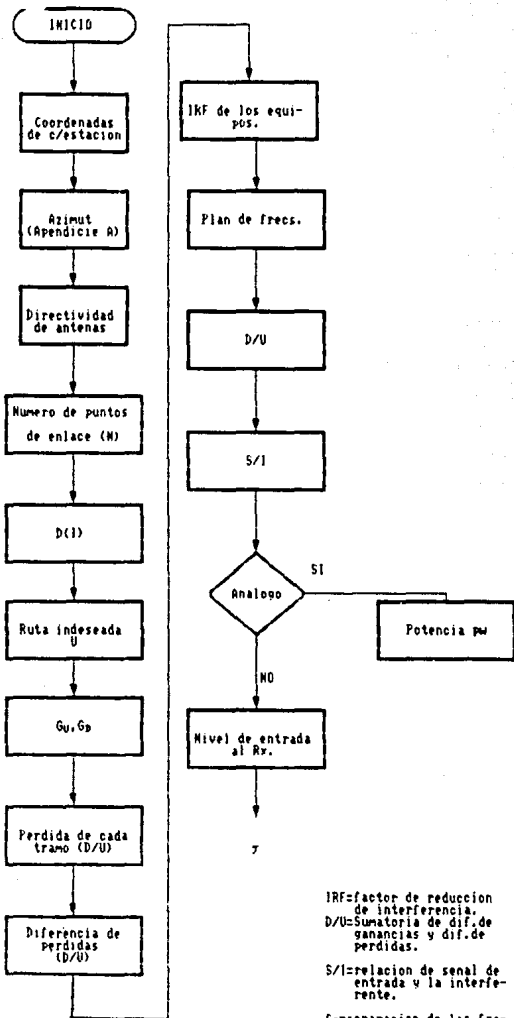
El IRF propio de los equipos, nos indica la atenuación con respecto a la separación de frecuencia en MHz que existe entre la frecuencia central de operación del enlace de interés y la frecuencia central de operación del sistema interferente.

El programa al pedir los datos de entrada de cada estación, le pondrá un número equivalente a dicha estación, para que al entregar los resultados de margen, indique la ruta de transmisión y las rutas interferentes. Los resultados del margen resultante se comparan con el margen permitido por el OCIR, y se indica en que enlace hay problema.

Una vez hechos los cálculos se mostrará en pantalla el mapa del cálculo de interferencia.

La forma esquemática, junto con las expresiones empleadas se muestra en el diagrama de flujo.

INTERFERENCIA .-



IRF=factor de reduccion de interferencia.
 D/U=Sumatoria de dif.de ganancias y dif.de perdidas.

S/I=relacion de señal de entrada y la interfe-rente.

f_s =separacion de las frecuencias de la señal deseada y la no deseada dentro de la banda de frecuencias

$$P=1 \times 10^{-3} \times 10^{0.15/f}$$

$N_1 = \text{Pot. tx} + \text{Gant} - \text{Pérdida en espacio libre} - \text{pérdida de guía de onda} - \text{circuito de derivación.}$

7

$$N_u = (d/u + N_1) (-1)$$

dato del equipo
umbral C/N

$$\text{Margen} = d/u - \text{umb.}$$

$$P_2 = N_0 / d^2$$

Factor de Reducción:

libramiento / fact.	
300	1
300-500	0.5
500-	0.33

$$P_2 = P_0 / \text{factor}$$

Probabilidad de BER excedido
 10^{-3}
 $P = P_2 \times 10^{-N/10}$

$P < 0.00605$

Posp. libre = $92.4 + 20 \log(f/d)$

P_2 = Probabilidad de interrupción por condiciones climatológicas.

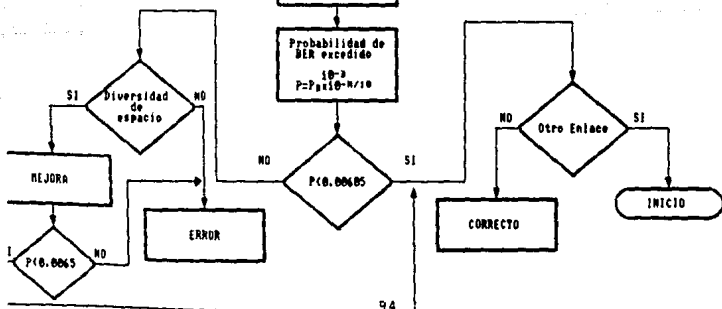
Depende del lugar geográfico.

$s = s_1 \cdot \sigma$ (s = desv. estandar)

VALOR DE N_0	REGION CLIMATICA
$4.1 \times 10^{-5} / s$	Maritima
$3.1 \times 10^{-5} / s$	Sub-tropical
$2.1 \times 10^{-5} / s$	Temp. Continental
$1.0 \times 10^{-5} / s$	Montaneso Seco.

$$\text{BER} (1 \times 10^{-3}) = (0.054 \text{ m}) / 2500$$

$$L = 200 \text{ Km} \quad \text{BER} = 0.00605$$



4.1.3.- DISPOSICION DE LAS ANTENAS.-

Este módulo es el enlace que existe entre los dos módulos anteriores, que además determina la altura necesaria para cada una de las antenas y permitir que la primera zona de Fresnel sea librada en todos los obstáculos del trayecto.

La expresión empleada para el cálculo de este módulo es la 3.2.13, que considerará a HC como F1 para un libramiento exacto de la primera zona de Fresnel, los valores de H1 y H2 serán los de las alturas de las antenas, y el valor de L es el punto crítico, este no necesariamente es el más elevado, sino que dependerá también de la distancia en el que el obstáculo se encuentre, para hallarlo es necesario evaluar el libramiento que existe en cada punto, así el punto crítico será aquel en donde se tenga el menor libramiento.

Como condiciones iniciales o valores pivote de H1 y H2 se tienen las estructuras existentes, a partir de estas se mantiene fija H1 para calcular H2, posteriormente se hace lo mismo con H2 para calcular H1.

De la serie de resultados intermedios, el resultado final será el par de alturas menores que cumplen las condiciones de libramiento.

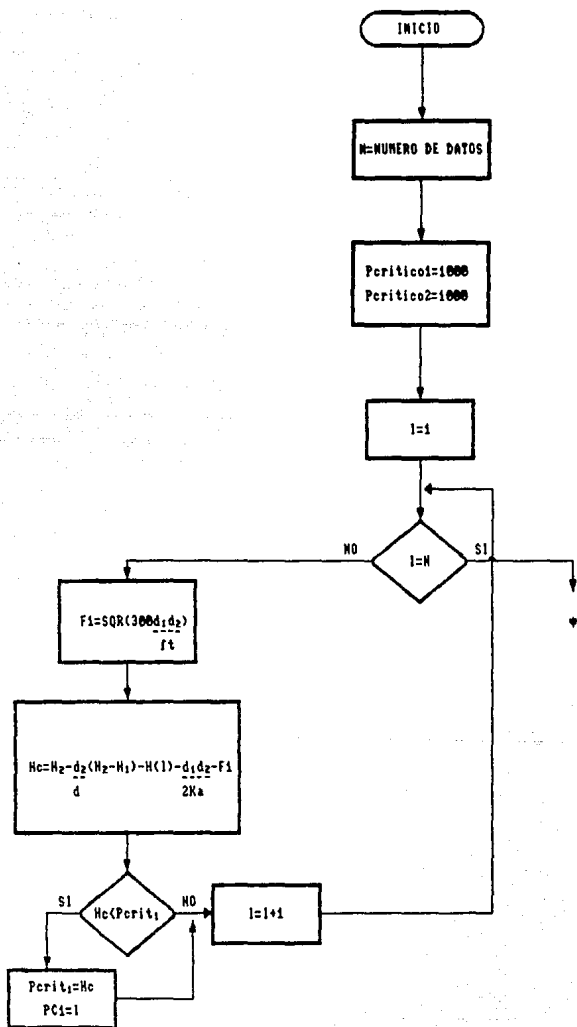
En resumen el usuario del programa debe establecer lo siguiente:

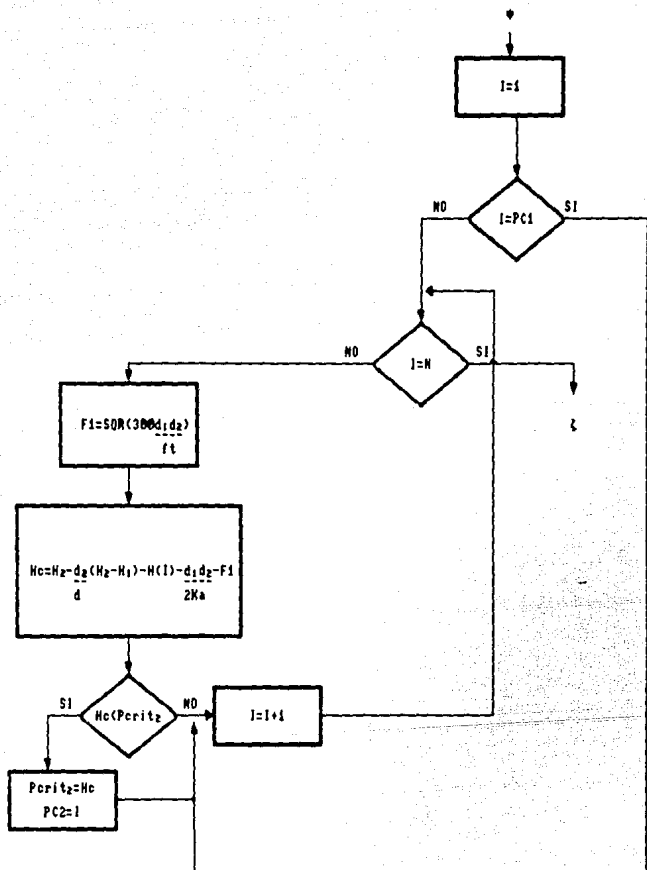
- Longitud del trayecto.
- Primera zona de Fresnel.
- Curvatura de la tierra.
- H1 y H2 (alturas de las estructuras como condiciones iniciales)

• Resultados de los cálculos de los módulos funcionales de Primera Zona de Fresnel y Curvatura de la tierra.

El programa calculará la altura óptima de las antenas, y las graficará indicando el trayecto en línea recta entre las dos antenas, que junto con las gráficas de zona de Fresnel, y curvatura de la tierra hacen el estudio de lo que llama PERFIL o cálculo de perfil.

DISPOSICION DE LAS ANTIERS.-





4.2.- DATOS DE ENTRADA PARA ESTABLECER LAS ESPECIFICACIONES DE UN PROBLEMA DETERMINADO.-

Para que el problema quede establecido en un marco bien definido, es necesario ubicarlo tanto geográficamente como técnicamente.

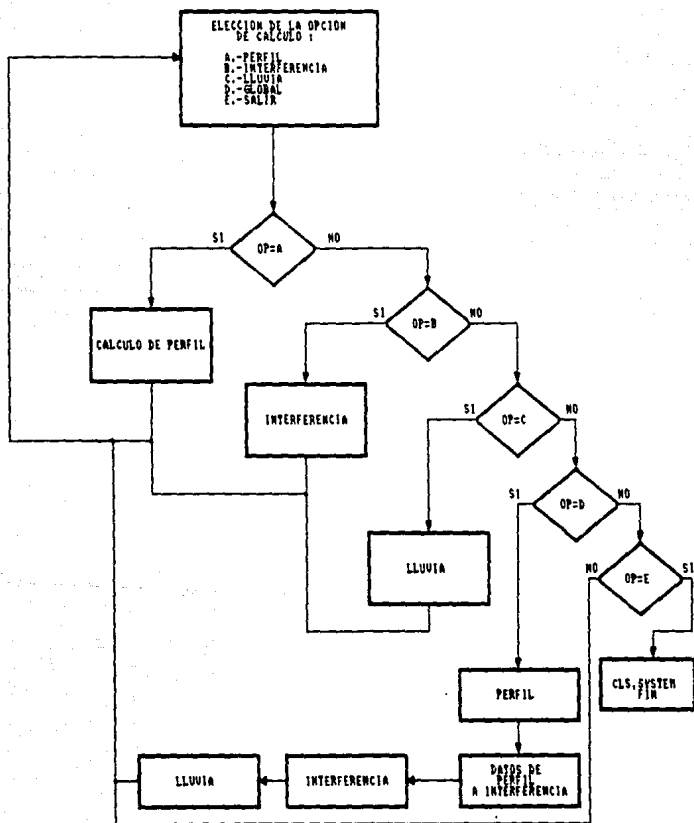
Geográficamente un punto queda totalmente definido con su ubicación y sus alturas con respecto al nivel del mar, así como su clima.

Todos estos datos se encuentran en mapas topográficos y en tablas establecidas por el OCIR para tener una uniformidad en todos los datos.

Los parámetros técnicos varían de acuerdo a la frecuencia de operación y el fabricante. Para uniformizar criterios cada fabricante especifica mediante tablas o gráficas las características de sus equipos. Para el caso de guía de onda, es necesario conocer la pérdida que se ocasiona por la operación a una frecuencia determinada. Para el de un transmisor, se deben especificar los niveles de umbral, pérdida por circuito de derivación, potencia de transmisión. Para una antena se deben especificar las ganancias típicas, así como su patrón de radiación.

CAPITULO V

CAPITULO V.-
 5.1. SINTESIS DEL PROBLEMA.-
 5.1.1. DIAGRAMA DE FLUJO DEL SISTEMA.-



5.1.2. ESTRUCTURACION GLOBAL DEL PROGRAMA EN BASE A LA CODIFICACION DE CADA UNO DE LOS MODULOS. -

Para presentar el programa al usuario es necesario una pantalla inicial en la que aparezca el menú de las principales opciones de cálculo a realizar.

La opción es ejecutada, mostrando los resultados en forma numérica y gráfica, tanto en la pantalla como impresos. Si el usuario desea realizar algún otro cálculo, al finalizar cada una de las opciones seleccionadas el programa regresa al menú principal, en donde se pueden seleccionar nuevamente cada una de las opciones.

```
(1) cls
locate (15,15)
PRINT "SELECCIONE LA OPCION REQUERIDA "
PRINT "A. - CALCULO DE LAS ALTURAS OPTIMAS PARA LAS ANTENAS."
PRINT "B. - CALCULO DE INTERFERENCIA"
PRINT "C. - CALCULO DE INDISPONIBILIDAD POR LLUVIA"
PRINT "D. -CALCULO GLOBAL DE UN ENLACE"
PRINT "E. -SALIR DEL PROGRAMA"
LOCATE (30,30)
INPUT "AMOTE A,B,C,D,o E ";EB
IF EB="E" THEN (2)
IF EB="A" THEN GOSUB PERFIL
IF EB=" B" THEN GOSUB INTERF
IF EB="C" THEN GOSUB LLUVIA
ETIC=0
IF EB="D" THEN ETIC=1 AND GOSUB PERFIL
IF ETIC=1 THEN GOSUB INTERF
IF ETIC=1 THEN GOSUB LLUVIA
GOTO (1)
(2) END
```

5.1.3. REALIMENTACION DE SOLUCIONES PREELIMINARES PARA UNA BUENA SIMULACION. -

En cada uno de los módulos componentes del sistema se realizan una serie de cálculos intermedios, los resultados de cada uno de estos cálculos es realimentado como se muestra en cada uno de los diagramas de flujo del bloque funcional correspondiente. En la codificación de cada bloque funcional es necesario por lo tanto

dimensionar dichas variables intermedias, para que éstas sean tomadas posteriormente en cálculos definitivos.

Existen algunas variables o resultados intermedios comunes a los módulos. En la opción de cálculo global estas variables comunes es tomado de los módulos anteriores, sin embargo, para que exista cierta independencia entre cada uno de los módulos, para dar mayor flexibilidad al programa, estos datos pueden ser alimentados externamente.

5.2. SALIDAS ESPERADAS COMO SOLUCION DEL PROBLEMA. -

5.2.1 PRUEBAS DE ESCRITORIO. -

Con la finalidad de probar el funcionamiento del programa, se hace una comparación de los resultados generados por el algoritmo y los deseados, es decir, seguir los pasos del algoritmo en forma manual, para compararlos con los que en realidad se deben obtener.

Esta prueba a la vez nos permite detectar posibles errores como raíces de números negativos, interpretación equivocada del algoritmo en su codificación.

5.2.1.1. CALCULO DE LAS ALTURAS OPTIMAS PARA LAS ANTENAS. -

Los parámetros iniciales para iniciar la simulación son las alturas de las torres como máximas alturas disponibles, aunque existen casos en las que estas no son suficientes y por lo tanto existe la necesidad de ampliar dicha torre, o si esta no lo permite una torre nueva, con lo que puede observarse que este tópico es una decisión importante en el costo del enlace.

Además se requiere conocer las alturas obtenidas de mapas topográficos, para definir la región sobre la cuál se desea establecer el enlace.

Con el fin de realizar la prueba de escritorio con datos coherentes empleare los de un tramo existente en la zona metropolitana.

(CHALCO-IZTAPALUCA) el cual está definido de la siguiente forma.

Frecuencia central de operación:	14.8 GHz
Longitud del tramo :	6.3 Km.
Torre existente en el punto A :	40 m.
Torre existente en el punto B :	32.2 m

Altitud del punto A : 2280 asno

Altitud del punto B : 2255 asno

El tramo puede definirse en 8 puntos importantes (con base a la longitud del trayecto y mapa topográfico).

Iniciando la simulación manual del cálculo :

MAX=0 ; CONT=0 ; CY2=0; CN=0

2220 / 2287.16 .: MIN=2320

i=1 D1=0.3 +1=2278.36
MAX=2278.36
MIN=2278.36
CN=1 CONT=2278.36
B=1 CY2=5.297.550.624

i=2 D1=0.45 +2=2275.25
MAX=2275.25
MIN=2275.25
CN=1 CONT=4.576.63
B=2 CY2=10.472.976.6

i=3 D3=1.4 +3=2269
MAX=2269.35
MIN=2269
CN=1 CONT=6.845.63
B=3 CY2=15.621.334.59

i=4 D4=4.2 +4=2258.5
MAX=2258.38
MIN=2258.5
CN=1 CONT=9.114.13
B=4 CY2=20.767.426.94

i=5 D5=4.55 +5=2250.123
MAX=2248.38
MIN=2250.5
CN=1 CONT=11.444.26
B=4 CY2=25.812.120.14

1º 6 6a=4.7 67=2268.75
 RAA=2293.38
 RIA=2268.5
 CA=1 COT=13.675.81
 6a= C12=31.159.362.66

1º 7 7a=5 67=2265.25
 RAA=2298.38
 RIA=2265.25
 CA=1 COT=15.936.26
 6a=7 C12=36.296.770.77

1º 8 8a=6 68=2261.75
 RAA=2298.38
 RIA=2261.75
 CA=1 COT=18.200.81
 6a=8 C12=41.406.233.78

$$RAA = \frac{10,200.81}{8} + 1,275.001 \text{ m (promedio de altitudes)}$$

$$S.D. = \sqrt{\frac{10(1,406,233.78) - (10,200.81)^2}{8(8-1)}} = 12.95$$

donde S.D. es la rugosidad del terreno.

Cabe hacer notar que no necesariamente el punto más alto es el más crítico, ya que es necesario considerar el libramiento de la zona de fresnel, y en este caso el punto más crítico es el que tiene el menor libramiento de la zona de fresnel.

$$AA = 10 \dots 02 = AA = 2298.38 \text{ y } 21 = 2265.25 \text{ m}$$

$$FAA = 1000$$

1º 8

$$11 = \sqrt{\frac{100 \cdot 0.3 \cdot 6}{4 \cdot 3(10.8)}} = 2.41255$$

$$AA = 2298 - 0.3 \frac{(2298 - 2265.25)}{4 \cdot 3} = 2,41255(0.0528) = 2,406 - 2298.75$$

De la misma forma para todos puntos, se llega a la siguiente tabla.

I	f _i	h _i	FCH _i	PC _i
1	2.408	17.5436	17.5436	1
2	2.610	16.2117	17.5436	1
3	4.066	99.0000	17.5436	1
4	5.327	15.7600	17.5436	1
5	5.061	0.6187	0.6187	5
6	4.818	0.6187	0.6187	5
7	4.573	79.7305	0.6187	5
8	2.4065	24.4612	0.6187	5

tabla 3.1 tabla para la obtención del punto crítico en el cálculo de la disposición de las antenas.

Una vez determinado el punto crítico, los cálculos para determinar las alturas de las antenas son:

$$H_2 = 2320 \text{ m} \quad H_x = 2287.18$$

$$H_1 = \frac{(8.0615 - 2320)(1 - 4.95) + 2290.133 + 4.95(1.75)(0.0599)}{0.3} = 6.3$$

$$H_1 = 2,286.3033$$

$$HP_2 = \frac{2290.133 + 0.46875 + 8.0615 - 1061.9833}{0.3} = 6.3$$

$$HP_2 = 2317.368$$

$$HP_2 > H_2 \therefore AN = 37.35 \text{ m} \quad \text{y} \quad BN = 32.35 \text{ m}$$

$$\text{Libramiento mínimo 1} = 8.06 \text{ m}$$

$$\text{Libramiento mínimo 2} = 3 \text{ m}$$

$$\text{libramiento para } k=2/3 = 7.59 \text{ m}$$

$$\text{margen para } k=2/3 = 4.95 \text{ m}$$

5.2.1.2. CALCULO DE INTERFERENCIA .-

Este cálculo se realiza básicamente con sumas de diferencias de ganancias y diferencias de pérdidas que existen entre el enlace en cuestión y los enlaces que posiblemente interfieren.

Resumiendo en una tabla los datos de entrada, estos correspondientes a tres puntos (IZTAPALUCA-CHALCO Y TLALMAHALCO).

Especificación de antena: VET. NO. 2.1			
Frecuencia de operación = 14.8 GHz.			
Potencia de 14.06 mW, equipo para CREAR 10 ³ W			
Potencia de transmisión = 20 W			
Ganancia del circuito de derivación = 11 dB			
ANTENA	LONGITUD	LONGITUD	LONGITUD
1	1.00000000	46.70000000	1.00000000
2	1.00000000	46.70000000	7.87000000
3	1.00000000	46.70000000	1.00000000
GANANCIA DE CADA UNA DE LAS ANTENAS DE 50.0 CUBIO			

Tabla 5.2. tabla de datos de entrada para la prueba de escritorio de cálculo de interferencia.

Realizando la prueba de escritorio con los datos de entrada indicados en la tabla 5.2 se tiene:

$$\begin{aligned} S1 &= \text{SEN}(\text{LONG}(1) - \text{LONG}(2)) = 0.00000 \\ S2 &= \text{SEN}(\text{LONG}(1) - \text{LONG}(3)) = 0.00000 \\ C1 &= \text{COS}(\text{LONG}(1) - \text{LONG}(2)) = 1 \\ C2 &= \text{COS}(\text{LONG}(1) - \text{LONG}(3)) = 1 \end{aligned}$$

$$B1(1) = \text{TAN}^{-1} \left(\frac{S1}{\text{COS}(0.337) \text{TAN}(0.337) - \text{SEN}(0.337)} \right) = 0.279$$

$$B1(2) = \text{TAN}^{-1} \left(\frac{S2}{\text{COS}(0.336) \text{TAN}(0.337) - \text{SEN}(0.336)} \right) = 0.279$$

...
...
...

$$SEZ = \frac{SEZ}{\pi}$$

$$SEZ = \frac{SEZ}{\pi}$$

...

...

...

...

...

$$SEZ = \frac{SEZ}{\cos(\theta) \sin(\theta) + \sin(\theta) \cos(\theta)}$$

$$SEZ = \frac{SEZ}{\cos(\theta) \sin(\theta) + \sin(\theta) \cos(\theta)}$$

...

$$SEZ = \frac{SEZ}{\cos(\theta) \sin(\theta) + \sin(\theta) \cos(\theta)}$$

$$SEZ = \frac{SEZ}{\cos(\theta) \sin(\theta) + \sin(\theta) \cos(\theta)}$$

...

...

...

...

...

...

$$SEZ = \frac{SEZ}{\cos(\theta) \sin(\theta) + \sin(\theta) \cos(\theta)}$$

...

...

Del cálculo de la disposición de las antenas se tienen los datos de rugosidad del terreno.

rugosidad1=12.00 y rugosidad 2=43.32

$$LSC(1)=92.4 + 20 \log(f \cdot D(1))$$

$$PR(1) = \frac{2.1 \times 10^{-3} \cdot f \cdot (D(1)^3)}{S^{4.8}}$$

$$PR(1)=0.293 \%$$

$$RX(1)=30+50.5+50.5-131.428-7.37-7.37-11=-28.188$$

$$LSC(1)=131.428$$

$$PR(2)=0.30819 \%$$

$$RX(2)=30+50.5+50.5-137.422-7.23-7.23-11=-31.88$$

$$LSC(2)=137.221$$

La tabla 5.3 muestra los resultados finales para cada una de las rutas de interferencia existentes entre esos puntos.

RUEDA INTERFERENCIA	2-3	1-2	3-3	1-2
DATA DE INTERFER.	1	2	1'	2'
DIV. (dB)	47.14	53.85	53.14	52.85
DIV. + PER. (dB)	48.14	50.85	55.14	54.85
EX. (Cdb)	-51.78	-26.16	-41.81	-26.16
N. Indeseado (Cdb)	-51.024	-87.01	-81.80	-96.74
Margen C/Umbral	38.01	46.81	41.10	48.82
PER. (%)	0.0005	0.303	0.303	0.39
FEB. ID	0.00001	0.00001	0.00002	0.0000
OTR.	0.006	0.006	0.006	0.006

Tabla 5.3 resultados finales de la prueba de escritorio del cálculo de interferencia.

$$\bullet \text{ FEB}(1)=PR(1) \cdot (\text{MARGEN C/UMBRAL}-0.1)$$

$$\bullet \text{ DIV}=\text{DIRECTIV.}-\text{DIF. DE GANANCIAS}-\text{DIF. DE PERDIDAS.}$$

5.2.1.3. INDISPONIBILIDAD POR LLUVIA. -

Uno de los principales parametros a encontrar es la máxima longitud del tramo de enlace sin que se pierda el nivel de la señal para poder establecer una comunicación dentro de los márgenes propios de cada equipo.

Nuevamente se emplearán los datos del tramo (CHALCO-IZTAPALUCA) que pertenece a la zona M y su atenuación específica para esa frecuencia es de 3.7 (dB/Km)

$$K=30+90.5+50.5-20\log(14.8)-92.4-14.74+83.5=83.954$$

$$Q=83.98477$$

$$L=8 \text{ (inicio de la iteración)}$$

$$t=5$$

$$y=20\log(1.43,74/90/(90+83))^{10,225-25,55877}$$

$$z=(20L+143,73)-100/(90+83)^2 \cdot 100,357+100/(90+83)^2 \cdot 100,357$$

$$L=(y/z)$$

Iteración 1.-

$$L=8; y=57,3967; z=3,2532; L=25,46$$

Iteración 2.-

$$L=25,46; y=36,83; z=1,101; L=60,55$$

... sucesivamente hasta la iteración 20.-

$$L=452,878; y=0,0016; z=0,00749; L=452,12$$

Iteración 21.-

$$L=452,12; y=0,00004; z=0,00747; L=452,1297$$

Iteración 22.-

$$L=452,1297; y=0,00000; z=0,00747; L=452,1295$$

MAXIMA LONGITUD PARA UNA CONFIABILIDAD DEL 99.9% = 452.129 Km

$$M=4,7612586 \cdot 343,7=16,21$$

$$X1=56,96$$

$$100129 \cdot 0,010(16,21) \frac{1/0,99}{56,96} \cdot 0,00032$$

$$r=3,0 \cdot 0,0006$$

$$A_{max} = A_0(10^{-20} \cdot 0,00032) \cdot r = 20,2731$$

5.2.2. RESULTADOS DE UN PROBLEMA ANTE LA VARIACION DE PARAMETROS. -

De las pruebas de escritorio realizadas ,se observa claramente como afecta cada una de las variables (tanto geográficas como de los equipos) en los resultados finales.

En el caso del cálculo de disposición de las antenas ,zona de fresnel y curvatura de la tierra. La frecuencia de operación y las alturas de las torres existentes,son los únicos parámetros que dependen de las instituciones que desean establecer el enlace.

Retomando el enlace simulado en la prueba de escritorio para el cálculo de disposición de las antenas y realizando la misma secuencia de pasos, con diferentes frecuencias se obtienen las tablas 5.4. y 5.5.

Frecuencia (MHz)	Antena A (m)	Antena B (m)
2.0	43	44.01
7.0	43	37.49
11.0	43	35.47
14.0	43	34.38
16.0	43	33.15

tabla 5.4 altura de las antenas ante la variación de frecuencia

Frecuencia (MHz)	Antena A (m)	Antena B (m)
2.0	35	47.15
7.0	35	40.55
11.0	35	38.59
14.0	35	37.38
16.0	35	36.15

tabla 5.5. altura de las antenas ante la variación de la frecuencia y con una diferente altura en la antena A.

En consecuencia se muestra en las tablas 5.1. y 5.2

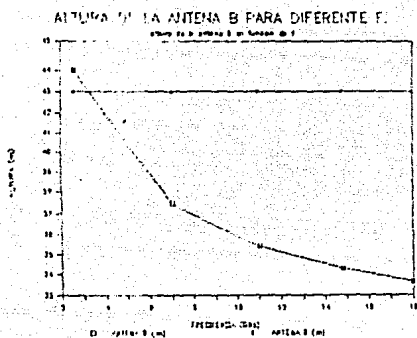


Fig. 5.1. Altura de las antenas ante la variación de la frecuencia

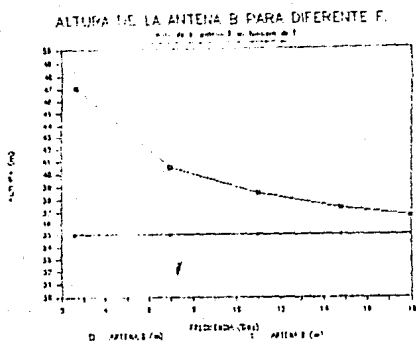


Fig. 5.2. Altura de las antenas ante la variación de la frecuencia

En el caso de interferencia los parámetros a los que el usuario tiene acceso, es el tipo de antena, estas directamente relacionadas con sus ganancias y patrón de radiación. La guía de onda, directamente relacionada con la pérdida del alimentador. Los demás parámetros que son propios del equipo que se va a emplear varían con el fabricante del equipo.

Retomando los datos que se tenían para la prueba de escritorio del cálculo de interferencia, y adaptando los elementos correspondientes para las diferentes frecuencias (de acuerdo a la tabla 5.5) se obtienen los resultados para margen del sistema y probabilidad de $BER=10^{-6}$ excedido indicados en la tabla 5.7.

Frecuencia (Hz)	W. de Canal (Banda de 12/180)	Antenas (Ganancia dBi)
2.6	12.280 (7.9)	1197.25° (35.5)
2.6	12.284 (12.67)	1194.7745° (39.3)
2.6	12.288 (14.2)	1192.299° (43.3)

TABLA 5.6. dispositivos que intervienen en la tabla de comparación de cálculo de interferencia ante la variación de frecuencia (los patrones de radiación se anexan en las siguientes hojas)

Aplicando los datos de la tabla 5.8. a los del ejemplo de prueba de escritorio del cálculo de interferencia, y analizando únicamente los datos más importantes como se dijo anteriormente (margen del sistema y $BER=10^{-6}$) se llega a los resultados mostrados en la tabla 5.7.

Frecuencia (Hz)	Antas	Margen sistema (dB)	BER (%)
2.6	1	25.39	0.00027
2.6	1'	31.44	0.00005
2.6	2	36.28	0.00001
2.6	2'	38.53	0.00005

Frecuencia (GHz)	Altura	Capacidad (Mbps)	BER (%)
5.0	1	27.01	0.00026
5.0	1'	32.99	0.00017
5.0	2	36.92	0.00012
5.0	2'	38.92	0.0001
10.0	1	25.10	0.00017
10.0	1'	41.20	0.00013
10.0	2	44.32	0.00011
10.0	2'	38.02	0.00013

Tabla 5.7. Cálculo de Interferencia ante diferentes frecuencias.

Para el caso del cálculo por indisponibilidad por lluvia, esta varía con la frecuencia, tanto que a frecuencias de 2 a 5 GHz no es necesario hacer dichos cálculos, ya que la lluvia no representa ningún problema en el enlace.

Para mostrar el comportamiento de un sistema ante la atenuación por lluvia para diferentes frecuencias, se tiene la tabla 5.8. con los resultados y parámetros empleados.

Frecuencia (GHz)	Atenuación específica (dB/km)	Ganancia de Antena (dB)	Distancia (km)
10.0	5.7	46.0	301.00
10.0	5.6	50.0	82.00
10.0	5.2	52.5	36.20

Tabla 5.8. Tabla de resultados de la atenuación por lluvia con respecto a la frecuencia.

CAPITULO VI

CAPITULO VI.-

6.1. LISTADO DEL PROGRAMA FINAL .-

Después de haber analizado independientemente cada uno de los módulos funcionales en los que se dividió el problema, estos se relacionan para obtener una solución global del problema, esta solución se codificó en el siguiente programa :

PROGRAMA PRINCIPAL.-

```
CLS
LOCATE 11,20
PRINT " PROGRAMA DEL CALCULO DE UN SISTEMA DE RICAPONDAS"
LOCATE 12,20
PRINT " TESIS REALIZADA POR : "
LOCATE 15,20
PRINT " FAUSTO ESPEROSA ABUZZARA"
PRINT
LOCATE 20,20
PRINT " DIRECTOR DE TESIS : "
LOCATE 21,20
PRINT " M.L. J.A. MARTINEZ ALCARAZ "
SUB"0320CCCCLEEBLZ"
PLAY "1190"
PLAY SFX
FOR I=1 TO 80
NEXT I
3 CLS
LOCATE 7,20
PRINT " SELECCIONE UNA DE LAS SIGUIENTES OPCIONES : "
LOCATE 11,20
PRINT " A = CALCULO DEL PERFIL "
LOCATE 13,20
PRINT " B = CALCULO DE INTERFERENCIA "
LOCATE 15,20
PRINT " C = CALCULO DE ATENUACION POR LLUVIA "
LOCATE 17,20
PRINT " D = CALCULO GLOBAL DEL SISTEMA "
LOCATE 19,20
PRINT " E = FIN DE SESI
```


LOC=7E 25,15

PRNT 'O P R I N A L A S T O R R E S A. E. C. P. T. '

LOC=18

LOC=19

IF A=0 THEN

IF A=1 THEN GOSUB PERFIL

IF A=2 THEN GOSUB INTERFERENCIA

IF A=3 THEN GOSUB LUZ

IF A=4 THEN GOSUB CABELLO : GOSUB PERFIL

IF A=5 THEN GOTO 2

GOTO 3

CALCULO DEL PERFIL .-

LOC=

LOC=18,20

LOC=19,20

INPUT 'NOMBRE DE LA ESTACION A: 'A

LOC=21,20

INPUT 'NOMBRE DE LA ESTACION B: 'B

IF LOCAL 22,20

INPUT 'FRECUENCIA CENTRAL DE OPERACION (MHz) 'F

IF F=0 THEN

LOC=23,20

INPUT 'ALTURA DE LA TORRE A (m) 'A1

LOC=24,20

INPUT 'ALTURA DE LA TORRE B (m) 'B1

LOC=25,20

INPUT 'ALTITUD DE LA ESTACION A (msnm) 'A2

LOC=26,20

INPUT 'ALTITUD DE LA ESTACION B (msnm) 'B2

LOC=

LOC=28,20

INPUT 'NOMBRE DE PTOS. EXCLUYENDO TERMINALES 'N

LOC=29,20

LOC=30,20

LOC=31,20

LOC=32,20

IF A=0 THEN A=1 ELSE A=1

LOCATE 10,20

INPUT "LONGITUD DEL TANTECTO (mts)";L

CO1=0:CY2=0:CA=0

CLS

FOR J=1 TO N

PRINT I;

11 INPUT "Dist. (m) ";D(I)

IF D(I)=? THEN PRINT "ERROR";GOTO 11

PRINT I;

12 INPUT "altura del pto en usm ";H(I)

IF H(I)<(MAX+60) THEN GOTO 13

KEEP:KEEP:CLS:PRINT "ESTA SEGUNO DE ESTE DATO";H(I)

INPUT "S/R";H

IF H(I)='S' THEN GOTO 12

13 IF H(I)>MAX THEN MAX=H(I):CM=I

IF H(I)<MIN THEN MIN=H(I):S=I

ALT(I)=H(I)

NEXT I

FOR I=1 TO N

CON1=CON1+H(I)

CO2=CO2+(H(I)*H(I))

NEXT I

CALCULO DE LA DISPOSICION DE LAS ANTENAS.-

PRM=CON1/N:SD=SQRT((N*CO2)-(CON1*CON1)/(N*(N-1)))

CO1=1000:CO2=1000

FOR I=1 TO N

IF AN/BN THEN H2=AN:H1=BN:D1=T-D(I):D2=D(I)

IF BA/AN THEN H2=BN:H1=AN:D2=T-D(I):D1=D(I)

BC=H2-(D2/7*(H2-H1))-H(I)-(D1*D2*.0569)-SQRT(3000*D1*D2/((H2*H1)))

IF H(CO1) THEN CO1=BC:PCO1=I

H1=H1

NEXT I

FOR I=1 TO N

IF I=PCO1 THEN 14

IF AN/BN THEN H2=AN:H1=BN:D1=T-D(I):D2=D(I)

IF BA/AN THEN H2=BN:H1=AN:D2=T-D(I):D1=D(I)

BC=H2-(D2/7*(H2-H1))-H(I)-(D1*D2*.0569)-SQRT(3000*D1*D2/((H2*H1)))

IF H(CO2) THEN CO2=BC:PCO2=I

```

4 NEXT I
50 LAMP=0
60 IF ABS(C) THEN IS
70 IF ABSA THEN M=D*(D1-T-D*(PCN1)+D2+D*(PCN1)):ETIC=0
80 IF ABSA THEN M2=M*(D2-T-D*(PCN1)+D1+D*(PCN1)):ETIC=1
90 F1=520.20842*(1+D2/(747))
100 M1=(M+M2*(1-(D2/T)))+(PCN1)*D14020.0509*(T/D2)
110 M2=(M*(PCN1)+D14020.0509*(1-(D2/T)*X))*(T/D1)
120 IF M2=0 THEN M2=M2 AND M1=M1
130 IF ETIC=0 THEN M1=M2:AM1=M1
140 IF ABSA THEN M3=M*(D1-T-D*(PCN2)+D2+D*(PCN2)):ETIC=0
150 IF ABSA THEN M4=M*(D2-T-D*(PCN2)+D1+D*(PCN2)):ETIC=1
160 F2=520.20842*(1+D2/(747))
170 M3=(M3+M4*(1-(D2/T)))+(PCN2)*D14020.0509*(T/D2)
180 IF ETIC=0 THEN M3=M4:AN2=M3
190 IF ETIC=1 THEN M3=M4:AN2=M3
200 IF ETIC=0 AND M1=0 THEN M=AM1 ELSE M=M1:IF ETIC=0 THEN M=M2
210 IF ETIC=1 AND M1=0 THEN M=AM2 ELSE M=M2:IF ETIC=1 THEN M=M4
220
230 REM:LEER
240 FOR I=1 TO 3
250 PRINT
260 NEXT I
270 PRINT TAB(5) "ALGUNAS RECOMENDACIONES PARA LAS ANTENAS:"
280 M1=10:IF R1=0 THEN M1=10
290 M2=10:IF R2=0 THEN M2=10
300 PRINT TAB(5) "ANTENA A: "M1;" METROS"
310 M1=10:IF R1=0 THEN M1=10
320 PRINT TAB(5) "ANTENA B: "M2;" METROS"
330 PRINT
340 PRINT TAB(5) "LIBRAMIENTO MINIMO 1 = "F1;" (m)"
350 PRINT TAB(5) "LIBRAMIENTO MINIMO 2 = "F2;" (m)"
360 PRINT TAB(5) "LIBRAMIENTO MINIMO PARA K2 = "":
370 IF F1 THEN ALFA=0.4 ELSE ALFA=0.6
380 W1=F1*(1-D2)/(PCN1)+D14020.0509
390 PRINT
400 PRINT " (m)"
410 PRINT TAB(5) "RANGUA PARA K2 = "":
420 K2=ALFA*W1

```

```

PRINT "MAGEN" : GOTO 100
LOCATE 20,5
PRINT "OPRIMA C PARA CONTINUAR"
IN COLOR 10
IF C=1 THEN GOTO 100
CURVATURA DE LA TIERRA Y ZONA DE FRESNEL. -
PAL7=0
AN=B1+1:BN=B2+1
IF B1=AN THEN B1=AN AND B2=BN ELSE B2=AN AND B1=BN
IF AN=BN THEN MAX=AN ELSE MAX=BN
FOR I=1 TO 8
  IF ALT(I)/MAX THEN MAX=ALT(I)
  DZ(I)=7-D(I)
  MC(I)=B2-((DZ(I)/7)*(B2-B1))-((ALT(I)-D(I))*DZ(I)*.6589)
  PAL7=PAL7+MC(I)

```

```

NEXT I
PAL7=PAL7/B
Z=625/I
U=170/(MAX-MIN) : ANTERIOR (S)/MAX
FOR I=1 TO 8
  D(I)=((150-AN)/7)+D(I)-AN
  BZ(I)=I-D(I)
  F(I)=D(I)-SQRT((.6485*(I)+DZ(I))/(F7))
  IF F(I)/MAX THEN MAX=F(I)
  R(I)=(AN+(D(I)+DZ(I))*U*.6589)
  M(I)=ALT(I)+R(I)-AN
NEXT I
FOR I=1 TO 8
  M(I)=(M(I)-R(I))*1.07
NEXT I

```

GRAFICACION DEL PERFIL DE ALTITUDES, TRAYECTO DEL ENI ACE
ZONA UL FRESNEL Y CURVATURA TERRESTRE.

```

CLS
SCALEM 1
LINE (5,2)-(630,2)
LINE (630,165)
LINE (5,165)
LINE (5,2)

```

```

N1=100-(A-A1N)N0
P0C(15,3,1)
FOR I=1 TO N
  P1(I)=100-(B(I)-A1N)N0
  P2(I)=5+(L(I):R2)
  LINE=(P0C(I),P1(I),...,NCCCC)
NEXT I
I1=100-(C-A1N)N0
LINE=(0C5,11),...,NCCCC
N1=100-(AM-A1N)N0:R2=100-(BN-A1N)N0:LINE(5,R1)-(025,R2)...N0F0F
P0E(15,R2)
FOR I=1 TO N
  P3(I)=100-(F(I)-A1N)N0
  LINE=(P2(I),P3(I),...,NFF00)
NEXT I
LINE=(025,R2),...,NFF00
P0E(15,100)
FOR I=1 TO N
  P4(I)=100-(R72(I))N0
  LINE=(P2(I),P4(I),...,NFFCC)
NEXT I
LINE=(025,100),...,NFFCC
F1=5.1N157
PBNI=1.5RPI:PBNI=0.5AP1
CINCLL(615,R2),10,4.70,PBA1,PBR2
CINCLL(122,R1),12,4.70,PBR2,PBNI
ESC=100
IF AM/AN THEN MAX=AN
IF BN/AN THEN MAX=BN
FOR I=1 TO 12
  ESC=ESC-((MAX-A1N)N0+10)/10
  LINE (0,ESC)-(2,ESC)
NEXT I
ESC2=5
FOR I=1 TO 20
  ESC2=ESC2+(TN2/20)
  LINE (ESC2,100)-(ESC2,105)
NEXT I

```

1947-1948

1948-1949: "ARRESTOS EN EL MAR, FRECUENCIAS Y ALTURA"

1949-1950: "ARRESTOS EN EL MAR"

1950-1951

1951-1952: "ARRESTOS EN EL MAR, FRECUENCIAS Y ALTURA"

1952-1953

1953-1954

1954-1955: "ARRESTOS"

1955-1956: "ARRESTOS EN EL MAR"

1956-1957

CALCULO DE INTERFERENCIA .-

1957-1958

1958-1959: "ARRESTOS EN EL MAR, FRECUENCIAS Y ALTURA"

1959-1960

1960-1961: "ARRESTOS EN EL MAR"

1961-1962

1962-1963: "ARRESTOS EN EL MAR"

1963-1964

1964-1965: "ARRESTOS EN EL MAR"

1965-1966

1966-1967: "ARRESTOS EN EL MAR"

1967-1968

1968-1969: "ARRESTOS EN EL MAR"

1969-1970

1970-1971: "ARRESTOS EN EL MAR, FRECUENCIAS Y ALTURA"

1971-1972

1972-1973: "ARRESTOS EN EL MAR"

1973-1974: "ARRESTOS EN EL MAR"

1974-1975: "ARRESTOS EN EL MAR"

1975-1976: "ARRESTOS EN EL MAR"

1976-1977

1977-1978

1978-1979

1979-1980

1980-1981: "ARRESTOS EN EL MAR, FRECUENCIAS Y ALTURA"

1981-1982

1982-1983: "ARRESTOS EN EL MAR"

1983-1984

1984-1985: "ARRESTOS EN EL MAR, FRECUENCIAS Y ALTURA"

```

4 LOCATE 12,15
INPUT "CUAL ES EL VALOR PARA C/A (250+10*3) DEL ESTADO 1027.1000"
LOCATE 13,15
INPUT "CUAL ES LA PERDIDA DEL EFECTIVO DE DERIVACION DEL ESTADO 1000"
**16**LOCATE 14,15
INPUT "CUAL ES LA POTENCIA DE TRANSMISION DE LOS EQUIPOS 1000"
DIM A(10), L1(10), L5(10), L02(10), L04(10), L05(10), L07(10), L08(10),
S1(10), A2(10), BETA3(10) DIM X(10), DIST(10), GA(10), S(10), DTR(10),
F(10), IAF(10), A3(10), R3(10), L4(10)
CLS

```

```

PI=3.14159265
ENTRADA DE DATOS DE COORDENADAS Y
CALCULO DE LOS ANGULOS ENTRE RUTAS.-

```

```

FOR I=1 TO N2Z
LOCATE 10,20
PRINT "LATITUD (GRAD,MIN,SEG) DEL PTO" I:
INPUT L6(I),L4(I),L5(I)
LOCATE 12,20
PRINT "LONGITUD (GRAD,MIN,SEG) DEL PTO" I:
INPUT L02(I),L04(I),L05(I)
LAT(I)=(L6(I)+(L4(I)/60)+(L5(I)/3600))*PI/180
LONG(I)=(L02(I)+(L04(I)/60)+(L05(I)/3600))*PI/180*PI-1
CLS

```

```

NEXT I
SUM=1
LOCATE 10,15
PRINT " LATITUD LONGITUD (en RADIANES)"
FOR I=1 TO N2Z
LOCATE 10+SUM,15
PRINT I,LAT(I),LONG(I)
SUM=SUM+1
NEXT I
31 20=INKEY$
IF INKEY$="" THEN 31
FOR I=1 TO N2Z-1
S1=SIGN(LONG(I+1)-LONG(I))
S2=SIGN(LONG(I)-LONG(I+1))
C01=COS(LONG(I+1)-LONG(I))
C02=COS(LONG(I)-LONG(I+1))

```

```

      B2'2)=(B2'1)*CORR1)/(180/PI)
    CORR1=CORR1+PI
  IF B2'1-LE AND B2'1-N THEN Z1
  IF B2'1-1-N AND B2'1-N THEN Z1
  CORR1=Z1CORR1+8
Z1 =PI-1.5708+CORR1/(180/PI)
B2'2)=(B2'1)*CORR1)/(180/PI)
NEXT Z

```

CLS

LIB BDATA.LBLIN(1)

FOR I=1 TO (N2-1)

CLS

ENTRADA DE LAS CARACTERISTICAS DE LOS EQUIPOS DEL SISTEMA A UTILIZAR.-

PRINT "ENTRADA DE DATOS PARA LAS CARACTERISTICAS DEL SISTEMA"

LOCATE 9,20

PRINT "SANCION DE LAS ANTENAS DEL SAJO " "1"

LOCATE 10,20

INPUT "PARA LA ESTACION A :".B(1)

LOCATE 11,20

INPUT "PARA LA ESTACION B :".B(2)

LOCATE 12,20

INPUT "PERDIDA DEL ALIMENTADOR A :".S(1)*PI/180

LOCATE 13,20

INPUT "PERDIDA DEL ALIMENTADOR B :".S(2)*PI/180

LOCATE 14,20

PRINT "LA FRECUENCIA DE OPERACION DEL SAJO " "1" " Hz "

LOCATE 15,20

PRINT F(1) " (GHz) "

LOCATE 16,20

PRINT " INDIQUE (S/N) " "

INPUT ,F(2)

CLS

IF F(2) "0" THEN Z2

CLS

LOCATE 17,20

INPUT "VALOR DE FRECUENCIA " "1" " " "EN ESSE PROYECTO NO HAY

PROBLEMA


```

CC BETA 1
FOR I=1 TO (NAZ-1)
  BETA(I)=ABS(BE(I)-B1(I)*I)
  IF BETA(I) <= THEN BTA(I)=BETA(I)+319
  IF B2(I) <= THEN B2(I)=B2(I)+350
  SA=SR.LA(I)
  SB=SR.LAT(I+1)
  AC=COS(LAT(I))
  AD=COS(LAT(I+1))
  AE=COS(LONG(I+1)-LONG(I))
  X(I)=BAMB+(AC*B2(I)+AD*B1(I)+AE)
  DIST(I)=6370000*PI*(SQR(1-(X(I)+C(I)))^2)/X(I)
NEXT I
CLS
FOR I=1 TO (NAZ-2)
  LOCATE 10,20
  PRINT "ANGULO ENTRE RUTAS " ; BETA(I)
  LOCATE 11,20
  PRINT "VALOR DE DIRECTIVIDAD DE LA ANTENA PARA UN ANGULO DE "
  LOCATE 12,20
  PRINT BETA(I) ; " GRADOS "
  INPUT,DIR (I)
  LOCATE 14,20
  PRINT "RUGOSIDAD DEL TERRENO PARA EL SALTO " ; I
  INPUT,S(I)
  LOCATE 15,20
  INPUT "VALOR DE INF PARA ESE SALTO " ; INF(I)
  LOCATE 16,20
  PRINT "DISTANCIA " ; I ; " " ; DIST(I) ; " [Km]"
  II=I
  34 Z0=JREYS
  IF Z0<"C" THEN 34
NEXT I
II=II+1
CLS: LOCATE 10,20
PRINT "DISTANCIA " ; II ; " " ; DIST(II) ; " [Km]"
LOCATE 11,20
PRINT "CUAL ES LA RUGOSIDAD DEL TERRENO PARA EL SALTO " ; II
INPUT,S(II)

```

```

CCO=1E 12,24
INP=  VALOR DE INF PARA ESE SALTO  '(1/20712)
FOR I=1 TO 40000
  L=1+RND*(200+LOG10(1-(1-0.157^I)))
  AL=1+RND*(2-3)/(500^L*3)
  RL=1+RND*(1/(1+(0.157^I)^3))
  PL=1+RND*(1+ABS(I)-15(I)-CA:TR/2)-(L*LN(I))-BPA
NEXT I
PUNTO DE LUM
CON J=1,200,240,PEB:200,PEBIC:200
L=1

```

RESULTADOS DEL CALCULO DE INTERFERENCIA.-

```

CLS
PRINT
PRINT "NOTAS DE LUM"
FOR I=1 TO 40000
  PRINT "          PUNTO INTERFERIDA  '(1+I)' - '(1+2)
  PRINT "NOTA DE INTERFERENCIA  :  ('(1+I)') '"
  DL=(DIR(I)+GA:I-1)-GA(I)+LALIN(I)-LALIN(I+1)/(500^L-157^I)
  PRINT "D/D EN EL ESPACIO LIBRE  :  '(DL(I))
  PRINT "D/D CON INF  :  '(DL(I)+INF(I))
  PRINT "NIVEL DE RECEPCION  :  '(RX(I)+1)
  PRINT "NIVEL INDESEADO  :  '(LQ(I)+INF(I)+ABS(RX(I)+1)
  PRINT "MARGEN CONTRA BARRAL  :  '(LD(I)+INF(I))-WAP
  PR=1+RND*(1-PROBABILIDAD DE REASIGN  :  '(PP(I)+1)
  PEBIC=PRC(I)+RND*EXP10((DL(I)+IR*(I)-WRD)*(-0.1))
  PRINT "PROBABILIDAD EXCEDIENDO NER=10^-3  '(PEB(I))
  PRINT "RISGA DE CCID  :  ''
  IF DIST(I)/(250 THEN CCTR=0.054*(250/2500)
  PRINT CCID
  IF CCTR/PEBIC THEN PRINT " P R O B L E M A S "
  PRINT:PRINT
  PRINT "          PUNTO INTERFERIDA  '(1+I)' - '(1+2)
  PRINT "NOTA DE INTERFERENCIA  :  ('(1+I)') '"
  DL=(2)+DIR(I)-GA(I)+1+GA(I)+LALIN(I)-LALIN(I)
  PRINT "D/D EN EL ESPACIO LIBRE  :  '(DL(I))
  PRINT "D/D CON INF  :  '(DL(I)+INF(I))
  PRINT "NIVEL DE RECEPCION  :  '(RX:2
  PRINT "NIVEL INDESEADO  :  '(DL(I)+INF(I)+ABS(RX(I))

```

```

PRINT "MARGEN CONTRA VARRAL : " ; DUB(C) + IRF(I) - HMB
PRINT "PROBABILIDAD DE RAYLEIGH : " ; PR(I)
PEB(I) = PR(I) * (EXP(10 * (DUB(I) + IRF(I) - HMB) * (-0.1)))
PRINT "PROBABILIDAD EXCEDIDO BER=10^-3 " ; PEB(I)
PRINT "NORMA CCIR : " ; CCIR
IF CCIR / PEB(I) THEN PRINT " P R O B L E M A S "
C=C+1
23 LD=INKEY
IF LD#"" THEN 23
NEXT I
L5 : PRINT " R U T A S D E R E S R E S O "
FOR I=(NRAJ-2) TO 1
PRINT " RUTA INTERFERIDA " ; I+1 - " " ; I
PRINT "RUTA DE INTERFERENCIA " ; C1 " " ; C2 " "
DU(C)=DIR(I)+GB(I)-GB(I+1)+LBLIN(I+1)-LBLIN(I)-LS(I)+LS(I+1)
PRINT "D/W EN ES ESPACIO LIBRE : " ; DU(C)
PRINT "D/W CON IRF" ; DU(C)+IRF(I)
PRINT "NIVEL DE RECEPCION = " ; RX(I)
PRINT "NIVEL INDESEADO : " ; DU(C)+IRF(I)+ABS(RX(I))
PRINT "MARGEN CONTRA VARRAL : " ; DU(C)+IRF(I)-HMB
PRINT "PROBABILIDAD DE RAYLEIGH : " ; PR(I)
PEB(C)=PR(I)*(EXP(10*(DU(C)+IRF(I)-HMB)*(-0.1)))
PRINT "PROBABILIDAD EXCEDIDO BER=10^-3 " ; PEB(C)
PRINT "NORMA CCIR : " ; CCIR
IF CCIR/PEB(C) THEN PRINT " P R O B L E M A S "
PRINT:PRINT
PRINT " RUTA INTERFERIDA " ; I+2 - " " ; I+1
PRINT "RUTA DE INTERFERENCIA " ; C1 " " ; C2 " "
DU(C)=DIR(I)+GB(I+1)-GB(I)+LBLIN(I)-LBLIN(I+1)
PRINT "D/W EN EL ESPACIO LIBRE = " ; DU(C)
PRINT "D/W CON IRF = " ; DU(C)+IRF(I)
PRINT "NIVEL DE RECEPCION = " ; RX(I+1)
PRINT "NIVEL INDESEADO : " ; DU(C)+IRF(I)+ABS(RX(I+1))
PRINT "MARGEN CONTRA VARRAL : " ; DU(C)+IRF(I)-HMB
PRINT "PROBABILIDAD DE RAYLEIGH : " ; PR(I+1)
PEB(C)=PR(I+1)*(EXP(10*(DU(C)+IRF(I)-HMB)*(-0.1)))
PRINT "PROBABILIDAD EXCEDIDO BER=10^-3 " ; PEB(C)
PRINT "NORMA CCIR : " ; CCIR
IF CCIR/PEB(C) THEN PRINT " P R O B L E M A S "

```

```

C=6.
NEXT I
24 Z0=INKEY$
IF Z0<"C" THEN Z0
GRAFICACION DE LAS RUTAS DE INTERFERENCIA.-
DIM P1(NR1),P2(NR2)
MAXX=0: MAXY=0
FOR I=1 TO NR1
  IF LMI(I)/MAXX THEN MAXX=LMI(I)
  IF ABS(LONG(I))/MAXX THEN MAXX=ABS(LONG(I))
NEXT I
MINY=MAXY:MINX=MAXX
FOR I=1 TO NR2
  IF LATI(I)/MINY THEN MINY=LATI(I)
  IF ABS(LONG(I))/MINX THEN MINX=ABS(LONG(I))
NEXT I
MAXX=MAXX/100:PI=NR1/PI:MAXY=MAXY/100:PI2=MINY/100:PI1=MINX/100/PI
L5 LOCATE 10,20:PRINT MAXX:MINX:LOCATE 12,20:PRINT MAXY:MINY
L25 Z0=INKEY$:IF Z0<"C" THEN L25
V1=(MAXX-INT(MAXX))/100:V2=(MAXX-INT(MAXX))/100
VERT=INT(MAXX)/100+INT(V1)/100+(V1-INT(V1))/100
HUP=INT(MINX)/100+INT(V2)/100+(V2-INT(V2))/100
L1=(MAXX-INT(MINX))/100:H2=(MAXX-INT(MINX))/100
VERT2=INT(MINX)/100+INT(V2)/100+(V2-INT(V2))/100
HOR2=INT(MINX)/100+INT(V2)/100+(V2-INT(V2))/100
FOR I=1 TO NR1
  LAT(I)=LATI(I)/100/PI
  LONG(I)=ABS(LONG(I))/100/PI
  P1=(LAT(I)-INT(LAT(I)))/100
  PV(I)=INT(LAT(I))/100+(P1-INT(P1))/100
  PV(I)=20+(VERT-VERT2)/100+(PV(I)-INT(PV(I)))/10
  PH1=(LONG(I)-INT(LONG(I)))/100
  PH1=INT(LONG(I))/100+(PH1-INT(PH1))/100
  PH(I)=50+(HOR2-HOR2)/100+(PH1-INT(PH1))/10
NEXT I
L55
SCREEN 2
LINE (5,5)-(600,5)
LINE (5,5)-(5,600)

```

```

LINE -(5,195)
LINE -(5,5)
PLOT (PB(I),PV(I))
FOR I=1 TO NAB
    LINE -(PB(I),PV(I))
NEXT I
FOR I=2 TO (NAB-1)
    A=INT(PV(I)/7.5)
    B=INT(PB(I)/7.5)
    LOCATE A,B,1,0,5
    PRINT INT(BEAT3(I-1))
NEXT I
FOR I=1 TO (NAB-2)
    CIRCLE (PB(I),PV(I)),9
    X=(PB(I)+PB(I+1))/2
    Y=((PV(I)-PV(I+1))/(PB(I)-PB(I+1)))(X-PB(I))+PV(I+1)
    LINE (PB(I),PV(I))- (X,Y-15)
    LINE -(PB(I+1),PV(I+1))
    LOCATE (X/7.5),(Y-10)/7.5,1,0,5
    PRINT I
NEXT I
    CIRCLE (PB(NAB),PV(NAB)),9
FOR I=NAB TO 3
    CIRCLE (PB(I),PV(I)),9
    X=(PB(I)+PB(I-1))/2
    Y=((PV(I-1)-PV(I))/(PB(I-1)-PB(I)))(X-PB(I))+PV(I)
    LINE (PB(I),PV(I))- (X,Y+10)
    LINE -(PB(I-1),PV(I-1))
    PRINT I
NEXT I
LOCATE 2,10
PRINT "CALCULO DE INTERFERENCIA"
27 20=IRKEYS
IF 20(1)"C" THEN 27
ADD=ADD+1
IF LABEL=1 THEN GOSUB LLUVIA
RETURN
CALCULO DE ATENUACION POR LLUVIA .-

```

```

LOCATE 10,20
PRINT " ZONA DE ACCESO A CERR EN MEXICO E.N.C " ; 100
PRINT LABEL=1:EN PTA=4: GOTO 5
LOCATE 11,20
INPUT " * POTENCIA DE TRANSMISION (W) * " ; P1X
LOCATE 12,20
INPUT " * DE CUANTAS ESTACIONES CONSTA EL SISTEMA A ESTUDIAR * " ; N1AZ
PRINT " * NOMBRE TIEN EUTC S "
DIM S1(N1AZ-1),S2(N1AZ-1),F1(N1AZ-1),L1(L1N1(N1AZ-1)),L2(L1N2(N1AZ-1))
Y REN
FOR I=1 TO (N1AZ-1)
CLS
LOCATE 8,20
PRINT " DATOS PARA EL TRAYECTO " ; I: " A " ; I+1
LOCATE 10,20
INPUT " * SANCIA DE LA ANTENA A * " ; G1(I)
LOCATE 11,20
INPUT " * SANCIA DE LA ANTENA B * " ; G2(I)
LOCATE 12,20
INPUT " * FRECUENCIA DE OPERACION (GHZ) * " ; F1(I)
LOCATE 13,20: INPUT " * PERDIDA DEL ALIMENTADOR A * " ; L1(I)
LOCATE 14,20
INPUT " * PERDIDA DEL ALIMENTADOR B * " ; L2(I)
NEXT I
CLS:LOCATE 10,20:INPUT " * UNDAE PARA BER=10-6 (dB) * " ; W
LOCATE 11,20
INPUT " * ATENUACION EN (dB/Km) * " ; RE
DIM P1(N1AZ),F1(N1AZ),K1(N1AZ),K2(N1AZ),T1(N1AZ)
FOR I=1 TO (N1AZ-1)
CLS
LOCATE 5,2
PRINT " RESULTADO DEL CALCULO DE MAXIMA DISTANCIA * "
PRINT " ----- * "
PRINT
PRINT " CARACTERISTICAS DEL SISTEMA * " ; I: " " ; I+1
PRINT " ZONA " : " ; 100
PRINT " SANCIA DE LAS ANTENA " : " ; G1(I): " " ; G2(I): " (dB) "

```



```

PRINT
-----
LOCATE 12,2
PRINT " * RANGA DE DESARROLLO" " * :R12
LOCATE 13,2
PRINT " * DISTANCIA DEL SALTO " * :R13
LOCATE 14,2
PRINT " * ATENCION ESPECIFICA " * :R14
LOCATE 15,2
PRINT " * FACTOR DE REDUCCION " * :R15
LOCATE 16,2
PRINT " * ATENCION POR LLUVIA " * :R16
LOCATE 17,2
PRINT " * INCAPACIDAD " * :R17
LOCATE 18,2
PRINT " * VALOR OBJETIVO " * :R18
LOCATE 19,2
PRINT " * RANGA DE LLUVIA " * :R19
20 20=INAYE
11 101) "C" * 7000 20
NEXT I
XLIV
2 END

```

6.2 PRECISION DEL PROGRAMA ANTE UN PROBLEMA REAL.-

6.2.1. CONDICIONES CLIMATOLÓGICAS Y DE INSTALACION DEL SISTEMA EXISTENTE.-

Para comparar la precisión del programa con un problema real, se tomaron los parámetros de tres estaciones de microonda existentes en el área metropolitana, las cuales se indican junto con su localización en la tabla 6.1.

En un mapa topográfico correspondiente a esas zonas, y situándolos como se indica en el apéndice A. Se determina el perfil de cada una de las trayectorias (fig. 6.10). Los mapas topográficos empleados fueron el E14B31 y el E14B41 del INEGI.

ESTACION	Distancias	
	ALCALALTE	ESTACION
ESTACION	ALCALALTE	ESTACION
ESTACION	ALCALALTE	ESTACION

Tabla 6.1. estaciones existentes en el área metropolitana

Después de ubicar cada una de las estaciones en el mapa topográfico de la fig. 6.1, se trazan las trayectorias que conforman el sistema de microondas, para determinar dicho sistema geográficamente, se toman el mayor número posible de alturas con sus distancias correspondientes como se indica en las tablas 6.2.a v 6.2.b.

DISTANCIA (km) de CHALCO a IXTAPALUCA	CHALCO (2260 msnm)	IXTAPALUCA (2260 msnm)
	ALTURA (msnm)	
0.000	2200	
0.300	2300	
0.450	2200	
1.000	2270	
1.200	2270	
1.600	2290	
1.700	2270	
5.000	2265	
6.000	2260	
6.300	2260	

Tabla 6.2.a perfil del trayecto Chalco-Ixtapaluca

Las estaciones mencionadas en la tabla 6.1 se encuentran, de acuerdo a lo definido por el CCIR, en la zona M (fig. 6.30), que corresponde a un índice de lluvia de 83 (mm/h).

La frecuencia de operación para estos trayectos es de 15 GHz, por lo que es importante considerar el cálculo de atenuación por lluvia.

DISTANCIA (Km) de CHALCO a Tlalmanalco	CAL. 2	Tlalmanalco
	(2220 msnm)	(2430 msnm)
	ALTURA (msnm)	
0.000	2220	
0.100	2260	
0.200	2285	
0.300	2290	
0.400	2290	
0.500	2290	
1.000	2290	
2.000	2290	
3.000	2295	
3.500	2310	
4.000	2320	
4.500	2325	
5.000	2340	
5.500	2350	
6.000	2350	
6.500	2350	
7.000	2350	
7.500	2350	
8.000	2350	
8.500	2350	
9.000	2350	
9.500	2350	
10.000	2350	
11.500	2420	
11.600	2435	
11.800	2430	

Tabla 6.2.b. perfil del salto Chalco-Tlalmanalco

En base a los nomogramas del cálculo de la atenuación específica por lluvia, ya es de 3.5 (dB/km) ,para el caso de un enlace cuya frecuencia de operación es de 15 GHz y este se encuentra en una zona con un índice de lluvia de 83 (mm/h). (fig.6.4).

Con los datos mencionados anteriormente queda definida geográficamente la zona en la que se encuentran las estaciones que son de interés para nuestro estudio.

Los datos técnicos ,corresponden al tipo de equipo, antenas y guía de onda empleada.

Las estaciones mencionadas anteriormente pertenecen a enlaces de TelMex, TelMex generalmente emplea guías de onda Andrew ,para el caso de un enlace que opera a una frecuencia de 15GHz utiliza la guía de onda HE150. Esta es una guía de onda elíptica con una pérdida de 0.130 dB/m, que es el parámetro importante para nuestro estudio.

El patrón de radiación de las antenas empleadas se muestra en la fig. 6.5. cuya ganancia es de 45.5 dBi.
 Los demás parámetros que dependen como se dijo anteriormente del fabricante son resumidos en la tabla 6.3.

Parámetro	Marca	Unidad
Longitud de onda	1.25	m
Frecuencia	2400	MHz
Bandwidth	10	MHz
Factor de calidad	100	dB

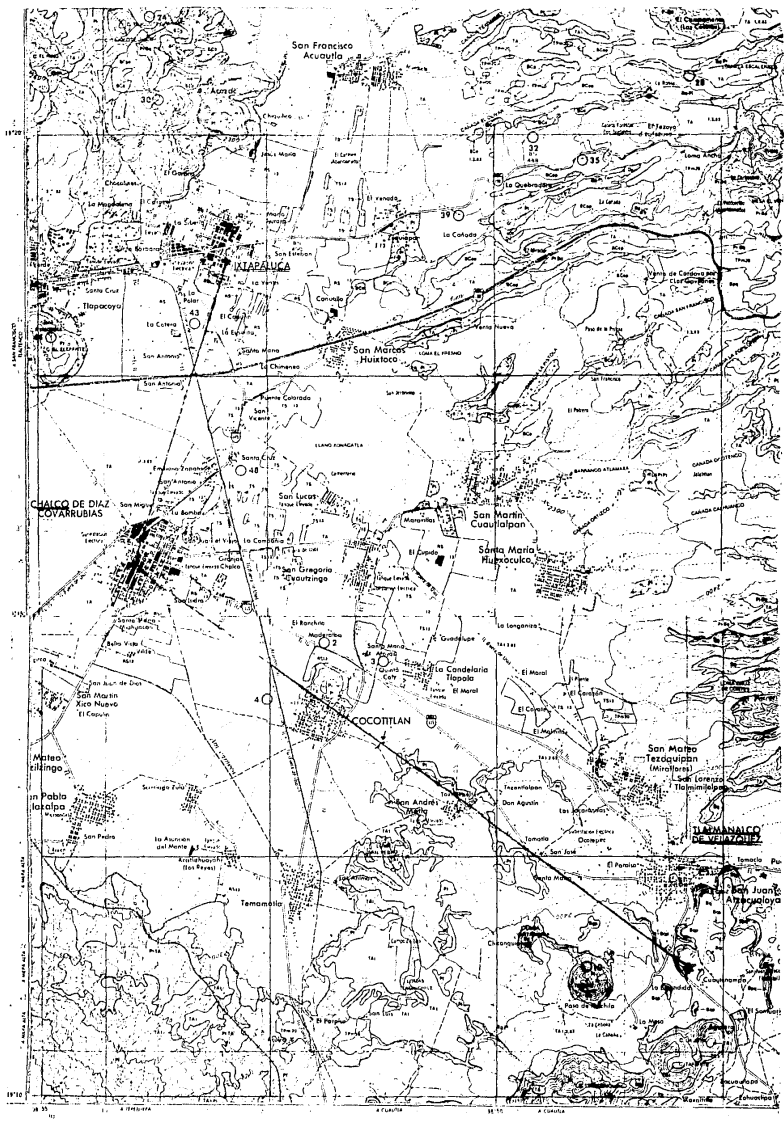
Tabla 6.2. Características físicas de los equipos empleados en los enlaces correspondientes a la estación de radio de la tabla 6.1.

6.2.2. SIMULACION DEL PROBLEMA DADAS SUS CONDICIONES CLIMATOLÓGICAS. -

Con los datos mencionados en este inciso, se está en condiciones para efectuar el diseño del enlace.

Los resultados que se obtienen al elaborar el programa son :

**FIGURA 6.1. LOCALIZACION DE LOS PUNTOS DE ESTUDIO
EN LOS MAPAS TOPOGRAFICOS**



San Francisco Acuayula

Tlapauca

San Marcos Huixtoco

Calco de Diaz Coyarubias

Cocortlan

San Mateo Texaquipan (Miraflores)

San Juan Amecualoya

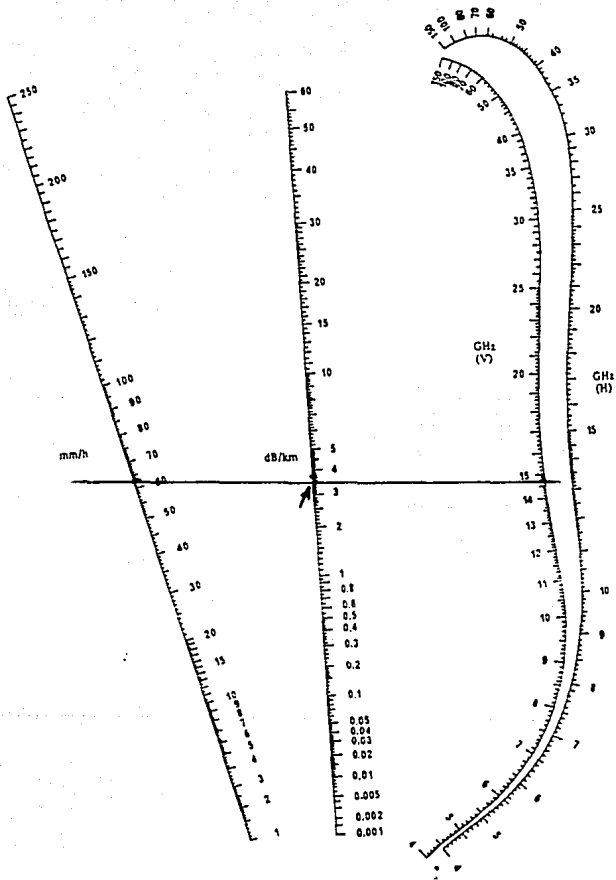
19° 10'

0° 10'

19° 10'

100 200 300 400 500 600 700 800 900 1000

**FIGURA 6.4. MONOGRAMAS UTILIZADOS PARA LA OBTENCION DE
Y DE ACUERDO A LAS CARACTERISTICAS DEL
SISTEMA.**



**FIGURA 6.5. PATRON DE RADIACION DE LAS ANTEMAS EMPLEADAS
EN LOS ENLACES QUE SE DISEÑAN EN ESE EJEMPLO**

SECTION

GENERAL

NOTE: This is a pattern envelope of power loss and not
a field strength pattern.

RADIATION PATTERN

EPT-15022 Z

ANTENNA TYPE

HP14RG24SR-100A

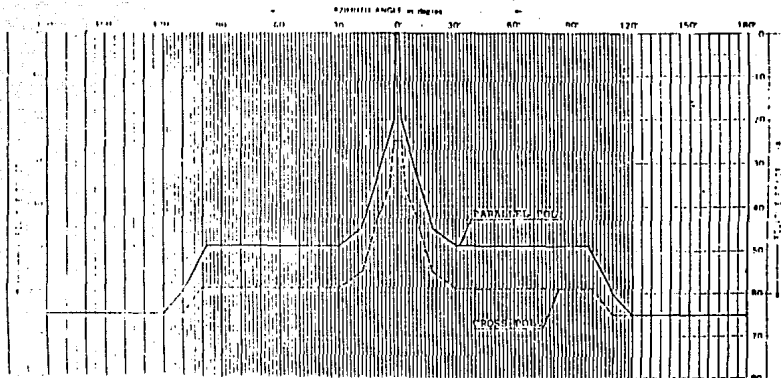
HP14RG24SH-100A

FREQUENCY: 14.4 - 15.35 GHz

DIAMETER: 2.4 m

POLARIZATION: Single Pol.

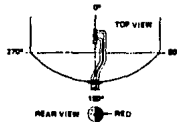
140



NFC NEC Corporation TOKYO JAPAN

RADIATION PATTERN ENVELOPE

ANTENNA TYPE NUMBER UHX10-65D



RPE 1705

R. Foy

Approved

June 1, 1973

10 FOOT ANTENNA ——— Envelope for a Horizontally Polarized Antenna
 6.425-7.125 GHz - - - - - Envelope for a Vertically Polarized Antenna
 DUAL POLARIZED

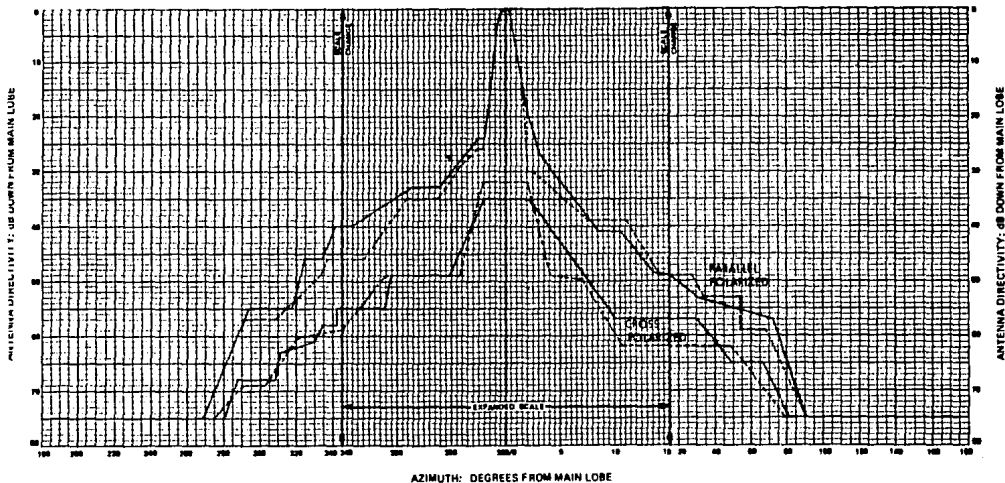
RED RIGHT FEED ORIENTATION

Feed is oriented as illustrated above with the red colored part of the hub positioned toward the 90° azimuth RIGHT side of the antenna.

Gain $44.0 \pm .2$ dBi at 6.775 GHz

For reference to a half wave dipole antenna 3.18 dB.

See Andrew Bulletin 1622, "Aperture Pattern Envelopes" for further information.

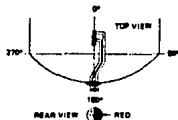


ANTENNA DIRECTIVITY: dB DOWN FROM MAIN LOBE

ANTENNA DIRECTIVITY: dB DOWN FROM MAIN LOBE

RADIATION PATTERN ENVELOPE

ANTENNA TYPE NUMBER UHX10-65D



NPE 1705

R. B. K.

Approved
June 1, 1973

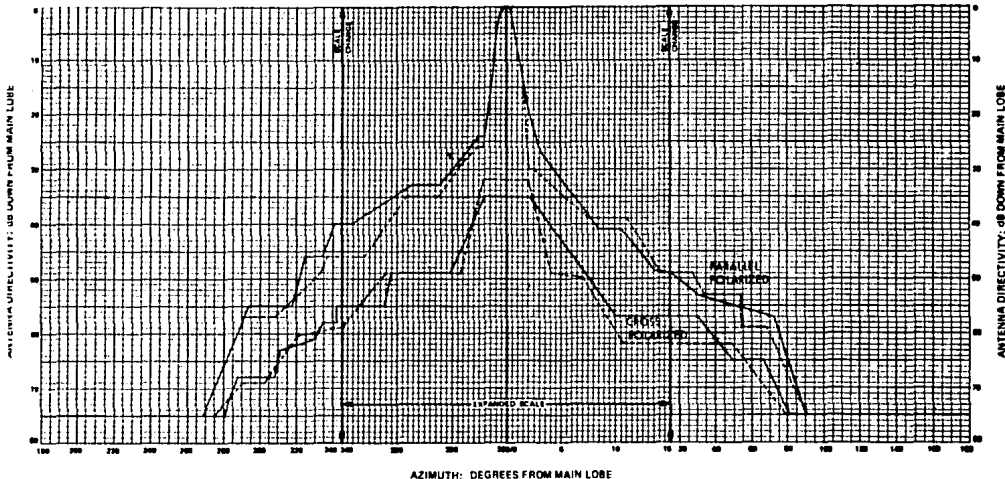
10 FOOT ANTENNA ——— Envelope for a Horizontally Polarized Antenna
6.425-7.125 GHz - - - - - Envelope for a Vertically Polarized Antenna
DUAL POLARIZED

RED RIGHT FEED ORIENTATION

Feed is located as illustrated above with the red pointed part of the horn orientated toward the 0° azimuth direction of the antenna.

Gain 44.0 ± .2 dBi at 6.775 GHz

For reference to a full wave theory model 3.18 dB
See Andrew Bulletin 1002, "Antenna Pattern Envelopes,"
for further information.



**RESULTADOS ENTREGADOS POR EL PROGRAMA ANTE
LAS CONDICIONES CLIMATOLOGICAS INDICADAS
EN EL INCISO ANTERIOR.**

CALCULO DE INDISPONIBILIDAD POR LLUVIA

SISTEMA I CHALCO - ITAPALUCA

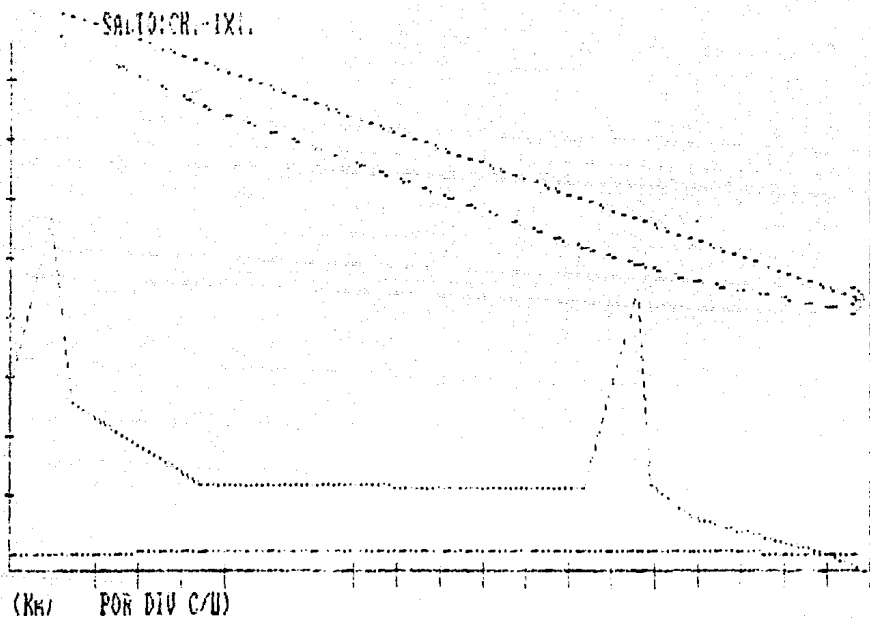
ESTACION A		CHALCO		TOTAL
ESTACION B		ITAPALUCA		
FRECUENCIA	(GHZ)	14.01		
DISTANCIA DEL SALTO	(KM)	6.30		6.30
MARGEN DE DESVANECIMIENTO	(dB)	96.93		
ZONA		H		
INTENSIDAD DE LLUVIA EXCESIVA				
0.01S DEL TIEMPO	(mm/h)	63.00		
ATENUACION ESPECIFICA	(dB/Km)	3.70		
FACTOR DE REDUCCION		0.78		
ATENUACION POR LLUVIA 0.01S	(dB)	18.21		
INDISPONIBILIDAD	(S)	0.00032		0.00032
VALOR OBJETIVO	(S)			0.03360
MARGEN DE LLUVIA	(dB)			20.26

ALTURAS RECOMENDADAS PARA LAS ANTENAS:
ANTENA A: 36.73486323123 (METROS)
ANTENA B: 23 (METROS)

LIBRAMIENTO MINIMO 1 = 10.36420822143555 (m)
LIBRAMIENTO MINIMO 2 = 3 (m)
LIBRAMIENTO MINIMO PARA K2 = 8.504734982980957 (m)
MARGEN PARA K2 = 4.086209774017334 (m)

OPRIMA C PARA CONTINUAR

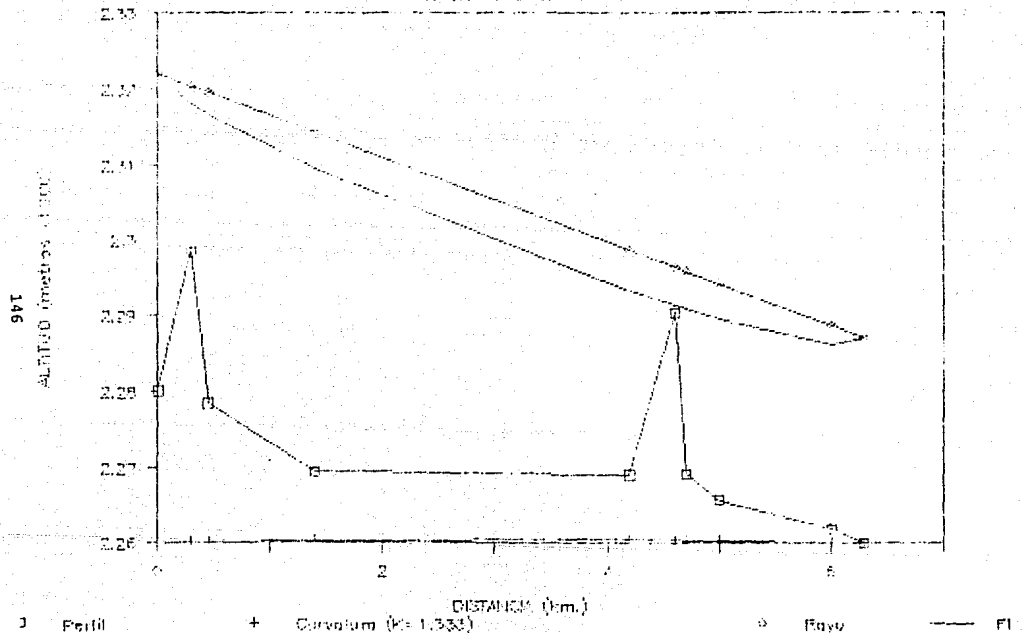
115



ESC. V.: 10.00000065565109 (45NM), ESC H.: .315000005367432

CHALCO(2289+42m) - IXTAPALUCA(2260+27m)

Distancia del Salto: 6.33 km



CALCULO DE INDISPONIBILIDAD POR LLUVIA

SISTEMA 1 CHALCO - TALAMANALCO

ESTACION A		CHALCO	TOTAL
ESTACION B		TALAMANALCO	
FRECUENCIA	(GHZ)	14.81	
DISTANCIA DEL SALTO	(KM)	11.00	11.00
MARGEN DE DESVANECIMIENTO	(dB)	51.84	
ZONA		H	
INTENSIDAD DE LLUVIA EXCESIVA			
0.01S DEL TIEMPO	(mm/h)	63.00	
ATENUACION ESPECIFICA	(dB/Km)	3.70	
FACTOR DE REDUCCION		0.66	
ATENUACION POR LLUVIA 0.01S	(dB)	28.64	
INDISPONIBILIDAD	(S)	0.00166	0.00166
VALOR OBJETIVO	(S)		0.03360
MARGEN DE LLUVIA	(dB)		13.07

ALTURAS RECOMENDADAS PARA LAS ANTENAS:

ANTENA A: 43 (METROS)

ANTENA B: 29.41357421875 (METROS)

LIBRAMIENTO MINIMO 1 = 8.016081782886914 (m)

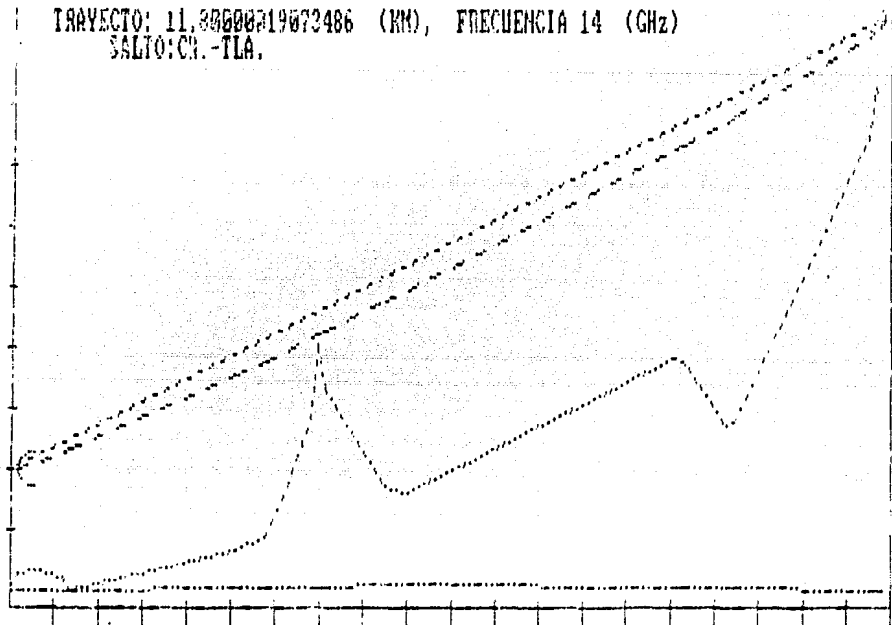
LIBRAMIENTO MINIMO 2 = 75 (m)

LIBRAMIENTO MINIMO PARA E2 = 7.555463780583555 (m)

MARGEN PARA E2 = 4.945626435089111 (m)

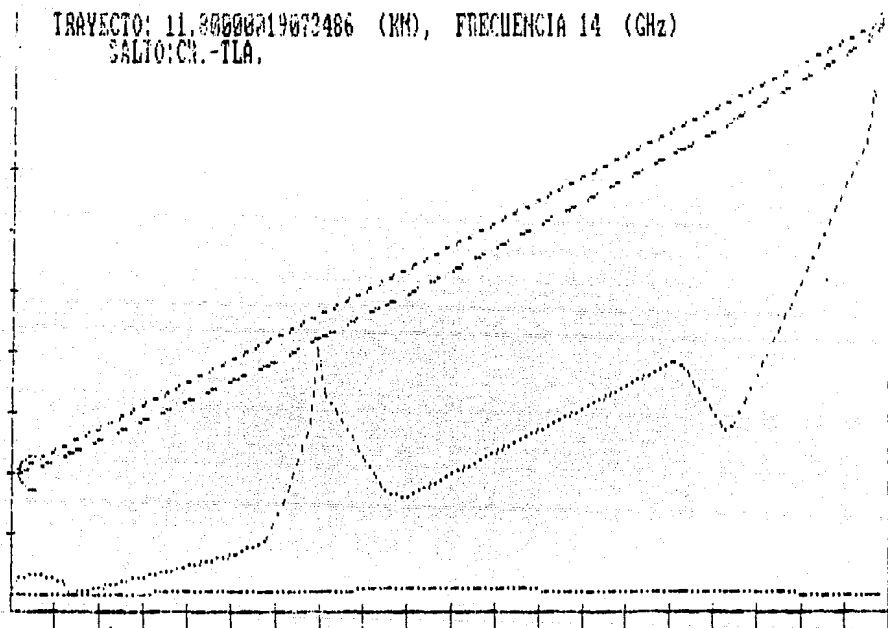
OPRIMA C PARA CONTINUAR

TRAYECTO: 11.80000019073486 (KM), FRECUENCIA 14 (GHz)
SALTO: CH.-TLA.



ESC.U.: 122.9 (msnm), ESC H.: .5900000095367432 (Km) POR DIV C/U

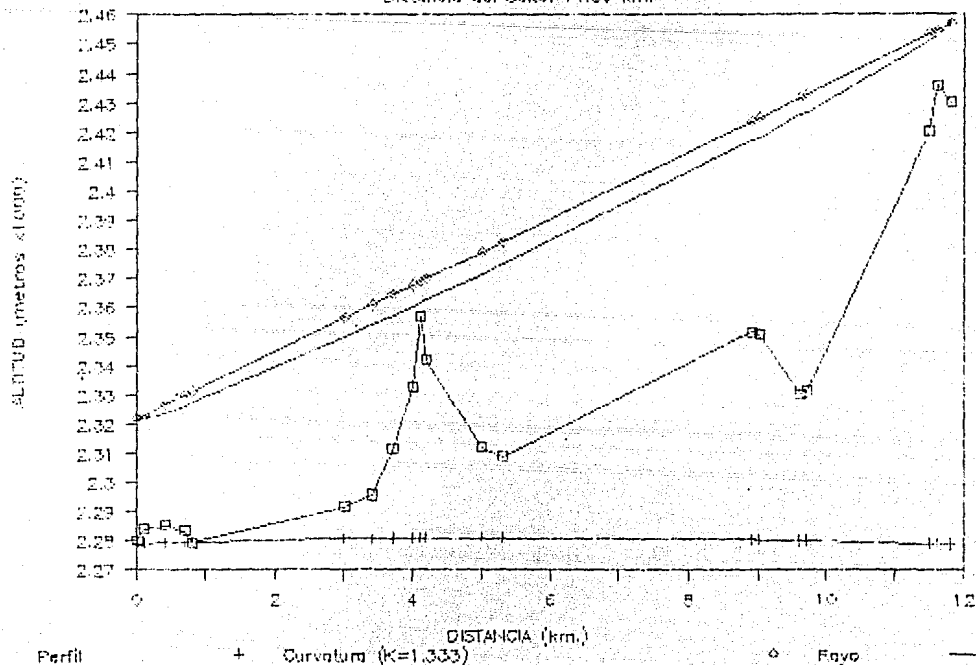
TRAYECTO: 11.30000019072486 (KM), FRECUENCIA 14 (GHz)
SALTO: CH.-TLA.



ESC.U.: 122.9 (msnm), ESC H.: .5900000095367432 (Km) POR DIU C/U)

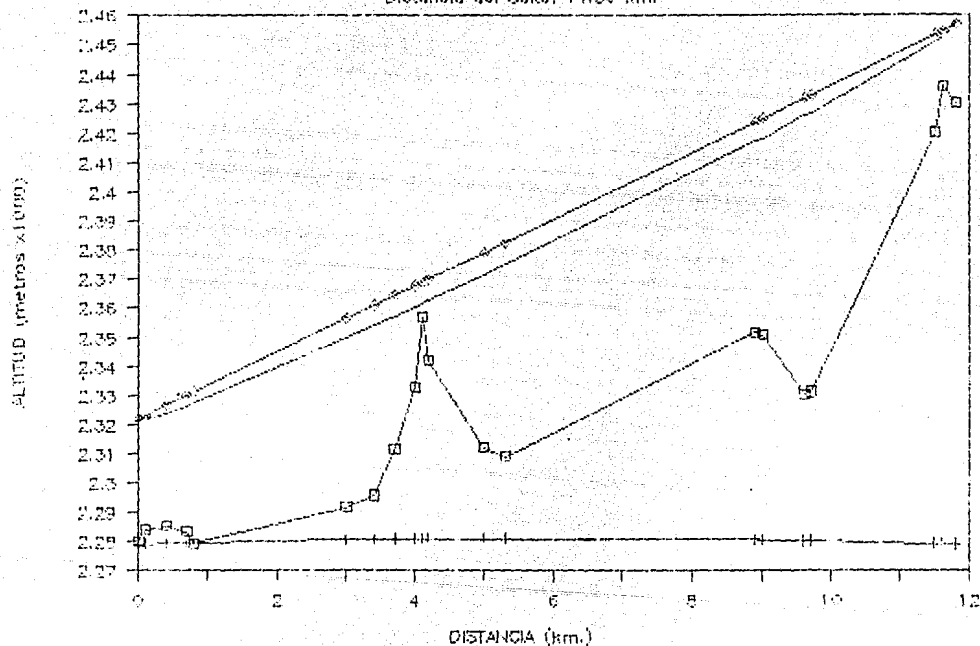
CHALCO(2280+42m) - TLALMANALCO(2430+27m)

Distancia del Salto: 11.80 km.



CHALCO(2280+42m) - TLALMANALCO(2430+27m)

Distancia del Salto: 11.80 km.



1 Perfil + Curvatura (K=1.333) ◇ Ejeo — F1

RUTAS DE LIDA

RUTA INTERFERIDA 2 - 3

RUTA DE INTERFERENCIA (1)

D/DI EN EL ESPACIO LIBRE 47.39968872070312

D/DI CON IRF = 49.39968872070312

NIVEL DE RECEPCION = -31.88235184814453

NIVEL INDESEADO 81.28202056884766

MARGEN CONTRA UMBRAL 35.3596887588501

PROBABILIDAD DE RAYLEIGH .4049035608768463

PROBABILIDAD EXCEDIENDO BER=10⁻³ 1.178644160972908E-004

NORMA DE CCIR : 8.047999951988459E-003

RUTA INTERFERIDA 1 - 2

RUTA DE INTERFERENCIA (1)

D/DI EN EL ESPACIO LIBRE 52.86000061035156

D/DI CON IRF = 54.86000061035156

NIVEL DE RECEPCION -26.42202186584473

NIVEL INDESEADO 81.28202247619629

MARGEN CONTRA UMBRAL 40.82000064849854

PROBABILIDAD DE RAYLEIGH .2929849326610565

PROBABILIDAD EXCEDIDO BER=10⁻³ 2.42574551521102E-005

NORMA CCIR 6.047999951988459E-003

RUTAS DE REGRESO

ruta INTERFERIDA 2 - 1

RUTA DE INTERFERENCIA (2)

D/U EN ES ESPACIO LIBRE 58.60031127929688

D/U CON IRF 60.60031127929688

NIVEL DE RECEPCION-26.42202186834473

NIVEL INDESEADO 87.0223331451416

MARGEN CONTRA UMBRAL 46.56031131744385

PROBABILIDAD DE RAYLEIGH 1.11984912880000E

PROBABILIDAD EXCEDIDO BER=10⁻³ 6.488657375080511E-008

NORMA CCIR 6.047999951988459E-003

RUTA INTERFERIDA 3 - 2

RUTA DE INTERFERENCIA (2)

D/U EN EL ESPACIO LIBRE 53.139999338964844

D/U CON IRF 55.139999338964844

NIVEL DE RX -31.83233134814453

NIVEL INDESEADO 87.02233123779297

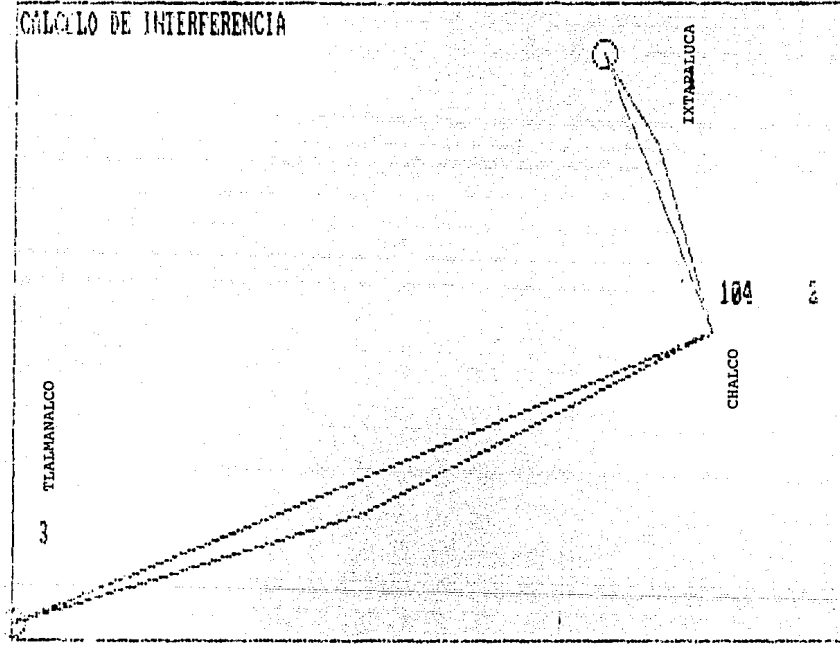
MARGEN CONTRA UMBRAL 41.099939842779541

PROBABILIDAD DE RAYLEIGH .4049035608768463

PROBABILIDAD EXCEDIDO BER=10⁻³ 3.143052526866086E-005

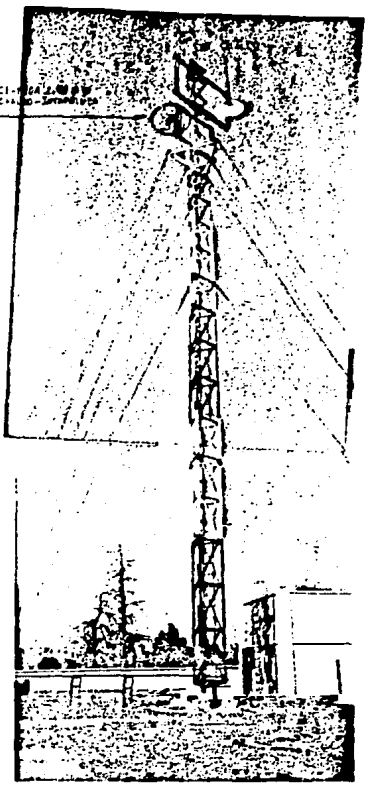
NORMA CCIR 6.047999951988459E-003

CALCULO DE INTERFERENCIA



FOTOGRAFIAS DE LAS ESTACIONES INDICANDO LA
POSICION DE LA ANTENA QUE SE VA A INSTALAR.

ANTENAS REC. HAYAT: CIL-MEXA 2.00 0.00 W
EN. CAPAC. SISTEMA CABLED - SATELITARIO
CET. 10.00 10.00 0.00 0.00

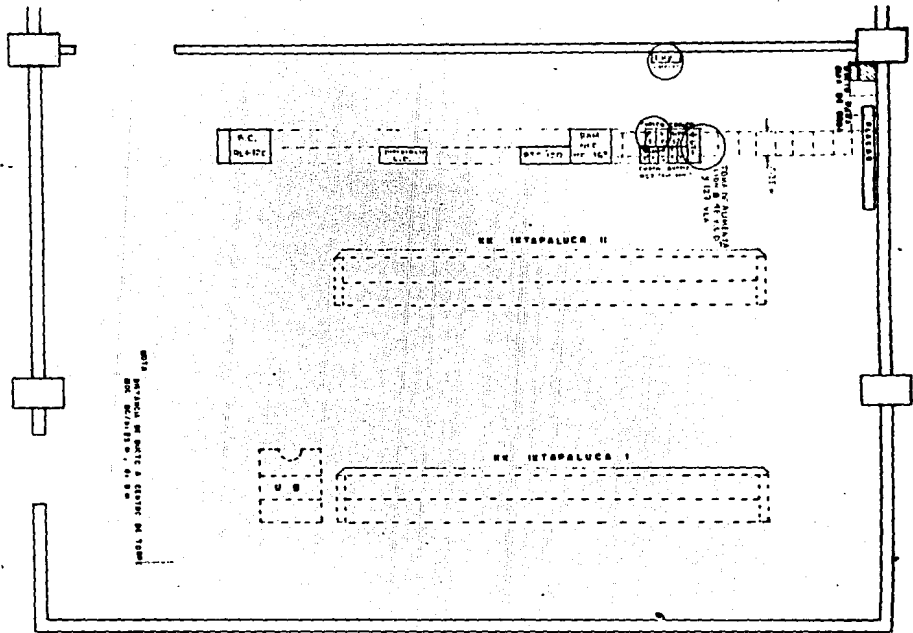


CTL TEL-MEX IXTAPALUCA MEX.

CONEXIONES



PROYECTO DIBUJO APROBADO
 S. R. C. J. O. V. M. H. P. R. R. S. S. S.
 CTL. IXTAPALUCA, MEX.
 DIRECCION: I. N. ESTADOS 22231



NOTA: PLANTILLA DE ENTIC A SEÑAL EN 1/2000
 DIM. REAL/3500 x 61.50

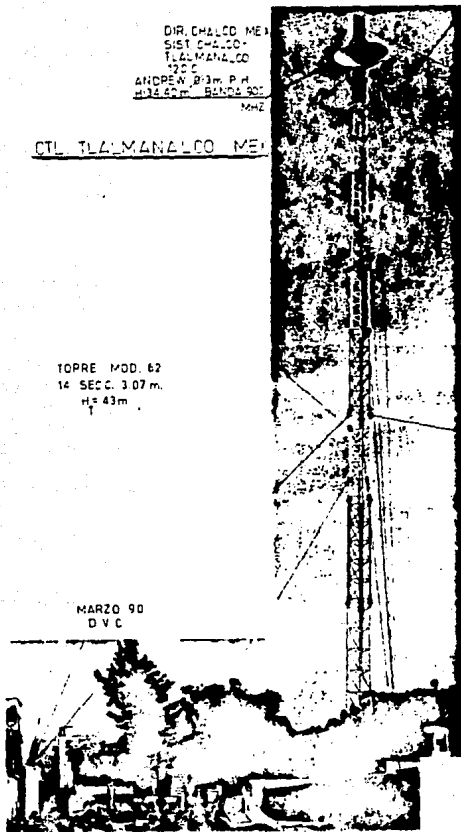
AVENA ANDREW BARRERAS-1022 3.42 m P
SIST. CHALCO SUTENEC CHALCO-TLALMANALCO
45' x 11' 30 CM. Es 82 m

DIR. CHALCO MEJ
SIST. CHALCO-
TLALMANALCO
120 C
ANDREW 2:30 P.M.
4034.60 m - BANDA 200
MHE

CTL TLALMANALCO MEJ

TOPRE MOD. 62
14 SECC. 3.07 m.
H = 43 m

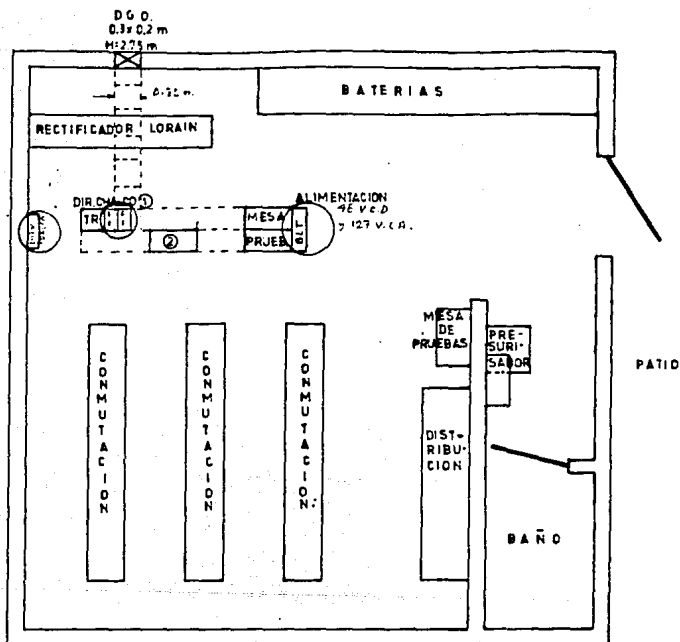
MARZO 90
DVC



CTL. TLALMANALCO MEX.

ESC. 1:50

SALA DE RADIOS



- ① TR-800 D120-1A SIST. CHALCO-TLALMANALCO 120 C.
② BELL ITT ATE 145-374A

6.2.3. COMPARACION DE RESULTADOS.-

Las alturas definitivas de las antenas en cada una de las estaciones se muestran en la tabla 6.3. a dichas alturas se operará el sistema de microondas de 480 canales, en dicho diseño se debe tomar en cuenta la probabilidad de construcción de edificios, crecimiento de árboles y aparición de otro tipo de obstáculos.

ESTACION	ALTURA DE ANTENAS (m)	
	ESTACION A	ESTACION B
EXTAPALUPA	37	37
CHALCO	TLALMANALCO	37
	EXTAPALUPA	37
TLALMANALCO	CHALCO	37

Tabla 6.3. altura de las antenas para el sistema de microondas de 480 canales.

La variación con respecto a los resultados entregados por el programa es ± 1.0 m. en este caso las condiciones de disponibilidad de espacio para las antenas en cada una de las estaciones permitió apearse a la teoría junto con sus factores de seguridad correspondientes.

6.3. CONCLUSIONES.-

En el presente trabajo se analiza la propagación de las microondas con la finalidad de realizar un programa para diseñar un enlace, que se apegue a las normas del CCIR, y que además dichas normas sean superadas por un cierto factor, que podemos llamar de seguridad.

En el ejemplo de cálculo y comparación con respecto a un sistema ya instalado existe una variación de 1.0 m, en este caso todos los factores tanto geográficos como de obra civil favorecen al diseño de un enlace en el que el programa decide las alturas deseables para un libramiento de 3 m de la zona de fresnel para el peor de los casos que corresponde a $k=2/3$.

Existen casos en los que el cliente que desea establecer un enlace no cuenta con las alturas marcadas por el programa, y el cumplimiento de esas alturas provocaría la necesidad de construir una torre, lo que se traduciría en un enlace costoso. En estos casos es importante la decisión del diseñador, que comparando los resultados entregados por el programa y la experiencia determine que tanto se pueden modificar las alturas. Otra herramienta importante es la grafica del perfil, que indica cuál es el principal obstáculo, en estos casos se puede llegar a la conclusión de que la ruta decidida para establecer el enlace no es precisamente la más adecuada.

El presente programa permite simular un enlace, variando los datos de entrada, por ejemplo en lugar de dar las alturas de las torres de cada estación, dar las alturas esperadas para establecer el enlace, y en base a los resultados entregados determinar que tan costoso resulta el enlace.

Geográficamente y para la construcción de la obra civil es necesario asegurar el libramiento de la zona de Fresnel.

En el caso de la asignación de frecuencia es necesario superar el límite señalado por el CCIR, en caso de no cumplirlo es necesario variar los canales de operación (plan de frecuencia) de esa banda.

APENDICE A

A P E N D I C E A

A.1 Determinación de la dirección de propagación (Azimut).-

La determinación de la dirección de las trayectorias de propagación entre cada una de las estaciones de la ruta que comprende un sistema, nos permite determinar la orientación que debe tener la estación, y también la dirección de la antena.

En el caso de tener estaciones tan cercanas que se puedan ver a simple vista, la orientación de las antenas se puede hacer manualmente, pero en el caso de trayectoria sin visibilidad, se utiliza el método de observación astronómica, que consiste en determinar la dirección norte real (No norte magnético) y a partir de este calcular el ángulo de la dirección de la estación vecina objetiva.

Una vez determinada la ruta que ha de seguir es conveniente ubicar geográficamente cada uno de los puntos (latitud y longitud) con el uso de mapas topográficos.

Los mapas topográficos se encuentran divididos como se muestra en la figura A.1

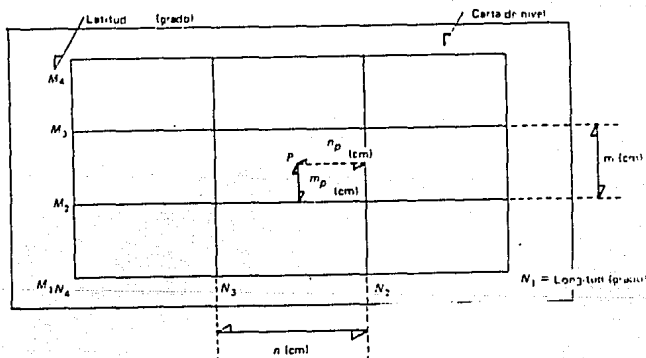


fig. A.1 Latitud y longitud en un mapa topográfico

La ubicación del punto P (m_p, n_p) con el uso del mapa topográfico, dividido de acuerdo a la figura A.1 se hace mediante una regla de 3.

$$M_A - M_Z \rightarrow m \text{ (cm)}$$

$$M_P - M_Z \rightarrow m_p \text{ (cm)}$$

$$(M_P - M_Z) \cdot m = m_p (M_A - M_Z)$$

Despejando M_p :

$$M_p = \frac{(M_A - M_Z) \cdot m_p}{m} + M_Z \dots \dots \dots \text{A. 1}$$

De la misma forma para el cálculo de la longitud N_p :

$$N_p = \frac{(N_A - N_Z) \cdot n_p}{n} + N_Z \dots \dots \dots \text{A. 2}$$

El grado de exactitud depende directamente de la actualización y veracidad de las cartas topográficas con las que se cuenta.

Suponiendo que la tierra es una esfera perfecta, y los puntos A y B están ubicados en (ϕ_1, λ_1) y (ϕ_2, λ_2) respectivamente como se muestra en la figura A.2, los ángulos δ_{ab} y δ_{ba} serán los ángulos entre el norte real y la línea tangente a la esfera que une a los puntos A y B, en cada una de las estaciones.

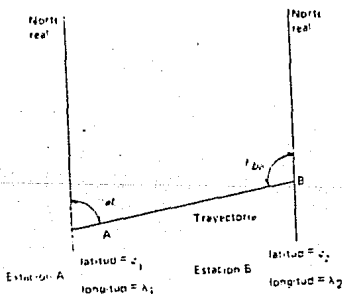


Fig. A.2 Azimut entre dos puntos de una trajectoire

El ángulo de dirección visto desde la estación A a la estación B se calcula con la expresión A.3 que es el resultado del estudio de trigonometría aplicada a una esfera.

$$\tan \delta_{ob} = \frac{\text{sen}(\lambda_1 - \lambda_2)}{\cos \phi_1 \cdot \tan \phi_2 - \text{sen} \phi_1 \cdot \cos(\lambda_2 - \lambda_1)} \quad \dots\dots (A.3)$$

A.2 Cálculo de la distancia de la trayectoria.-

De la figura A.3 los puntos A y B se encuentran en un semicírculo, junto con el punto eje O.

Siendo las coordenadas de los puntos A y B (a_1, y_1) y (a_2, y_2) respectivamente, y dadas en radianes, el ángulo AOB se calcula mediante la expresión A.4

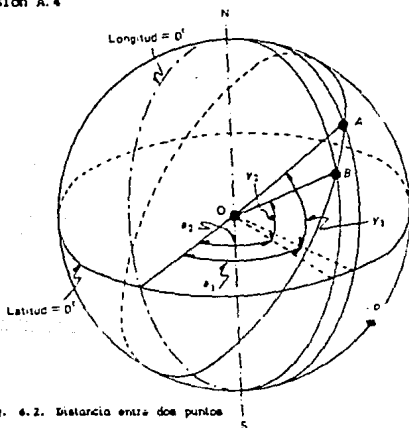


fig. 4.2. Distancia entre dos puntos

$$\cos \angle AOB = \text{sen } y_1 \cdot \text{sen } y_2 + \cos y_1 \cdot \cos y_2 \cdot \cos(a_1 - a_2) \quad \dots\dots (A.4)$$

Dado que radio terrestre es de 6,370 Km ,la distancia entre los puntos A y B se calcula por medio de la expresión A.B.

$$\overline{AB} = 6,370 \cdot \angle ACB \dots\dots\dots(4.5)$$

BIBLIOGRAFIA.-

LARL J. A. JOHN, TEORIA ELECTROMAGNETICA PRINCIPIOS Y APLICACIONES.
LINUSA, 1981.

TELEFONO DE MEXICO, FUNDAMENTOS TEORICOS PARA PRUEBAS DE PROPAGACION
DE MICROONDAS, 2a. EDICION, OCTUBRE 1963.

PAUL G. BOEL, INTRODUCTION TO PROBABILITY THEORY. UNIVERSITY OF
CALIFORNIA, LOS ANGELES, 1971.

FACULTAD DE INGENIERIA, U.N.A.M., DIVISION DE EDUCACION CONTINUA.
TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDA. 1968.

TURBOBASIC OWNER'S HANDBOOK, BORLAND INTERNATIONAL

ROBUND YARAME, FUNDAMENTOS DE PROPAGACION DE MICROONDAS. SEGUNDA
EDICION, S.C.T, 1981.

INEGI, MAPAS TOPOGRAFICOS E14831, E14841.

THE AMERICAN RADIO RELAY LEAGUE ARRL. THE RADIO AMATEUR'S HANDBOOK.
E.L.V.M. ARRL, 1978.

CCIR RED BOOK, VOL V, REP.338.

APUNTES TOMADOS EN DISEÑO DE SISTEMAS CON MICROPROCESADORES.
SECUENCIA DE DISEÑO, ING. AMEL CLEMENTE.