

207  
78



# Universidad Nacional Autónoma de México

FACULTAD DE INGENIERIA

CRITERIOS DE ENLACE PARA  
UNA RED DE TELEMEDICINA

T E S I S  
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE  
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA  
PRESENTA

**Eric Francisco Gómez Vázquez**

Director de Tesis:

M.C. Amanda O. Gómez González



México, D.F.

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

1994



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.

---

## *Agradecimientos*

*A la Universidad Nacional Autónoma de México:*

*Por haberme dado la oportunidad de estar en sus aulas, lugar en donde recibí el conocimiento para apreciar y cuestionar la vida.*

*A la Facultad de Ingeniería:*

*Con especial agradecimiento porque gracias a ella he logrado ser lo que ahora soy.*

*A la M. en C. Amanda O. Gómez González:*

*A quien deba el gentil estímulo para la realización de este trabajo, siendo para mi un tesoro invaluable la amistad y conocimientos que de ella he recibidos.*

---

*A las Maestras:*

*Quiera expresar un pensamiento de gratitud a todas mis maestras por sus lecciones y excepcionales enseñanzas.*

*A Cristal Ornelas Fuentes:*

*Agradezco de forma especial el tiempo regalado, tus observaciones y comentarios, los cuales fueron determinantes en la terminación de este trabajo.*

*C.P. Rafael Gómez Ramírez*

*Con gran admiración por sus logros profesionales, siendo en este ámbito un ejemplo a seguir. También agradezco la confianza que depositó en mí al darme la primera oportunidad de desarrollo profesional.*

---

**CONTENIDO**

|   | Pág.      |
|---|-----------|
| <b>INTRODUCCION . . . . .</b>   | <b>iv</b> |
| <br><b>CAPITULO 1</b>   |           |
| <b>UBICACION DE LOS CENTROS MEDICOS Y SELECCION<br/>DEL TIPO DE ENLACE SEGUN SU UBICACION . . . . .</b> | <b>1</b>  |
| <b>1.1 UBICACION DE LOS CENTROS MEDICOS<br/>        DE LA RED . . . . .</b>                             | <b>2</b>  |
| <b>1.2 SELECCION DEL TIPO DE ENLACE ENTRE LOS<br/>        CENTROS MEDICOS . . . . .</b>                 | <b>4</b>  |
| 1.2.1 El medio físico o terreno como limitación . . . . .   | 4         |
| 1.2.2 Desvanecimientos . . . . .  | 4         |
| 1.2.3 Interferencia de radiofrecuencia . . . . .  | 5         |
| 1.2.4 Máxima capacidad de transmisión . . . . .   | 5         |
| 1.2.5 Comparación entre sistemas de transmisión . . . . .   | 5         |
| <br><b>CAPITULO 2</b>   |           |
| <b>SEÑALES DESEADAS EN TELEMEDICINA . . . . .</b>   | <b>9</b>  |
| <b>2.1 SEÑALES EMPLEADAS EN TELEMEDICINA . . . . .</b>  | <b>10</b> |
| <br><b>CAPITULO 3</b>   |           |
| <b>CARACTERIZACION DE LOS CANALES<br/>DE COMUNICACION . . . . .</b>                                     | <b>13</b> |
| <b>3.1 LOS CANALES DE COMUNICACION . . . . .</b>  | <b>14</b> |
| <b>3.2 ANALISIS DE LOS CANALES DE<br/>        COMUNICACION . . . . .</b>                                | <b>15</b> |
| 3.2.1 Par trenzado . . . . .  | 15        |
| 3.2.2 Cable coaxial . . . . .   | 17        |
| 3.2.3 Cable telefónico . . . . .  | 19        |

|  | Pág.      |
|--|-----------|
| 3.2.4 Fibra óptica . . . . .                                     | 20        |
| 3.2.5 Radioenlaces . . . . .                                     | 20        |
| <br><b>CAPITULO 4</b>  |           |
| <b>CALCULO DE PARAMETROS DE ENLACE . . . . .</b>                 | <b>23</b> |
| 4.1 ANALISIS DEL ENLACE VIA SATELITE . . . . .                   | 24        |
| 4.2 ANALISIS DEL ENLACE DE MICROONDAS . . . . .                  | 31        |
| 4.3 ANALISIS DEL ENLACE FIBRA OPTICA . . . . .                   | 38        |
| 4.4 DISEÑO DEL ENLACE DE MICROONDAS . . . . .                    | 50        |
| 4.4.1 Cálculo de la altura de las torres. . . . .                | 51        |
| 4.5 DISEÑO DEL ENLACE FIBRA OPTICA . . . . .                     | 58        |
| 4.6 DISEÑO DEL ENLACE VIA SATELITE . . . . .                     | 64        |
| <br><b>CAPITULO 5</b>  |           |
| <b>ESTACIONES TERRENAS . . . . .</b>                             | <b>66</b> |
| 5.1 CONFIGURACION DE UNA ESTACION TERRENA. . . . .               | 67        |
| 5.1.1 Subsistema de antena . . . . .                             | 67        |
| 5.1.1.1 Antena parabólica con punto focal . . . . .              | 70        |
| 5.1.1.2 Antena Cassegrain . . . . .                              | 70        |
| 5.1.1.3 Ganacia de la antena . . . . .                           | 71        |
| 5.1.2 Subsistema de amplificador del transmisor . . . . .        | 75        |
| 5.1.3 Subsistema de amplificador del receptor . . . . .          | 76        |
| 5.1.4 Subsistema de equipo terminal. . . . .                     | 79        |
| 5.1.5 Subsistema de control de comunicaciones . . . . .          | 79        |
| 5.2 POTENCIA ISOTROPICAMENTE RADIADA EFECTIVA . . . . .          | 79        |
| 5.3 RAZON GANANCIA A RUIDO DE TEMPERATURA DE LA ANTENA . . . . . | 80        |

---

|  | Pág.    |
|--|---------|
| 5.4 DISEÑO DE LA ESTACION TERRENA . . . . .            | 88      |
| <br>CAPITULO 6   |         |
| PROTOTIPO DE LA RED . . . . .                          | 91      |
| 6.1 DESCRIPCION DE LA RED . . . . .                    | 92      |
| CONCLUSIONES . . . . .                                 | 97      |
| ANEXOS . . . . .                                       | 101     |
| Programa para cálculo de enlace vía satélite . . . . . | 102     |
| Programa para cálculo de enlace de microondas. . . . . | 105     |
| Programa para cálculo de enlace fibra óptica. . . . .  | 107     |
| <br>BIBLIOGRAFIA . . . . .                             | <br>109 |

## INTRUDUCCION

*Los sistemas de Transmisión de información por Microondas, Fibra Optica y Satélites de Comunicación son elementos esenciales en la infraestructura de las Telecomunicaciones en México. Por esta razón este trabajo los estudia e incorpora en una Red de Telemedicina destinada a la salud. Esto es, utilizar los sistemas antes mencionados para poder dar atención médica a distancia.*

*La finalidad que tiene esta investigación es la de dar las características principales para realizar enlaces digitales de microondas, fibra óptica y vía satélite, para la transmisión de Audio, Datos y Video estático. En este caso particular, se propone enlazar varios centros de investigación médica localizados en la zona sur de esta ciudad, con el propósito de que haya un intercambio de conocimientos entre ellos y las clínicas o centros regionales de investigación.*

*La idea de realizar los estudios para el cálculo de una red en los cuales intervinieron enlaces vía satélite, microondas y fibra óptica, resulta de gran interés para cualquier profesional del área, por el hecho de que se conjuntan los sistemas más importantes de transmisión de datos. Además de la importancia y magnitud que representaría la elaboración de dicho proyecto.*

*Es importante hacer énfasis en la necesidad de que nuestro país incorpore tecnología destinada a la salud, para dar soluciones eficientes y menos costosas que los métodos tradicionales.*

*Esta investigación pretende contribuir como apoyo para otros estudiantes del área de comunicaciones; puesto que contiene el procedimiento para realizar los cálculos de enlace.*

*A continuación se describe brevemente el contenido de cada apartado de esta tesis. En el capítulo 1 se dan a conocer los centros médicos a enlazar proporcionando su ubicación con coordenadas geográficas y también se selecciona la forma de enlace entre ellos.*

*En el capítulo 2 se da un panorama de las necesidades clínicas para proporcionar atención médica a distancia, analizando que tipo de señales son utilizadas para este fin.*

*El capítulo 3 contiene una presentación de los medios de comunicación, exponiéndose las capacidades y limitantes para poder elegir según las necesidades los medios de transmisión más adecuados.*

*El capítulo 4 se estudian las ecuaciones de enlace para microondas, fibra óptica y vía satélite. Estas fueron programadas para realizar los cálculos particulares entre los*



*Centros Médicos, proporcionando los requerimientos de los sistemas, como son: potencia, diámetro de antenas, etc. También se incluye el estudio de trayectoria para el enlace de microondas.*

*En el capítulo 5 se explica cada elemento de la estación terrena y se realiza el diseño del amplificador de alta potencia para poder tener un enlace con el Satélite de Comunicaciones Solidaridad I.*

*En el capítulo 6 se propone el prototipo de la red explicando el funcionamiento de ésta.*

*En el capítulo 7 se dan las conclusiones del trabajo realizado. Por último el capítulo 8 contiene la bibliografía utilizada para la realización de esta investigación.*

*Ciudad Universitaria, México, Distrito Federal; Agosto de 1994*

## **CAPITULO 1**

**UBICACION DE LOS CENTROS MEDICOS Y SELECCION  
DEL TIPO DE ENLACE SEGUN SU UBICACION**

### 1.1 UBICACION DE LOS CENTROS MEDICOS DE LA RED

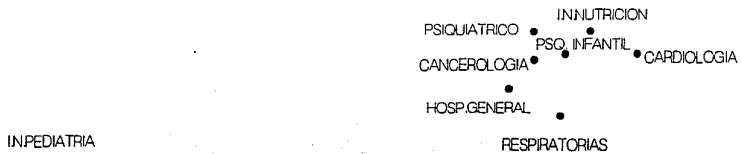
La red que se propone a continuación abarca los institutos médicos de mayor importancia en la Zona de Hospitales de la delegación Tlalpan. En la tabla siguiente se enlistan los centros médicos seleccionados así como sus coordenadas geográficas, las cuales fueron calculadas en mapas topográficos.

| Centros Médicos                                   | Latitud     | Longitud    |
|---|-------------|-------------|
| Instituto Nacional de Pediatría.                  | 19°18'22" N | 99°11'06" W |
| Instituto Nacional de Neurología y Neurocirugía.  | 19°17'23" N | 99°10'25" W |
| Instituto Nacional de Enfermedades Respiratorias. | 19°18'30" N | 99°09'27" W |
| Hospital General Dr. Manuel Gea González.         | 19°18'35" N | 99°09'37" W |
| Cancerología.                                     | 19°18'40" N | 99°09'32" W |
| Hospital Psiquiátrico Fray Bernardino Álvarez.    | 19°18'45" N | 99°09'32" W |
| Psiquiátrico Infantil.                            | 19°18'41" N | 99°09'26" W |
| Instituto Nacional de Nutrición Salvador Zubirán. | 19°18'45" N | 99°09'21" W |
| Instituto Nacional de Cardiología.                | 19°18'41" N | 99°09'12" W |

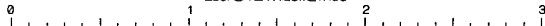
tabla 2

MAPA DEL SISTEMA DE PEDIATRIA A  
NIVEL DEL CL. ONCOLOGIA

4 JUL 1994



ESCALA EN KILOMETROS



## 1.2 SELECCION DEL TIPO DE ENLACE ENTRE LOS CENTROS MEDICOS

Como se vió anteriormente el primer paso fue la elección y ubicación de los Centros Médicos a enlazar. La red se puede definir como un grupo de nodos interconectados mediante enlaces. El enlace se define como la vía principal de transmisión que lleva una o mas relaciones de tráfico entre dos nodos o puntos. El medio por el cual se transportan las señales pueden ser un par físico, cable coaxial, radioenlace o fibra óptica.

En este trabajo se abordan los medios de radioenlace y fibra óptica para transporte de señales, analizando las características de diseño de cada uno para poder seleccionar el tipo de enlace idóneo entre los Centros Médicos.

La decisión más importante en torno a este proyecto está centrada en la elección del tipo de enlace a instalar, trátase de microondas, fibra óptica, así como de la justificación de un enlace vía satélite. Los factores que determinan dicha decisión se dividen en dos categorías: Técnicos y Económicos.

### 1.2.1 El medio físico o terreno como limitación

Con un enlace de microondas se cubren grandes longitudes de trayectoria sin necesidad de preocuparse por lo que exista en el medio. Aunque existe un gran peligro que no se debe perder de vista y es la posibilidad de que se construya un edificio o estructura en la trayectoria del haz de radio una vez en operación el enlace.

Por otro lado, el cable debe atravesar físicamente el terreno que interesa. Un procedimiento es hacer el tendido paralelo a las carreteras públicas, de manera que el cable se mantenga en terreno público, otro procedimiento es solicitar por medio de un permiso las facilidades de la vía a una compañía. Esto trae consigo un gasto económico bastante fuerte en la construcción de la infraestructura si se quisiera hacer propia, y si no, la renta por espacio a una compañía pública.

En el caso del enlace vía satélite, estos son usados para distancias muy grandes, por lo cual, la transmisión llega a zonas rurales o subdesarrolladas. El costo del sistema es muy caro, asimismo el precio por canal es muy elevado.

### 1.2.2 Desvanecimientos.

Los radioenlaces son susceptibles a desvanecimientos en saltos largos por cambios atmosféricos, por reflexiones en la tierra y agua, y si se usan frecuencias arriba de los 10

GHz se debe tomar en cuenta la atenuación que causa la lluvia.

En los sistemas por fibra óptica la potencia luminica disminuye después de 15 Km.

### 1.2.3 Interferencia de radiofrecuencia

La interferencia de radiofrecuencia en los enlaces de microondas es común, particularmente cuando se encuentran otros emisores cercanos, o si este está en zonas de centros metropolitanos con alta actividad industrial y comercial. Así, cuando el medio de transmisión entra en una área con interferencia de radiofrecuencia densa, el valor de estos sitios aumenta por dicha demanda y es difícil la asignación de alguna frecuencia portadora.

Durante la transmisión sobre fibra óptica no son generados campos electromagnéticos perturbadores; inversamente, la transmisión tampoco puede ser interferida por estos campos. Así tiene la ventaja de que el cable puede ser tendido junto con los cables de alta tensión, sin ninguna conductividad eléctrica, debido a ello no son necesarias disposiciones de puesta a tierra y protección contra rayos<sup>1</sup>.

### 1.2.4 Máxima capacidad de transmisión

La capacidad de un enlace de microondas es aproximadamente de 100 MHz-Km. Mientras que una fibra monomodo aproximadamente 100 GHz-Km. En consecuencia por medio de un sistema fibra óptica, se puede transmitir gran cantidad de información<sup>2</sup>.

### 1.2.5 Comparación entre Sistemas de Transmisión

En la tabla 1.1 se muestra una comparación desde el punto de vista técnico, la cual servirá como ayuda para la elección del tipo de enlace en los siguientes Centros Médicos:

- 1) Instituto Nacional de Pediatría.
- 2) Instituto Nacional de Neurología y Neurocirugía.
- 3) Instituto Nacional de Enfermedades Respiratorias.

<sup>1</sup> Siemens, *Comunicaciones ópticas*, p. 5

<sup>2</sup> Centro de entrenamiento ERICSSON, *Fibras ópticas*, p. 3

- 4) Hospital General "Dr. Manuel Gea González".
- 5) Cancerología.
- 6) Hospital Psiquiátrico "Fray Bernardino Alvarez".
- 7) Psiquiátrico Infantil.
- 8) Instituto Nacional de Nutrición "Salvador Zubirán".
- 9) Instituto Nacional de Cardiología.

Estos son los nodos o puntos que estarán enlazados por algun medio de transmisión. Un paso preliminar es conocer la distancia que hay entre ellos, como se muestra en la tabla 1.2. Con estas distancias se obtiene otro factor como ayuda para poder configurar la topología de la red.

| CONCEPTO   | FIBRA OPTICA  | RADIOENLACE   | SATELITAL                                |
|--|---|---|--|
| MEDIO FISICO COMO LIMITACION   | REQUIERE PERMISOS EN LAS TIERRAS O DERECHO DE VIA A LO LARGO DE TODA LA VIA                         | NINGUNO, SOLO POSIBLES CONSTRUCCIONES EN LA TRAYECTORIA                 | NINGUNA                                  |
| ADQUISICION DEL TERRENO  | REQUIERE COMPRA DEL TERRENO O RENTA Y CONSTRUCCION, ASI COMO ACCESO POSTERIOR PARA EL MANTENIMIENTO | SOLO ESPACIO EN TORRE O AZOTEA DEL CENTRO MEDICO                        | SOLO ESPACIO EN EDIFICIO                 |
| DESVANECIMIENTO  | NINGUNO   | SUSCEPTIBLE A DESVANECIMIENTOS EN SALTO LARGOS POR CAMBIOS ATMOSFERICOS | ATENUACION POR CAUSA DE LLUVIA           |
| LIMITACIONES EN CANTIDAD DE PORTADORAS O BANDA BASE QUE SE TRANSMITE | NINGUNA   | ESTRICTA LIMITACION EN LA BANDA ASIGNADA                                | ESTRICTA LIMITACION EN LA BANDA ASIGNADA |
| INTERFERENCIA DE RADIOFRECUENCIA                                     | NINGUNA   | EXISTE INTERFERENCIA. SE DEBE EXAMINAR LA RADIACION DE OTROS EMISORES   | EXISTE INTERFERENCIA                     |
| SEPARACION ENTRE REPETIDORES   | HASTA 15 Km.  | DE 30 A 50 Km.  | PARA DISTANCIAS MUY GRANDES              |
| COSTO DEL SISTEMA  | EN LARGA DISTANCIA ES CONSIDERABLEMENTE ALTO  | ES RENTABLE   | COSTO ALTO                               |
| COSTO CONTRA CARGA DE TRAFICO  | A CARGA COMPLETA ES MAS RENTABLE QUE EL RADIOENLACE   | A MENOR CARGA ES MAS RENTABLE EL RADIOENLACE                            | SE JUSTIFICA, YA QUE SE AHORRA EQUIPO    |

Tabla 1.1

| CENTROS MEDICOS  | DISTANCIA [ Km ] |
|--|------------------|
| HOSPITAL PSIQUIATRICO A INSTITUTO NACIONAL DE PEDIATRIA                            | 2.86             |
| INSTITUTO NACIONAL DE PEDIATRIA A INSTITUTO NACIONAL DE NEUROLOGIA Y NEUROCIRUGIA  | 2.20             |
| INSTITUTO NACIONAL DE NEUROLOGIA Y NEUROCIRUGIA A HOSPITAL PSIQUIATRICO            | 1.7              |
| HOSPITAL PSIQUIATRICO A HOSPITAL PSIQUIATRICO INFANTIL                             | 0.21             |
| HOSPITAL PSIQUIATRICO INFANTIL A INSTITUTO NACIONAL DE NUTRICION                   | 0.21             |
| INSTITUTO NACIONAL DE NUTRICION A INSTITUTO NACIONAL DE CARDIOLOGIA                | 0.29             |
| INSTITUTO NACIONAL DE CARDIOLOGIA INSTITUTO NACIONAL DE ENFERMEDADES RESPIRATORIAS | 0.58             |
| INSTITUTO NACIONAL DE ENFERMEDADES RESPIRATORIAS A HOSPITAL GENERAL                | 0.37             |
| HOSPITAL GENERAL A INSTITUTO NACIONAL DE CANCEROLOGIA                              | 0.24             |
| INSTITUTO NACIONAL DE CANCEROLOGIA A HOSPITAL PSIQUIATRICO                         | 0.19             |

Tabla 1.2

Observando las distancias que hay entre los Centros Médicos, se aprecia que en los tres primeros renglones aparecen las distancias más largas; además, la trayectoria de éstas cruzan por grandes avenidas como el Anillo Periférico, Av. Insurgentes Sur, Calzada de Tlalpan y el Parque Ecológico Cuicuilco. Por lo anterior y apoyándose en la tabla 1.1, el enlace idóneo para unir estos tres puntos es por radioenlace, ya que debido al medio físico del terreno el tendido de la fibra óptica no sería muy accesible, aunado al costo por construcción, permisos y rentas por el acceso a lo largo de toda la vía.

Del cuarto renglón hasta el último las distancias son muy cortas, prácticamente están en la misma área, lo cual resulta atractivo para enlazar a todos estos Centros Médicos por fibra óptica, ya que los costos por construcción, permisos y rentas a lo largo de toda la vía resultarían menores; además, se tendría una red de gran capacidad.

El enlace vía satélite es de un costo elevado, pero es justificado por la gran utilidad que representa para los hospitales regionales y para la ciencia médica en general, el poder tener acceso a la red de Telemedicina y estar en contacto, bajo un intercambio de conocimientos para el desarrollo del País en Medicina.



---

El hospital propuesto para transmisión y recepción vía satélite es el Hospital Psiquiátrico "Fray Bernardino Alvarez", ya que este edificio estaría integrado a la red de fibra óptica y a la red del radioenlace, además de la facilidad que proporciona su altura de 30 metros.

## **CAPITULO 2**

**SEÑALES DESEADAS EN TELEMEDICINA**

## 2.1 SEÑALES EMPLEADAS EN TELEMEDICINA

En los últimos tiempos se ha venido desarrollando el concepto de "Telemedicina", el cual es todo un sistema que permite proporcionar atención médica a distancia.

Dos áreas de gran importancia para lograr realizar una valoración clínica a distancia son: La biotelemedicina y la imagenología.

La biotelemedicina es un sistema para convertir información fisiológica en señales eléctricas y transmitir las a un monitor que puede estar en otra sala o a varios kilómetros de distancia.

La imagenología es la posibilidad de captar imágenes a distancia y producir que éstas sean cada vez más nítidas. Todo lo que se ha venido desarrollando con respecto a lo que es imágenes y transmisión ha sido en esta área.

Para ilustrar esto a continuación se presenta la realización de una consulta usando el concepto de Telemedicina<sup>3</sup>.

- Un interrogatorio en forma directa y privada, el paciente y el médico conversan "frente a frente" a través de imagen televisiva y sonido.
- La inspección general y de la región enferma se hace enfocando una cámara hacia donde el médico lo requiera.
- La auscultación de ruidos cardiacos, respiratorios e intestinales, se obtiene mediante un estetoscopio, el cual capta y transmite dichos ruidos.
- La observación de la nariz y la faringe, oído, fondo del ojo, recto, vagina, etc. se realiza con el apoyo de instrumental adecuado para cada maniobra, apoyándose en una cámara especial para captar y transmitir la imagen al Centro Médico.
- Los estudios de gabinete como el electrocardiograma, ecocardiograma, radiografía, etc. se transmiten al Centro Médico para su valoración.
- Cuando algunos estudios requieren la observación con microscopio, se enfoca una cámara especial de TV, y la imagen se transmite al Centro Médico, donde un experto interpreta la observación en el campo microscópico.
- También se puede hablar de teleconferencias para intercambiar conocimientos entre Centros Médicos o apoyo para los diagnósticos.

---

<sup>3</sup> Ramiro Iglesias. *Tecnología para la salud*, pp. 2-3

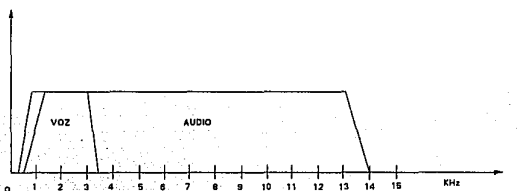
Así se puede concluir que todas las señales deseadas en Telemedicina están incluidas en:

- Datos
- Audio
- Video estático

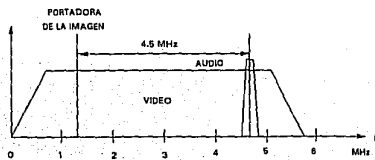
Los signos vitales como son: Temperatura, frecuencia respiratoria, frecuencia cardíaca, presión arterial y electrocardiograma, pueden ser digitalizados y transmitidos como datos por un canal de 64 Kbps. Asimismo, para el análisis de ruidos (audio) cardíacos, respiratorios e intestinales se le da el mismo tratamiento que a los signos vitales.

Para la transmisión de radiografías y para los estudios que requieren una cámara de video para imágenes estáticas se pueden usar técnicas de barrido lento y compresión digital que permiten enviar imágenes con sólo 60 Kbps, en este caso el ancho de banda para la información no es importante, a menos que se quiera transmitir por la línea telefónica.

A continuación se muestran los espectros de las señales de Voz, Audio y Video



Espectro de las señales de voz y audio



Espectro de la señal de vídeo

## **CAPITULO 3**

**CARACTERIZACION DE LOS CANALES DE COMUNICACION**

### 3.1 LOS CANALES DE COMUNICACION

El problema fundamental que nos ocupa es ¿Cómo transmitir datos desde un equipo transmisor de información hacia un equipo receptor con la mayor rapidez y confiabilidad posible?

Las señales analógicas de interés para nuestro estudio son: Voz, Audio e imágenes fijas, las cuales podrían digitalizarse para manejar únicamente señales digitales. Si usamos técnica PCM, hay que definir el muestreo y la cuantificación apropiada para codificación PCM de nuestras señales de análisis.

En los sistemas PCM reales, el sistema que hace la compresión no proporciona una réplica exacta de la curva logarítmica que se muestrea. El sistema produce una curva de segmentos equivalentes, la cual se aproxima más a la curva logarítmica real que se desea entre mayor sea la cantidad de segmentos.

En la mayoría de los sistemas se usa como muestreo 8 bits, con lo cual se obtiene una representación de la señal con calidad, por ejemplo el ancho de banda de la voz telefónica es generalmente de 3.2 a 3.4 kHz, el valor de la señal por el muestreo tomando 4 kHz sería  $2 \times 4 = 8$  kHz. Para la señal de video se tiene un ancho de banda de 5 MHz, el valor de la señal muestreada sería  $2 \times 5 = 10$  MHz.

En la siguiente tabla se muestran, ejemplos de digitalización usando PCM.

| FORMA DE ONDA<br>A DIGITALIZAR | ANCHO DE<br>BANDA<br>DE LA SEÑAL<br>(KHZ) | SEÑAL<br>MUESTREADA<br>(KHZ) | PCM BIT RATE      |       |
|--------------------------------|---|------------------------------|-------------------|-------|
|                                |   |                              | BITS/MUESTRE<br>O | KBPS  |
| VOZ                            | 4   | 8                            | 8                 | 64    |
| AUDIO                          | 20  | 40                           | 8                 | 320   |
| VIDEOTELEFONO                  | 1000                                      | 2000                         | 8                 | 16000 |
| VIDEO                          | 5000                                      | 10000                        | 8                 | 80000 |

Desde luego dada la introducción masiva de computadoras PC al mercado frecuentemente el problema involucra, en algún extremo del canal de comunicación, una PC o compatible.

En la figura 3.1 se muestra en términos generales el diagrama de un sistema simple de transmisión de datos. El sistema contiene un puesto central de registro, que es una computadora mediana o de gran capacidad y uno o varios equipos terminales que pueden ser desde equipos de telemetría y telecontrol, hasta computadoras de propósito general desde o hacia la cual se transmitirán o recibirán archivos de datos.

El canal de comunicación puede ser, por ejemplo: un par trenzado, un cable coaxial, una línea telefónica, fibra óptica o un canal de radio-comunicación.

## 3.2 ANALISIS DE LOS CANALES DE COMUNICACION

### 3.2.1 Par trenzado

La forma más simple de medio limitado es un par de cables que proporcione una trayectoria de ida y vuelta a las señales eléctricas. En los cables actuales, cada hilo está aislado con una cubierta de polietileno o cloruro de polivinilo.

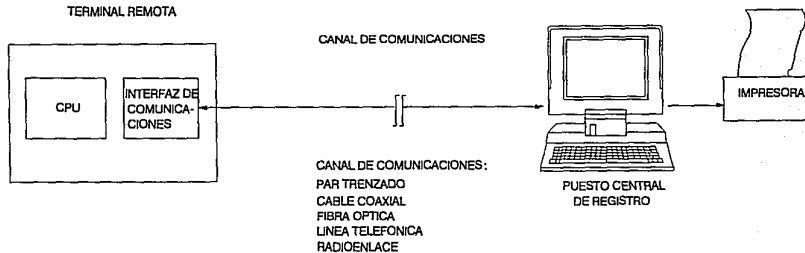
Las líneas de cable abierto sufren poca atenuación en el rango de frecuencias de voz debido a la gran sección de cable y a la separación relativamente grande que hay entre los cables cuando se coloca en la travesía de un poste público. Un valor típico de atenuación en las líneas de cable abierto con 2.64 milímetros de diámetro es de 0.04 decibelios (dB) por kilómetro, mientras que un par trenzado de calibre 19 (0.91 milímetros de diámetro) de un cable multipar tiene una atenuación para frecuencias de voz de .06 dB por kilómetro<sup>4</sup>.

---

<sup>4</sup> George E. Friend, John L. Finke, y otros, *A fondo: Transmisión de datos y comunicaciones*, pp. 67-68



FIG. 3.1 RED DE TRASMISION DE DATOS



La atenuación del par trenzado aumenta rápidamente con la frecuencia y la relación de diafonía también se incrementa con la frecuencia. La frecuencia máxima de utilización del par trenzado sin tratamiento especial es aproximadamente de 1 MHz.

### 3.2.2 Cable coaxial

El cable coaxial es simplemente una línea de transmisión que consta de un par sin balancear, formado por un conductor interno que está rodeado por un conductor externo a tierra, el cual mantiene su configuración concéntrica mediante un dieléctrico. El dieléctrico puede ser de diferentes tipos, por ejemplo, algún "poli" sólido (polietileno o cloruro de polivinilo), espuma, spirafil, aire o gas.

Cada línea coaxial se conoce como "tubo". Se requiere de un par de dichos tubos para las aplicaciones dúplex completas de gran alcance. En los sistemas de gran alcance, se lleva más de un tubo dentro de una cubierta; en la misma se incluyen pares o cuadretes en los intersticios según el tamaño y la disposición del cable. En la figura 3.2 se ilustran algunas disposiciones típicas del cable coaxial.

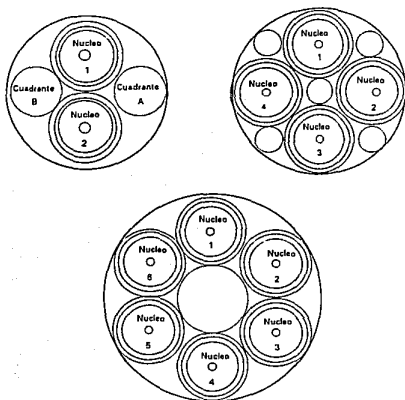


Figura 3.2 Distribución básica para cable coaxial.

Las medidas estándar para transmisión de gran alcance son las siguientes:

| MILIMETROS                |
|---------------------------|
| 1.2/4.4(díámetro pequeño) |
| 2.6/9.5                   |

Las fracciones expresan el diámetro externo del conductor interno sobre el diámetro interno del conductor externo. La relación entre el diámetro del conductor externo y el del interno tienen una función importante en la atenuación. La atenuación por unidad de longitud se obtiene como se muestra en la figura 3.3

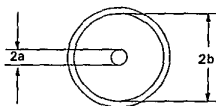


Figura 3.3 Características eléctricas básicas del cable coaxial

La atenuación aumenta rápidamente en función de la frecuencia, ya que está en función de la raíz cuadrada de la frecuencia como se muestra en la ecuación 3.1.

$$\alpha = 2.12 \times 10^{-3} \cdot \left( \frac{\sqrt{f} [(1/a) + (1/b)]}{\log(b/c)} \right) \quad 3.1 \dots \dots \dots ^5$$

donde a es el radio del conductor interno y b es el radio de conductor externo. Las impedancias características son:

<sup>5</sup> Roger L. Freeman, *Telecommunication transmission handbook*, pp. 402

$$Z = \left( \frac{138}{\sqrt{\epsilon}} \right) \log \left( \frac{b}{a} \right) = 138 \log \left( \frac{b}{a} \right) \quad \text{en aire} \quad 3.2.....^6$$

Para efecto de este estudio, lo que nos interesa es fundamentalmente el ancho de banda disponible para transmitir una configuración MDF a frecuencia de línea. La atenuación se especifica para la frecuencia de interés más alta.

El cable coaxial puede transmitir señales hasta de cd, pero en la práctica no se usan frecuencias inferiores a los 60 kHz, ya que hay dificultades en la equalización y el blindaje; además, la profundidad de penetración de la corriente es comparable al grosor del conductor exterior, perdiendo la protección su efectividad. Se dice entonces que el efecto pelicular deja de manifestarse. Así la autoprotección funciona bien a frecuencias por encima de 100 kHz.

Las pérdidas resistivas del cable coaxial aumentan con la raíz cuadrada de la frecuencia, lo que hace que el cable coaxial se use por lo general para frecuencias superiores a 2 000 MHz, habiendo variedades que admiten más de 10 000 MHz

### 3.2.3 Cable telefónico

Originalmente las líneas telefónicas no fueron diseñadas para transmisión digital, su ancho de banda si bien satisface los requerimientos de comunicación para voz, está limitada entre las frecuencias de 300 y 3400, además de ser susceptibles de interferencia. La cualidad del receptor analógico de la señal de voz es usualmente especificado por varios parámetros. El más usado es la Figura de Mérito de la razón señal a ruido.

Una línea telefónica puede considerarse como un filtro paso banda. Cada línea tiene sus propias características de amplitud y retraso, variables dentro de ciertos límites.

Las líneas introducen principalmente 2 tipos de distorsión en la señal modulada:

-Distorsión de amplitud: se explica por la característica irregular del espectro de amplitud que hace que ciertas armónicas se atenúen más que otras.

-Distorsión de fase: se explica por la condición no lineal de la curva de fase que introduce retrasos desiguales en las diferentes armónicas.

---

<sup>6</sup> *Ibidem.*

Los efectos anteriores no son significativos a bajas velocidades de transmisión (hasta 600 bauds). Para velocidades mayores es indispensable el uso de igualadores de amplitud y fase.

### 3.2.4 Fibra óptica

La capacidad de un sistema de transmisión es función directa de la máxima frecuencia que puede admitir, por lo que avances en tecnología de transmisión se han medido mediante el ancho de banda disponible para transportar señales. Los proyectos más recientes sobre fibra óptica para llevar señales han mostrado que estos sistemas son muy adecuados en aplicaciones con gran transferencia de datos. Los sistemas de fibra óptica resultan atractivos por varias razones:

1. Pérdidas de transmisión pequeñas en comparación a los cables de par trenzado y coaxial, lo que permite aumentar mucho la separación entre repetidores. En este sentido, se ha demostrado que un sistema fibra óptica sin repetidores puede transmitir 420 Mbps sobre una distancia de 120 Km, con una tasa de error inferior a la de sistemas de cable coaxial de alta calidad.

2. Como las fibras ópticas soportan rayos luminosos, la frecuencia de trabajo es la de la luz. La longitud de onda de transmisión usada en fibra monomodo normal es de 1.2 micras, equivalente a una frecuencia de 800 terahercios (800 000 000 000 Hz). Frecuencias así permiten transferencias de datos de 20 000 Mbps en distancias cortas<sup>7</sup>.

3. Los cables de fibra óptica no irradian energía, no conducen electricidad y no son inductivos. Son prácticamente inmunes a la diafonía y a interferencias inducidas por tormentas, y no presentan problemas de seguridad por acoplamiento capacitivo de una derivación del cable.

### 3.2.5 Radioenlaces

Hay varias razones por las que se ha extendido el uso de estos sistemas en transmisión de grandes volúmenes de tráfico de voz y datos, entre ellas, las siguientes:

1. Puede transportar grandes cantidades de información gracias a su elevada frecuencia de trabajo.

2. Como la longitud de onda de la señal transmitida es pequeña, se puede enfocar la señal en un haz mediante una antena de tamaño razonable. De esta manera se consigue mayor nivel de la señal en el receptor sin necesidad de aumentar la potencia transmitida.

<sup>7</sup> George E. Friend, *op. cit.*, p. 72

La mayoría de los sistemas de radioenlace en las empresas de comunicaciones transportan señales digitales. Algunos sistemas, sin embargo, envían señales analógicas.

Los sistemas de radioenlace terrestre son punto a punto; es decir, que la señal se transmite por medio de un haz que va por la superficie del terreno desde una antena emisora de microondas hasta la antena que se ha dirigido. La anchura del haz transmitido por una antena de microondas varía entre 1 y 5 grados, dependiendo de la frecuencia de transmisión y del tamaño de la antena.

Debido al gran avance de la tecnología digital, que an afectado a todas las áreas en comunicación y almacenamientos de datos debido a los desarrollos con respecto a la protección del ruido y corrección de errores, gracias a la utilización de cierta técnica para la optimización del medio de transmisión principalmente en la señal de video, llamada **Compresión de Datos**<sup>8</sup>, se an decrementado el costo e incrementado la rentabilidad del Sistema Digital.

Por la razón anterior existe una tendencia hacia los sistemas digitales, los cuales han estado incrementando el uso de imágenes para científicos, disciplinas de la ingeniería, para la medicina y experimentos físicos .

Una imagen tiene una gran cantidad de información redundante, esta redundancia implica gasto. La comunicación de imágenes en forma digital requiere que el ancho de banda del canal sea función del número de imágenes muestreadas, número de bits por muestra, el tiempo permitido para la transmisión del mensaje y la potencia del transmisor; incrementando el ancho de banda se eleva la potencia del transmisor y el costo.

La redundancia en los datos de las imágenes, puede ser descrita en términos de correlación entre el muestreo de datos. La visible redundancia en la imagen es exhibida por su alto grado de predictibilidad estadística entre las muestras adyacentes extraídas de la imagen. El propósito de la compresión de datos de la imagen es eliminar esta predictibilidad estadística y preparar correctamente los datos para la transmisión digital o almacenamiento. El diagrama de la figura 3.4 muestra los elementos básicos de un sistema de compresión de datos.



Figura 3.4 Diagrama de bloques de los componentes de un sistema de compresión de datos de imágenes

<sup>8</sup> Alun V. Oppenheim, *Applications of digital signal processing*, pp. 184-187

El primer paso es el proceso por el cual a los datos de la imagen se le trata de eliminar al máximola correlación de datos. Esta correlación de datos debe ser apropiadamente cuantificada, en el segundo paso.

En el tercer paso las muestras son codificadas en una forma conveniente para la transmisión (la codificación puede incluir criterios semejantes como detección de error o corrección del comportamiento). En los pasos 2 y 3 , cuantización y codificación son básicamente determinadas por las mismas consideraciones.

## **CAPITULO 4**

**CALCULO DE PARAMETROS DE ENLACE**



#### 4.1 ANALISIS DEL ENLACE VIA SATELITE

Considerando un enlace básico mostrado en la figura 4.1. La estación terrena transmite una portadora  $s(t)$  cuya potencia es simplemente el PIRE de la portadora dado de la siguiente manera:

$$PIRE = P_T G_T \quad 4.1.1.....^9$$

donde  $P_T$  = Potencia de la portadora en el alimentador de la antena y  $G_T$  = ganancia de la antena de transmisión. La transmisión asume que hay cielo despejado y la atenuación de la portadora  $s(t)$  es la pérdida en el espacio libre dado por:

$$L_s = \left( \frac{4\pi d_s}{\lambda_s} \right)^2 = \left( \frac{4\pi f_s d_s}{c} \right)^2 \quad 4.1.2.....^{10}$$

$\lambda_s$  = longitud de onda del enlace hacia arriba en (m)

$d_s$  = rango de inclinación en (m) del enlace hacia arriba y puede ser calculado por:

$$d^2 = (R_s + H)^2 + R_e - 2 R_e (R_e + H) \cos \theta \quad 11$$

donde  $R_s = 6378$  Km

$H = 35,786$  km

$f_s$  = frecuencia portadora del enlace hacia arriba en (Hz)

$c$  = velocidad de la luz =  $2.997925 \times 10^8$  m / s

<sup>9</sup> Tri T. Ha, *Digital satellite communications*, p. 130

<sup>10</sup> *Ibidem*.

<sup>11</sup> Tri T. Ha, *op. cit.*, p. 45

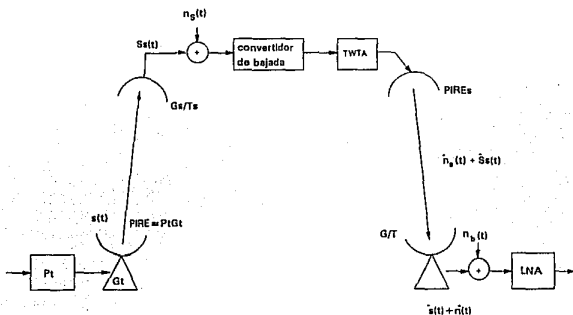


Figura 4.1. Enlace básico

Tenemos que  $S_s(t)$  es la recepción de la portadora en el satélite y  $n_s(t)$  es el ruido Gaussiano blanco referido a cero, el cual contamina el enlace hacia arriba  $S_s(t)$ . Así la recepción de la portadora más el ruido en el satélite es  $S_s(t) + n_s(t)$ . Si la ganancia de la antena del satélite es  $G_s$ , la potencia portadora de subida del enlace es  $S_s(t)$ , siendo:

$$C_s = \frac{(PIRE)G_s}{L_s L}$$

$$= \frac{(PIRE)}{L} \left( \frac{c}{4\pi f_s d_s} \right)^2 G_s \quad 4.1.3$$

donde  $L$  es la pérdida en la línea y pérdidas atmosféricas.

La potencia del ruido del enlace hacia arriba es dada como:

$$N_s = KT_s B \quad 4.1.4. \dots\dots\dots^{12}$$

Donde  $T_s$  es la temperatura de ruido del sistema del satélite ( $K$ ) y puede ser calculado de la temperatura de ruido de la antena del satélite (la cual es alrededor de 290 K) y el ruido de temperatura equivalente del satélite de comunicaciones repetidor se muestra en la figura 4.1.

B: Ruido de ancho de banda del canal del satélite.

K: Constante de Boltzman ( $1.38 \times 10^{-23}$  J/k)

Así la razón portadora a ruido del enlace hacia arriba de (4.1.3) y (4.1.4) es:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_s = \frac{C_s}{N_s} = \frac{(PIRE)}{L} \left(\frac{c}{4\pi f_s d_s}\right)^2 \left(\frac{G_s}{T_s}\right) \left(\frac{1}{kB}\right) \quad 4.1.5. \dots\dots\dots^{13}$$

en decibeles es:

$$\begin{aligned} \left(\frac{C}{N}\right)_s &= PIRE(dBW) - 20 \log\left(\frac{4\pi f_s d_s}{c}\right) + \frac{G_s}{T_s}(dB/k) - 10 \log K \\ &\quad - 10 \log B - L(dB) \end{aligned} \quad 4.1.6. \dots\dots\dots^{14}$$

Como se ve en la figura 4.1.  $S_s(t)$  es la portadora recibida por el satélite a la cual se le suma el ruido Gaussiano blanco (AWGN)  $n_s(t)$ . Entoces el recibimiento de la portadora mas el ruido en el satélite es  $S_s(t) + n_s(t)$ . Esta suma es amplificada y

<sup>12</sup> Tri T. Ha, *op. cit.*, p.131

<sup>13</sup> *Ibidem.*

<sup>14</sup> Tri T. Ha, *op. cit.*, p. 135

convertida para la bajada por el receptor- convertidor de bajada del satélite de comunicaciones y después, amplificada la ganancia por el TWTA del satélite y retransmitido hacia (abajo) la tierra por la antena del satélite. Denotando a la retransmisión de la portadora mas el ruido como  $\hat{S}_s(t) + \hat{n}_s(t)$ , la cual posee la

misma razón portadora a ruido  $\left(\frac{C}{N}\right)_s$  dada por (4.1.5) ya que la recepción de la portadora mas el ruido es  $S_s(t) + n_s(t)$ .

Siendo PIREs el PIRE del satélite (o potencia) de la retransmisión de la portadora  $\hat{S}_s(t)$  el cual es  $\hat{C}_s = PIRE_s$ , entonces la potencia de ruido que acompañó al enlace hacia arriba  $\hat{n}_s(t)$  es:

$$\frac{\hat{C}_s}{\hat{N}_s} = \left(\frac{C}{N}\right)_s \quad 4.1.7 \dots\dots\dots^{15}$$

$$\hat{N}_s = \frac{PIRE_s}{\left(\frac{C}{N}\right)_s} \quad 4.1.8$$

La recepción de la portadora mas el ruido en el receptor de la estación terrena es  $\hat{S}_s(t) + \hat{n}_s(t) + n_b(t)$ , donde  $\hat{S}_s(t)$  y  $\hat{n}_s(t)$  son la versión atenuada de  $\hat{S}_s(t)$  y  $\hat{n}_s(t)$  respectivamente,  $+n_b(t)$  es la adición independiente del ruido Gaussiano Blanco referido a cero (AWGN) del enlace hacia abajo que también contamina a  $\hat{S}_s(t)$ . Después, tomando dentro de este análisis las pérdidas en el espacio libre  $L_b$ , las pérdidas en la antena de recepción y la atenuación atmosférica sobre el enlace hacia abajo  $L'$  y la ganancia de la antena de recepción de la estación terrena, la potencia de la portadora  $\hat{S}(t)$  en la recepción de la estación terrena es:

<sup>15</sup> Tri T. Ha, *op. cit.*, p.132

$$C = \frac{(PIRE)_s G}{L_b L'} = \frac{(PIRE)_s}{L'} \left( \frac{c}{4\pi f_b d_b} \right)^2 G \quad 4.1.9.....^{16}$$

donde:

$d_b$  = Es el rango de inclinación hacia abajo (m)

$f_b$  = Frecuencia portadora hacia abajo

$L'$  = Pérdidas en la trayectoria de la antena y atenuación atmosférica.

La potencia de ruido que acompañó al enlace hacia arriba  $\hat{N}(t)$  operando sobre el enlace hacia abajo es:

$$\hat{N} = \frac{\hat{N}_s G}{L_b L'} = \frac{(PIRE)G}{L_b L' \left( \frac{C}{N} \right)}$$

$$= \frac{(PIRE)_s}{L'} \left( \frac{c}{4\pi f_b d_b} \right)^2 \left( \frac{C}{N} \right)^{-1} G \quad 4.1.10.....^{17}$$

La potencia del ruido de enlace hacia abajo es otra vez dada por:

$$N_b = kTB \quad 4.1.11.....^{18}$$

<sup>16</sup> *Ibidem.*

<sup>17</sup> Tri T. Ha, *op. cit.*, p. 133

<sup>18</sup> *Ibidem.*

donde  $T$  = Temperatura de ruido del sistema de la estación terrena y puede ser evaluada

$$T = \frac{T_1}{L_1} + \frac{L_1 - 1}{L_1} T_0 + T_{r2} + \frac{T_{r2}}{G_2} \quad 4.1.12 \dots\dots\dots^{19}$$

Así la composición de la potencia de ruido en el receptor de la estación terrena es:

$$N = \hat{N} + N_b$$

$$= \frac{(PIRE)}{L'} \left( \frac{c}{4\pi f_b d_b} \right)^2 \left( \frac{C}{N} \right)_i^{-1} G + kTB \quad 4.1.13$$

La razón portadora a ruido del satélite hacia abajo es según la ecuación 4.1.14

$$\left( \frac{C}{N} \right)_b = PIRE_{sat} - 20 \log \left( \frac{4\pi f_b d_b}{c} \right) + \frac{G}{T} - 10 \log k -$$

$$10 \log B - L'(dB) \quad 4.1.14$$

y la razón portadora a ruido total (hacia arriba y hacia abajo) es:

$$\frac{C}{N} = \left\{ \left( \frac{C}{N} \right)_i^{-1} + \left[ \frac{(PIRE_{sat})}{L'} \left( \frac{c}{4\pi f_b d_b} \right)^2 \left( \frac{G}{T} \right) \left( \frac{1}{kB} \right) \right]^{-1} \right\}^{-1}$$

donde

$$\left( \frac{C}{N} \right)_b = \frac{(PIRE_{sat})}{L'} \left( \frac{c}{4\pi f_b d_b} \right)^2 \left( \frac{G}{T} \right) \left( \frac{1}{kB} \right)$$

<sup>19</sup> Tri T. Ha, *op. cit.*, p. 87

$$\frac{C}{N} = \left[ \left( \frac{C}{N} \right)_a^{-1} + \left( \frac{C}{N} \right)_b^{-1} \right]^{-1} \quad 4.1.15 \dots\dots\dots^{20}$$

Otro término que hay que considerar es la cantidad de ruido de intermodulación con respecto a la portadora. Esto sucede debido a la no linealidad en amplitud y fase del amplificador TWTA, así al amplificar múltiples portadoras se introduce el ruido de intermodulación modificando la ecuación 4.1.15

$$\frac{C}{N} = \left[ \left( \frac{C}{N} \right)_a^{-1} + \left( \frac{C}{N} \right)_b^{-1} + \left( \frac{C}{N} \right)_i^{-1} \right]^{-1} \quad 4.1.16 \dots\dots\dots^{21}$$

<sup>20</sup> Tri T. Ha, *op. cit.* p.134

<sup>21</sup> Harold B. Killen, Ph. D., *Digital communications with fiber optics and satellite applications*, p. 322

## 4.2 ANALISIS DEL ENLCE DE DE MICROONDAS

En este punto conoceremos la importancia de la intensidad de la señal recibida para una operación apropiada del receptor. Esto es, un adecuado SNR debe ser presentado al receptor para tener un esperado BER. El problema general se reduce en la determinación de la potencia requerida en la transmisión para asegurar durante la recepción el SNR necesitado.

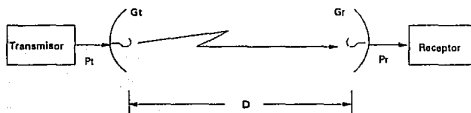


Figura 4.2.1 Típico enlace de comunicaciones en espacio libre

Considerando el sistema de comunicación mostrado en la figura 4.2.1. La potencia del transmisor es aplicada hacia la antena transmisora, la cual es dirigida hacia la antena receptora localizada a una distancia  $D$ . El medio de conexión de propagación del transmisor y el receptor es llamado canal, en este caso espacio libre. El concepto de espacio libre asume que la región libre del canal puede ser afectada por muchos problemas repercutiendo en la propagación de radio frecuencia. Estos efectos pueden ser: absorción, reflexión y refracción.

La ejecución del sistema de comunicación se degrada primeramente a través de la atenuación de la potencia relativa de señales de forma de onda indeseadas. Refiriéndonos al ruido, este ocurre cuando la energía de una señal indeseada es inyectada dentro del enlace o cuando el ruido térmico es generado sin el enlace. Hay dos clases principales de ruido<sup>22</sup>:

- El ruido térmico.
- El ruido de intermodulación.

<sup>22</sup> Harold B. Killen, Ph. D., *op. cit.*, pp. 218-219



El ruido de intermodulación es otra forma de acoplamiento indeseable, generalmente lo causa la mezcla de señales en los elementos no lineales del sistema. Consecuentemente nos limitaremos en el ruido térmico, así el receptor puede ser caracterizado por la figura de ruido  $F$  o por la temperatura de ruido efectiva  $T_e$ .

$$T_r = T_o(F - 1) \quad 4.2.1$$

donde  $T_o = 290K$  temperatura de referencia. Así la potencia de ruido en el ancho de banda utilizado es:

$$P_w = KT_o B \quad 4.2.2$$

En dB es:

$$P_{dBW} = 10 \log 290 + 10 \log K + F + 10 \log B \quad 4.2.3 \dots\dots^{23}$$

donde  $B$  esta en Hz.

Para el siguiente desarrollo, se asume una antena isotrópica transmitiendo potencia,  $P_t$ , uniformemente sobre  $4\pi$  esterradianes. La densidad de potencia recibida  $P$  a una distancia  $D$  de la antena, puede ser expresada como:

$$P_d = \frac{P_t}{4\pi D^2} \frac{W}{m^2} \quad 4.2.4$$

La potencia interceptada por la antena receptora puede ser expresada como:

$$P_r = P_d A_r = \frac{P_t A_r}{4\pi D^2} W \quad 4.2.5 \dots\dots^{24}$$

donde  $A_r$  = es el área de apertura efectiva de la antena de recepción.

<sup>23</sup> Roger L. Freeman, *Sistemas de transmisión de microondas en línea recta*, s/p

<sup>24</sup> Harold B. Killen, Ph. D., *op. cit.*, p. 219

El área de apertura efectiva es dada por:

$$A_e = \frac{P_r}{P_d} = \eta A \quad 4.2.6.....^{25}$$

$\eta$  = eficiencia de la apertura ( $0.55 < \eta < 0.75$ )

$A$  = área de apertura de la antena.

A una frecuencia dada la ganancia de una antena parabólica es función de su área efectiva y se puede expresar de la siguiente manera:

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad 4.2.7$$

en dB  $G_{dB} = 10 \log \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad 4.2.8$

G: Ganancia de la antena isotrópica en dB.

$A_e$ : Área de apertura efectiva.

Las antenas parabólicas de que se dispone comercialmente se alimentan de manera convencional, por medio de una antena de cono en su foco y con una eficiencia del 55%, así escrita de otra forma:

$$G = 20 \log D + 20 \log F + 17.8 \quad 4.2.9.....^{26}$$

donde D esta en metros y F en Gigahertz.

Se ve entonces que la ganancia es el resultado de la concentración de energía de RF dentro de una región menor que  $4\pi$  esterradianes. La potencia efectiva radiada con la máxima ganancia en una dirección relativa, la cual puede ser radiada por un alimentador isotrópico, es definido como PIRE (Potencia Isotrópicamente Radiada Efectiva). Si se consideran las pérdidas en la línea de transmisión, se tiene:

<sup>25</sup> *Ibidem.*

<sup>26</sup> Roger L. Freeman, *Ingeniería de sistemas de telecomunicaciones*, p. 307

$$PIRE = P_t + G_t - L_t \quad 4.2.10$$

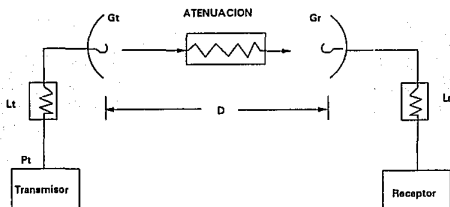


Figura 4.2.2. Potencia Isotrópicamente Radiada Efectiva

Donde  $G_r$  es la ganancia máxima de transmisión de la antena. Usando esta expresión se puede reinscribir (4.2.5)

$$P_r = \frac{PIRE \cdot A_r}{4\pi D^2} \text{ W} \quad 4.2.11 \dots\dots\dots^{27}$$

Esta puede ser vinculada con la ganancia de la antena y el área efectiva de la antena, de la siguiente manera:

$$A_r = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r \quad 4.2.12$$

donde  $\lambda$  es la longitud de onda de la radiación. Usando esta expresión, la potencia de recepción puede ser expresada como:

<sup>27</sup> Harold B. Killen, Ph. D., *op. cit.*, p. 220

$$P_r = \frac{PIRE \cdot G_r \cdot \lambda^2}{(4\pi D)^2} \text{ W} \quad 4.2.13 \dots\dots\dots^{28}$$

o

$$P_r = G_t P_t \left( \frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2 \quad 4.2.14$$

Donde  $\left( \frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2$  representa las pérdidas en el espacio libre. Para frecuencias en Megahertz<sup>29</sup> y distancias D en Km en dB se tiene:

$$L_{fs} = 32.4 + 20 \log D_{km} + 20 \log f_{MHz} \quad 4.2.15$$

Para frecuencias en Gigahertz<sup>30</sup>.

$$L_{fs} = 92.4 + 20 \log D_{km} + 20 \log f_{GHz} \quad 4.2.16$$

Así el nivel de recepción Pr es como sigue:

$$P_r = P_t + G_t - L_f - L_{fs} \quad 4.2.17$$

y el nivel de señal recibida:

$$P_{sr} = P_r + G_r - L_r \quad 4.2.18$$

Para evaluar la ejecución del sistema existen otros parámetros de mayor interés como el C/N o Eb/No.

<sup>28</sup> *Ibidem.*

<sup>29</sup> Roger L. Freeman, *Sistema de transmisión de microondas en línea recta*, s/p

<sup>30</sup> *Ibidem.*

$$\frac{C}{N} = P_i + G_i - L_i - L_{js} + G_r + L_r + 10 \log 290 + 10 \log k - F \quad 4.2.19$$

$$\frac{C}{N} = P_{rr} - 204 - F \quad 4.2.20$$

La eficiencia de un sistema de comunicaciones digital es comunmente medida por la razón de "Energía de bit a densidad de ruido recibido". Esta razón puede ser expresada en términos del nivel de potencia de la señal recibida por:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N_0} \cdot \left( \frac{1}{R_{bps}} \right) \quad 4.2.21.....^{31}$$

$$\frac{E_b}{N_0} = P_i + G_i - L_i - L_{js} + G_r + L_r + 204 - F - 10 \log(R_{bps}) \quad 4.2.22$$

$$\frac{E_b}{N_0} = P_{rr} - 204 - F - 10 \log(R_{bps}) \quad 4.2.23$$

donde R es la velocidad de transmisión (Bit rate).

Podemos reconocer el parámetro  $\frac{E_b}{N_0}$  como la razón Energía de bit a densidad de ruido asociado con un BER requerido. Así se puede introducir el parámetro de margen de enlace M, como sigue:

$$(M)_{db} = \left( \frac{E_b}{N_0} \right)_{calculado} - \left( \frac{E_b}{N_0} \right)_{requerido} \quad 4.2.24.....^{32}$$

<sup>31</sup> *Ibidem.*

<sup>32</sup> Harold B. Killen, Ph. D., *op. cit.*, p. 222

El margen de ruido nos dice :

Si  $(M)_{dB}$  es positivo, indica que la relación  $\frac{E_b}{N_o}$  es mejor que el requerido para el sistema.

Si  $(M)_{dB}$  es negativo, indica que el sistema está operando por de bajo del  $\frac{E_b}{N_o}$  requerido para un BER fijado.

A continuación se muestra una tabla que indica el  $\frac{E_b}{N_o}$  requerido para MPSK, MQASK y MFSK.

| Tipode modulación | $\frac{E_b}{N_o}$ para BER= $10^{-6}$ |
|-------------------|---------------------------------------|
| <b>PSK</b> M=2    | 10.5                                  |
| M=4               | 10.5                                  |
| M=8               | 14.0                                  |
| M=16              | 18.5                                  |
| M=32              | 23.4                                  |
| M=64              | 28.5                                  |
| M=128             | 33.8                                  |
| M=256             | 39.2                                  |
| <b>QASK</b> M=4   | 10.5                                  |
| M=16              | 15                                    |
| M=64              | 18.5                                  |
| M=256             | 24                                    |
| M=1024            | 28                                    |
| M=4096            | 33.5                                  |
| <b>FSK</b> M=2    | 13.5                                  |
| M=4               | 10.8                                  |
| M=8               | 9.3                                   |
| M=16              | 8.2                                   |
| M=32              | 7.5                                   |
| M=64              | 6.9                                   |
| M=128             | 6.4                                   |
| M=256             | 6                                     |

### 4.3 ANALISIS DEL ENLACE FIBRA OPTICA

Respecto a los parámetros de un enlace fibra óptica, se puede generalizar en diagrama de bloques, un enlace típico de un sistema fibra óptica es como el que se muestra en la figura 4.3.1.

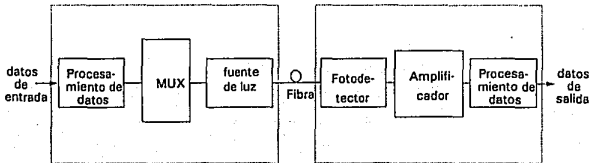


Figura 4.3.1. Enlace de fibra óptica básico

Para entradas analógicas, se puede utilizar directamente un multiplexaje (considerando que haya más de un canal) por división de frecuencia ( FDM ) o multiplexaje por división de tiempo ( TDM ). También es posible optar por convertir la señal analógica de entrada en digital, usando modulación por pulsos codificados, modulación por amplitud de pulsos, etc. Las entradas digitales tienen que ser formateadas por un código, esto es, convertir el dato de entrada en NRZ, Manchester u otro formato de código.

Así el multiplexor debe ser compatible con el dato a transmitir, es decir, MUX digital para señal digital y MUX analógico para señal analógica. Además, se tiene que escoger entre un diodo emisor de luz o un laser como fuente de luz. También hay varios tipos de fibra, entre los cuales, se tiene que seleccionar el más adecuado.

En el lado de recepción lo que se elija debe ser compatible con su contraparte en el lado de transmisión. El demultiplexor debe recobrar el canal original que multiplexó la corriente de datos. El fotodetector puede ser escogido independientemente de la señal transmitida. El fotodiodo puede ser usado en la transmisión de señales con led o laser<sup>33</sup>.

Ilustrando con otra figura los parámetros que se deben incluir en el cálculo de enlace, se tiene:

<sup>33</sup> Henry Zanger, Cynthia Zanger, *Fiber optics, Communication and other applications*, pp. 247-248

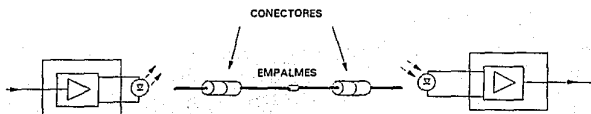


Figura 4.3.2 Empalmes y conectores

A continuación se analiza cada dispositivo involucrado en dicho enlace, iniciando del lado de transmisión hasta el lado de recepción.

#### 4.3.1 Transmisores ópticos.

El transmisor convierte las variaciones de las señales eléctricas en variaciones de potencia luminosa. Las variaciones en intensidad luminosa se obtienen por modulación analógica y las variaciones en longitud, secuencia y posición de pulso por modulación digital, la cual es más común<sup>34</sup>.

Los datos que interesan para el enlace de los transmisores son: la potencia, el diámetro del área de emisión y la longitud de onda, datos proporcionados por el fabricante.

La potencia de emisión debe ser mayor al mínimo de potencia requerida en el lado de recepción, contemplando las pérdidas a lo largo de la longitud del enlace.

#### 4.3.2 Consideraciones de acoplamiento

Para un acoplamiento eficiente hay que tomar en cuenta ciertas características generales que tienen todos los tipos de alimentadores de luz, que son relativas al área activa y distribución del alimentador, la sección transversal y la apertura numérica de la fibra. Simplificando esto se tiene lo siguiente:

<sup>34</sup> Centro de entrenamiento ERICSSON, *Fibras ópticas*, p.38



- El área activa del alimentador (la superficie que produce la luz) es más pequeña que el núcleo de la sección transversal.
- El haz del alimentador cubre el núcleo .
- La intensidad de distribución es Lambertian.

Las pérdidas por inserción entre el transmisor y fibra dependen de la fuente de luz y de los parámetros de la fibra. Así primero se analiza a los parámetros de la fibra y después el acoplamiento.

#### 4.3.3 Longitud de onda.

Históricamente los primeros dispositivos que fueron disponibles operaban en el rango de 820 a 850 nm de longitud de onda. Hoy en día se encuentran varios rangos, entre los cuales podemos elegir. Escoger implica una mejor o menor ejecución basados sobre la minimización de dispersión y pérdidas. En términos de pérdidas hay tres rangos donde las pérdidas por varias causas son relativamente bajas, lo cual se muestra en la siguiente tabla<sup>35</sup>.

| $\lambda$ (nm) | Pérdidas aproximadas por kilometro (dB) |
|----------------|---|
| 820-880        | 2.2                                     |
| 1200-1320      | 0.6                                     |
| 1550-1610      | 0.2                                     |

#### 4.3.4 Fibras ópticas

Una fibra óptica es un cilindro de material dieléctrico transparente en el que el índice de reflexión  $n_1$  es superior al del medio circundante. Como el fenómeno de reflexión interna total se produce en la interfaz entre la fibra y del medio exterior, esta superficie debe definirse, no debe tener defectos. Si existe algún defecto en la interfaz tal vez las condiciones de reflexión total no se cumplan, por lo que la luz puede refractarse fuera de la fibra y, en consecuencia, perderse.

<sup>35</sup> Henry Zanger, Cynthia Zanger, *op. cit.*, p. 65

Existen tres tipos de fibra (figura 4.3.3)

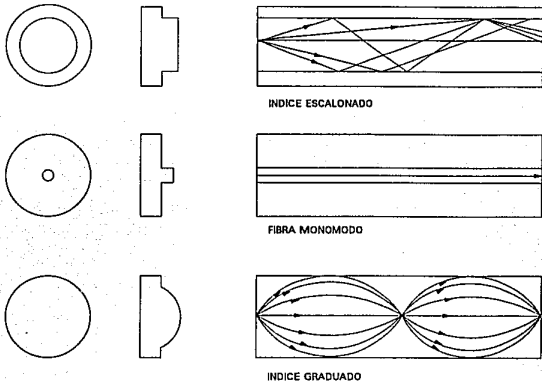


Figura 4.3.3. Diferentes tipos de fibra óptica

- Fibra con índice escalonado (Tipo multimodo)
- Fibra con índice graduado (Tipo multimodo)
- Fibra con índice escalonado (Tipo monomodo)

En general, para una ejecución en términos de velocidad de datos y atenuación de la fibra, la monomodo tiene las mejores características (alta velocidad en datos y menor atenuación), mientras que la fibra multimodo tiene dispersión Modal y Material. Estos factores limitan el ancho de banda de la fibra y provocan distorsión por retraso de grupo. A continuación se exponen los conceptos básicos que intervienen en el enlace.

| TIPO DE FIBRA     | DISPERSION (ns/Km)                                    |          |
|-------------------|---|----------|
|                   | MODAL   | MATERIAL |
| Indice Escalonado | $\frac{[L \times (N.A.)^2]}{[2 \times n_1 \times c]}$ | 100 × Δλ |
| Indice Gradual    | $\frac{L \times n_1 \times \Delta^2}{8 \times c}$     |          |
| Monomodo          |   |          |

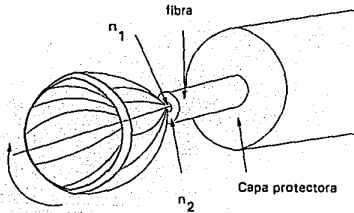


Figura 4.3.4. Apertura numérica

$$NA = \sin \theta_c = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

Las fórmulas dadas son simplificaciones y sólo pretenden mostrar las relaciones entre los parámetros de algunas fibras. Para los cálculos normales se usan los valores medidos o tomados de las hojas de datos del fabricante. De ellas se extraen los siguientes datos: la atenuación por kilómetro, la apertura numérica (N.A.) y el diámetro del núcleo.

#### 4.3.5 Conectores y Empalmes.

Un empalme es una unión permanente de dos cables ópticos. Generalmente el empalme se realiza por fusión usando aparatos especiales, obteniendo buenos resultados con fusión por medio de arco eléctrico. Los empalmes dan atenuación de 0 a 1 dB.

Los conectores son uniones removibles que deben cumplir los siguientes requisitos:

- Fácil de ensamblar.
- Estandarización.
- Baja atenuación.

Por lo general las fibras a ser empalmadas o conectadas tienen el mismo:

- N.A.
- Diámetro del núcleo.
- Diámetro de revestimiento.

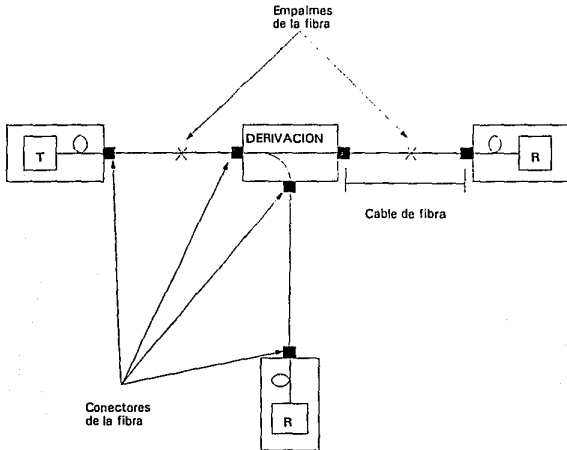


Figura 4.3.5. Conectores

Causan pérdidas permanentes por defecto en la técnica de empalme:

- Desplazamiento paralelo de los ejes de las fibras y puede ser estimado matemáticamente como:

$$Loss_{lat} = -10 \log \left[ 1 - \left( 1.28x \frac{l}{d} \right) \right] \quad 4.3.1 \dots \dots \dots ^{36}$$

<sup>36</sup> Henry Zanger, Cynthia Zanger, *op. cit.*, p. 143

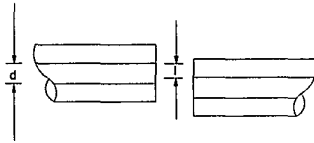


Figura 4.3.6 Desplazamiento paralelo de ejes

- Error angular entre los ejes de las fibras. Una estimación matemática es la siguiente:

$$Loss_{ang} = -10 \log [1 - (n \times \theta) / (180 \times N.A.)] \quad 4.3.2 \dots\dots\dots^{37}$$

donde  $\theta$  : está en grados

$n$ : es el índice de refractividad en el medio 2 (usualmente  $n$  es 1).

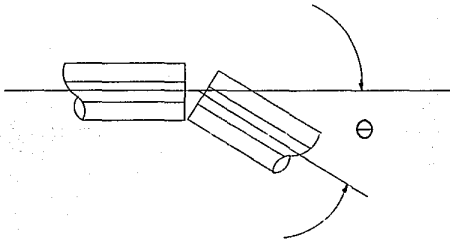


Figura 4.3.7. Error angular

- Separación entre las superficies de los extremos de las fibras, también llamada pérdida de Fresnel. La expresión matemática que estima estas pérdidas es la siguiente:

<sup>37</sup> *Ibidem*, p. 146

$$Loss_f = -10 \log(1 - Fr) \quad 4.3.3 \dots\dots\dots^{38}$$

$$Fr = [(n_1 - n_2) / (n_1 + n_2)]^2 \quad 4.3.4$$

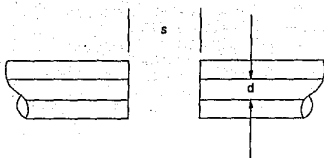


Figura 4.3.8. Pérdida de Fresnel

Las pérdidas de potencia asociada con el mal acoplamiento de los elementos del transmisor alimentador a la fibra es afectada por el área y la apertura numérica. El área activa del alimentador siempre debe ser más pequeña que el área del núcleo de la fibra. La pérdida es directamente proporcional al área de desacoplamiento.

$$Loss_{area} = 10 \log \left( \frac{A_{nucleo}}{A_s} \right) \quad 4.3.5 \dots\dots\dots^{39}$$

para áreas circulares

$$Loss_{area} = 20 \log \left( \frac{D_{nucleo}}{D_s} \right) \quad 4.3.6$$

donde  $A_{nucleo}$  es el área del núcleo de la fibra,  $A_s$  es el área activa del alimentador,  $D_{nucleo}$  es el diámetro del núcleo y  $D_s$  es diámetro del alimentador. Las ecuaciones anteriores sólo son válidas cuando  $A_{nucleo}$  es menor que  $A_s$  y da la pérdida en decibelios. Para el caso en

<sup>38</sup> *Ibidem*, p. 145

<sup>39</sup> *Ibidem*, p. 250

que  $A_{\text{núcleo}}$  es mayor que  $A_i$  del alimentador, no hay pérdida por área de desacoplamiento (Para fibras multimodo la pérdida por desacoplamiento es muy pequeña).

La pérdida por desacoplamiento de la apertura numérica N.A. es el resultado de un pequeño ángulo de aceptación y, por lo tanto, un bajo N.A. en comparación con el ángulo de radiación del alimentador.

$$Loss_{N.A.} = 20 \log(N.A.) \quad 4.3.7.....^{40}$$

#### 4.3.6 Detectores

El problema en el lado del receptor (el fotodetector) es similar al de transmisión. En este caso, el fotodetector es un convertidor óptico/eléctrico, es decir, convierte las variaciones de potencia luminosa en señales eléctricas. El detector debe entonces ser capaz de proporcionar una señal eléctrica útil aun cuando reciba un flujo energético muy pequeño. La calidad fundamental del detector, por lo tanto, es su sensibilidad.

Aquí la fibra (la alimentación de luz efectiva) debe ser más pequeña que el área activa del fotodetector. El ángulo de aceptación del fotodetector debe ser suficientemente mayor para aceptar toda (la mayor cantidad posible) la energía de luz radiada por la terminal de la fibra. Típicamente los fotodetectores tienen grandes áreas activas y grandes ángulos de aceptación.

Las pérdidas por reflexión son relativamente pequeñas para la recepción y la transmisión, por lo que usualmente se ignoran.

Los datos que utilizamos para el enlace los obtenemos de las hojas de especificaciones, ellos son: Sensitividad de radiación y Diámetro del núcleo.

Así la atenuación de nuestro enlace queda como lo muestra la figura 4.3.9.

---

<sup>40</sup> *Ibidem*, p. 251



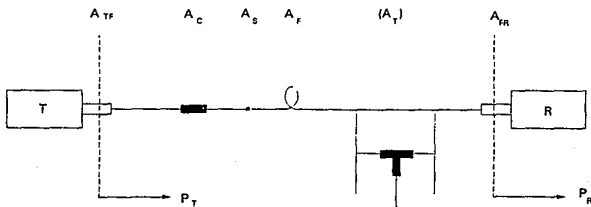


Figura 4.3.9. Atenuación del sistema

$$A = A_{TF} + n_1 \cdot A_c + n_2 \cdot A_s + l \cdot A_f + n_3 \cdot A_T + A_{FR} \quad 4.3.8 \dots\dots 41$$

$$P_r = P_T - A$$

$$M_r = P_T - A - \textit{Sensitividad} \quad 4.3.9 \dots\dots 42$$

Donde:

$A_{TF}$  = Pérdidas de inserción del transmisor a la fibra.

$A_c$  = Atenuación en el conector.

$A_s$  = Atenuación en el empalme.

$A_f$  = Atenuación en la fibra.

$A_T$  = Atenuación en derivación

$A_{FR}$  = Pérdidas de inserción del receptor a la fibra.

$l$  = Longitud de la fibra.

$n$  = Número de conectores, empalmes, derivaciones

$P_r$  = Potencia de entrada al receptor.

$P_T$  = Potencia de salida del transmisor.

$A$  = Atenuación total.

*Sensitividad* = Sensitividad del receptor para un BER específico.

$M_r$  = Margen del sistema.

<sup>41</sup> Centro de entrenamiento ERICSSON, *op. cit.*, p. 48

<sup>42</sup> Henry Zanger, Cynthia Zanger, *op. cit.*, p. 265

---

El margen del sistema es el número de dB disponibles por arriba del más bajo nivel necesario para el receptor. Un margen del sistema de aproximadamente 6 dB se considera suficiente para cubrir los incrementos en la atenuación producidos por variaciones de temperatura, envejecimiento, reparación del cable, etc.

#### 4.4 DISEÑO DEL ENLACE DE MICROONDAS

Una vez expuestos los parámetros de enlace para vía satélite, fibra óptica y microondas, éstos serán utilizados para calcular la red que se propuso en el capítulo 2.

Enlace de Microondas entre Instituto Nacional de Pediatría - Instituto Nacional de Neurología y Neurocirugía - Hospital Psiquiátrico "Fray Bernardino Alvarez".

La mayor parte del diseño de sistemas de radio se dedica al cálculo del comportamiento probable de la trayectoria dada, así como a encontrar las técnicas de modulación y procesamiento de señal que superen los defectos del medio. Los circuitos de radio se caracterizan por su frecuencia portadora, la cual determina en gran parte el comportamiento de la trayectoria.

La mayoría de los enlaces para comunicaciones usan microondas en línea de vista, preferentemente para conexiones de larga distancia (de 30 a 60 km). Hoy en día, dada la necesidad de comunicación se utilizan mini-enlaces de (1 hasta 10 km ) para unir puntos que requieren estar enlazados.

Los radioenlaces tienen puntos terminales y puntos de repetición, en los puntos terminales se demodulan todas las portadoras de RF a la banda base. Los repetidores demodulan completamente la señal de RF entrante a banda base.

La localización de los nodos (en nuestro caso los Centros Médicos) se puede obtener con equipo de alta tecnología como GPS (Global Positioning System) que consta de gran soporte tanto en hardware como en software.

Otro método muy simple, mismo que fue utilizado, es el siguiente:

- 1.- En un mapa topográfico de la región de escala 1:50000, se ubicaron los nodos o Centros Médicos que se van a interconectar.
- 2.- Se trazó una línea horizontal del nodo hacia una orilla lateral del mapa, se efectuó lo mismo pero trazando una línea vertical del nodo hacia arriba o abajo del mapa.
- 3.- Todos los mapas tienen puntos de apoyo donde se localizan las coordenadas en latitud (en la orilla vertical) y en longitud (en la orilla horizontal). Es muy probable que líneas trazadas no coincidan con una lectura directa, por lo cual sólo se tendrá que medir con una regla las distancias de los puntos de apoyo, así como la distancia del nodo al punto de apoyo y, mediante una regla de tres sumarle o restarle la distancia entre los puntos.

#### 4.4.1 Cálculo de la altura de las parabolos

El paso posterior a la ubicación cuidadosa y a la obtención de las coordenadas de los nodos (Centros Médicos) es obtener la altura de las torres. El objetivo es mantener la comunicación efectiva con una altura mínima en la torre. Las torres deben tener la altura justa para que el haz hertziano sobrepase los obstáculos en la trayectoria.

En el perfil de trayectoria se observan los obstáculos que hay entre los nodos a enlazar, tales como colinas, montañas, accidentes del terreno, la curvatura de la tierra, silos, torres, edificios, etc.

Para ello, sobre el mapa donde se tienen localizados los nodos, se deciden las trayectorias uniéndolas con líneas, las cuales representarán la trayectoria del haz de los enlaces. Se eligen varios puntos de interés (posibles obstrucciones) por donde pasa la trayectoria que se marcó en el mapa para unir dos nodos.

Una vez hecho esto se hace una visita a dichos puntos para anotar la altura de la construcción, árboles, cerros, postes de luz, torres de transmisión eléctrica, etc. Esto se hace para todos los enlaces y además se deben dar varios márgenes de libramiento adicionales y si el obstáculo es un terreno con vegetación, especialmente árboles, se debe dejar margen adicional para el crecimiento de estos últimos, para lo cual son suficientes por lo general 3 metros.

A la altura de cada obstáculo se debe añadir la irregularidad de la tierra, es decir, la cantidad de metros que aumenta la altura en la trayectoria de un obstáculo como resultado de la curvatura de la irregularidad de la tierra. Esta irregularidad en cualquier punto de la trayectoria se calcula por la siguiente expresión:

$$h = 0.078d_1d_2 \quad (\text{h en metros ; d en kilometros}) \quad (4.4.1)\dots\dots^{43}$$

donde  $d_1$  es la distancia desde el punto cercano del salto hasta el obstáculo de que se trate y  $d_2$  es la distancia desde el punto lejano del salto hasta el obstáculo. La ecuación (4.4.1) es para un haz de línea recta que no se desvía, la refracción atmosférica ocasiona que se desvíe acercándose o alejándose de la tierra. Este efecto de desviación se maneja mediante la adición del factor K a la ecuación anterior, en la cual intervienen los siguientes factores:

$N_0$  : Refractividad a nivel del mar

$N_i$  : Refractividad a la altitud de interés

<sup>43</sup> Roger L. Freeman, *Telecommunication transmission handbook*, p. 183

$$N_r = N_0 e^{(-0.105h_r)} \quad 4.4.2 \dots\dots 44$$

$h_r$  : Altitud en Km.

$$r = r_0 \left[ 1 - 0.04665 e^{(0.005577(-N_r))} \right]^{-1} \quad 4.4.3 \dots\dots 45$$

$$r_0 = 6370 \text{ Km}$$

$$K = \frac{r}{r_0} = \frac{\text{Radio efectivo de la tierra}}{\text{Radio real de la tierra}} \quad 4.4.4 \dots\dots 46$$

finalmente:

$$h = \frac{0.078 d_1 d_2}{K} \quad 4.4.5$$

si el factor K es mayor que 1, se desvía hacia la tierra y el horizonte del radio es mayor que el horizonte óptico; si K es menor que 1, el horizonte del radio es menor que el horizonte óptico. Para fines de planeación general del sistema se usa  $K=3/4$ . En la elaboración del perfil de trayectoria se debe añadir el valor de  $h$  a la altura de cada obstáculo.

Se debe añadir otro factor a la altura del obstáculo que es el margen de la zona de Fresnel. Este factor proviene de la teoría de ondas electromagnéticas, según la cual tanto el frente de onda como el del haz tienen propiedades de expansión conforme se propaga en el espacio. Estas propiedades de expansión dan como resultados reflexiones y transiciones de fases cuando la onda pasa sobre un obstáculo, el efecto que produce es el incremento o decremento en el nivel de la señal que recibe. La cantidad de margen adicional que se debe dejar sobre los obstáculos para evitar los problemas del fenómeno de Fresnel (difracción) se expresa mediante las zonas de Fresnel. El radio de la primera zona de Fresnel se calcula con la fórmula:

$$R_m = 17.3 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{FD}} \quad 4.4.6 \dots\dots 47$$

<sup>44</sup> Roger L. Freeman, *Sistemas de transmisión de microondas en línea recta*, s/p

<sup>45</sup> *Ibidem*.

<sup>46</sup> Roger L. Freeman, *Telecommunication transmission handbook*, p. 184

donde  $F$  = Frecuencia en Gigahertz

$d_1$  = Distancia desde la antena de transmisión hasta el obstáculo en Km.

$d_2$  = Distancia desde el obstáculo en la trayectoria hasta la antena de recepción en Km

$$D = d_1 + d_2$$

A continuación se muestra el estudio en campo realizado para el enlace de microondas.

**SURVEY**  
**INSTITUTO NACIONAL -- INSTITUTO NACIONAL**  
**DE PEDIATRIA DE NEUROLOGIA**

| PUNTO | UBICACION                               | OBSTACULO                              |
|-------|---|--|
| 1     | AV. DEL IMAN CASI ESQ. CON INSURGENTES  | 5 NIVELES CON ANTENA DE 18m .TOTAL 33m |
| 2     | PARQUE ECOLOGICO                        | ARBOLES 14m DE ALTURA                  |
| 3     | AV. SAN FERNANDO CASI ESQ. AYUNTAMIENTO | ARBOLES 15m DE ALTURA, EDIF. 12m       |
| 4     | INDEPENDENCIA ESQ. CON MARTIRES         | EDIFICIO 12m DE ALTURA                 |
| 5     | FRESNO CASI ESQ. INSURGENTES            | CASA 12m DE ALTURA                     |
| 6     | INSTITUTO NACIONAL DE NEUROLOGIA        | 7 NIVELES, 21m DE ALTURA               |

| Distancia del Hospital Nac. de Pediatría a Instituto Nal. de Neurología [m] | Altura del Terreno en metros | Altura de obstrucción es en metros | Línea de vista en metros | Radio de la zona de Fresnel (mts) | Libramiento en metros |
|---|------------------------------|------------------------------------|--------------------------|-----------------------------------|-----------------------|
| 0   | 2305.0                       | 0                                  | 28.0                     | 0                                 | 28.0                  |
| 637   | 2290.0                       | 14                                 | 34.2                     | 4.94                              | 15.26                 |
| 1644  | 2279.5                       | 15                                 | 30.97                    | 4.73                              | 11.24                 |
| 1767  | 2279.0                       | 12                                 | 29.81                    | 4.33                              | 13.49                 |
| 1972  | 2279.5                       | 12                                 | 26.55                    | 3.32                              | 11.24                 |
| 2200  | 2279.0                       | 0                                  | 24.0                     | 0                                 | 24.0                  |

Observando la tablas anteriores, se propone la ubicación de las antenas a 28 m. de altura en el Instituto Nacional de Pediatría y a 24 m. de altura en el Instituto Nacional de Neurología y Neurocirugía.



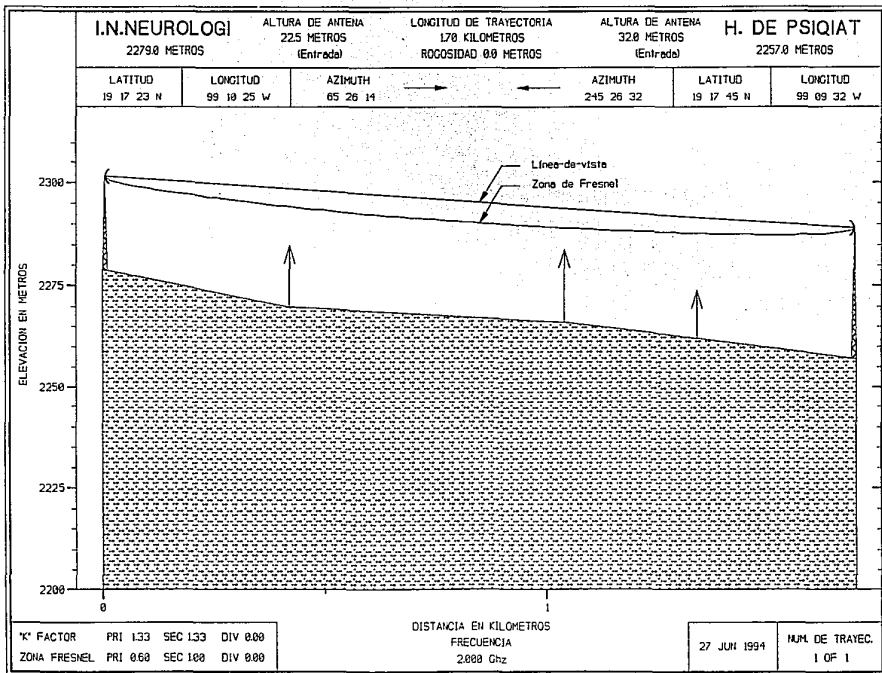
**INSTITUTO NACIONAL -- HOSPITAL DE  
DE NEUROLOGIA                      PSIQUIATRIA**

| <b>PUNTO</b> | <b>UBICACION</b>                                   | <b>OBSTACULO</b>                     |
|--------------|--|--------------------------------------|
| 1            | HOSPITAL NACIONAL DE NEUROLOGIA                    | 7 NIVELES, 21m DE ALTURA             |
| 2            | ABASOLO, ENTRE GPE. VICTORIA Y MONEDA              | EDIFICIO DE 4 NIVELES, 15m DE ALTURA |
| 3            | MIGUEL HIDALGO Y FCO. I. MADERO                    | ARBOLES 18m DE ALTURA                |
| 4            | CALZADA DE TLALPAN, ENTRE MIGUEL HIDALGO Y ALLENDE | ARBOLES 12 m DE ALTURA               |
| 5            | HOSPITAL DE PSIQUIATRIA                            | 10 NIVELES, 30m DE ALTURA            |

| <b>Distancia del Instituto Nac. de Neurología a Hospital Psiquiátrico</b> | <b>Altura del Terreno en metros</b> | <b>Altura de obstrucción en metros</b> | <b>Línea de vista en metros</b> | <b>Radio de la 1a zona de Fresnel (mts)</b> | <b>Libramiento en metros</b> |
|---|-------------------------------------|--|---------------------------------|---|------------------------------|
| 0   | 2279                                | 0                                      | 22.50                           | 0   | 22.5                         |
| 420   | 2270                                | 15                                     | 27.61                           | 4.13  | 8.48                         |
| 1040  | 2266                                | 18                                     | 25.94                           | 4.66  | 3.27                         |
| 1340  | 2262                                | 12                                     | 27.23                           | 3.91  | 11.32                        |
| 1700  | 2257                                | 0                                      | 32                              | 0   | 32                           |

Se propone la ubicación de las antenas a 22.5 m. de altura en el Instituto Nacional de Neurología y Neurocirugía y a 32 m. de altura en el Hospital Psiquiátrico Fray Bernardino Alvarez





Para el cálculo de los parámetros del enlace, se realizó un programa de computadora por medio del cual se obtuvo la potencia de los radios, diámetro y ganancia

de antenas, velocidad de transmisión, así como el  $\frac{E_b}{N_0}$ . A manera de ejemplo se realiza el cálculo para el enlace entre el Hospital de Neurología y el Hospital de Psiquiatría, teniéndose los siguientes datos:

Potencia de transmisión: 15 dBm  
 Ganancia de antenas(0.3 m. de diámetro): 13.36 dB  
 Pérdidas en la línea de transmisión y misceláneas: 3db  
 Frecuencia: 2 GHz.  
 Velocidad de transmisión: 2Mbps  
 Distancia 1.7 Km.

$$PIRE = P_T - L_T + G_T = 15 - 30 - 3 + 13.36 = -4.64 \text{ dBW}$$

Nivel de Recepción Isotrópica:

$$P_r = PIRE - L_{FS}$$

donde  $L_{FS}$  son las pérdidas en el espacio libre.

$$L_{FS} = 92.4 + 20 \log D + 20 \log f = 92.4 + 20 \log 1.7 + 20 \log 2 = 103.029 \text{ dB}$$

$$P_r = -4.64 - 103.029 = -107.669 \text{ dBW}$$

Nivel de Señal Recibida.

$$P_{rr} = P_r + G_r - L_r = -107.669 + 13.36 - 3 = -97.309 \text{ dBW}$$

La energía de bit es:

$$E_b = P_{rr} - 10 \log(R_{bps}) = -97.309 - 10 \log(2 \text{ Mbps}) = -160.319 \text{ dBW}$$

El Ruido Térmico para una sala con temperatura de 290 K se tiene:

$$RT = 10 \log(T) + 10 \log K = 10 \log 290 + 10 \log 1.38 \times 10^{-23} = -204 \text{ dBW}$$

La Figura de ruido del radio (dato del fabricante)  $F= 9.6$  dB.

$$N_o = -204 + 9.6 = -194.4 \text{ dBW}$$

Así la energía a densidad de ruido recibido es :

$$\frac{E_b}{N_o} = E_b - N_o = -160.319 + 194.4 = 34.08 \text{ dB}$$

#### 4.5 DISEÑO DEL ENLACE FIBRA OPTICA

Para la red fibra óptica la cual esta formada por los siguientes Centro Médicos:

- 1) Instituto Nacional de Enfermedades Respiratorias.
- 2) Hospital General " Dr. Manuel Gea González".
- 3) Cancerología.
- 4) Psiquiátrico Infantil.
- 5) Instituto Nacional de Nutrición "Salvador Zubirán".
- 6) Instituto Nacional de Cardiología.

sólo se tendrá que prever la vía para el tendido del cable. Los cables de fibra óptica no requieren ninguna técnica de tendido especial. Debido a su poco peso respecto a cables con conductores metálicos, su gran flexibilidad, su pequeño diámetro y su gran resistencia a la tracción, los problemas de técnica de tendido son más bien escasos. Así sólo se presentan algunas exigencias que deben satisfacer.

- Pasar los mayores largos de cable de una sola vez para economizar empalmes.
- Aprovechar mejor las tuberías existentes mediante ocupación múltiple.

Utilizar las líneas aéreas de alta tensión como portadores para cables de fibra óptica.

Los cables de fibra óptica pueden ser instalados sin problemas tomando en cuenta su resistencia mecánica por cualquier método de tendido como:

Pasado el cable por un cabrestante o manualmente por tuberías, canal o zanjas de cable, colocación en tierra, engrapado en paredes (tratándose de instalación en edificios) y tendido submarino.

La comunicación entre los Centros Médicos será punto a punto entrelazándose hasta formar un anillo. Así, sólo bastará elegir el equipo de transmisión, recepción, fibra óptica, acopladores, etc. Para esto se elaboró un programa de computadora que nos ayudara a la elección de éstos. A continuación se muestran a manera de ejemplo los cálculos realizados para dos nodos.

El primer dato que se debe conocer es el tipo de señal por transmitir.

*Señal Digital.*

El segundo dato fundamental, se relaciona con la cantidad de información que hay que transmitir por unidad de tiempo: el ancho de banda máximo para un sistema analógico o la velocidad de transmisión binaria para un sistema digital:

*2 Mbps*

El tercer dato requerido es la calidad de la señal eléctrica recuperada a la llegada (en el receptor). Esta cualidad depende de la utilización posterior de la señal recuperada y se especifica por el conocimiento de la relación señal / ruido ( $s/n$ ) para una transmisión analógica y la tasa de errores de los bits (BER) para una transmisión digital.

*Generalmente  $BER=10^{-9}$*

El cuarto dato fundamental es la longitud del enlace:

*2 Kilometros.*

El quinto y último dato es la selección de los componentes y requerimientos de crecimiento del sistema.

En un sistema de transmisión por fibra óptica la fuente, la fibra y el detector están limitados en frecuencia, por lo cual se calculan los tiempos de subida de éstos, así como la de la señal a transmitir (2Mbps).

Para una señal digital, la banda de paso mínima necesaria depende del tipo de modulación y de la velocidad de transmisión.

En modulación PCM, la señal debe mostrarse por lo menos al doble de la frecuencia más alta  $f_m$  de la señal analógica, si se hace que corresponda a cada muestra una palabra de  $N$  bits, la velocidad de transmisión binaria  $R$  es

$$R \geq 2 \cdot f_m \cdot N$$

$$T_s \leq \frac{0.7}{2 \cdot f_m \cdot N}$$

Si  $R = 2\text{Mbps}$  el tiempo de subida requerido es:

$$T_s \leq \frac{0.7}{2.048} = 0.3 \mu\text{s} \quad T_s = 300\text{ns}$$

Una vez conocido el tiempo de subida mínimo necesario, hay que verificar que la fuente, la fibra óptica y el detector óptico tengan los tiempos de subida suficientemente cortos.

Para una fuente que tenga la siguiente características  $T_r = 0.5 \text{ ns}$  y  $\lambda = 1300 \text{ nm}$ .

El tiempo de subida de una fibra de Índice Gradual con las siguientes características:

$$D_c = 50 \mu\text{m} \quad D_{cl} = 125 \mu\text{m} \quad \text{N.A.} = 0.2$$

La dispersión modal es :

$$\Delta t_m = \frac{(L \times n_1 \times \Delta^2)}{(8 \times c)}$$

$$\Delta = \frac{N \cdot A^2}{2 \times n_1^2} = \frac{(0.2)^2}{2 \times (1.46)^2} = 0.00938$$

$$\Delta tm = 1000 \times 1.46 \times (0.00938)^2 / (8 \times 3 \times 10^9) = 53.52 \text{ ps} / \text{Km}$$

En 2 Km :

$$\Delta tm = (53.52 \text{ ps} / \text{Km}) \times 2 \text{ Km} = 0.107 \text{ ns}$$

La dispersión Cromática.

Dispersión cromática 100 ps/(Km x nm).

El ancho del pulso para el diodo Laser es  $\Delta\lambda = 4 \text{ nm}$

$$4 \times 100 \text{ ps/km} = 0.4 \text{ ns/Km}$$

para 2 Km:

$$0.4 \text{ ns/km} \times 2 \text{ Km} = 0.8 \text{ ns}$$

así  $\Delta tc = 0.8 \text{ ns}$

El tiempo de dispersión total es:

$$\Delta t = \sqrt{\Delta tm^2 + \Delta tc^2} = \sqrt{(0.107)^2 + (0.8)^2} = 0.807 \text{ ns/km}$$

El ancho de banda de la fibra es:

$$BW = \frac{1}{(2 \times \Delta t)}$$

$$BW = \frac{1}{(2 \times 0.807 \text{ ns})} = 619.5 \text{ MHz}$$

Para 2 Km se tiene:

$$T_f = \Delta T \times 2 \text{ Km} = 1.614 \text{ ns}$$

Por último un receptor con un tiempo de  $T_r = 1 \text{ ns}$ , se tiene el tiempo total de sistema.

$$T_i = \sqrt{T_s^2 + T_f^2 + T_D^2}$$

$$T_i = \sqrt{0.5^2 + 1.614^2 + 1^2} = 1.963 \text{ ns}$$

Una vez calculados los tiempos de nuestra señal y los del sistema se tiene que verificar si cumplen con la siguiente condición:

$$T_r \leq T_i$$

$$1.963 \text{ ns} \leq 300 \text{ ns}$$

Por lo cual podemos concluir que nuestro sistema tiene una capacidad para transmitir hasta 356.59 Mbps.

$$R_{\text{sistema}} = \frac{0.7}{T_r} = \frac{0.7}{1.963} = 356.597 \text{ Mbps}$$

En cálculo energético entre el Hospital Psiquiátrico Fray Bernardino Alvarez al Hospital Psiquiátrico Infantil.

Datos de la fuente:

Diodo Laser.

Diámetro del núcleo =  $15 \mu\text{m}$

Potencia = 8mW (9 dBm)

Datos del detector.

R = 0.85 A/W

Diámetro del núcleo =  $1 \text{ mm}^2$

Id = 10 nA

Sensitividad = -36 dBm

Datos de la fibra:

Atenuación dB/Km = 5

N.A.=0.2

Diámetro del núcleo = 50  $\mu\text{m}$   
 Longitud del enlace 0.21 Km  
 Pérdida en conectores = 2 dB  
 Pérdida de empalme = 0.6 dB  
 Pérdida en derivación = 6 dB  
 Velocidad de transmisión = 2 Mbps

Cálculo de pérdidas de inserción a la fibra

$$Loss_{area} = 10 \log \left( \frac{A_{nucleo}}{A_s} \right) = 0$$

ya que no cumple con la siguiente condición  $A_{nucleo} < A_s$

Cálculo de pérdidas por desacoplamiento de A.N.

$$Loss_{N.A.} = 20 \log(N.A.) = 20 \log(0.2) = -13.97 \text{ dB}$$

$$A_{TF} = -13.97 \text{ dB}$$

Atenuación en la fibra:

$$A_F = 5 \text{ dB / Km}$$

$$l = 0.21 \text{ Km}$$

$$5 \times 0.21 = 1 \text{ dB}$$

$$BW = 2/16 = 0.125 \text{ KHz}$$

Las pérdidas son:

$$A = A_{TF} + As + As + A_{PR} + lA_F = -13.97 - 8 - 0.6 - 0.5(0.2) = -23.6 \text{ dB}$$

$$P_r = 9 - 23.6 = 14.57 \text{ dBm}$$

$$M = P_i - A - \text{Sensitividad} = 9 - 23.6 + 36 = 21.4 \text{ dBm}$$



#### 4.6 DISEÑO DEL ENLACE VIA SATELITE

Se propone para llevar a cabo este enlace, usar las instalaciones del Hospital Psiquiátrico Fray Bernardino Alvarez, por lo tanto se tendra que destinar una área para la sala de equipo.

A continuación se realizan los cálculos de enlace entre el hospital arriba mencionado y el satélite *Solidaridad I*. Cabe mencionar que el PIRE y G/T de la Estación terrena son determinados en el capítulo siguiente. Asimismo la obtención de la distancia y todos los cálculos abajo presentados se realizaron con un programa de computadora, utilizando las ecuaciones del apartado 4.1.

##### Datos de la Estación Terrena

Distancia = 36100.814 Km  
 PIRE = 79.94 dBW  
 G/T = 29.54 dB/K  
 Diámetro de la antena = 4 metros  
 Frecuencias Tx/Rx 14000 MHz / 11772 MHz  
 Pérdida en guía de onda = 0.5 dB  
 Atenuación por lluvia = 1 dB  
 Ancho de Banda = 2 Mbps

##### Datos del Satélite Solidaridad I

PIRE = 47 dBW  
 G/T = 9.3 dB/K

La razón portadora a ruido de subida es:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_s = PIRE - 20\log\left(\frac{4\pi f_s d_s}{c}\right) + \frac{G_{sat}}{T_{sat}} - 10\log K - 10\log B - L$$

$$\left(\frac{C}{N}\right)_s = 79.94 - 20\log\left(\frac{4\pi 14 \times 10^9 \times 36100.84 \times 10^3}{2.998 \times 10^8}\right) + 9.3 + 228.6 - 63 - 1.5$$

$$\left(\frac{C}{N}\right)_s = 46.87 \text{ dB}$$

La razón portadora a ruido de bajada es:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_b = PIRE_{ant} - 20 \log\left(\frac{4\pi f_b d_b}{c}\right) + \frac{G_{ER}}{T_{ER}} - 10 \log K - 10 \log B - L'$$

$$\left(\frac{C}{N}\right)_b = 47 - 20 \log\left(\frac{4\pi \cdot 1.772 \times 10^9 \times 36100.84 \times 10^3}{2.998 \times 10^8}\right) + 29.54 + 228.6 - 63 - 1.5 =$$

$$\left(\frac{C}{N}\right)_b = 35.67 \text{ dB}$$

como sólo se está transmitiendo una sola portadora, no hay ruido de intermodulación. Así

el  $\left(\frac{C}{N}\right)_{Total}$  es igual a :

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{Total} = \left[ \frac{1}{\left(\frac{C}{N}\right)_s} + \frac{1}{\left(\frac{C}{N}\right)_b} \right] = 10 \log \left[ \frac{1}{10^{\left(\frac{C/N}{10}\right)_s}} + \frac{1}{10^{\left(\frac{C/N}{10}\right)_b}} \right] = 35.355 \text{ dB}$$

## **CAPITULO 5**

**LA ESTACION TERRENA**

## **LA ESTACION TERRENA**

La estación terrena es un equipo de radio que se localiza en la superficie de la Tierra y que tiene comunicación con otros equipos similares en la superficie. Se clasifican en diferentes categorías dependiendo del servicio que prestan: Estaciones terrenas para el servicio de Satélite fijo, Estaciones terrenas Móviles (las que emplean a bordo de barcos y aeronaves) y Estaciones portátiles.

### **5.1 CONFIGURACION DE UNA ESTACION TERRENA**

Una estación terrena generalmente cuenta con facilidades de comunicación de transmisión terrena, potencia y un edificio de control. Las facilidades de comunicación se subdividen en:

- a) Subsistema de antena
- b) Subsistema del amplificador de transmisión
- c) Subsistema del amplificador del receptor
- d) Subsistema de equipo terminal
- e) Subsistema de control de comunicaciones

#### **5.1.1 Subsistema de antena**

El subsistema de antena de la estación terrena es uno de los más importantes subsistemas de la terminal de RF, porque ésta proporciona el medio de transmisión de la

portadora modulada de RF al satélite dentro del espectro de frecuencia del enlace hacia arriba, así como recepción de la portadora de RF del satélite dentro del espectro de frecuencia del enlace hacia abajo. La antena de la estación terrena debe cumplir con tres requerimientos básicos:

1. La antena debe tener alta ganancia de directividad: esto es, la función del foco es la radiación de energía dentro de la estrecha barra para iluminar a la antena del satélite. En ambos modos, el de recepción y el de transmisión debe proporcionar la potencia requerida a la portadora del enlace hacia arriba y hacia abajo. También el patrón de radiación de la antena debe tener bajo nivel de lóbulo lateral (sidelobe) para reducir interferencias de señales indeseadas y para minimizar interferencias dentro de otros satélites y sistemas terrestres.

2. La antena debe tener bajo ruido de temperatura. De esta manera el ruido de temperatura efectivo que recibe el lado de la estación terrena, el cual es proporcional a la temperatura de la antena puede ser mantenido bajo, al reducir la potencia del ruido dentro del ancho de banda de la portadora del enlace hacia abajo. Para lograr bajar las características del ruido, el patrón de radiación de la antena debe ser controlado en la trayectoria semejante como al minimizar la energía radiada dentro de otros satélites. Además, las pérdidas ohmicas de la antena contribuyen directamente al ruido de la temperatura, por lo cual, deben ser minimizadas. Estas incluyen las pérdidas ohmicas de la guía de onda, misma que se conecta al amplificador de bajo ruido y al alimentador de la antena.

3. La antena debe ser fácilmente dirigida, de esta manera el rastreo del sistema (si se requiere) puede ser empleado para que la antena apunte hacia el rayo de otro satélite.

Las dos antenas más populares de las estaciones terrenas (las cuales tienen los requerimientos antes mencionados) son la antena parabólica con alimentador de punto focal y la antena Cassegrain. Mismas que se muestran en los dibujos 5.1 y 5.2.

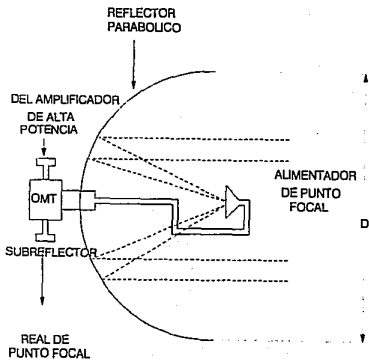


FIG. 5.1 ANTENA PARABOLICA DE PUNTO FOCAL

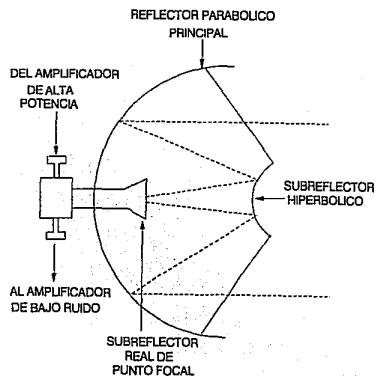


FIG. 5.2 ANTENA CASSEGRAIN

### 5.1.1.1 Antena parabólica con punto focal

Este tipo de antena consta de un reflector, consistente en una sección de superficie (para la rotación de la parábola por sus ejes) y el alimentador (cuyo centro de la cara o fase está localizado en el punto focal del reflector de la parábola). El tamaño de la antena es representado por el diámetro  $D$  del reflector. El alimentador es conectado al amplificador de bajo ruido a través de un Transductor de Modo Ortogonal (OMT), el cual está conectado a tres puntos de la red. La aislación inherente del OMT es normalmente mejor que 40 dB.

En el lado del transmisor la energía de la señal que sale del amplificador de alta potencia es radiada al punto focal por el alimentador y éste ilumina al reflector, el cual refleja y concentra la energía dentro de un haz estrecho. Del lado del receptor la energía de la señal capturada por el reflector converge en el punto focal y es recibida por el alimentador, mismo que enruta la señal hacia la entrada del amplificador de bajo ruido.

Este tipo de antena es usada fácilmente y ofrece una eficiencia en la ganancia del rango de 50 60 %. Las desventajas ocurren cuando la antena apunta a un satélite con alto ángulo de elevación. En este caso la alimentación de radiación es derramada sobre la orilla del reflector (sobre derrame de energía) iluminando el suelo, cuyo ruido de temperatura puede ser tan alto como 290° K y dando como resultado una alta contribución de ruido en la antena. figura 5.1.

### 5.1.1.2 Antena Cassegrain

Esta es una antena con doble reflector, la cual consta de un reflector parabólico principal, cuyo punto focal coincide con el punto de un subreflector hiperbólico y el alimentador (este último con centro de fase está en el punto focal real del subreflector); como se muestra en la figura 5.2.

En el lado de transmisión la energía de la señal de salida del amplificador de alta potencia es radiada al punto focal real por el alimentador e ilumina la superficie convexa del subreflector, el cual refleja la energía como si fuera la incidencia del alimentador. El centro de fase del subreflector está localizado en un punto focal común con el del reflector

principal. La energía reflejada se refleja también por el reflector principal como el haz de la antena.

En el lado del receptor, la energía de la señal capturada por el receptor principal es dirigida hacia su punto focal. De cualquier modo, el subreflector refleja la energía de la señal de regreso hacia el punto focal, donde el centro de fase (o cara) del alimentador se encuentra localizado; por lo tanto, el alimentador recibe la energía entrante y ésta se enruta a la entrada del amplificador de bajo ruido a través del OMT.

La antena Cassegrain es más cara que la antena parabólica por el subreflector adicional y la integración de tres elementos de antena. El reflector principal, subreflector y el alimentador para un sistema de antena óptimo. Además la antena Cassegrain ofrece algunas ventajas sobre la antena Parabólica:

- Bajo ruido de temperatura
- Precisión de directibilidad
- Flexibilidad en el diseño de alimentadores
- El sobrederrame de energía del alimentador cuando es dirigido hacia el cielo da un ruido de temperatura típicamente menor a los 30 ° K siendo una contribución muy pequeña, comparado con el ruido de temperatura de la antena parabólica.
- La antena Cassegrain tiene mayor estabilidad mecánica porque el alimentador está localizado cerca del vértice del reflector principal, dando una mayor precisión en la directibilidad de la alta ganancia en estrecho haz en la antena.

### 5.1.1.3 Ganacia de la Antena

La ganancia de la antena es quizá el parámetro clave de la antena de la estación terrena, porque afecta directamente a la potencia portadora del enlace hacia arriba y hacia abajo.

Para una antena la ganancia está dada por:



$$G = \eta \frac{4\pi A}{\lambda^2} = \eta \frac{4\pi A f^2}{c^2} \quad 5.1.....^{48}$$

donde :

- A = El área de apertura de la antena
- $\lambda$  = Radiación de la longitud de onda
- f = Frecuencia de Radiación
- c = Velocidad de la luz
- $\eta$  = Eficiencia de la apertura de la antena

Para apertura circular el área esta dada por la siguiente expresión:

$$A = \frac{\pi D^2}{4} \quad 5.2$$

$$G = \eta \left( \frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 = \eta \left( \frac{\pi f D}{c} \right)^2 \quad 5.3$$

La eficiencia de la antena  $\eta$  representa el porcentaje del área de apertura efectiva A, la cual es usada en la transmisión o recepción. El producto de varios factores de eficiencia reducen la eficacia de la antena.

Los factores típicos de eficiencia para una antena Cassegrain son:

$$\eta = \eta_1 \eta_2 \eta_3 \eta_4 \eta_5 \eta_6 \quad 5.4.....^{49}$$

donde:

- $\eta_1$  = Eficiencia de iluminación del reflector principal.
- $\eta_2$  = Eficiencia de desborde (spillover)
- $\eta_3$  = Eficiencia de fase
- $\eta_4$  = Eficiencia del subreflector y obstrucción de la estructura
- $\eta_5$  = Eficiencia de disipamiento del sistema de alimentación
- $\eta_6$  = Eficiencia de tolerancia de la superficie del reflector

<sup>48</sup> Tri T Ha, *op. cit.*, p. 76

<sup>49</sup> *Ibidem*, p. 77

La eficiencia de iluminación  $\eta_i$  es determinada por las características del campo de distribución que atraviesa la apertura del reflector principal. Si este es uniforme sobre toda el área de apertura, entonces  $\eta_i = 1$ .

La eficiencia de disipación (spillover) representa no sólo la energía derramada sobre la orilla del reflector principal, sino también la energía derramada sobre la orilla del subreflector. Para minimizar las pérdidas de disipación o derramamiento se requiere que el alimentador tenga bajos lóbulos laterales en el patrón de radiación. Para llevar a cabo este patrón se han usado diversos modos en el diseño de alimentación de la sección de radiación, el cual tiene una forma de trompeta. Además el ángulo de la alimentación subdirigido por el subreflector es elegido, así el patrón de radiación del haz principal de alimentación interseca el subreflector a bajo nivel, minimizando la disipación o derrame del alimentador del haz principal que pasa al subreflector. De cualquier modo la poca iluminación del subreflector normalmente resulta en cortes disminuidos de iluminación que cruzan la apertura del reflector principal, resultando una baja eficiencia de iluminación  $\eta_i$ .

Con la antena Cassegrain esta condición puede ser implementada sustancialmente por el cambio deliberado de la figura del subreflector al distribuir la energía esencialmente en forma uniforme cerca de la orilla del reflector principal, pero cayendo lejos del corte. La eficiencia de iluminación  $\eta_i$  de 0.94 a 0.96 puede ser llevada a cabo en la práctica con una eficiencia de disipación del reflector principal como 0.99. Con un buen diseño de alimentación la eficiencia de disipación o derrame es sobre el orden de 0.98. Así la eficiencia de disipación o derrame de  $\eta_2 = 0.97$  puede ser llevado a cabo en la figura del sistema.

Distorsionando la figura del subreflector para llevar a cabo una iluminación uniforme hacia el frente del reflector principal da como resultado un error en la fase siendo introducido dentro del reflector principal. Este error de fase trae como resultado la irradiación de la energía en dirección indeseada, además decrementado la ganancia e incrementando el nivel de los lóbulos laterales de la antena. La eficiencia de fase  $\eta_f$  identifica esta pérdida de ganancia. La mayoría de estas pérdidas pueden ser eliminadas, por la reorientación del reflector principal para corregir el error de fase. En un buen diseño de la antena Cassegrain la eficiencia de fase  $\eta_f$  puede ser del orden de 0.98 y 0.99 en el diseño de frecuencias y permaneciendo sobre de 0.95 arriba del 70% de operación en la banda de 500 MHz. La obstrucción en la apertura del reflector principal por el subreflector y el soporte de la estructura dan como resultado la disminución de la apertura

y, por lo tanto, pérdidas en la ganancia de la antena. La eficiencia de obstrucción del subreflector es alrededor de 0.97 y la del soporte de la estructura es aproximadamente de 0.95 en el mejor diseño de la antena. Las pérdidas de dispersión del sistema de alimentación también reducen la ganancia de la misma. Dependiendo de la eficiencia en la estructura de alimentación del sistema  $\eta_5$ ; considerando el valor más alto, que puede llegar a ser de 0.94.

Todo lo citado anteriormente acerca de los factores de eficiencia son dependientes principalmente de la geometría del reflector principal, el subreflector y la estructura del sistema de alimentación y no en la frecuencia de operación. En la práctica el reflector principal y el subreflector no pueden ser construidos en forma ideal, sin algunas superficies de tolerancia. Esto se refiere a la dispersión de energía en direcciones indeseadas en forma similar a la asociada con el error de fase. La tolerancia de superficies puede en ocasiones ser considerada como una clase especial de error de fase, que limita la máxima ganancia llevada a cabo  $G_M$ . En ese sentido, para dar una superficie y un diámetro de tolerancia, se puede incrementar la frecuencia de operación, se incrementa la ganancia de la antena hasta llegar a ser igual a  $G_M$ . Incrementando más la frecuencia de operación decrecerá la ganancia de la antena.

La eficiencia de la superficie de tolerancia  $\eta_6$  es impuesta arriba del límite en la frecuencia máxima de operación, por lo tanto, sobre la máxima ganancia de la antena y es fijada por la tecnología manufacturera actual. La eficiencia de la superficie de tolerancia  $\eta_6$  puede ser expresada como:

$$\eta_6 = \exp \left[ - \left( \frac{4\pi\varepsilon}{\lambda} \right)^2 \right] = \exp \left[ - \left( \frac{\varepsilon}{D} \right)^2 \left( \frac{4\pi f D}{c} \right)^2 \right] \quad 5.5.....50$$

donde :

$\varepsilon$  = rms error de la superficie del reflector (m).

$\frac{\varepsilon}{D}$  = Tolerancia de la superficie de la antena.

$\left(\frac{4\pi\epsilon}{\lambda}\right)^2$  es el efecto del error de la fase principal al cuadrado introducido por el error de superficie  $\epsilon$

La tolerancia de la superficie<sup>51</sup> de la antena  $\frac{\epsilon}{D}$  sin la tecnología comercial actual es la siguiente:

$$10^{-3} \leq \frac{\epsilon}{D} \leq 10^{-4} \qquad D \leq 1.2m$$

5.6

$$2 \times 10^{-4} \leq \frac{\epsilon}{D} \leq 5 \times 10^{-5} \qquad 2.5m \leq D \leq 6m$$

$$10^{-4} \leq \frac{\epsilon}{D} \leq 2 \times 10^{-5} \qquad 9m \leq D \leq 24m$$

### 5.1.2 Subsistema del Amplificador del Transmisor

Generalmente se requiere que la estación terrena proporcione la capacidad de transmitir una o más portadoras simultáneamente, por lo cual se requiere de amplificadores que realicen esta función. Uno de los amplificadores de alta potencia más usados es el Tubo Amplificador de Onda Viajera (TWT) mostrado en la figura 5.4. Este utiliza el principio de modulación de velocidad en la forma de onda viajera. La señal de RF al ser amplificada viaja de bajada en estructuras periódicas llamada Hélice. Electrones emitidos del cátodo del tubo son enfocados dentro de un haz a lo largo del eje del hélice por el imán cilíndrico y eliminados al final, después del liberamiento de su energía hacia el campo de RF. La hélice retrasa la velocidad de propagación de la señal de RF (velocidad de la luz) hacia el haz de electrones, mismo que es controlado por el voltaje de corriente directa en el cátodo. Este resultado de iteración entre el campo eléctrico inducido por la señal de RF y los electrones produce la transferencia de energía del haz de electrones hacia

<sup>51</sup> *Ibidem.*

la señal de RF causándole a ésta la amplificación. El tubo amplificador de onda viajera puede llevar a cabo anchos de banda sobre el orden del 10%.

Otro tipo de amplificador de alta potencia que es usado en estaciones terrenas, es el amplificador Klistron, el cual puede suministrar alta ganancia y mejor eficiencia que el amplificador TWTA, pero a menor ancho de banda sobre el orden de 2%.

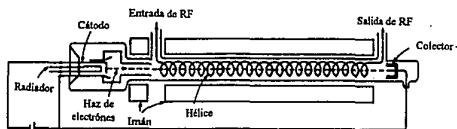


Figura 5.4. Tubo Amplificador de Onda Viajera

### 5.1.3 Subsistema del Amplificador del Receptor

Este subsistema consiste principalmente en un receptor de bajo ruido. Dos de los amplificadores de bajo ruido comunmente más usados en estaciones terrenas son: El Amplificador Paramétrico y el Amplificador FET GaAs. El amplificador paramétrico se ha venido empleando desde el principio de los satélites de comunicación y es capaz de suministrar muy bajo ruido de temperatura. Recientemente se ha desarrollado el amplificador FET GaAs con longitud de puerta muy corta ( $0.5 \mu m$ ), con producción muy baja de ruido de temperatura, posibilitando algunas recepciones sólo en estaciones que emplean Amplificadores de Bajo Ruido FET GaAs y tomando la ventaja de su estabilidad, rentabilidad y bajo costo. El enfriador termoelectrico del amplificador de bajo ruido es ahora disponible de 11.7 a 12.2 GHz, con temperatura de ruido de 150 k cuando el enfriamiento es hecho a 223 K.

El circuito equivalente del amplificador paramétrico es mostrado en la figura 5.5 , el cual consiste de dos circuitos resonantes, uno a la frecuencia de la señal  $\omega_1$  y el otro a una frecuencia  $\omega_2$ . El segundo circuito resonante es acoplado por una variación de voltaje en el capacitor suministrador por un diodo de capacitancia variable llamado varactor. La capacitancia es función sinusoidal del alimentador de frecuencia  $\omega_p = \omega_1 + \omega_2$ . El circulador se emplea para la ruta de la señal de entrada a ser amplificada en el puerto 1 hacia el circuito resonante en el puerto 2 y es transferida la amplificación de la señal reflejada del circuito resonante del puerto 2 y cargado al puerto 3. La amplificación es llevada a cabo por que el amplificador paramétrico opera como amplificador de resistencia negativa. La temperatura de ruido equivalente del amplificador paramétrico puede ser aproximada por:

$$T_e = \frac{\omega_1}{\omega_2} T_v \quad 5.7$$

donde  $T_v$  es la temperatura de operación de varactor.

Para un amplificador FET GaAs típicamente el bajo ruido del frente-final de la plataforma es mostrado en la figura 5.6. La figura de ruido del amplificador FET GaAs puede ser expresado como:

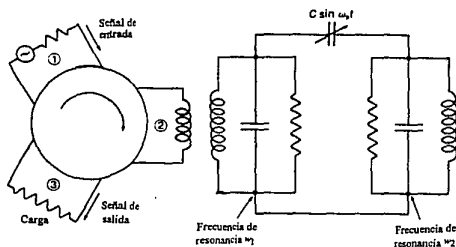


Figura 5.5 Circuito equivalente del amplificador paramétrico

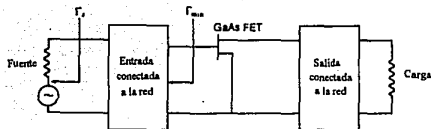


Figura 5.6. Amplificador FET GaAs

$$F = F_{\min} + 4r_n \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{\min}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)(1 + |\Gamma_{\min}|^2)} \quad 5.8$$

donde:  $F_{\min}$  = Mínima Figura de Ruido.

$\Gamma_s$  = Coeficiente de reflexión del alimentador.

$\Gamma_{\min}$  = Coeficiente de reflexión del alimentador, el cual produce la mínima figura de ruido

$r_n$  = Resistencia de ruido equivalente normalizada del FET GaAs.

El amplificador FET GaAs con ruido de temperatura efectivo de 100k sobre la banda de 3.7 a 4.2 GHz a temperatura ambiente de operación (290K) es ahora comercialmente aceptable.

#### **5.1.4 Subsistema de Equipo Terminal**

El subsistema del equipo terminal de la estación terrena tiene la función de interconectar el enlace por satélite y los enlaces terrestres. Puede comprender equipo terminal de multicanalización telefónica o equipo terminal de televisión para señal de video. Así el equipo de multicanalización telefónica consiste en amplificadores de voz trasladadores de grupo y super grupo, fuentes portadoras, etc. Este equipo es altamente confiable así que no se requiere redundancia. El equipo terminal de televisión instalado en la estación terrena consta del equipo terminal de video, que tiene la función de conmutar el circuito y compensarlo para las características de transmisión, el equipo de audio asociado con televisión para multicanalizar la señal de video con la de audio y, la consola de control de televisión, además de los conversores estándar de televisión para cumplir con los requisitos especificados para la transmisión de televisión internacional.

#### **5.1.5 Subsistema de Control de Comunicaciones**

La función principal de este subsistema es la del monitoreo y supervisión del estado de los subsistemas antes mencionados. Además, tiene la sincronización para la estación terrena y el equipo de servicio de ingeniería para manejar el equipo operacional con otras estaciones terrenas o la oficina central que también está incluida en este subsistema.

### **5.2 POTENCIA ISOTROPICAMENTE RADIADA EFECTIVA**

Para expresar la potencia transmitida de la estación terrena o del satélite se utiliza normalmente la Potencia Isotrópicamente Radiada Efectiva (PIRE). El PIRE de la estación terrena es simplemente la potencia generada por el amplificador de alta potencia multiplicado por la ganancia de la antena (de dicha estación), tomando en cuenta las pérdidas en la transmisión de la línea (guía de onda) al conectarse a la salida del amplificador de alta potencia hacia la alimentación de la antena de la estación



terrena. Si denotamos  $P_T$  como la potencia de entrada en la alimentación de la antena y a  $G_T$  la ganancia de transmisión de la antena, el PIRE de la estación terrena es:

$$PIRE = P_T G_T \quad 5.9$$

### 5.3 RAZON GANANCIA A RUIDO DE TEMPERATURA DE LA ANTENA

La razón ganancia a ruido de temperatura de la antena  $\frac{G}{T}$  es la figura de mérito comúnmente usada para indicar la ejecución de la antena de la estación terrena y el amplificador de bajo ruido en relación a la sensibilidad en el recibimiento de la portadora del enlace del satélite. El parámetro  $G$  es la ganancia de recepción referida a la entrada del amplificador de bajo ruido. Si la entrada del amplificador de bajo ruido es conectada directamente al sistema de alimentación de la antena, la ganancia  $G$  sería asignada a la respuesta de la antena, si se conectara a un pedazo de guía de onda se le tendría que restar las pérdidas de esta conexión a la ganancia del sistema de la antena.

El parámetro  $T$  es definido como el ruido de temperatura del sistema de la estación terrena referida también a la entrada del amplificador de bajo ruido.

El tratamiento del ruido en los sistemas de comunicación está basado en el ruido llamado blanco, cuya densidad espectral es  $\frac{N_0}{2}$ , como se muestra en la siguiente figura 5.7, existe sobre todo el rango de frecuencias. El ruido blanco se caracteriza como un proceso Gaussiano aleatorio con referencia a cero e incluye el ruido térmico producido por el movimiento de electrones en el medio de conducción, ruido solar y ruido cósmico. El ruido blanco corrompe la señal recibida en forma de adición y es normalmente referido como adición de ruido Gaussiano blanco (AWGN) en el análisis de sistemas de comunicación.

En sistemas de comunicaciones eléctricas la densidad de potencia espectral de ruido blanco liberado hacia la carga de la fuente de ruido es expresada comúnmente en Watts por Hertz (W/Hz) como:

DENSIDAD ESPECTRAL DE LA  
POTENCIA DE RUIDO BLANCO

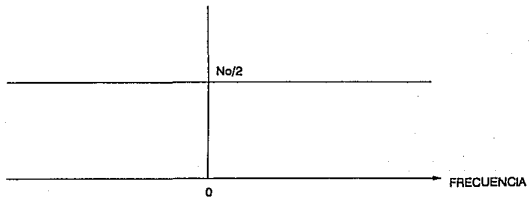


FIGURA 5.7

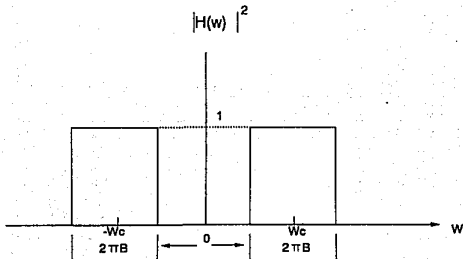


FIGURA 5.8

$$\frac{N_0}{2} = \frac{kT_s}{2} \quad 5.10$$

donde  $k$  es la constante de Boltzmann  $\left(1.38 \times 10^{-23} \frac{J}{K}\right)$  y  $T_s$  es la temperatura de ruido de la fuente medido en Kelvins. Esto significa que si esta fuente de ruido es conectada a la entrada de un filtro paso banda ideal con ancho de banda  $B$  en Hertz, cuya resistencia de entrada es empleado hacia la resistencia de la fuente, la potencia de salida en watts es simplemente:

$$N = N_0 B = kT_s B \quad 5.11$$

Desde cualquier sistema de dos entradas o puertos, pasivos a activos, tal como la guía de onda, ésta conecta la entrada del amplificador de bajo ruido al alimentador de la antena, y el amplificador de bajo ruido tiene un ruido equivalente al de la antena, por lo cual se deben tomar en cuenta sus efectos. Considerando un sistema de dos entradas o puertos con ganancia  $G$  y fuente de ruido de temperatura  $T_s$ , conectada a esta entrada. La potencia del ruido de salida en ancho de banda es entonces:

$$N = GkT_s B + N_n \quad 5.12$$

Donde  $N_n$  es la potencia de salida producida la fuente de ruido interno en el sistema. La ecuación anterior puede ser escrita como sigue:

$$N = GkB \left( T_s + \frac{N_n}{GkB} \right) = GkB(T_s + T_e) \quad 5.13$$

donde

$$T_e = \frac{N_n}{GkB} \quad 5.14$$

En la ecuación anterior donde  $N_n$  puede considerarse que es producido por una ficción del ruido de alimentación de la temperatura de ruido equivalente  $T_e$  conectado a la entrada del sistema. Por lo tanto concluimos que ese sistema de dos entradas puede ser caracterizado por esta equivalencia de ruido de temperatura  $T_e$ . El parámetro  $T_s + T_e$  en (5.13) es definido como el sistema de ruido de temperatura referido a la entrada del sistema de dos entradas o puertos.

$$T = T_s + T_e \quad 5.15$$

En otras palabras, podemos modelar el ruido de sistemas de dos puertos como un sistema poco ruidoso y al que se le incrementó el ruido por el asignamiento a la entrada de la fuente de ruido a una nueva temperatura mayor que  $T_s$  y  $T_e$ . Notando que  $GT = G(T_s + T_e)$  es simplemente la medición de la temperatura de ruido a la salida del sistema de dos entradas o puertos.

Otra medición del ruido interno generado por el sistema de dos entradas o puertos es la figura de ruido  $F$ , definido como la potencia del ruido de salida del sistema dividido por la potencia de ruido de salida si el sistema es poco ruidoso (sin el ruido interno de la fuente), asumiendo que esta fuente de ruido a la entrada es a la temperatura ambiente  $T_0$  ( $T_0$  es normalmente 290 K). Esta definición de figura de ruido  $F$  es también la razón señal a ruido de salida. De esta manera  $F$  es simplemente la razón de  $N_n$  en (6.12), con  $T_s = T_0$  y  $GkT_0B$  el cual es  $N_n = 0$ :

$$F = \frac{GkT_0B + N_n}{GkT_0B} = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad 5.16$$

de (5.16) se ve que

$$T_e = (F - 1)T_0 \quad 5.17$$

Ahora considerando dos sistemas de dos entradas o dos puertos  $M_1$  y  $M_2$  en cascada como se muestra en la figura 5.9. Cada sistema  $M_i$  es caracterizado por su

ganancia  $G_i$  y su equivalente ruido de temperatura  $T_{e_i}$ ,  $i = 1, 2, \dots$ . La fuente de ruido a la entrada del sistema en cascada se asume que tiene temperatura  $T_s$ . La potencia del ruido  $N_1$  a la salida del sistema  $M_1$  es dado por (5.13).

$$N_1 = G_1 k B (T_s + T_{e_1}) \quad 5.18$$

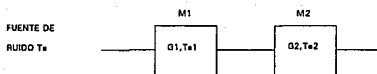


Figura 5.9. Sistemas de dos puertos en cascada para el análisis de la temperatura de ruido equivalente

Esta es amplificada por  $M_2$  y aparece a la salida como:

$$N_{12} = G_1 G_2 k B (T_s + T_{e_1}) \quad 5.19$$

De este modo  $N_{12}$  es la potencia del ruido producido por la fuente de ruido de entrada y la fuente de ruido interna de  $M_1$ . De (5.14) la potencia de ruido producida por la fuente de ruido interna en  $M_2$  es dada por:

$$N_2 = G_2 k T_{e_2} B \quad 5.20$$

La potencia de ruido total de salida es simplemente la suma de  $N_{12}$  y  $N_2$ :

$$N = N_{12} + N_2 = G_1 G_2 k B (T_s + T_{s1}) + G_2 k T_{e2} B$$

$$N = G_1 G_2 k B \left( T_s + T_{s1} + \frac{T_{e2}}{G_1} \right) \quad 5.21$$

Al comparar (5.21) y (5.12), se observa que el sistema en cascada puede ser caracterizado por la ganancia  $G = G_1 G_2$ , la cual es obvia y ésta es equivalente a la temperatura de ruido

$$T_s = T_{s1} + \frac{T_{e2}}{G_1} \quad 5.22$$

La ecuación 5.22 demuestra claramente la contribución del segundo sistema  $M_2$  sobre el ruido de temperatura. Este resultado puede ser fácilmente generalizado por un sistema de cascada de  $n$  diversas etapas.

$$T_s = T_{s1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_{en}}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad 5.23$$

Usando (6.16) la figura de ruido de  $n$  sistemas en cascada puede ser expresada como:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad 5.24$$

Antes de proceder a la evaluación del ruido de temperatura del sistema de la estación terrena referida a la entrada del amplificador de bajo ruido, haremos algunas observaciones concernientes a las pérdidas ohmicas en la línea de transmisión como: la guía de onda, cable coaxial y otros dispositivos que caracterizarán pérdida en la potencia

de ganancia. Sea  $L > 1$  la pérdida de potencia (esta ganancia  $G = \frac{1}{L} < 1$ ) y  $T_0$  es la temperatura ambiente, así el ruido a la salida es simplemente  $kT_0B$ . Usando (5.13) con

$T_s = T_0$  y  $G = \frac{1}{L}$  se tiene:

$$kT_sB = \frac{1}{L}kB(T_0 + T_0)$$

el cual produce la temperatura de ruido equivalente de la pérdida en un sistema de dos entradas o puertos:

$$T_s = (L-1)T_0 \quad 5.25$$

Comparando (5.25) y (5.18) se observa que la figura de ruido de la pérdida del sistema de dos entradas o dos puertos es:

$$F = L \quad 5.26$$

Ahora considerando el lado del receptor de la estación terrena, el cual consta de la antena y la guía de onda que se conecta al alimentador de la antena del amplificador de bajo ruido. El amplificador de bajo ruido y el convertidor de bajada en cascada se muestran en la figura 5.10

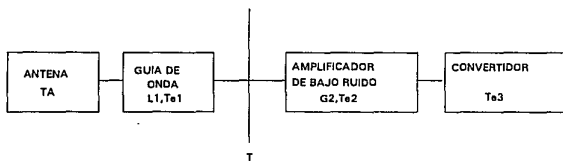


Figura 5.10. Lado de recepción de la estación terrena para la evaluación ruido de temperatura

La temperatura de ruido de la antena es medida a la salida del alimentador y es denotado por  $T_A$ . La guía de onda es caracterizada por la pérdida de potencia  $L > 1$  (o la ganancia de potencia  $G = \frac{1}{L} < 1$ ) y esta es equivalente a la temperatura de ruido  $T_{e1} = (L_1 - 1)T_0$ . El amplificador de bajo ruido es caracterizado por la ganancia  $G_2$  y ésta es equivalente a la temperatura de ruido  $T_{e2}$ . La temperatura de ruido equivalente del convertidor de bajada es  $T_{e3}$ . La temperatura de ruido equivalente  $T_e$  de la cascada del amplificador de bajo ruido y el convertidor de bajada está dado por la (5.22) como:

$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_2} \quad 5.27$$

De (5.13) se nota que la potencia de ruido a la salida de la guía de onda está dada por:

$$\begin{aligned} N &= G_1 k_B (T_A + T_{e1}) \\ &= \frac{1}{L_1} k_B [T_A + (L_1 - 1)T_0] \\ &= k_B \left( \frac{T_A}{L_1} + \frac{L_1 - 1}{L_1} T_0 \right) \end{aligned} \quad 5.28$$



El ruido de temperatura  $T_i$ , medido a la salida de guía de onda es:

$$T_i = \frac{T_A}{L_1} + \frac{L_1 - 1}{L_1} T_0 \quad 5.29$$

De (5.15), (5.27) y (5.30) se observa que el ruido de temperatura del sistema de la estación terrena referido a la entrada del amplificador de bajo ruido es :

$$T = T_i + T_e$$

$$T = \frac{T_A}{L_1} + \frac{L_1 - 1}{L_1} T_0 + T_{a2} + \frac{T_{e2}}{G_2} \quad 5.30$$

De este modo la figura de mérito es:

$$\frac{G}{T} = G(\text{dB}) - 10 \log T \quad 5.31$$

#### 5.4 DISEÑO DE LA ESTACION TERRENA

Para determinar los requerimientos de potencia de la estación terrena, se considera el flujo de saturación del satélite Solidaridad I, dato con el cual nos apoyaremos para el cálculo del Amplificador de Alta Potencia. Primeramente se obtiene el PIRE de la siguiente manera:

$$\text{PIRE} = F + 10 \log(4 \pi D^2)$$

donde:  $F = -85.2 \frac{\text{dB}}{\text{m}^2}$   
 $D = 36100.814 \text{ Km}$

$$PIRE = -85.2 + 10 \log(1.6377 \times 10^{16}) = 79.94 \text{ dBW}$$

y la potencia del Amplificador de Alta Potencia es:

$$HPA = PIRE - G_{Ant} + \ell$$

la ganancia de una antena de 4m de diámetro para una frecuencia de 11.772 GHz es:

$$G = \eta \frac{4\pi A}{\lambda^2} = \eta \frac{4\pi A f^2}{c^2}$$

$$G = 10 \log \left[ (0.55) \left( \frac{4\pi \times 11.772 \times 10^9}{3 \times 10^8} \right)^2 \right] = 51.42 \text{ dB}$$

así

$$HPA = 79.94 - 51.26 + 3 = 31.68 \text{ dBW}$$

Considerando los siguientes datos para el cálculo de  $\frac{G}{T}$ :

$$T_{Antena} = 17 + \frac{180^\circ}{E} = 17 + \frac{180^\circ}{64.62} = 19.78 \text{ K}$$

$$T_{LNA} = 100 \text{ K}$$

$$T_0 = 290 \text{ K}$$

Pérdidas en guía de onda = 0.5 dB (1.12 W)

de la ecuación 5.30

$$T = \frac{19.78}{1.12} + \frac{0.12}{1.12}(290) + 100 = 148.7 \text{ K}$$

de la ecuación 5.31 podemos calcular  $\frac{G}{T}$ :

$$\frac{G}{T} = 52.76 - 10 \log(148.7) = 31.04 \text{ dB/K}$$

## **CAPITULO 6**

**PROTOTIPO DE LA RED**

## 6.1 DESCRIPCION DE LA RED

El Prototipo de la red está formado por tres tipos de enlace: Microondas, Fibra óptica y Vía satélite. Como se vió en el capítulo 2, las señales que nos interesan son: Audio, Video estático y datos, por lo cual el sistema contiene canales analógicos y digitales, así cada nodo está en la posibilidad de transmitir y recibir cualquier tipo de las señales antes mencionadas, como se ilustra en la figura 6.1

Las señales analógicas son convertidas a digitales y conectadas a un Mux/Demux de primer nivel, es decir, con capacidad de 2 Mbits/s. Todo lo anterior es común para los tres tipos de enlace (Microondas, Fibra óptica y Vía satélite). Cabe mencionar que el sistema usa multiplexaje por división de tiempo, por lo cual se necesita una señal de sincronización entre receptor y transmisor.

Para la parte de microondas la señal multiplexada es llevada hacia la unidad de banda base del radio, en donde es modulada usando 4FSK. Después es pasada a la unidad de RF para ser montada sobre una señal portadora para luego ser transmitida por la antena. En el lado de recepción pasa el proceso inverso, se suprime la señal de la portadora y la demodula para generar una señal de banda base que es entregada al multiplexor, que a su vez enruta los datos entrantes en canales individuales. Las señales analógicas que fueron digitalizadas son convertidas a analógicas y llevadas al equipo terminal receptor. Figura 6.2.

En el caso de la red de la fibra óptica como en los otros dos tipos de enlace se realiza una multiplexación electrónica, con esto en una sola tributaria llegamos al sistema óptico, para luego volver a multiplexar la señal pero ahora usando multiplexaje por fibra, para transmitir por una fibra y recibir por otra. Las características de los dispositivos del manejador, la fuente de luz, el fotodetector, fueron elegidos según los datos arrojados por el programa realizado para el cálculo de enlace. Después del sistema de transmisión hay un acoplador tipo T, con lo cual configuramos una red con un bus principal de donde se conectarán los demás nodos de la red. figura 6.3

La red cuenta con la facilidad del enlace via satélite, como se ve en la figura 6.2 el Hospital Psiquiátrico " Fray Bernardino" tendrá una estación terrena para este fin, así solo se conectará la tributaria que viene después del MUX/DEMUX al sistema de la estación terrena. En el dibujo se muestran los elementos funcionales de una Estación Terrena Digital. La información en el lado de transmisión después de ser procesada (Multiplexaje, formateada, etc.) por el equipo de banda base es codificada, así el funcionamiento del demodulador es aceptar la ráfaga de símbolos del codificador y modularlos en la frecuencia intermedia portadora, en este caso se usara 4PSK.

En satélites de comunicaciones la frecuencia portadora IF es elegida a 70 MHz para canales de comunicación que usan 36 MHz de ancho de banda del transponder y

140 MHz para canales que usan ancho de banda del transpondedor de 54 o 72 MHz. La portadora modulada de IF del modulador es alimentada al convertidor de subida, donde esta frecuencia  $\omega_o$  es trasladada a la frecuencia de RF del enlace hacia arriba  $\omega_s$  en la frecuencia del espectro del satélite.

El amplificador de bajo ruido (LNA) es usado para amplificar el nivel de la portadora de RF para mantener la relación portadora a ruido en el nivel necesario para identificar los requerimientos de velocidad de error. El convertidor de bajada acepta la portadora amplificada de RF de la salida del amplificador de bajo ruido y trasladar el enlace de bajada con frecuencia  $\omega_d$  a la frecuencia  $\omega_o$ .

La razón de la conversión de la frecuencia de baja es que ésta facilita el diseño del demodulador para trabajar a 70 o 140 MHz para enlaces de bajada de 4 a 12 GHz. La portadora modulada de IF es alimentada al demodulador, en donde la información es extraída de la portadora. El demodulador estima cuál de los posibles símbolos fue transmitido basado en la observación de la recepción de la portadora de IF. La probabilidad de que el símbolo será erróneamente detectado depende en la relación portadora a ruido, de las características del canal del satélite y de la pruebas de detección utilizadas. Con este sistema la red podrá transmitir vía satélite a otros hospitales regionales de todo el país.

# PROTOTIPO DE LA RED DE TELEMEDICINA

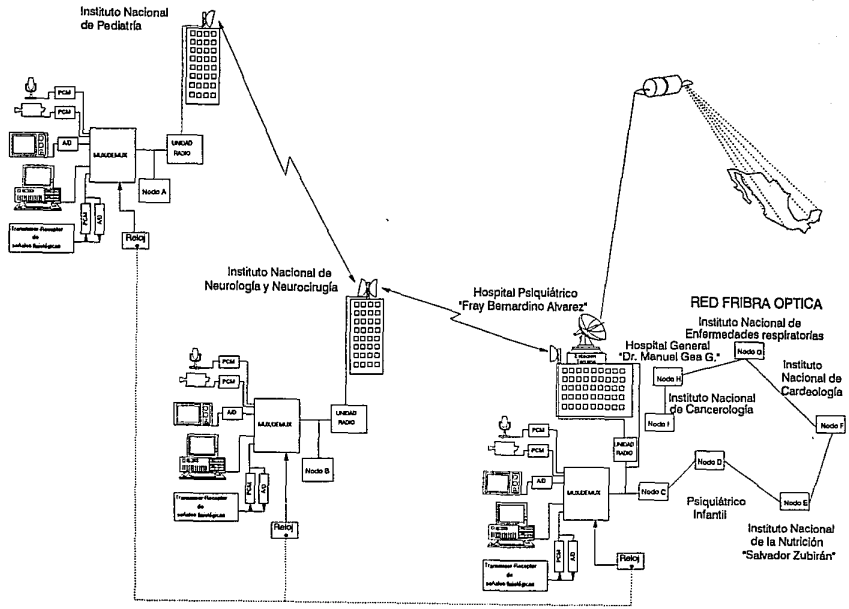


Figura 6.1. Prototipo de la red de Telemedicina

# RED DE MICROONDAS Y ESTACION TERRENA

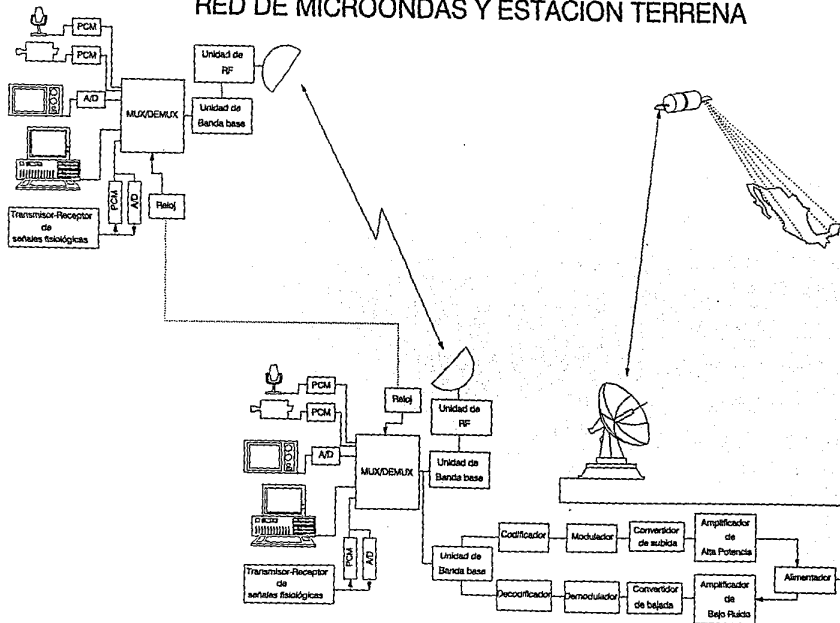
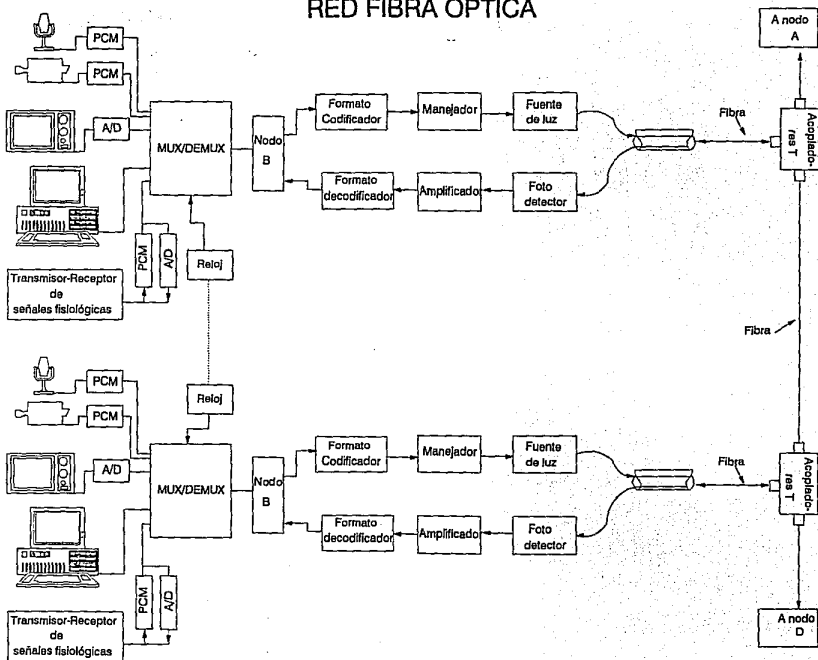


Figura 6.2. Prototipo de la red de Microondas y Estación Terrena



## RED FIBRA OPTICA



## CONCLUSIONES

Dada la infraestructura que tiene México en el área de comunicaciones, es importante que destine recursos al campo de la medicina aprovechando los adelantos tecnológicos más avanzados con los que se cuenta.

La finalidad de este trabajo fue porponer el diseño de una red de comunicaciones destinada a la salud e investigación médica.

En primera instancia en el diseño de la red se propone se propone usar *enlaces de microondas* entre el Instituto Nacional de Pediatría, el Instituto de Neurología y el Hospital Psiquiátrico Fray Bernardino Alvarez.

Se eligió el radioenlace porque su ubicación se encuentra alejada de otros centros médicos que prácticamente están en la misma zona. Además la trayectoria de enlace cruza por grandes avenidas, lo cual dificultaría el tendido de cables. Otro factor que contribuyó en la elección de este sistema de transmisión fue las facilidades que ofrecen sus instalaciones, de las cuales podemos destacar la altura de sus edificios y en algunos la existencia de torres.

En la siguiente tabla se encuentran las predicciones del desempeño de los enlaces y los requerimientos de los componentes como son: la potencia de los radios y el diámetro de las antenas.

| Enlace   | Potencia<br>[dBm] | Diámetro de antenas<br>[m] | Velocidad<br>[Mbps] | Frecuencia<br>[GHz] | Distancia<br>[Km] | Modulación | Ancho de banda<br>[MHz] | Eb/No<br>[dB] |
|--|-------------------|----------------------------|---------------------|---------------------|-------------------|------------|-------------------------|---------------|
| Inst. Nacional de Pediatría a Inst. de Neurología y Neurocirugía             | 15                | 0.3                        | 2                   | 2                   | 2.2               | 4 FSK      | 3.5                     | 33.84         |
| Inst. de Neurología y Neurocirugía a Hospital Psiquiátrico Fray Ber. Alvarez | 15                | 0.3                        | 2                   | 2                   | 1.7               | 4 FSK      | 3.5                     | 34.08         |

En la tabla se observa que los enlaces son muy confiables por su excelente  $\frac{Eb}{No}$ , debido a que son distancias cortas. El equipo requerido es de baja potencia (39.8 mW) y los diámetros de las antenas son pequeños (0.6 m). En lo que respecta a capacidad de datos, es suficiente con un radio de 2 Mbps (1E1).

La otra parte de la red esta compuesta por *enlaces fibra óptica* ya que todos estos centros médicos incluidos aquí están en la misma zona.

Debido a que el flujo de datos es de baja capacidad, se propuso usar una fibra multimodo para transmitir y recibir. Se eligió una fibra de índice gradual a la cual se la calculó su ancho de banda de 619 MHz/Km, siendo este valor mucho mayor que la señal de entrada de 2 MHz (considerando 1 bit por hert).

Además se encontró en los cálculos realizados para el diseño que el tiempo de respuesta del sistema (fuente, fibra y receptor) es menor que el de la señal a transmitir, con lo cual se asegura la capacidad del sistema para manejar el flujo de datos sin tener problemas de ancho de banda.

A continuación se presenta una tabla de resultados en la cual se puede observar que el desempeño del sistema es bueno desde cualquier punto.

| Enlace   | Potencia<br>[dBm] | Pérdida<br>del sistema<br>[dB] | Potencia<br>de<br>recepción<br>[dB] | Longitud<br>del<br>enlace<br>[Km] | S/N<br>[dB] |
|--|-------------------|--------------------------------|-------------------------------------|-----------------------------------|-------------|
| Hospital Psiquiátrico Fray B. Alvarez a Psiquiátrico Infantil                        | 9                 | -23.62                         | -44.63                              | 0.21                              | 34.66       |
| Hospital Psiquiátrico Fray B. Alvarez a Inst. Nacional de Nutrición Salvador Zubirán | 9                 | -25.67                         | -46.68                              | 0.42                              | 32.61       |
| Hospital Psiquiátrico Fray B. Alvarez a Inst. Nacional de Cardiología                | 9                 | -28.13                         | -49.13                              | 0.71                              | 30.16       |
| Hospital Psiquiátrico Fray B. Alvarez a Inst. Nacional de Enfermedades Respiratorias | 9                 | -32.03                         | -53.03                              | 1.29                              | 26.26       |
| Hospital Psiquiátrico Fray B. Alvarez a Hospital General" Dr. Manuel Gen González"   | 9                 | -34.88                         | -55.87                              | 1.66                              | 23.41       |
| Hospital Psiquiátrico Fray B. Alvarez a Instituto Nacional de Cancerología           | 9                 | -31.08                         | -52.07                              | 1.9                               | 27.21       |

Dado el interés y la necesidad que podría representar un intercambio de información y consulta con Clínicas Regionales del país se consideró un *enlace vía satélite*.

Dada la infraestructura del Hospital Psiquiátrico Fray Bernardino Alvarez se planteó como opción para enlazarlo con el satélite de comunicaciones *Solidaridad I*, por lo tanto, los requerimientos del equipo de la Estación Terrena fueron diseñados para trabajar con dicho sistema en banda Ku.

Los resultados de los cálculos de enlace se muestran en la siguiente tabla.

|                     | PIRE<br>[dBW] | Diámetro<br>de antena<br>[m] | Ganancia<br>de Tx<br>[dBi] | Ganancia<br>de Rx<br>[dBi] | Distancia<br>[Km] | C/Nt<br>[dB] |
|---------------------|---------------|------------------------------|----------------------------|----------------------------|-------------------|--------------|
| Estación<br>Terrena | 79.94         | 4                            | 52.76                      | 51.26                      | 36100.84          | 35.355       |

En este trabajo se propuso convertir las señales analógicas a digitales mediante modulación por pulsos codificados (PCM) debido a su gran inmunidad al ruido y por la difusión que ha tenido en las grandes compañías de comunicación. Gracias a lo anterior se puede conseguir con facilidad todos los requerimientos de equipo para la realización de la red.

La red de Telemedicina es un proyecto que brindaría facilidades al desarrollo del área médica en México, puesto que se tendría acceso a la transmisión de datos y diagnósticos a distancia. Esto vendría a disminuir en gran medida las necesidades de atención médica, ya que con una estación base regional que contara con el equipo de telemetría adecuado para diagnósticos y un enlace para transmitir la información de éste a la clínica regional más cercana, se podría llegar a las zonas rurales de todo el país donde es difícil el acceso y, que en consecuencia, no cuentan con una clínica que de servicio a los habitantes de esa zona.

Por lo tanto la inversión en la realización de una red de este tipo no se debe ver como un gasto sino como una inversión que beneficiará a la investigación médica y a la salud del país.

Lo que respecta a datos y señalización para el funcionamiento, administración, operación y mantenimiento queda como trabajo posterior; es decir, la terminación de ésta red, que constituye un proyecto de gran importancia para México.



**Programa para cálculo de enlace vía satélite**

Enlace de fibra optica=A:

Enlace de via satelite=B:

Enlace de microondas=C:

Escoge una opcion:

Estacion Terrena A:

Introducir Latitud:19.29

Introducir Longitud:99.159

Introducir la longitud del satlite:109.2

Estacion Terrena B:

Introducir Latitud:19.29

Introducir Longitud:99.159

QUIERES MODIFICAR DATOS:

Estacion Terrena A

azimut=208.190907

Elevacion=64.624804

La distancia es =36100.530290 [Km]

Estacion Terrena B

azimut=208.190907

Elevacion=64.624804

La distancia es =36100.530290 [Km]

Si quieres realizar todo el enlace escribe L:

DATOS DEL ENLACE HACIA ARRIBA:  
DIAMETRO DE LA ANTENA DE TRANSMISION [M]:4  
POTENCIA DE TRANSMISION DE SALIDA [W]:522.39  
FRECUENCIA DE SUBIDA [GHz]:14  
G/T DEL SATELITE [dB]:9.3  
PERDIDAS EN LA ANTENA DE TRANSMISION [dB]:1.5

DATOS DEL ENLACE HACIA ABAJO:  
DIAMETRO DE LA ANTENA DE RECEPCION [M]:4  
PERDIDAS EN LA ANTENA DE RECEPCION [dB]:1.5  
RUIDO DE TEMPERATURA DEL SISTEMA [K]:148.7  
EIRP DEL SATELITE [dB]:47  
FRECUENCIA DE BAJADA [GHz]:11.772  
VELOCIDAD DE TRANSMISION [Mbps]:2  
QUIERES MODIFICAR DATOS:

|      |      |      |
|------|------|------|
| PSK  | ASK  | FSK  |
| MPSK | MASK | MFSK |

TIPO DE MODULACION: MPSK

DAME UN VALOR PARA PARA M: 4



GANANCIA DE LA ANT DE TRANS.=52.767980 [dB]  
GANANCIA DE LA ANT DE RECEP.=51.262425 [dB]  
EIRP=79.947929 [dBW]  
LUS=206.520417 [dB]  
BW=1.999648 [MHz]  
C/Ns=46.817978 [dB]  
LUB=205.014862 [dB]  
G/Tb=29.539314 [dB]  
C/Nb=35.614918 [dB]  
  
C/Nt=35.297585 [dB]

QUIERES REALIZAR OTRO CALCULO:

**Programa para cálculo de enlace de microondas**

Enlace de fibra optica=A:

Enlace de via satelite=B:

Enlace de microondas=C:

Escoge una opcion:

Potencia de transmision [dBm]:15  
Diametro de la antena de transmision [m]:0.3  
Diametro de la antena de recepcion [m]:0.3  
Dame la velocidad de transmision [Mbps]:2  
Perdida en la linea de transmision [dB]:3  
Frecuencia [GHz]:2  
Distancia [Km]:1.7  
QUIERES MODIFICAR DATOS:

PSK            ASK            FSK

MPSK           MASK            MFSK

TIPO DE MODULACION: MFSK

DAME UN VALOR PAR PARA M: 4

LU=103.029579 [dB]

G=13.363025 [dB]

Gr=13.363025 [dB]

Ancho de banda=3.499384 [MHz]

E/N=34.086174 [dB]

QUIERES REALIZAR OTRO CALCULO:

**Programa para cálculo de enlace fibra óptica**

```
Enlace de fibra optica=A:
Enlace de via satellite=B:
Enlace de microondas=C:
Escoge una opcion:
```

```
ESCRIBE LOS DATOS DE LA FUENTE:
Potencia de Transmision [dBm] :9
diametro del nucleo [micro m]:15
ESCRIBE LOS DATOS DEL DETECTOR:
Sencitividad de radiacion [A/W]:.85
Diametro del nucleo [micro m]:1000
ESCRIBE I (dark) [A]:10e-9
Sencitividad de recepciòn [dBm]:-36
ESCRIBE LOS DATOS DE LA FIBRA:
Longitud del enlace [Km]:.21
Atenuacion por kilometro [dB/Km]:5
N.A.:.2
Diametro del nucleo [micro m]:50
ESCRIBE LOS DATOS DEL CONECTOR:
Perdida en conectores [dB]:8
Dame las perdidas de empalme [dB]:.6
Dame el bit rate [Mbps]:2
QUIERES MODIFICAR DATOS:
```

Acoplamiento= 0.000000000000[dB]

Per. N.A.=-13.979400[dB]

LP=1.050000[dB]

I sal = 29.273787[Micro A]

Perdida total del sistema=-23.629400[dB]

potencia de salida=-44.629400[dB]

SNR=34.664789[dB]

BW=0.125000[MHz]

Margen del enlace=21.370600[dB]

QUIERES REALIZAR OTRO CALCULO:

## **BIBLIOGRAFIA**

CHOVINARD, J. *Satellite contributions to telemedicine*, Can. Med. Assoc. J., Canadian CME experiences, 1983, 890 p.

ERICSSON. *Comunicaciones por fibra óptica*, Centro de entrenamiento latinoamericano ERICSSON, México, 1992, 63 p.

FREEMAN, Roger L. *Ingeniería de sistemas de telecomunicaciones. Diseño de redes digitales y analógicas*, Limusa, México, 1989, 606 p.

\_\_\_\_\_ *Sistemas de transmisión de microondas en línea recta*, seminario del 21 y 22 de julio de 1993 en México D.F., Technology Training S.A. de R.L. de C.V., s/núm. p.

\_\_\_\_\_ *Telecommunication transmission handbook*, Wiley-Interscience, s/f, 587 p.

HA, Tri T. *Digital satellite communications*, McGraw Hill, Singapore, 1990, 641 p.

IGLESIAS, Ramiro Leal. *Tecnología para la salud*, PUIDE, México, 1992, 14 p.

KILLEN, Harold B. *Digital communications with fiber optics and satellite applications*, Prentice-Hall, New Jersey, 1988, 349 p.

KRAUS, John D. *Antennas*, McGraw- Hill, Singapore, 1988, 892 p.

LATHI, B.P., *Introducción a la teoría y sistemas de comunicación*, Limusa, 1990, México, 409 p.

YAMANE, Noburo. *Fundamentos de propagación de microondas*, Publicaciones Telecomex, México, 1974, 119 p.

ZANGER, Henry and Cynthia Zanger. *Fiber optics. Communication and other applications*, Macmillan, Singapore, 1991, 326 p.

ZIEMER, Rodger E. and Roger L. Peterson. *Introduccion to digital comunicatios*, Macmillan, Singapore, 1992, 707 p.