

14201



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

Escuela Nacional de Estudios Profesionales "Aragón" Ingeniería

PROYECTO DE INSTALACION DE UN SISTEMA DE RADIO DIGITAL DE BAJA CAPACIDAD PARA DISTANCIAS PEQUEÑAS.

FALLA DE ~~RECEPCION~~

T E S I S

Que para obtener el Título de : INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P r e s e n t a

ANGEL GONZALEZ DIAZ

Director de Tesis: Ing. José L. Pérez Báez





UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

CONTENIDO

INTRODUCCION

| | | |
|--------------|---|---|
| CAPITULO I.- | ANTECEDENTES..... | 1 |
| 1.1.- | ANTECEDENTES..... | 1 |
| 1.1.1.- | PLANTEAMIENTOS..... | 1 |
| 1.2.- | PRINCIPALES DESARROLLOS EN TELECOMUNICACIONES..... | 2 |
| | LA COMUNICACION VIA SATELITE..... | 2 |
| | ESTACIONES TERRENAS DE BAJO COSTO..... | 2 |
| | ACCESO MULTIPLE POR ASIGNACION DE DEMANDA (DAMA)..... | 2 |
| | EL LASER..... | 2 |
| | FIBRAS OPTICAS..... | 2 |
| | GRAN ESCALA DE INTEGRACION (LSI)..... | 3 |
| | COMPUTADORAS EN LINEA CON TIEMPO REAL..... | 3 |
| | RADIO MOVIL CELULAR..... | 3 |
| | MODULACION POR CODIFICACION DE PULSOS..... | 3 |
| | CODIFICADORES Y DECODIFICADORES..... | 4 |
| | BANCOS DE DATOS..... | 4 |
| 1.3.- | TIEMPO REAL Y TIEMPO NO REAL..... | 4 |
| 1.4.- | COMPARACION ENTRE TRANSMISION ANALOGICA Y TRANSMISION DIGITAL..... | 4 |
| 1.5.- | FIBRAS OPTICAS..... | 7 |
| 1.5.1.- | TRANSMISION OPTICA..... | 7 |
| 1.5.2.- | FIBRAS DE VIDRIO..... | 7 |
| 1.5.3.- | DISPERSION..... | 8 |

| | | |
|---------------|--|----|
| I.5.4.- | LOS DIFERENTES TIPOS DE FIBRA..... | 9 |
| I.5.5.- | LASER..... | 11 |
| I.5.6.- | LASER CON FIBRAS OPTICAS..... | 12 |
| CAPITULO II.- | SISTEMA DE RADIO DIGITAL (PCM)..... | 15 |
| II.1.- | COMPARACION ENTRE LOS SISTEMAS DIGITALES Y ANALOGICOS..... | 15 |
| II.1.1.- | SISTEMAS POR DIVISION DE TIEMPO Y POR DIVISION DE FRECUENCIA..... | 15 |
| II.1.2.- | ELIMINACION DE RUIDO..... | 16 |
| II.1.3.- | MANEJO SIMILAR DE SEÑALES..... | 16 |
| II.1.4.- | MULTIPLEXAJE..... | 17 |
| II.1.5.- | RUIDO POR INTERMODULACION..... | 17 |
| II.1.6.- | COMPARACION DEL RUIDO ENTRE LOS SISTEMAS DIGITAL Y ANALOGICO..... | 18 |
| II.1.7.- | CONEXION CON REDES DE DIVISION DE TIEMPO (REDES DE DATOS)..... | 22 |
| II.1.8.- | COMPATIBILIDAD PARA VARIAS SEÑALES..... | 22 |
| II.2.- | PRINCIPIOS DE COMUNICACION POR MODULACION DE PULSOS CODIFICADOS (P C M)..... | 24 |
| II.2.1.- | MUESTREO..... | 25 |
| II.2.2.- | TEOREMA DE MUESTREO DE SHANNON..... | 27 |
| II.2.3.- | CODIFICACION..... | 28 |
| II.2.4.- | DECODIFICACION..... | 29 |
| II.2.5.- | FILTRO PASA BAJOS..... | 29 |
| II.3.- | TRAYECTO DE TRANSMISION..... | 29 |
| II.4.- | CARACTERISTICAS DE LOS SISTEMAS PCM..... | 34 |
| II.4.1.- | RUIDO EN EL MUESTREO..... | 34 |
| II.5.- | TRANSMISION DE SEÑAL EN CODIGO | |

| | | |
|-----------|---|----|
| | BINARIO..... | 39 |
| II.5.1.- | AMI (INVERSION ALTERNADA DE MARCA)..... | 40 |
| II.5.2.- | PST (SEÑAL DE PARIDAD TERNA SELECCIONADA)..... | 40 |
| II.5.3.- | DICODE (SEÑAL DICODIGO)..... | 40 |
| II.5.4.- | HDB3 (ALTA DENSIDAD BINARIA)..... | 42 |
| II.5.5.- | B3ZS (CODIGO BIPOLAR CON SUSTITUCION DE TRES CEROS)..... | 42 |
| II.6.- | INTERFERENCIA INTERSIMBOLO Y PATRON DE OJO..... | 45 |
| II.7.- | SINCRONIA..... | 47 |
| II.7.1.- | BIT DE SINCRONIA..... | 48 |
| II.7.2.- | SINCRONIA DE ARREGLO..... | 49 |
| II.8.- | MULTIPLEXAJE..... | 50 |
| II.9.- | TASA DE BITS DE ERROR..... | 56 |
| II.10.- | TRANSMISION DE LA FORMA DE ONDA..... | 58 |
| II.11.- | MODULACION..... | 61 |
| II.11.1.- | TECNICA OOK..... | 61 |
| II.11.2.- | TECNICA FSK..... | 63 |
| II.11.3.- | TECNICA PSK..... | 64 |
| II.11.4.- | CONVERSION DIFERENCIAL..... | 69 |
| II.11.5.- | COMPARACION DE LAS TECNICAS DE MODULACION..... | 69 |
| II.12.- | DEMODULACION..... | 71 |
| II.12.1.- | DETECCION DE RETARDO..... | 71 |
| II.12.2.- | DETECCION EN SINCRONIA..... | 73 |
| II.12.3.- | CONVERSION DIFERENCIAL..... | 80 |
| II.13.- | CONFIGURACION DEL SISTEMA DE PCM..... | 81 |
| II.13.1.- | CONFIGURACION GENERAL..... | 81 |

| | | |
|----------------|---|-----|
| II.13.2.- | CONFIGURACION TIPICA DE CADA ESTACION..... | 84 |
| II.13.2.1.- | ESTACION TERMINAL..... | 84 |
| II.13.2.2.- | ESTACION REPETIDORA..... | 85 |
| II.13.2.3.- | ESTACION REPETIDORA DE INSERCIÓN Y EXTRACCIÓN..... | 87 |
| II.14.- | CONEXION A RUTA DE PROTECCION..... | 88 |
| II.14.1.- | SISTEMA DE PROTECCION DE 1 + 1..... | 88 |
| II.14.2.- | SISTEMA DE PROTECCION DE N + 1..... | 88 |
| CAPITULO III.- | BASES TEORICAS Y PRACTICAS PARA EL DESARROLLO DEL PROYECTO..... | 91 |
| III.1.- | INFLUENCIA DEL TERRENO Y LAS OBSTRUCCIONES..... | 91 |
| III.2.- | RADIO DE LAS ZONAS DE FRESNEL..... | 93 |
| III.3.- | ATENUACION EN EL ESPACIO LIBRE..... | 93 |
| III.4.- | REALIZACION DE UN PERFIL TOPOGRAFICO..... | 95 |
| III.5.- | PROGRAMA QUE CALCULA LOS PRINCIPALES PARAMETROS DE UN ENLACE DE MICROONDAS..... | 100 |
| CAPITULO IV.- | PREDICCIÓN DE LA ATENUACION POR LLUVIA..... | 102 |
| IV.1.- | INTRODUCCION..... | 102 |
| IV.2.- | PREDICCIÓN DE LA VARIACION VERTICAL DE LA ATENUACION ESPECIFICA..... | 105 |
| IV.3.- | APLICACION PASO POR PASO DEL MODELO DE PREDICCIÓN DE ATENUACION..... | 107 |

| | | |
|---------------|--|-----|
| CAPITULO V.- | DESCRIPCION GENERAL DEL EQUIPO MINI-LINK 15 GHz..... | 115 |
| V.1.- | DESCRIPCION MECANICA..... | 115 |
| V.2.- | DESCRIPCION ELECTRICA..... | 116 |
| V.2.1.- | CONVERTIDOR DE CD/CO..... | 116 |
| V.2.2.- | UNIDAD DE F. I..... | 118 |
| V.2.3.- | UNIDAD DE BANDA BASE..... | 119 |
| V.2.4.- | UNIDAD DE FRECUENCIA..... | 121 |
| V.2.5.- | UNIDAD DE MICROONDAS..... | 122 |
| V.3.- | DATOS TECNICOS..... | 124 |
| CAPITULO VI.- | DESARROLLO DEL PROYECTO Y CALCULO DE LOS PARAMETROS INVOLUCRADOS..... | 129 |
| VI.1.- | ELABORACION DE LOS PERFILES TOPOGRAFICOS..... | 129 |
| VI.2.- | CALCULOS..... | 134 |
| VI.2.1.- | CALCULO DE LA ATENUACION POR LLUVIA..... | 135 |
| VI.2.2.- | CALCULO DE LA PERDIDA EN EL ESPACIO LIBRE..... | 136 |
| VI.2.3.- | CALCULO DEL NIVEL DE RECEPCION..... | 136 |
| VI.2.4.- | CONCLUSIONES..... | 136 |
| VI.3.- | ESTUDIO DE LINEA DE VISTA DEL PROYECTO DE RADIOENLACE PARA TRES CENTROS DE COMPUTO UBICADOS EN EL AREA METROPOLITANA DE LA CIUDAD DE MEXICO..... | 138 |
| VI.3.1.- | ENLACE RADIOELECTRICO..... | 138 |
| VI.3.2.- | ALTURAS REQUERIDAS..... | 139 |
| VI.3.3.- | TENDIDO DE CABLES..... | 140 |
| VI.3.4.- | CALCULO DE PROPAGACION..... | 140 |

| | |
|---|---------|
| CAPITULO VII.- ESTUDIO ECONOMICO Y CONCLUSIONES DEL PROYECTO..... | 156 |
| VII.1.- AUTORIZACION..... | 156 |
| VII.2.- INSTALACION..... | 156 |
| VII.3.- MANTENIMIENTO..... | 157 |
| VII.4.- COSTOS DEL SISTEMA DE MICROONDAS DIGITAL DE 120 CANALES..... | 157 |
| CONCLUSIONES..... | 159 |

INTRODUCCION

INTRODUCCION -

Actualmente en el país se está dando una revolución en el campo de las comunicaciones, ya que la necesidad de comunicación entre los mexicanos aumenta cada día más.

Debido a esto se están incorporando a los medios tradicionales, tales como el TELEFONO y la COMUNICACION POR RADIO (FM), las nuevas tecnologías como la TELEFONIA CELULAR, TELEFONIA RURAL CELULAR DE ACCESO MULTIPLE, SISTEMAS DE RADIO DIGITALES, COMUNICACION VIA SATELITE, Y SISTEMAS DE TRANSMISION POR MEDIO DE FIBRAS OPTICAS.

Todo lo anterior para lograr formar la red integrada de servicios, esta que, gracias a la aplicación de la computadora nos permitirá tener acceso a bancos de información, hasta cualquier punto del país donde se cuente con una línea telefónica.

Entrando a nuestro trabajo, en el se estudia el modo de lograr establecer un enlace de radio digital dentro de la Ciudad de México, para lograr interconectar directamente dos o más centros de cómputo, ya que este es un problema con el que se encuentran las grandes compañías que tienen varias plantas u oficinas dentro de una misma ciudad y necesitan intercomunicarse de una forma rápida y eficaz, no solo por vía telefónica, esto es de persona a persona, sino también de computadora a computadora.

También en este trabajo se le da un realce a los sistemas de transmisión por medio de FIBRA OPTICA, ya que hasta el momento, es el método más eficaz para la transmisión de información, ya que a esta no le afectan las variaciones en el medio ambiente (lluvia, nieve, niebla, etc.) , ni es posible que se presenten interferencias a lo largo del trayecto de transmisión, además de que

el costo fabricación e instalación del cable de FIBRAS OPTICAS es relativamente bajo, comparado con los costos de los otros medios de comunicación.

La transmisión de información de bancos de datos, hasta terminales remotas, no solo tiene valor para las grandes industrias, ya que en un futuro no muy lejano, será posible tener acceso, desde nuestros hogares, a los archivos de Bibliotecas de cualquier parte del mundo, así como a las existencias de mercancías de algunos centros comerciales y adquirirías por medio de números de cuenta y números de clave, además de que llegará un día en que nuestro trabajo lo podamos realizar en nuestras casas y transmitir nuestros proyectos o resultados por medio de las computadoras.

CAPITULO I

ANTECEDENTES

CAPITULO I ANTECEDENTES

I.1.1.- FLANTEAMIENTOS.

En los próximos años podremos tener canales de telecomunicaciones de enorme capacidad y con una circuiteria lógica que permitirá controlar eficientemente el tráfico de la información que pasara a través de ellos.

Por ejemplo, los cables para señal de televisión (que conocemos como cablevisión), que se localizan en algunas partes de la ciudad y que entran en los hogares, tienen mil veces más capacidad de llevar información que la de los cables telefónicos existentes en la mayoría de los hogares. Algunos sistemas de comunicación a través de fibras ópticas tienen una capacidad de transmitir información mucho más alta que la de los cables de señal de televisión.

Otra de las tendencias dentro de los sistemas de comunicación es la del uso de las computadoras y de la circuiteria LSI (GRAN ESCALA DE INTEGRACION).

La necesidad de acceso a las memorias de las computadoras se incrementa grandemente. La circuiteria lógica de las computadoras también incrementa rápidamente su velocidad y rentabilidad, mientras que su tamaño va disminuyendo. Y lo más importante es la disminución de su costo, esto lo podemos observar en las calculadoras de bolsillo. Estamos a la entrada de una nueva época en la tecnología para la fabricación de circuiteria lógica - LA ERA DE LA GRAN ESCALA DE INTEGRACION, LSI. Que traducido en términos económicos significa

que si son necesarios muchos miles de circuitos lógicos de un tipo, estos pueden ser fabricados con un costo bajo, aunque sea un circuito extremadamente complejo.

1.2.- PRINCIPALES DESARROLLOS EN TELECOMUNICACIONES.

A continuación presento un listado de sistemas de comunicación que han contribuido al gran desarrollo de las telecomunicaciones.

LA COMUNICACION VIA SATELITE.

Los satélites han proveído a los países subdesarrollados de redes telefónicas y de televisión.

ESTACIONES TERRENAS DE BAJO COSTO.

Los circuitos integrados para microondas producidos en masa hacen posible la construcción de equipos receptores de señales provenientes de los satélites a un costo muy bajo.

ACCESO MULTIPLE POR ASIGNACION DE DEMANDA (DAMA).

La gran capacidad de canales de un satélite puede ser compartida por un gran número de usuarios dispersos geográficamente y de una manera muy flexible, así, parte de los canales disponibles en un satélite son distribuidos entre los usuarios de acuerdo a sus necesidades instantáneas.

EL LASER.

Este medio de transmisión tiene la capacidad de transmitir millones de llamadas telefónicas simultáneamente o su señal equivalente en ancho de banda.

.FIBRAS OPTICAS.

Esta delgada y flexible fibra hecha de vidrio extremadamente puro, que puede transportar miles de veces más información que un

par físico de cobre, y en México se encuentra en etapa de explotación, en virtud de que se le puede conseguir en el mercado de conductores nacionales.

GRAN ESCALA DE INTEGRACION (LSI).

Es una técnica para fabricar circuitería de computadoras ultraminiaturizada, que marca el crecimiento de la producción en masa de las computadoras con circuitería lógica.

COMPUTADORAS EN LINEA CON TIEMPO REAL.

Estas son computadoras capaces de responder a terminales remotas a través de sistemas de telecomunicaciones a una velocidad muy alta para el entendimiento humano. Cuentan con el potencial de traer la fuerza y la información de innumerables computadoras ubicadas en cualquier oficina o biblioteca del mundo hasta cualquier hogar ubicado en otro punto cualquiera del orbe.

RADIO MOVIL CELULAR.

Este es un sistema de radio que permite la utilización de radiotelefonos u otros dispositivos de radio móvil dentro de la ciudad como fuera de ella.

MODULACION POR CODIFICACION DE PULSOS (PCM).

Conocido comunmente como PCM. Todas las señales como el teléfono, la música estereofónica, el facsimil y la televisión pueden ser convertidas en trenes de pulsos y ser transmitidas de esta forma, junto con datos de computadora, todo esto sobre el mismo enlace digital.

CODIFICADORES Y DECODIFICADORES. (ANA/DIG , DIG/ANA).

Estos son circuitos capaces de convertir las señales de voz, la música y la señal de televisión en trenes de pulsos y después

recuperar de estos trenes de pulsos las señales de información originales.

BANOS DE DATOS.

Estos son almacenes electrónicos donde una enorme cantidad de información puede ser manipulada y recogida por computadoras y a la que se puede tener acceso en una fracción de segundo.

1.3.- TIEMPO REAL (ON LINE) Y TIEMPO NO REAL.

Es muy importante distinguir entre tiempo real y tiempo no real en los sistemas de comunicación. El uso en tiempo real de un canal consiste en que una terminal recibe la información aproximadamente al mismo tiempo en que es generada u originada. En la práctica los canales presentan un pequeño retardo en la transmisión. Este retardo que se presenta es suficientemente pequeño como para que un canal pueda ser utilizado efectivamente, aunque en el mejor de los casos este retardo nunca llega a ser cero. La transmisión en vivo de un juego de fútbol es un ejemplo de transmisión en tiempo real, y la radiodifusión de un programa grabado previamente es un ejemplo de transmisión en tiempo no real.

1.4.- COMPARACION ENTRE TRANSMISION ANALOGICA TRANSMISION DIGITAL.

El canal telefónico que recibimos en nuestros hogares es un ejemplo de un canal analógico, capaz de transmitir un cierto rango de frecuencias. Si deseamos transmitir datos de computadora a través de este canal, debemos convertir el tren de pulsos (que es una señal digital o discontinua) en una señal analógica (señal continua) por medio de un dispositivo llamado MODEM. Este dispositivo convierte los datos a un rango continuo de frecuencias (este rango

quede dentro de la capacidad de transmisión del canal telefónico). A través de este medio podemos transmitir desde cualquier aparato telefónico del mundo una señal de datos de computadora o una señal digital.

Por otro lado, donde existen canales digitales, para hacer posible la transmisión de la voz humana a través de ellos es necesario convertir a esta en un tren de pulsos. Igualmente cualquier señal analógica puede ser digitalizada para ser transmitida en forma codificada . Podemos convertir señales de T.V. , lecturas de temperatura, la salida de una máquina fotocopidora o cualquier otra señal analógica en una señal digital. El rango de bits necesarios dependen del ancho de banda o del rango de frecuencias a transmitir, así como del número de niveles de amplitud que deseamos sean habilitados para que la señal sea reproducida en el extremo de recepción.

Cuando las señales analógicas son multiplexadas juntas, cada una de las señales ocupa un pequeño rango de frecuencias sobre el rango total que es transmitido. El rango de frecuencias (ancho de banda) utilizado es dividido y asignado a las señales por separado. Este proceso es llamado MULTIPLEXAJE POR DIVISION DE FRECUENCIA, que utiliza elementos bastante caros para realizarse, tales como los filtros.

Cuando miles de mensajes viajan por un mismo cable coaxial o en un enlace de microondas, los canales pueden ser demultiplexados, interconectados y multiplexados de nuevo en cada punto de repetición.

En la transmisión analógica siempre que la señal es amplificada

el ruido y la distorsión también son amplificadas. Como la señal pasa por muchas estaciones amplificadoras, el ruido se va acumulando. Con la transmisión digital cada estación regenera la señal de pulsos, que limpios de ruido constituyen a la señal nuevamente y son transmitidos al siguiente repetidor donde se vuelve a realizar esta labor de limpieza.

Por esto, el tren de pulsos puede viajar por un medio dispersivo y ruidoso, pero en lugar de que se acumulara la distorsión cada vez que pasara la señal por un repetidor hasta hacerse la señal irreconocible en algunas partes, este tren de pulsos es reconstruido fielmente cada vez que pasa por un repetidor haciéndose impenetrable a los remanentes de corrosión del medio. Pero por supuesto un nivel muy alto de ruido puede destruir varios pulsos de información, por lo que no podran ser reconstruidos en los repetidores.

Algunos de los factores que declinan la balanza a favor de los sistemas de comunicación digital son los siguientes :

- 1) La facilidad para tener un mayor ancho de banda.
- 2) La disminución de los costos de la circuiteria lógica, la cual es utilizada en la codificación y decodificación de señales digitales al multiplexarlas e interconectarlas.
- 3) El incremento en la capacidad que resulta del empleo de repetidores digitales a intervalos frecuentes en una línea.
- 4) Impenetrabilidad en el diseño de códigos, para codificar la voz en un pequeño número de bits.
- 5) Rápido incremento de las necesidades de transmitir datos digitales en las redes.

Aparta de la transmisión de señales digitales a través de los

enlaces de microondas, tienen gran empuje los sistemas de transmisión digital a través de FIBRA OPTICA.

1.5.- FIBRAS OPTICAS.

1.5.1.- TRANSMISION OPTICA.

El incremento en las capacidades de los cables de telecomunicaciones viene del incremento de las frecuencias que se utilizan como portadoras de las señales que se desean transmitir.

El siguiente paso en la tecnología del cable es el uso de fibras de vidrio para acercarse a las frecuencias de la luz. Las frecuencias de la luz son 10 millones de veces mayores que las frecuencias que se utilizan en un cable coaxial, además que un cable coaxial es 10000 veces más grueso que una fibra de vidrio utilizada para la transmisión de la información.

1.5.2.- FIBRAS DE VIDRIO.

Para la fabricación de las fibras de vidrio con una pérdida muy pequeña de la señal de transmisión, se requiere de remover la mayor parte de las impurezas de un vidrio con un alto contenido de silicio. Actualmente existen en el mercado nacional fibras de vidrio con una atenuación de 1 dB por kilómetro. Estas fibras se utilizan para enlazar sistemas digitales de una gerarquía de 40. Orden, esto es, con velocidades de transmisión de 140 Mb/s para obtener 1920 canales telefónicos. La luz no sale de la fibra porque esta se encuentra revestida de un material, generalmente vidrio, con un índice de refracción menor que el del material que se encuentra en el centro de la fibra. Cuando la luz choca contra la pared de este cilindro exterior es totalmente reflejada y permanece dentro del

cilindro. La luz puede ser absorbida por la fibra, por lo que tiene que ser regenerada (amplificada) periódicamente para trayectorias muy grandes. Los haces de luz de diferentes frecuencias pueden viajar juntos en la misma fibra y un atado de estas fibras puede tener tal flexibilidad que pueden ser empaquetadas juntas en forma de un cable, quedando cada fibra independiente de las fibras adyacentes.

1.5.3.- DISPERSION.

Como se ha dicho, la capacidad del ancho de banda utilizable por una fibra óptica es muy grande. Si la pérdida en los extremos puede disminuirse al máximo, una fibra puede transmitir señales a una velocidad de 10 a la 14 potencia de bits por segundo.

Uno de los factores que limitan la capacidad de transmisión es la dispersión de la señal la cual puede viajar por diferentes trayectorias dentro de la fibra , un haz de luz puede viajar por el centro de la fibra y llegar al otro extremo, otro puede viajar rebotando en las paredes de la fibra pudiendo tener muchas o pocas reflexiones (rebotes).

Por lo anterior un pulso muy corto transmitido dentro de la fibra tiende a expandirse en el tiempo. Anteriormente no era posible transmitir pulsos a una velocidad mayor que 100 Mb/s, debido a la dispersión que este tipo de fibra presentaba. Los pulsos transmitidos con unos pocos nanosegundos de diferencia, al ser recibidos en el extremo de salida , se habian sobrepuesto el uno sobre el otro y era imposible distinguirlos a ambos del pulso total recibido. Actualmente en Japón se realizan experimentos con fibras que permiten trabajar a una

velocidad de 5 Gb/s (GIGABITS por segundo [10 a la 9 bits/seg]).

Otra propiedad de las fibras que provoca la dispersión es la variación no lineal del índice de refracción con la frecuencia. Diferentes componentes de frecuencia tienen diferentes velocidades en el vidrio. Si un pulso es transmitido con luz monocromática (esto es, con una sola frecuencia o color), las variaciones en el índice de refracción no le afectan. Cuando se emplean para la transmisión en fibras ópticas la luz emitida por los LED (DIODO EMISOR DE LUZ), el pulso contiene una mezcla de frecuencias y estas se extienden después de que el pulso ha viajado unos kilómetros dentro de la fibra óptica. Por esta razón actualmente se emplean los rayos de LASER, en virtud de que su luz es de una sola frecuencia (monocromática) además de que es coherente y se logra hacer incidir la mayor cantidad de luz en el centro de la fibra.

1.5.4.- LOS DIFERENTES TIPOS DE FIBRA.

La dispersión puede ser disminuida por algunos métodos. Si la fibra es extremadamente delgada, esta tendrá una dispersión muy pequeña, pero una fibra con estas características puede romperse muy fácilmente. Por esto, los cables ópticos son estructurados de tal modo que las fibras más finas sean envueltas juntas con una cubierta plástica parecida a la de un cordón de lámpara. La envoltura debe ser flexible y fuerte. Para mejorar las comunicaciones a larga distancia se utiliza una fibra con un centro muy delgado rodeado por una capa de vidrio con un índice de refracción visiblemente menor que el de la fibra que va al centro. Refiriéndose a lo anterior, esta fibra se le conoce como fibra MONO-MODO (o de modo simple).

porque el haz viaja por una sola trayectoria directa dentro de la fibra. Y también existen las fibras MULTI-MODO (o de modo múltiple), llamadas así porque la luz viaja por diferentes trayectorias dentro de la fibra, provocando la dispersión del pulso transmitido. La capacidad de llevar información de una fibra MONO-MODO es teóricamente muy grande, el problema con la fibra MONO-MODO es el de lograr insertar en el centro de la fibra la mayor parte de la potencia óptica, ya que este cuenta con un diámetro de 5 micras (0.005 milímetros). Lo cual requiere de un haz LASER muy delgado.

Un problema práctico en el empleo de las fibras ópticas en las redes telefónicas es el de como deben de empalmarse las fibras para dar la longitud correcta dentro de los ductos y la de como reparar las fibras que se han roto. Una de las técnicas empleadas para empalmar las fibras es la de pulir las terminales, alinear con precisión los extremos de las fibras y unir las utilizando para fijarlas una pasta óptica transparente. Por este método la pérdida en el empalme de una fibra MULTI-MODO es de menos de un decibel, pero para una fibra MONO-MODO la pérdida aumenta dramáticamente debido a la excesiva precisión necesaria para empalmar fibras de este tipo. Un método mejor y que es el más utilizado actualmente es el de FUSION, que emplea micrómetros para alinear los extremos de las fibras a unir, ayudándose con un microscopio, se alinean perfectamente las fibras y se unen fundiéndolas con un arco eléctrico, por este método se obtienen pérdidas de décimas de decibel en los empalmes.

I.5.5.- LASER.

Para larga distancia y en aplicaciones de alta capacidad la utilización del LASER produce más ventajas que la utilización del LED. Las siglas L.A.S.E.R. significan EMISION DE LUZ AMPLIFICADA ESTIMULADA POR RADIACION. Un LASER produce un haz de luz coherente y estrecho (esto es, las ondas viajan juntas) y la luz emitida es agudamente monocromática. Una analogía con las ondas del sonido, que es algo inexacto pero que nos ayudara a visualizar la diferencia entre las ondas de un haz LASER y las ondas de un haz de luz ordinario, es el sonido que proviene de un DIAPASON que consiste de ondas que son de una sola frecuencia y que son razonablemente coherentes. Por otro lado el sonido provocado por una motocicleta consistira de varias componentes de frecuencia y que no se pueden considerar coherentes. Lo anterior puede ser comparado con el haz de LASER y el haz de luz ordinario. El haz del LASER o del MASER se encuentra formado por un proceso molecular, que podria decirse que es análogo al que sucede en el DIAPASON. Esto es, la posibilidad de hacer que ciertas moléculas oscilen a una frecuencia fija.

Los electrones de un átomo pueden moverse solo en una órbita fija, a cada órbita le corresponde un determinado nivel de energía y los electrones pueden ser inducidos a un cambio de órbita, y cuando esto sucede, la energía total asociada con el átomo cambia. El átomo puede por esto tomar un número discreto de niveles de energía (factor ampliamente manejado en mecánica cuántica). Cierta proceso puede inducir a un electrón a saltar de una órbita a otra, o por otro método a inducir a un átomo a pasar de un nivel de energía a otro. Cuando esto pasa el átomo tiende a absorber o a emitir un

"QUANTUM" de energía, por este método las ondas de radio u otra radiación electromagnética es emitida en quantums discretos.

Cuando la luz ordinaria es emitida sus moléculas en masa intercambian sus niveles de energía en forma totalmente aleatoria. Produciendo una mezcla de frecuencias no coherentes debido al cambio de nivel, cuando la sustancia oscila toda a una misma frecuencia las moléculas son inducidas emitir juntas un tren de ondas coherente de una misma frecuencia. Este rango puede ser de una sola frecuencia de microondas MASER, una sola frecuencia luminosa LASER o superiores. Un haz de luz LASER puede ser concentrado por medio de lentes en un área diminuta y la intensa concentración de energía en esta pequeña área provoca un gran calentamiento en este sitio.

Esta propiedad ha hecho realidad los sueños de los relojeros Suizos, que lo han utilizado como herramienta de corte y como caudín para soldar. También ha sido utilizado por los cirujanos como escalpelo microscópico. Estas son algunas de las aplicaciones que se le han dado al llamado RAYO DE LA MUERTE. Para las telecomunicaciones podemos tener un haz ampliamente controlable y de una gran intensidad, el cual puede ser amplificado y que tiene una frecuencia 100000 veces mayor que la frecuencia más alta utilizada en microondas. Y su potencial de llevar información es miles de veces superior al de las microondas.

I.5.6.- LASER CON FIBRAS OPTICAS.

Un problema con las fibras ópticas es el de como lograr que una poderosa señal de luz incida exactamente en la ventana o extremo de la delgada fibra. Lentes y espejos pueden ser utilizados, pero la mayor parte de una fuente de luz incoherente se perdería. El LASER

aparece como una solución a este problema. Este puede ser obtenido como un delgado haz de una intensidad brillante que puede ser introducido directamente a la fibra. Un tipo particularmente interesante de LASER que se utiliza para este propósito es el SEMICONDUCTOR LASER. Este es pequeño y es indispensable para la fabricación en masa de sistemas de transmisión a través de fibra óptica. Y se produce por métodos epitaxiales parecidos a los que se utilizan para producir los circuitos integrados de gran escala de integración LSI. En este tipo de manufactura los cristales van creciendo y sustancias químicas son depositadas en capas, las capas externas son de metal y en ellas se colocan unos contactos.

El SEMICONDUCTOR LASER más utilizado está compuesto por una capa de carbón de Galio Arsénico con capas alternadas de Aluminio Galio Arsénico, en las capas superiores e inferiores se colocan capas de metal para que funcionen como contactos eléctricos, las cubiertas son de dos tipos, del tipo P y del tipo N. La región del tipo N contiene electrones móviles o portadores de carga negativa. La región de tipo P contiene portadores de carga positiva, que son producto de la ausencia de la carga negativa y se les llaman HUECOS.

Cuando una corriente eléctrica, por ejemplo de una batería es aplicada a los contactos, los electrones que se encuentran en exceso en las capas del tipo N son inyectados a las capas del tipo P. En la capa central del tipo P de Galio Arsénico, los electrones se combinan con los huecos y el exceso de energía se desprende como luz. La siguiente acción toma lugar en la capa central. La luz generada es confinada a la capa central porque las junturas adyacentes de

Aluminio Galio Arsénico tienen un índice de refracción muy bajo. Los bordes de la capa son parecidos a los de un espejo, por lo que reflejan la luz hacia dentro de nuevo, la luz que hasta entonces había sido generada estimula la generación de aún más luz. Esta estimulación de más luz produce un intenso haz de radiación coherente que es emitido desde la capa central de Galio Arsénico.

CAPITULO II
SISTEMA DE RADIO
DIGITAL (PCM)

CAPITULO II
SISTEMA DE RADIO DIGITAL
(P C M)

Los sistemas de comunicación por división de tiempo (PCM), son llamados sistemas de comunicación digital, así como los sistemas convencionales de comunicación por división de frecuencia son conocidos comúnmente como sistemas analógicos (FDM).

II.1.- COMPARACION ENTRE LOS SISTEMAS DIGITALES Y ANALOGICOS.

II.1.1.- SISTEMAS POR DIVISION DE TIEMPO Y POR DIVISION DE FRECUENCIA.

Los sistemas de comunicación digital (PCM) compuestos de sistemas de transmisión por división de tiempo, convierten la información de señales conocidas como analógicas, tales como las señales de voz en un canal telefónico, en señales digitales o trenes de pulsos en un código determinado para que esta sea transmitida.

Existen tres métodos básicos para realizar la conversión de señales analógicas a señales digitales, estos son :

- (1) PCM (modulación por codificación de pulsos)
- (2) Variación de modulación, y
- (4) Variación de PCM.

De estos tres métodos el primero es el más utilizado en todo el mundo, en la implementación de enlaces por línea de vista o redes de microondas terrestres.

En un sistema de comunicación por división de frecuencia la portadora de microondas es directamente modulada por las señales de información analógica para después ser transmitida.

II.1.2.- ELIMINACION DE RUIDO.

Algunos de los ejemplos típicos de los ruidos generados en un sistema de comunicaciones son el ruido térmico en el equipo y el ruido por interferencia entre los sistemas de comunicación adyacentes. Todos estos ruidos pueden ser representados por varias ondas senoidales en diferentes frecuencias. En los sistemas analógicos la información es transmitida en forma análoga (esta consiste de ondas senoidales a diferentes frecuencias), por esto es practicamente imposible remover solo las componentes de ruido, y de este modo es como el ruido entra en cualquier sistema de comunicaciones.

Al contrario en los sistemas de comunicación digital, la información es transmitida en forma de pulsos comprendidos de unos y ceros. Y en el lado de recepción el nivel y el ancho del pulso de la información digital transmitida es reconocida. Generalmente en un sistema digital el " NIVEL DE UMBRAL " (usualmente el punto medio entre los niveles lógicos uno y cero) es proveido para una correcta regeneración de la señal. Para esto un nivel de señal que excede el nivel de umbral es tomada como " 1 " lógico y un nivel de señal que no exceda el nivel de umbral es considerado como " 0 " lógico, en los sistemas digitales las señales transmitidas pueden ser regeneradas en el lado de recepción sin errores, siempre y cuando el nivel de ruido no exceda el nivel de umbral del sistema. También el ruido por interferencia puede ser eliminado simplemente por la regeneración de las señales de transmisión en el lado de recepción.

II.1.3.- MANEJO SIMILAR DE SEÑALES.

En un sistema de transmisión analógico, la portadora de microondas es directamente modulada por una entrada de señales análogas. Para esto, el equipo utilizado para transmitir canales telefónicos no puede ser utilizado para transmitir señales de T.V.

Sin embargo en un sistema digital, todas las señales analógicas son convertidas a señales digitales. Por esto las señales pueden ser manejadas de un modo indistinto del tipo de señal analógica que la genero. También las señales que ya en su origen son digitales, como las señales de las computadoras, pueden ser transmitidas sin necesidad de la conversión analógica a digital.

II.1.4.- MULTIPLEXAJE.

Una de las principales ventajas de un sistema de comunicación por microondas, es que muchas señales diferentes pueden ser transmitidas simultáneamente a través de un solo canal por medio de multiplexaje. En los sistemas de multiplexaje digital, cada señal es dividida en el tiempo y arreglada en una secuencia de pulsos. Esto es, cada señal es convertida en un bloque de pulsos discontinuos para su multiplexaje, cuando observamos en un instante arbitrario de tiempo solo un canal puede ser encontrado.

II.1.5.- RUIDO POR INTERMODULACION.

En lo sistemas de transmisión analógica, cada información es acomodada con una frecuencia central y transmitida al mismo tiempo. Así cuando los sistemas de transmisión son de naturaleza no lineal el " RUIDO POR INTERMODULACION " aparece.

Como se dijo anteriormente, en los sistemas de comunicación digital, la información de un solo canal es transmitida a un tiempo.

También la naturaleza no lineal causa la distorsión de la forma del pulso.

Esta distorsión, sin embargo, no afecta la calidad actual de la señal (relación SEÑAL A RUIDO), siempre y cuando el nivel de esta distorsión no exceda el nivel de umbral entre los niveles lógicos de " 1 " y " 0 ".

Por esto en un sistema de transmisión digital no aparece el " RUIDO POR INTERMODULACION ", que es inevitable en los sistemas analógicos. Sin embargo los sistemas digitales tienen por su naturaleza sus propios ruidos, un buen ejemplo es la " INTERFERENCIA INTERSIMBOLOS " (entre símbolos), inherente en los sistemas digitales.

Para los sistemas de radio digitales entran en consideración factores muy diferentes a los que se emplean en el estudio de un sistema de comunicación analógico, porque en los sistemas digitales las señales a transmitir son pulsos de un muy amplio rango de frecuencias.

II.1.6.- COMPARACION DEL RUIDO ENTRE LOS SISTEMAS DIGITAL Y ANALOGICO.

Dos tipos de ruidos se producen en los sistemas de microondas que emplean modulación por codificación de pulsos, uno es el creado en la terminal del equipo y el otro es producido por el mismo radio. La gran mayoría del ruido generado en la parte de la terminal es llamado " RUIDO DE CUANTIFICACION ", que se debe a la conversión analógico a digital y es inevitable en un sistema PCM (digital). El monto del ruido representado por la relación señal a ruido (S/N) ES DETERMINADO POR EL NUMERO DE BITS QUE SON CONVERTIDOS

DE SENAL ANALOGICA A DIGITAL. (el ruido disminuye cuando el número de bits aumenta).

Por esto para mejorar la relación señal a ruido del sistema, el número de bits necesariamente se tiene que incrementar. Esto se maneja por un incremento en la capacidad de transmisión requerida por periodo. El número de bits es determinado de tal modo que el nivel de ruido remanente se encuentra dentro del rango para sistemas digitales de comunicación, y este número es de 8 bits, como lo requiere la CCITT. (COMITE CONSULTIVO INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES Y TELEFONIA).

En un sistema de radio digital, aparecen ruidos parecidos a los ruidos provocados por interferencia en los radios analógicos y los llamados ruidos térmicos. Estos ruidos son los que degradan la calidad de el sistema de comunicación y tienen mayor peso en los sistemas por división de frecuencia. Pero en un sistema digital la situación es totalmente diferente, porque aquí, todas las señales son convertidas a señales binarias comprendidas por unos y ceros que son pulsos digitales. Como se discutió previamente el ruido no se reconoce en un sistema digital hasta que un " BIT DE ERROR " aparece . Por esto la calidad de transmisión de un sistema digital es evaluada por la " TASA DE ERRORES ", QUE ES LA RELACION DEL NUMERO DE BITS DE ERROR QUE APARECEN EN LA TRANSMISION A EL NUMERO DE BITS QUE SE TRANSMITEN. Por esta forma de evaluación el sistema digital difiere del sistema analógico que se evalúa por la relación SENAL A RUIDO. El ruido debido a la aparición de bits de error en la transmisión causa una distorsión en la forma de la onda y por instancia en las señales de voz este ruido se escucha como CLICK en

el extremo de recepción (DONDE SE RECUPERARA LA SEÑAL DE SU FORMA DIGITAL A SU FORMA ANALOGICA).

Este tipo de ruido es más notorio cuando el bit más significativo se encuentra ocupado por un bit de error. Y este tipo de ruido difiere de los ruidos generados en los sistemas de transmisión analógica.

Un método efectivo de comparación entre estos sistemas es el método de prueba de audio. No existen normas internacionales para este tipo de pruebas de escucha, pero se ha dicho que los resultados de estas pruebas indican que una TASA DE ERRORES de alrededor de 10^{-4} corresponde a una relación de SEÑAL A RUIDO de 51.2 dB (7500 pW) en un sistema de transmisión analógico. Por esto se asume que la relación entre la SEÑAL A RUIDO de un sistema analógico y la TASA DE ERRORES puede ser expresada por :

$$S/N = - 10 \log BER + K \text{ (dB)}.$$

donde:

BER = Tasa de errores .

K = Constante entre 0 y 15 dB.

La comparación cualitativa entre los sistemas analógicos y digitales aparecen en las siguientes figuras:

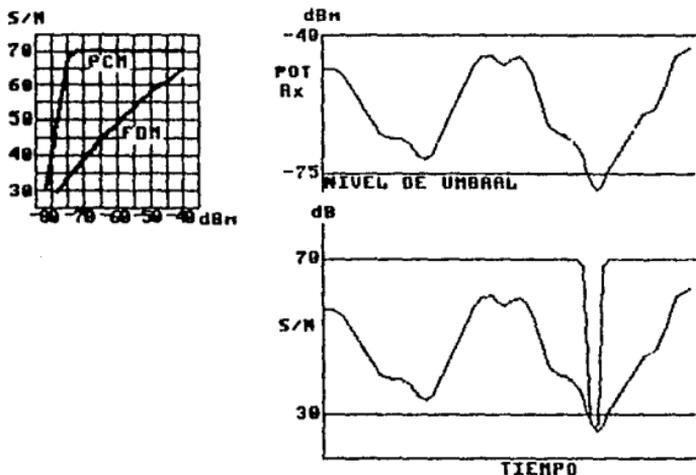


fig. II.1.- COMPARACION CUALITATIVA ENTRE SISTEMAS ANALOGICOS Y DIGITALES.

A continuación aparecen los puntos que se obtienen como resultado de la comparación entre las relaciones de los sistemas analógicos y digitales :

- 1) La relación SEÑAL A RUIDO es proporcional al nivel de recepción en los sistema analógicos, pero no en los sistemas digitales.
- 2) Como se observa en los sistemas digitales, una alta calidad de transmisión permanece aún próxima a los valores de nivel de umbral, pero como el nivel de entrada se encuentra muy próximo al nivel de umbral, la calidad de transmisión se degrada muy rápido cuando el nivel de entrada disminuye un decibel, por lo que la relación señal a ruido se degrada por

aproximadamente 10 decibeles.

II.1.7.- CONEXION CON REDES DE DIVISION DE TIEMPO (REDES DE DATOS).

Para cada punto de interconexión en una red de comunicaciones, los enlaces requieren de circuiteria de interconexión. Actualmente el conmutador convencional de relevadores esta siendo reemplazado rápidamente por el conmutador electrónico que opera por medio de circuitos de gran escala de integración (LSI).

Son dos tipos de interconexión de los más conocidos : el de división de espacio y el de división de tiempo. El sistema por división de espacio es un sucesor directo del conmutador de relevadores en el cual las señales son acomodadas conforme un concepto de espacio físico. En los sistemas de interconexión, la transición del conmutador por relevadores a los sistemas por división de espacio y además la interconexión por división de tiempo , estan progresando con la interconexión por división de tiempo como punto principal. En la mayoría de los proyectos de nuevos sistemas de interconexión se contempla la aplicación de sistemas por división de tiempo. Cuando un conmutador por división de tiempo es establecido en un sistema de comunicación, la interconexión directa por división de tiempo hace posible la existencia de sistemas de transmisión digital.

II.1.8.- COMPATIBILIDAD PARA VARIAS SEÑALES.

En la planeación de un sistema de comunicación digital por radio, debe ser considerada la transmisión de varios bits de información semejantes a un canal telefónico, la señal de T.V. y de datos que conforman una RED DE COMUNICACION INTEGRADA

En respuesta a estas necesidades se ha dado el desarrollo de algunos tipos de CODECS (CODIFICADORES Y DECODIFICADORES), que se encargan de transformar las señales analógicas de T.V. y voz en series de pulsos conforme a un código binario específico.

Algunos tipos de interfaces son mostradas en la siguiente figura :

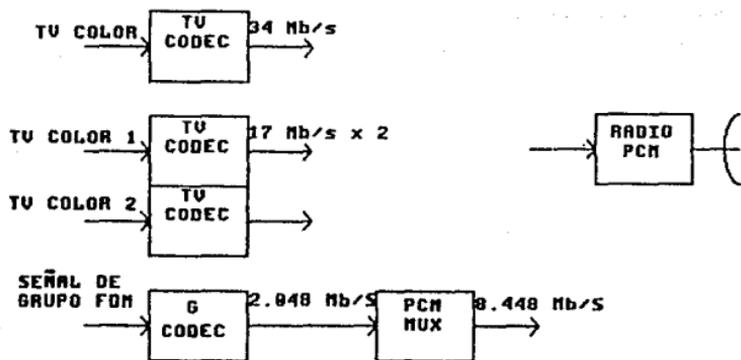


fig. 11.2.- DIFERENTES TIPOS DE INTERFACES ANALOGICAS DIGITALES.

Aquí por ejemplo, una señal de T.V. a color y un canal de audio pueden ser transmitidos en un rango de 34 Mb/s, que corresponderían a 480 canales telefónicos. Con el CODEC de grupo y con el CODEC de supergrupo, que son dispositivos que se emplean para conectar sistemas de multiplexaje por división de frecuencia, se hace posible comunicación de este tipo.

II.2.- PRINCIPIOS DE COMUNICACION POR MODULACION DE PULSOS CODIFICADOS (P . C . M .)

A continuación resumimos algunas de las conclusiones anteriores

- 1) Cualquier trayecto de comunicación tiene un ruido inherente.
- 2) Los sistemas digitales son menos vulnerables al ruido que los sistemas analógicos.
- 3) La modulación por pulsos codificados es uno de los sistemas típicos de modulación digital.

Generalmente las señales transmitidas por un sistema de radio son señales de voz y señales de video, las cuales son de naturaleza analógica o dicho de otro modo son señales continuas. En los sistemas de transmisión por PCM las señales analógicas de entrada son convertidas a señales digitales (señales discontinuas) para ser transmitidas, y en el lado de recepción la señal digital es reconvertida a la señal analógica original. Ver la siguiente figura:

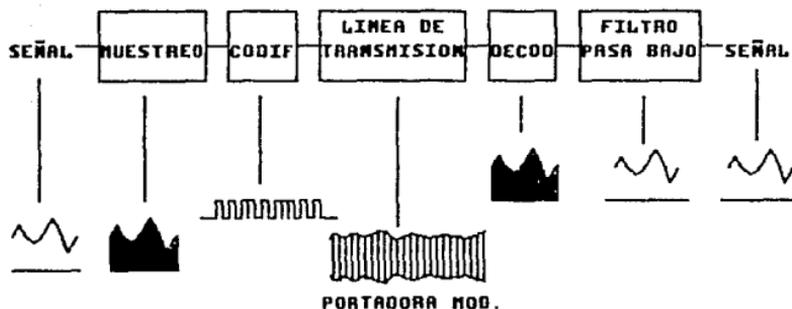


fig. II.3.- DIAGRAMA A BLOQUES DE UN SISTEMA PCM

II.2.1.- MUESTREO.

La señal de entrada $f(t)$ que se muestra en la figura II.4 es tomada para su estudio. Para regenerar esta señal en lado de recepción se requiere que esta sea transmitida en su totalidad a el lado de recepción. Pero simplemente se pueden transmitir por partes las variaciones de amplitud de la señal dadas por A_1, A_2, A_3, \dots , las cuales corresponden cada una a un tiempo t_1, t_2, t_3, \dots , de este modo la señal transmitida puede ser regenerada en la terminal recepción.

Los niveles A_1, A_2, A_3, \dots , son tomados de la señal de entrada $f(t)$ en los tiempos t_1, t_2, t_3, \dots , respectivamente por medio de un proceso de muestreo. Por esto una señal continua arbitraria puede

ser transmitida simplemente enviando los niveles muestreados. Por lo general se utiliza un intervalo de muestreo pequeño. Fue demostrado por Shannon que cuando la señal de entrada tiene una frecuencia máxima de W Hertz, la señal original completa puede ser regenerada por ser muestreada esta intervalos de $1/2W$ segundos. El teorema de Shannon es mostrado a continuación:

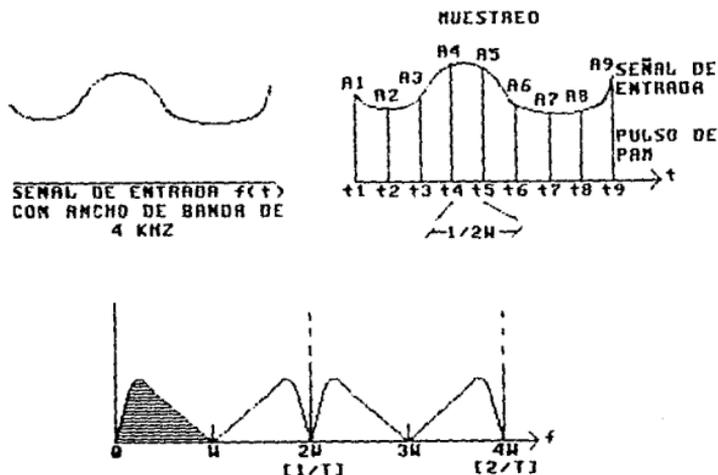


fig. 11.4.- MUESTREO DE UNA SEÑAL ANALOGICA.

Como se muestra en la siguiente ecuación una señal original puede ser regenerada completamente por hacer pasar a través de un filtro ideal la serie de pulsos con los que fue muestreada en sus niveles.

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f\left(\frac{n}{2W}\right) \frac{\text{sen}(2Wt - n)}{(2Wt - n)}$$

donde :

$$f\left(\frac{n}{2W}\right) = \text{Niveles muestreados a intervalos de } 1/2W \text{ s.}$$

$$\frac{\text{sen}(2Wt - n)}{(2Wt - n)} = \text{FUNCION DE MUESTREO (respuesta al impulso de un filtro ideal con ancho de banda igual a } W \text{ en Hertz).}$$

11.2.2.- TEOREMA DE MUESTRO DE SHANNON.

" UNA FUNCION ARBITRARIA EN EL TIEMPO $f(t)$ CONTENIENDO COMPONENTES DE FRECUENCIA NO MAYORES QUE W HERTZ, PUEDE SER DETERMINADA CON UNA SERIE DE NIVELES MUESTREADOS A INTERVALOS DE $1/2W$ SEGUNDOS. "

Esto también puede ser considerado como sigue :

La señal de PAM (SENAL MODULADA POR AMPLITUD DE PULSOS), tiene una amplitud de pulsos determinada por la amplitud de la señal original ya que son obtenidos de muestreos realizados a la misma señal original a intervalos de $1/2W$ segundos. En general el espectro en frecuencia de una señal modulada en PAM con intervalos de pulso de T , tiene componentes de portadora de $0, 1/T, 2/T, \dots$, y las bandas laterales superior e inferior a ambos lados de los componentes de portadora. Por esto, para $T < 1/2W$, cada onda modulada no puede sobrepasar a otra en el punto de muestreo, y la componente original aparece al hacer pasar las ondas moduladas a través de un filtro pasa bajos con un ancho de banda de W .

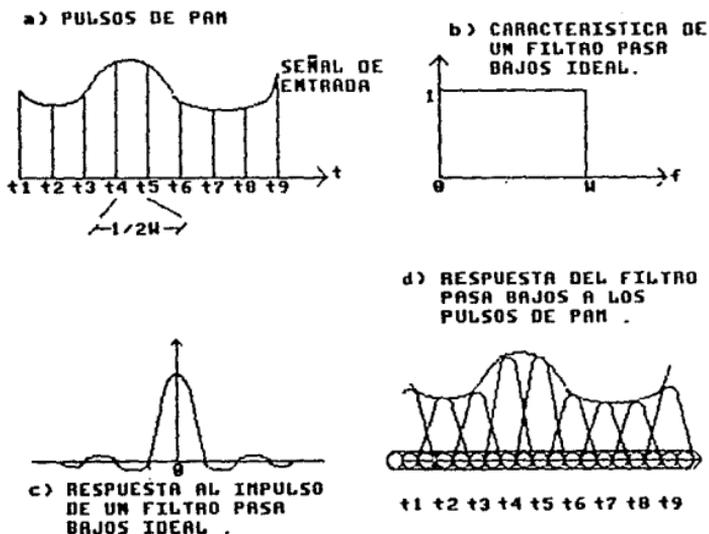


fig. 11.5.- TEOREMA DE MUESTREO DE SHANNON.

11.2.3.- CODIFICACION.

La codificación de las señales muestreadas, consiste en arreglos de pulsos correspondientes a la amplitud de la señal muestreada. El sistema que es generalmente utilizado es el sistema decimal, en el cual, cualquier número puede ser representado por combinaciones de números del 0 al 9. Pero el sistema numérico aquí tratado es un sistema binario, con el que cualquier número puede ser representado por combinaciones de ceros y unos, o encendidos y apagados de impulsos eléctricos. Por esto, los números binarios como 0100, 0110, y 1110, y no números decimales como 4, 7, 9, y 25 son utilizados para representar las amplitudes de las señales de PAM.

A continuación describimos la relación entre los sistemas

decimal y binario. Un número decimal como el 135 puede ser escrito de la siguiente manera :

$$135 = 1 \times 100 + 3 \times 10 + 5$$

$$1 \times 10^2 + 3 \times 10^1 + 5 \times 10^0$$

Como se puede observar un número decimal puede ser dividido en dos partes A y B. La parte A consiste de números del cero al 9, y la parte B son una serie de potencias de base 10. En el sistema binario la parte B esta representada por una serie de potencias de base 2 y la parte A con números de 0 a 1, por ejemplo :

$$135 = 10000111$$

$$= 1 \times 2^7 + 0 \times 2^6 + 0 \times 2^5 + 0 \times 2^4 + 0 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0$$

En general hay 2^N números decimales que pueden ser expresados en pulsos binarios de N. El patrón binario descrito aqui es un patrón binario normal.

II.2.4.- DECODIFICACION.

La decodificación consiste en la recuperación de la señal de PAM de los códigos recibidos y esto se realiza por medio de un circuito decodificador.

II.2.5.- FILTRO PASA BAJOS.

El filtro pasa bajos extrae los componentes de la señal original de la señal de PAM recién decodificada .

II.3.- TRAYECTO DE TRANSMISION.

Cuando se habla del trayecto de transmisión se hace referencia al espacio entre los procesos de codificación y decodificación. En el trayecto de transmisión se dan las facilidades para que las

señales codificadas en el lado de transmisión sean recibidas y decodificadas en el extremo de recepción. Estas facilidades consisten generalmente de un trayecto de transmisión por cable o de trayecto de transmisión por radio. Al diseñar un trayecto de transmisión por radio es necesario considerar :

- 1) Todo trayecto de transmisión tiene su propia pérdida de transmisión.
- 2) La interferencia por ruido es más o menos inevitable durante la transmisión.

En las comunicaciones por radio el trayecto de transmisión consiste de el espacio utilizado por las ondas de radio para la comunicación.

Esto es, las ondas de radio son moduladas por las señales de información y son transmitidas hacia el lado de recepción. Las ondas de radio usadas y las señales de información transmitidas en un sistema de comunicación por radio consisten de ondas senoidales o de combinaciones de ondas senoidales.

En general una onda senoidal puede ser representada por la siguiente ecuación :

$$Y = A \text{ sen } (wt + \theta)$$

donde :

A = Amplitud

w = Velocidad angular

θ = Fase

Los factores A, w y θ pueden ser variados de acuerdo con la información que se desea transmitir, pero el tiempo t no puede ser variado por el contenido de la información. Por esto en el lado de

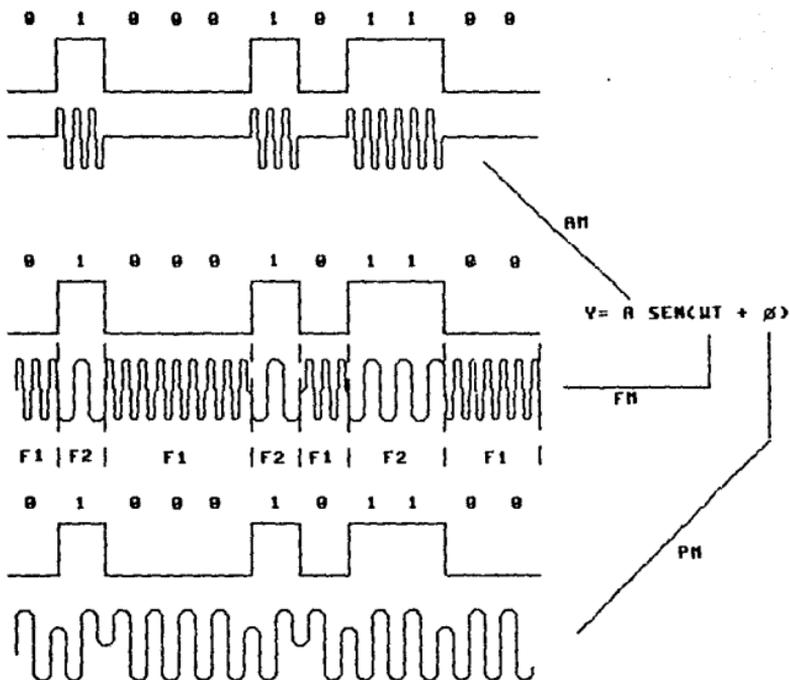
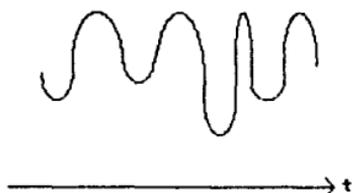
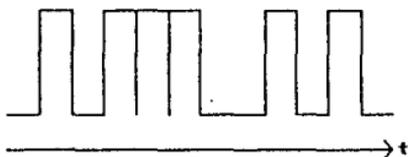


fig. 11.6.- MODULACION EN AMPLITUD, FRECUENCIA Y FASE.

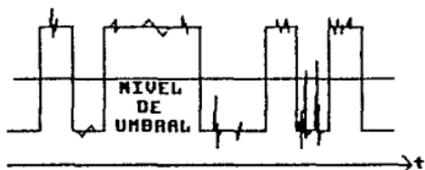
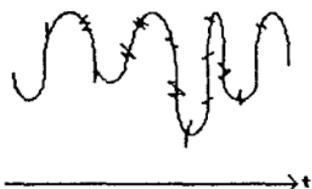
a) SENAL ANALOGICA
(SENAL CONTINUA)



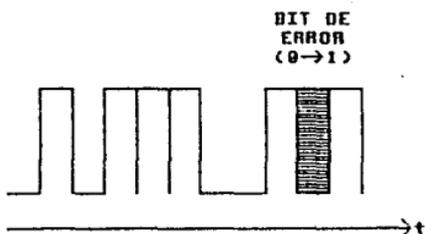
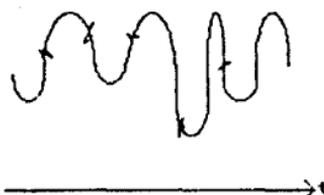
SENAL DIGITAL
(SENAL DISCONTINUA)



b) SENAL + RUIDO



c) SENAL REGENERADA



SENALES DIGITALES Y ANALOGICAS

Fig. 11.7.-

transmisión los factores A , w y θ son modulados con la información y en el lado de recepción estos factores son extraídos de las señales de transmisión para obtener la señal original. Una señal representada en función del tiempo básicamente incluye :

$$(1) Y(t) = A(t) \text{ Sen } (Wot + \theta_0)$$

$$(2) Y(t) = A_0 \text{ Sen } (W(t) + \theta_0)$$

$$(3) Y(t) = A_0 \text{ Sen } (Wot + \theta(t))$$

Las ecuaciones 1, 2, y 3 se refieren a la modulación en amplitud (AM), modulación en frecuencia (FM) y modulación en fase (PM), respectivamente. En casos reales estos tipos de modulación son utilizados independientemente o combinados. Estos tipos de modulación son representados en la figura 11.6.

Cuando las componentes de ruido se adicionan a estas formas de onda, estas dificultan su eliminación en el extremo de recepción, cuando se trabaja con señales analógicas. Pero cuando se trabaja con señales digitales, la señal original puede ser regenerada sin error. Por esto en un sistema digital, la componente de ruido adicionada a la señal de transmisión puede ser eliminada en el lado de recepción, y la señal es reproducida correctamente. Consecuentemente los sistemas digitales son impermeables a la interferencia por ruido. En un sistema digital ningún error es generado a menos que el nivel de ruido exceda el NIVEL DE UMBSAL, que es el que decide los valores de la señal ya sean " 1 " o " 0 ". Así los sistemas de comunicación PCM pueden resumirse como sigue :

LADO DE TRANSMISION:

1) La señal de entrada es muestreada a una frecuencia que es

el doble de la frecuencia máxima de la señal de entrada, esto para facilitar la modulación de la amplitud de los pulsos.

- 2) La señal de PAM es convertida a una serie de pulsos binarios correspondientes a la amplitud de cada pulso de la señal de PAM.

TRAYECTO DE TRANSMISION:

- 1) La portadora de señal es modulada con una señal de código binario, entonces es transmitida a través del trayecto de transmisión.
- 2) En el lado de recepción, la señal original es reproducida de la señal recibida.

LADO DE RECEPCION:

- 1) La señal de PAM es extraída de la señal recibida en código binario.
- 2) La señal de PAM es filtrada a través de un filtro pasa bajos (cuya frecuencia de corte es la mitad de la frecuencia de muestreo) y con esto se obtiene la señal original.

11.4.- CARACTERISTICAS DE LOS SISTEMAS DE PCM.

El sistema digital (PCM) descrito aquí difiere completamente de los sistemas analógicos convencionales. A continuación se discuten algunas características de los sistemas de comunicación PCM.

11.4.1.- RUIDO EN EL MUESTREO

Los ruidos típicos en el proceso de muestreo son :

RUIDO DE SOBREPASO

RUIDO DE CUANTIFICACION

RUIDO DE SOBREPASO :

En los sistemas PCM, la señal analógica de entrada es muestreada, por esto, cuando la señal tiene componentes de frecuencia superiores a $f_s/2$ (donde f_s es la frecuencia de muestreo), la componente es llamada RUIDO DE SOBREPASO DE FRECUENCIA.

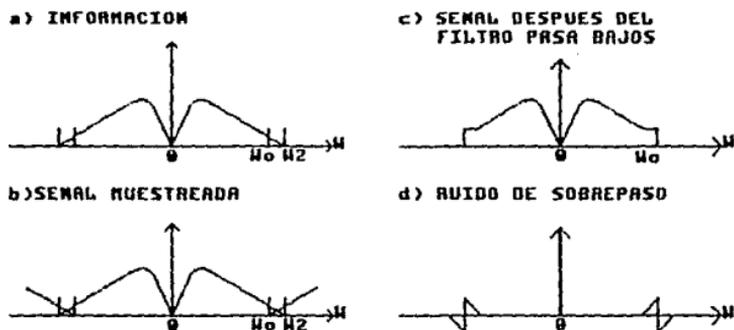


fig. II.8.- RUIDO DE SOBREPASO.

En la demodulación (conversión de señal digital a señal analógica), la señal original es regenerada por pasar esta señal a través de un filtro pasa bajos. Aquí una visible distorsión aparece en las formas de onda demoduladas, esto ocurre si el filtro que se utiliza no es ideal. Estos ruidos son sin embargo despreciablemente pequeños y por lo mismo, no afecta la calidad de los actuales sistemas de comunicación por PCM.

RUIDO DE CUANTIFICACION.

Los códigos de pulsos usados en PCM incluyen al binario normal al código GRAY y a algunos otros patrones de códigos. En cada caso n combinaciones de unos y ceros representan números de 0 a $(2^n - 1)$ niveles. Por esto los niveles muestreados pueden ser convertidos en códigos binarios correspondientes estos a los números de 0 a $2^n - 1$ como se representarían en el sistema binario. Cuando $n=8$, el nivel de entrada de $-V$ a $+V$ es dividido en $2^8 = 256$ pasos, y cada paso es representado por 8 dígitos binarios, aquí la entrada de señal analógica puede tomar niveles continuos de $-V$ a $+V$, por lo que la señal codificada puede tomar un solo número finito de pasos. Por esto el nivel de la señal de entrada es redondeado a el número más cercano. Este proceso es llamado cuantificación y el generado durante este proceso es llamado RUIDO DE CUANTIFICACION.

Los niveles de la señal que excedan $-V$ o $+V$ también son cuantificados en $-V$ o $+V$. Por esto, aparece otro tipo de ruido debido a la cuantificación. Este ruido inherente al proceso de codificación es llamado RUIDO DE SOBRECARGA. Figura 11.9.

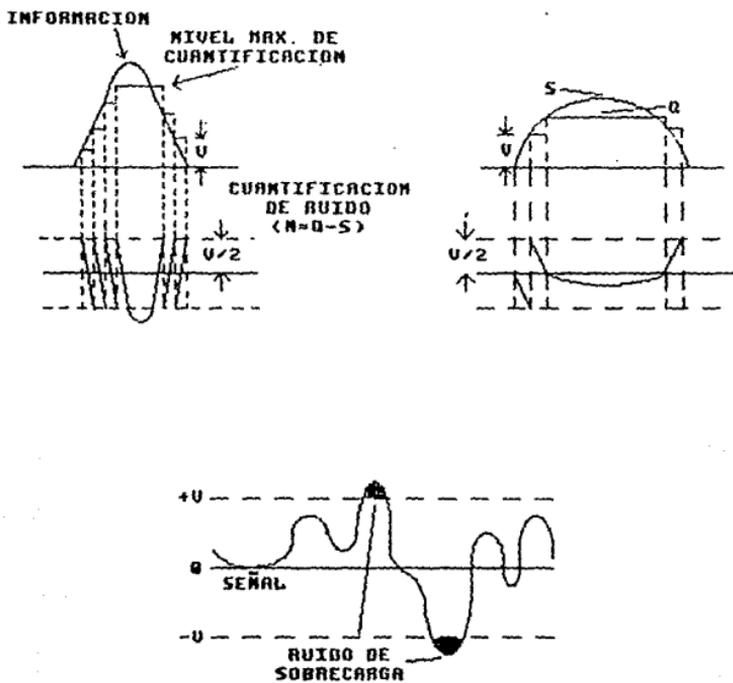


fig. 11.9.- RUIDO DE CUANTIFICACION Y RUIDO DE SOBRECARGA.

CUANTIFICACION NO LINEAL.

La cuantificación del nivel de ruido es lineal, viéndolo desde el punto de vista de las amplitudes de la señal de entrada. En la actualidad es muy alta la probabilidad de que aparezcan señales de amplitud relativamente baja, y en el caso de las señales de voz, los ruidos presentan un nivel de señal pequeño pero muy molesto para el oído humano. Es por esto que podemos obtener una mejor relación señal a ruido si damos pocos pasos de cuantificación a las señales con niveles bajos y un gran número de pasos de cuantificación a las señales con niveles altos de señal.

Para mejorar la relación señal a ruido se ha adoptado un método de cuantificación no lineal, que utiliza un codificador no lineal o un compresor no lineal de señal. Y la curva característica de una hipérbola logarítmica es adoptada por el compresor no lineal de señal. Un ejemplo de las curvas características de cuantificación no lineal aparecen en la figura II.10.

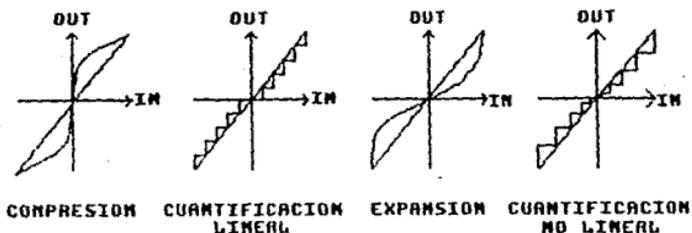


fig. II.10.- CUANTIFICACION NO LINEAL (EN LA CODIFICACION).

II.5.- TRANSMISION DE SEÑAL EN CODIGO BINARIO.

Como se dijo anteriormente, en un sistema de transmisión PCM los niveles muestreados son convertidos a una señal de código binario. El método más sencillo para la transmisión de señales eléctricas codificadas en binario de niveles " 1 " y " 0 " es el de lograr que estos correspondan a la ausencia o a la existencia de un pulso. Un ejemplo típico de la señal binaria es la llamada de " PULSOS UNIPOLARES ". Estos pulsos tienen una sola polaridad (se encuentran solo en el lado + o en el lado -). Expresando la presencia de un pulso polarizando como " +V (MARCA) " y la ausencia como " 0 (ESPACIO) ", y con los símbolos lógicos correspondiendo a :

| | |
|---------|---------------|
| 0 PULSO | " 0 " ESPACIO |
| 1 PULSO | " +V " MARCA |

En general para seleccionar el método de codificación :

- a) La variación de la componente de C.D. sera tan pequeña como sea posible.
- b) Que el tiempo de la señal muestreada pueda ser extraido de manera sencilla de los pulsos de señal de transmisión.
- c) El ancho de banda ocupado por dicha señal deberá ser tan estrecho como sea posible.

El método unipolar aqui descrito no necesariamente satisface todas las condiciones, muchos otros métodos han sido considerados y adoptados.

Otro método típico de codificación es el llamado " BIPOLAR ", en el cual se utilizan tres distintos niveles de señal, POSITIVO +, NEGATIVO -, CERO.

Aquí el " 0 " y el " 1 " de la señal binaria son eléctricamente representados como :

0 PULSO " 0 " ESPACIO
 1 PULSO " +V o -V " MARCA

En la codificación bipolar muchos tipos diferentes de señales son considerados de acuerdo a sus distintas reglas de marca. Las señales bipolares típicas son :

II.5.1.- AMI (INVERSION ALTERNADA DE MARCA)

En este método cuando un pulso positivo es asignado al primer " 1 ", un pulso negativo es asignado al segundo " 1 ". Esto es que pulsos positivos y negativos son asignados alternativamente a cada " 1 " lógico.

II.5.2.- PST (SEÑAL DE PARIDAD TERNARIA SELECCIONADA)

En este método las polaridades positivas y negativas son asignadas a cada " 1 " lógico de acuerdo con sus regulaciones respectivas.

| SEÑAL BINARIA | | REGLA DE CODIFICACION | |
|---------------|---|-----------------------|--------|
| | | MODO 1 | MODO 2 |
| 1 | 1 | +V, -V | +V, -V |
| 1 | 0 | +V, 0 | -V, 0 |
| 0 | 1 | 0, +V | 0, -V |
| 0 | 0 | -V, +V | -V, +V |

II.5.3.- DICODE (SEÑAL DICODIGO).

1) Cuando el mismo nivel de señal es el que precede al pulso que continua, se le asigna un " 0 " :

" 1 , 1 " o " 0 , 0 " ----- " 0 "

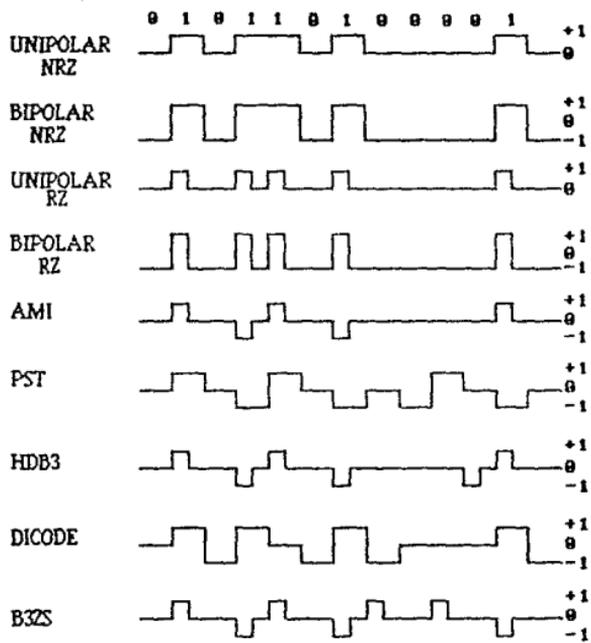


fig. 11.11.- DIFERENTES TIPOS DE CODIFICACION BINARIA.

2) Cuando los niveles de la señal de el primer y segundo pulso son " 0 " o " 1 " respectivamente , " +V " es asignado :

" 0 , 1 " ----- " +V "

3) Cuando los niveles de la señal del primer y segundo pulso son " 1 " y " 0 " respectivamente , " -V " es asignado :

" 1 , 0 " ----- " -V "

11.5.4.- HDB3 (ALTA DENSIDAD BINARIA)

Algunos pulsos falsos (de relleno) " 1 " son insertados en el arreglo de pulsos de acuerdo a la regulación que realiza este código con respecto a la generación de " 0 " lógicos sucesivos.

1) Cuando más de cuatro bits de " 0 " lógico no son continuados sucesivamente, la regla bipolar es conformada con el código AMI.

2) Cuando más de cuatro bits de " 0 " lógico son continuados, la señal de " 0000 " es reemplazada por " B00V " o " 000V " .

" B " PULSO : Pulso de " 1 " lógico de acuerdo a la regla bipolar.

" V " PULSO : Pulso de " 1 " lógico (pulso de violación), no va de acuerdo a la regla bipolar.

3) El uso de " B00V " o " 000V " depende del número de " B " contenidos en y entre " V " pulsos :

PARA UN NUMERO NON : 000V

PARA UN NUMERO PAR : B00V

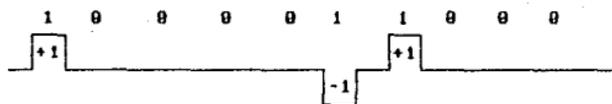
Por esto el número de pulsos " B " en pulsos " V " es siempre número non.

11.5.5.- B3ZS (CODIGO BIPOLAR CON SUSTITUCION DE TRES CEROS).

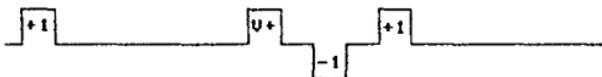
1) Cuando más de tres bits de " 0 " lógico no son sucesivamente

SEÑAL BINARIA

CODIGO AMI



CODIGO HDB3
(PRECEDENTE A
VIOLACION COM UN
VOLTAGE V+).



CODIGO HDB3
(PRECEDENTE A
VIOLACION COM UN
VOLTAGE V-).

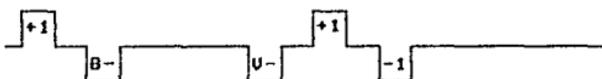
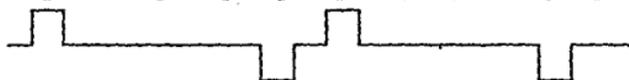


fig. II.12.- CODIGO HDB3.

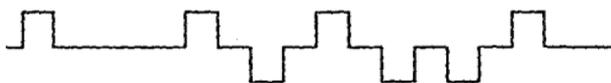
SEÑAL BINARIA

1 0 0 0 1 1 0 0 0 1 0

CODIGO AMI



CODIGO B3ZS
(PRECEDENTE A
VIOLACION CON UN
PULSO +1).



CODIGO B3ZS
(PRECEDENTE A
VIOLACION CON UN
PULSO -1).



fig. 11.13.- CODIGO B3ZS.

continuados, la regla bipolar del código AMI es utilizada.

2) Cuando más de tres bits de " 0 " lógico son sucesivamente continuados, la señal " 000 " es reemplazada por " BOV " o " 00V " :

" B " PULSO : Pulso lógico de " 1 " de acuerdo con la regla bipolar.

" V " PULSO : Pulso lógico de " 1 " (pulso de violación) no va de acuerdo a la regla bipolar.

3) El uso de " BOV " o " 00V " depende de el número de " B " contenidos en y entre pulsos " V ".

PARA UN NUMERO NON : 00V

PARA UN NUMERO PAR : BOV

11.6.- INTERFERENCIA INTERSIMBOLO Y PATRON DE OJO.

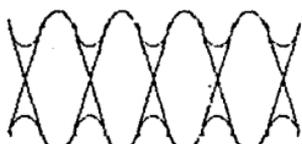
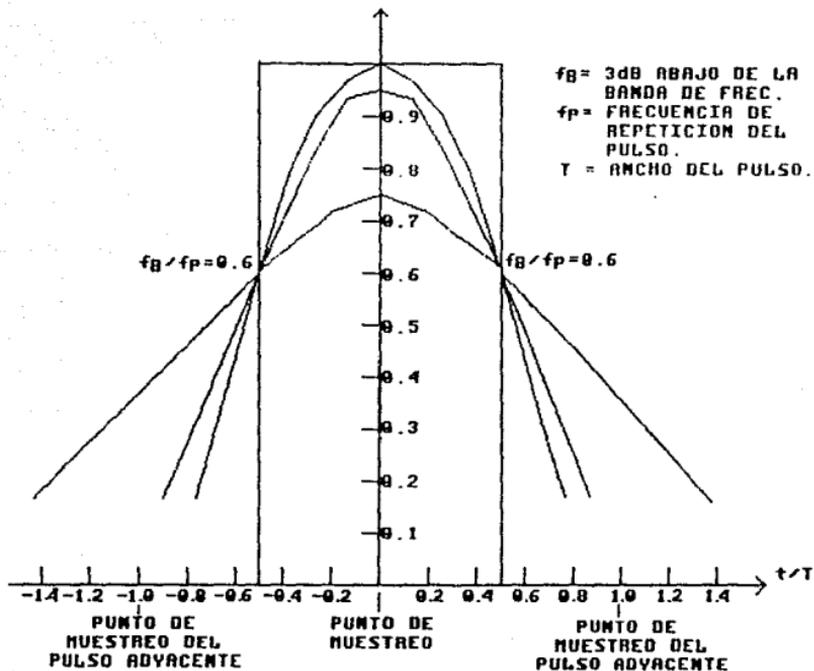
El rango de frecuencias incluido en un sistema digital es muy amplio. Por esto una portadora modulada con una señal digital también tiene un amplio rango de componentes. En la regeneración de la señal digital original ideal en el extremo de recepción, todas las componentes de frecuencia de la portadora modulada son utilizadas. Por esta razón es que se hace necesario un amplio rango de frecuencia.

Generalmente el ancho de banda de frecuencia en el trayecto de transmisión es limitado para dar la posibilidad de :

- 1) El uso efectivo de la radiofrecuencia.
- 2) Diseño y producción económica de equipo.
- 3) Evitar la interferencia con otros sistemas.

Esta limitación de banda provoca distorsión en la forma del pulso que se transmitió. Fig. II. 14.

fig. 11.14.- PATRON DE OJO.



PATRON DE OJO IDEAL



La interferencia debida a la distorsión de la forma de onda (que depende de la limitación en la banda de frecuencia de transmisión) es llamada INTERFERENCIA INTERSIMBOLO. La magnitud de esta interferencia y la degradación en el nivel puede ser observada y checada simplemente con un PATRON DE OJO o DIAGRAMA DE OJO, por combinación de todos los patrones de pulsos posibles.

11.7.- SINCRONIA.

Los sistemas de transmisión en PCM deben tener un correcto y regular muestreo de pulsos. Esta función de muestreo correcto es llamada de "SINCRONIA". La sincronia en los sistemas PCM básicamente incluye:

- 1) SINCRONIA DE BIT
- 2) SINCRONIA DE ARREGLO
- 3) SINCRONIA DE RED

Estos tres sistemas de sincronia estan estrechamente relacionados entre si.

La sincronia de bit constituye la parte más básica en un sistema de sincronia de PCM. Su estabilidad y realización afecta directamente a las sincronias de arreglo y de red. La información del bit de sincronia generalmente se incluye en las señales de entrada. Por esto la pérdida del bit de sincronia no puede ser evitada por causa de :

- 1) El ruido o la distorsión de la forma de onda que ocurre en trayecto de transmisión.
- 2) El repetidor queda fuera de sintonia, etc.

También cuando un sistema de transmisión utiliza señales en código unipolar ó NRZ, cuando un " 1 " o un " 0 " es sucesivamente

continuado en la información, el pulso de reloj se pierde. Para evitar esto son empleados varios códigos, o también son mezclados para cuidar la relación de MARCA, relación de " 1 " en el total de pulsos. Si algún bit de sincronía se pierde, la sincronía de arreglo también se pierde y con estas la sincronía de la red.

II.7.1.- BIT DE SINCRONIA.

Un ejemplo de bit de sincronía se muestra a continuación :

Aquí una persona "A" deja caer una a una varias pelotas desde una altura determinada, las cuales son atrapadas por la persona "B" una a una. "A" deja caer cada pelota a un intervalo determinado de tiempo T. Pero "B" no conoce el intervalo T, por esto llega a perder algunas pelotas cuando estas caen. Por lo mismo "B" tiene que adivinar el momento en el que caeran las pelotas, pero por supuesto pierde algunas de estas. Además hay momentos en que ninguna pelota llega y es por esto que se pierde el momento apropiado para recibirlas. Algunas pelotas son recibidas en el momento correcto, pero al perder "B" este tiempo y al no encontrar ninguna pelota en el momento en que él la busca, puede pensar que "A" no está mandando ninguna pelota. También si "A" cambia de intervalo T gradualmente, "B" no puede darse cuenta de dicho cambio de sincronía. Esto corresponde al bit (o reloj) de sincronía. Aparentemente si ninguna pelota cae en un periodo muy largo de tiempo "B" pierde su tiempo esperando atrapar alguna pelota. Por esto en los sistemas de comunicaciones por PCM varios patrones de códigos han sido aceptados y adoptados para facilitar la sincronía en el extremo receptor.

II.7.2.- SINCRONIA DE ARREGLO.

La sincronía de bits es utilizada para dar el tiempo correcto regeneración para los pulsos de PCM, y esta sincronía de arreglo es para dar el apropiado punto de regeneración de los correspondientes pulsos de PCM multiplexados, y en este caso es necesario dar a cada arreglo una cierta redundancia. Por esto en el extremo de recepción es posible demultiplexar y demodular la señal original, porque en el extremo de transmisión se insertaron bits de redundancia (PULSOS DE ARREGLO). Aquí se asume, por ejemplo, que las personas A, B, C, y D transmitirán un mensaje a las personas E, F, G, y H respectivamente a través de un simple trayecto de comunicación. Los mensajes consistirán de NORTE, SUR, ESTE y OESTE. Y las cuatro palabras corresponderán con el código de pulsos binarios para transmisión como sigue :

00 NORTE , 01 SUR , 11 ESTE , 10 OESTE

Pero porque existe un solo trayecto de transmisión para las cuatro personas, ellos tendrán que enviar sus mensajes en una forma secuencial. Entonces los mensajes podrán ser transmitidos pero los receptores no sabrán quién envió cada mensaje. Por esto los transmisores enviarán sus mensajes de acuerdo con la siguiente regla

- 1) Las palabras NORTE, SUR, ESTE y OESTE serán insertadas cada vez antes de comenzar el mensaje .
- 2) El orden en que se insertaran estas palabras es de NORTE, SUR, ESTE y OESTE.

Y esto puede ser escrito como sigue :

NORTE A B C D SUR A B C D ESTE A B C D OESTE A B C D

NORTE A B C D SUR A B C D ESTE A B C D OESTE A B C D

La información insertada precisamente antes de cada "A" corresponde a un bit de redundancia usualmente llamado "SERIAL DE SINCRONIA DE ARREGLO". Los receptores E, F, G, y H serán capaces de recibir el mensaje correcto proveniente de A, B, C, y D respectivamente por tomar un mensaje cualquiera de los 5 mensajes reconociendo la señal de sincronía de arreglo.

En los sistemas actuales en el extremo de recepción se extraen las señales de sincronía de arreglo de la serie de pulsos original.

00 XXXXXXXX 01 XXXXXXXX 11 XXXXXXXX 10 XXXXXXXX

Entonces en el extremo de recepción se asignan las señales A, B, C, y D a E, F, G, y H respectivamente y en E, F, G, y H se regeneran las palabras NORTE, SUR, ESTE y OESTE, de acuerdo a la combinación de pulsos recibida. Cuando no es correcto el arreglo en el punto de regeneración se dice que está fuera de sincronía. Las condiciones necesarias para la sincronía del arreglo son :

- 1) Estabilidad de sincronía
- 2) Recuperación inmediata de la sincronía cuando esta se pierde
- 3) Baja redundancia
- 4) Un circuito tan simplificado como sea posible

II.8.- MULTIPLEXAJE.

Como se dijo anteriormente en los sistemas de transmisión de radio, especialmente en los de microondas, tienen la gran ventaja de poder enviar muchas señales a través de un sistema común de transmisión, es decir, por un solo trayecto. El multiplexaje en los sistemas transmisión por PCM se conoce como TDM (MULTIPLEXAJE POR DIVISION DE TIEMPO), donde cada pulso de señal es multiplexado en una base de tiempo.

Distintamente a la transmisión analógica donde cada señal es colocada a diferentes frecuencias para ser transmitida por una misma línea, este proceso de multiplexaje es conocido como MULTIPLEXAJE POR DIVISION DE FRECUENCIA. Dos tipos de grupos básicos de arreglo de canales son utilizados en los sistemas de comunicación por PCM y estos son de 24 y de 30 canales. Este último es el más utilizado en todo el mundo.

| GRUPO PRIMARIO | 2o ORDEN | 3er ORDEN | 4o ORDEN | 5o ORDEN |
|----------------|----------|-----------|----------|----------|
|----------------|----------|-----------|----------|----------|

SISTEMA 30 CH

| | | | | |
|------------------|---------------|----------------|-----------|--|
| 2.048 Mb *4----- | 8.448Mb*4---- | 34.368Mb*4---- | 139.264Mb | |
| | (120 CH) | (480 CH) | (1920 CH) | |
| | *16----- | | 139.264Mb | |
| | | | (1920 CH) | |
| | *6----- | 52 Mb | | |
| | | (720 CH) | | |

SISTEMA 24 CH

| | | | | |
|------------------|---------------|----------------|----------------|-----------|
| 1.544 Mb *4----- | 6.312Mb*5---- | 32.064Mb*3---- | 97.728Mb*4---- | 397.200Mb |
| | (96 CH) | (480 CH) | (1440 CH) | (5760 CH) |
| | | *7----- | 44.736Mb*6---- | 274.176Mb |
| | | (672 CH) | (4032 CH) | |

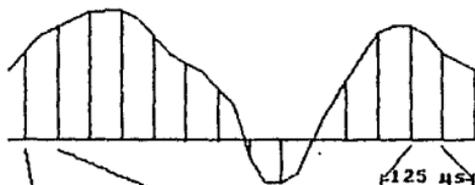
Discutiremos ahora un ejemplo de multiplexaje en un sistema de 30 canales. La entrada de la señal (por ejemplo, la voz humana) a una unidad de 30 canales es muestreada y cuantificada (codificada) en señales digitales, entonces es multiplexada en el tiempo en un tren de pulsos de de 2.048 Mb/s (GRUPO PRIMARIO). Un grupo de 2o orden de PCM es formado por multiplexar en el tiempo a cuatro grupos primarios de PCM en una base bit por bit (MULTIPLEXAJE DE BITS). La salida de un grupo de 2o orden de PCM tiene una velocidad de 8.448 Mb/s. Los siguientes grupos de ordenes superiores se forman de manera similar. El multiplexaje en un grupo primario de PCM se muestra en la figura II.15.

Aquí para obtener los pulsos de PAM , la señal de voz es muestreada a intervalos de 125 useg ($T_s = 1/2W = 1/2(4\text{KHz}) = 125\text{us}$) , también por el mismo método, son obtenidos los pulsos de los otros 29 canales, y todos son acomodados en un intervalo de 125 useg. Consecuentemente a cada pulso de PAM (muestreados de cada canal) le corresponde un ancho de pulso de 4.2 useg (125 useg/30). Estas señales de PAM son entonces codificadas en 8 bits digitales, el arreglo de la señal y la señalización de la información también son insertadas en una base de tiempo.

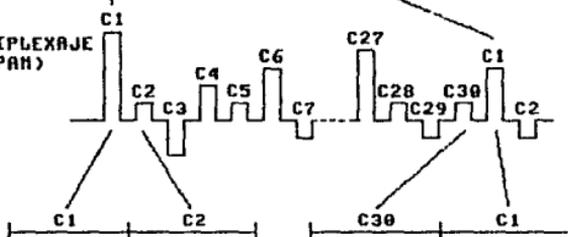
El multiplexaje de varias señales en un sistema de comunicación PCM se muestra en la figura II.16.

Aquí la señal de T.V. la señal de multiplexaje por división de frecuencia, la señal de un canal ordinario voz, la señal de PCM, etc., pueden ser tratados de forma similar como señales digitales. El multiplexaje en PCM es mucho más flexible de FDM en estos casos .

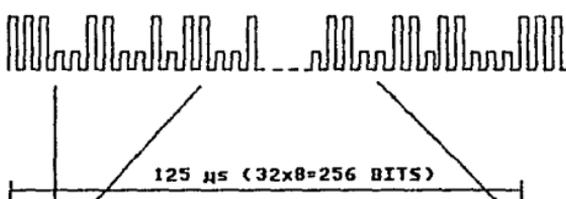
INFORMACION DEL
CANAL 1



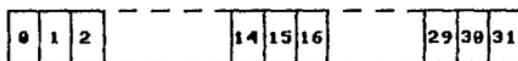
MUESTREO Y MULTIPLEXAJE
(PULSOS DE PAN)



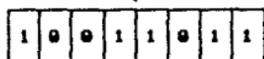
CODIFICACION
(8 BITS)



ESTRUCTURA DEL
ARREGLO



CANAL DE
SEÑALIZACION



ARREGLO DE SEÑAL

fig. II.15.- MULTIPLEXAJE POR DIVISION DE TIEMPO DE 1º ORDEN.

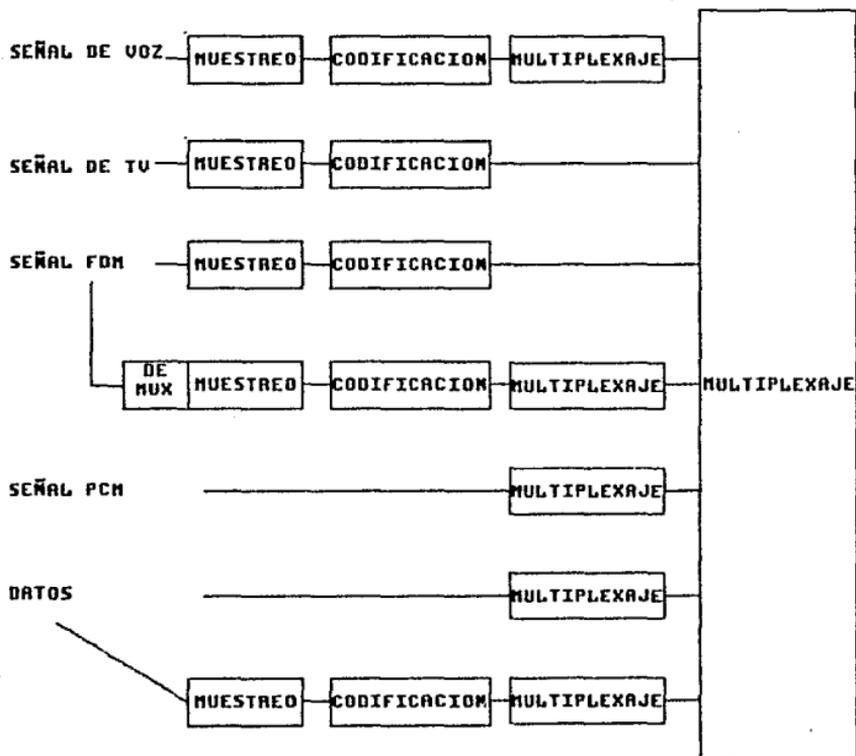


fig. 11.16.- MULTIPLEXAJE DE DIFERENTES SEÑALES.

Una forma de multiplexaje con varias formas de señal es discutido a continuación:

1) SEÑAL DE TV EN COLOR.

La frecuencia de muestreo en esta señal va de 8 a 10 MHz, dependiendo del ancho de banda ocupado por las frecuencias de banda base. Cuando la codificación con 10 bits es adoptada para este tipo de señal, el rango total de bits de la señal será de 80 a 100 Mb/s. Pero utilizando un codificador de señal de TV este rango puede ser reducido a arriba de 30 Mb/s. Por esto un canal de señal de TV y un canal de señal de audio pueden ser transmitidos a través de un multiplexor de 3er orden. (Esto es 34.368 Mb/s).

2) SEÑAL DE FDM.

La señal de un grupo (G) o de un supergrupo (SG) puede ser convertida directamente a señales digitales. La señal de un grupo (G) puede ser convertida a una gerarquia de 1er orden (2.048 Mb/s).

3) SEÑAL DE DATOS.

Existen tres tipos de interface para las señales de datos y son

1) INTERFACE A NIVEL DE VOZ.

Esta es efectiva cuando la velocidad de datos es baja y el número de canales de datos es muy pequeño.

11) INTERFACE A UN NIVEL DE 64 Kb.

En el presente esta interface puede ser muy común, donde algunos canales de datos son multiplexados en trenes de 64 Kb, y entonces son aplicados a la entrada del equipo multiplex de 1er orden.

11.1) INTERFACE PARA UN MULTIPLEX DE 1er, 2o O 3er ORDEN.

Cuando la información a transmitir consiste solo de datos o el número de canales de datos es muy grande, la salida del banco de datos es conectada directamente a la línea de transmisión.

11.9.- TASA DE BITS DE ERROR (TASA DE ERRORES)

La calidad de un sistema de radio de PCM (DIGITAL), no puede ser evaluada con la medición de la relación SEÑAL A RUIDO de un canal, por la diferencia en el tipo de multiplexaje con respecto a los sistemas de FDM (ANALÓGICOS).

Por esto la calidad de un sistema de radio por PCM es evaluada por la relación de bit de error o TASA DE ERRORES.

La TASA DE ERRORES es la relación de el número de errores a el número total de bits transmitidos.

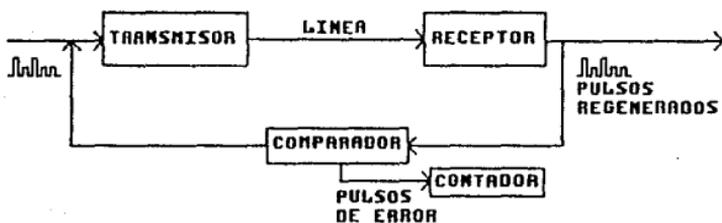
$$\text{TASA DE ERRORES} = \frac{\text{NUMERO TOTAL DE BITS DE ERROR}}{\text{NUMERO TOTAL DE BITS TRANSMITIDOS}}$$

Existen dos tipos de errores :

- 1) Pulso de " 1 " regenerado como " 0 "
- 2) Pulso de " 0 " regenerado como " 1 "

La relación de bit de error actualmente puede ser medida por la comparación de los pulsos transmitidos con los recibidos y los regenerados en una base de bit por bit.

Para el patrón de pulsos en esta medición, una señal real de pulsos aleatorios es elegida en orden de medir la TASA DE ERRORES correctamente. Un patrón de prueba llamado Pseudoaleatorio es el que se utiliza generalmente en esta medición. El patrón Pseudoaleatorio tiene las siguientes características :



MEDICION DE LA RELACION DE BITS DE ERROR



fig. 11.17.- MEDICION DEL BIT DE ERROR Y GENERADOR DE PATRON PSEUDOALEATORIO.

- 1) Este patrón puede ser generado con un alimentador de registro de entrada, y el estado n del registro de entrada puede hacer un patrón de pulsos de con un ciclo máximo de repetición de $2^n - 1$.
- 2) La probabilidad de que aparezca un uno o un cero son las mismas.
- 3) Las probabilidades de que continúe un uno o un cero en m bits es de $1/2^{m+1}$.

En adición a esta medición de la TASA DE ERROR, el patrón Pseudoaleatorio es ampliamente usado como pulso de armado, pulso de arreglo, etc., en circuitos digitales.

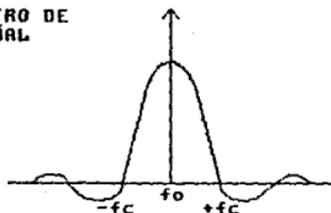
II.10.- TRANSMISION DE LA FORMA DE ONDA.

Como se ha dicho, en un sistema de transmisión analógico, cada señal de voz es multiplexada por división de frecuencia. En la transmisión de señales en FM (FRECUENCIA MODULADA) los productos de la intermodulación producen ruido donde los sistemas de transmisión no tienen características lineales. Este ruido es RUIDO DE INTERMODULACION, las principales causas de este ruido son :

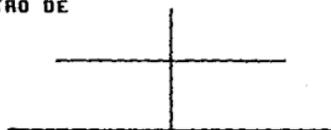
- 1) La no linealidad en amplitud de los circuitos (amplificador , modulador, demodulador).
- 2) La no linealidad en fase de los circuitos .
- 3) El eco en los sistemas aéreos.

En los sistemas de FM multiplexados por división de frecuencia todos estos factores afectan directamente la relación SEÑAL A RUIDO del sistema. El concepto de forma de onda de transmisión se utiliza solo para la transmisión de la señal de TV, y por lo mismo, las

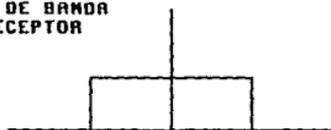
ESPECTRO DE
LA SEÑAL



ESPECTRO DE
RUIDO



ANCHO DE BANDA
DEL RECEPTOR



RELACION ENTRE ANCHO DE BANDA DE RECEPCION
Y RELACION SEÑAL A RUIDO .

fig. 11.18.-

características semejantes a la ganancia diferencial, fase diferencial (RETARDO DE GRUPO), etc., relacionadas con el tiempo pico, falla de tiempo, y la realización de disparo de la forma de onda tienen que ser considerados.

También en los sistemas digitales estas no linealidades existen, pero estas no afectan directamente la calidad del sistema. En el trayecto de transmisión digital, además, el concepto de forma de onda de transmisión es realmente necesario. La información a transmitir sobre de un trayecto de un sistema de PCM es un pulso digital (ONDA CUADRADA), donde la transición de señal de un nivel de " 1 " lógico a " 0 " lógico es instantánea. Como se habló anteriormente el espectro de frecuencia es extremadamente amplio para esta señal, y el ancho de banda es generalmente limitado por el filtro pasa banda del sistema de transmisión. La limitación de banda provoca la degradación en la amplitud de la señal y redondea los ángulos de los pulsos digitales (ondas cuadradas).

El efecto debido a la limitación de banda y a las características del sistema de transmisión puede ser observado simplemente y evaluado por el monitoreo del PATRON DE OJO. Por esto las características del sistema de transmisión son generalmente seleccionadas para dar la máxima apertura del ojo para los puntos de muestreo en condiciones dadas. Considerando puntos de muestreo los niveles de " 1 " y " 0 " .

Normalmente el receptor tiene filtros para limitar los ruidos contenidos en la señal de entrada, pero como el ancho de banda del filtro es estrecho, los ruidos se reducen más y la relación SEÑAL A RUIDO mejora. Un ancho de banda exageradamente estrecho afecta a los

componentes de la señal, por lo que se hace necesario escoger el ancho de banda óptimo. En los sistemas digitales de transmisión, el ancho de banda óptimo del receptor se cierra generalmente a la frecuencia de modulación (RELOJ).

Actualmente este ancho de banda depende de los requerimientos y condiciones de un trayecto específico de comunicación. La relación de la señal, espectros de ruido, y el ancho de banda del receptor aparece en la figura 11.18. , junto con la relación SEÑAL A RUIDO para el ancho de banda cuantitativo del receptor.

11.11.- MODULACION.

En la transmisión de una señal de PCM (DIGITAL) por un sistema de radio, una portadora tiene que ser modulada con la señal de PCM. Por esto tres parámetros como la amplitud, la frecuencia y la fase son utilizados para la modulación. La señal a la que nos referiremos para esto es un pulso digital en el cual la transición del nivel de señal es instantánea. Por lo mismo la portadora utilizada es afectada directamente en amplitud, frecuencia o fase, dependiendo del cambio en el nivel de la señal entre " 1 " y " 0 ". Cada modulación es llamada conforme a ella misma :

AM...OOK (ON-OFF KEYING) o ASK (AMPLITUD SHIFT KEYING)

FM...FSK (FRECUENCY SHIFT KEYING)

PM...PSK (PHASE SHIFT KEYING)

11.11.1.- TECNICA OOK.

La portadora de microondas $e(t)$ modulada en amplitud por los pulsos digitales representados por la señal $S(t)$ con un índice de modulación del 100 % se escribe de la siguiente manera :

$$e(t) = A S(t) \text{Cos} (\omega c t + \theta)$$

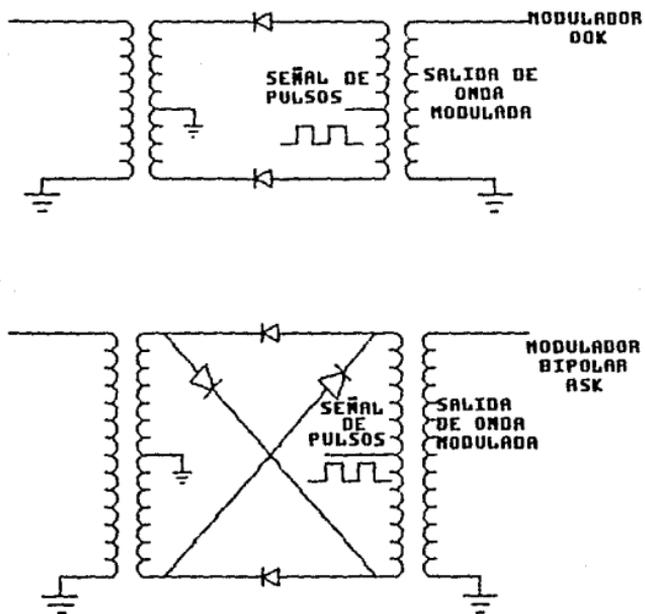


fig.11.19.-MODULADOR OOK Y MODULADOR BIPOLAR ASK.

Donde la forma de onda de pulsos digitales de entrada es unipolar, y es representada como :

$$S(t) = 1 \text{ o } " 1 " \\ 0 \text{ o } " 0 "$$

Por esto la señal resultante de la portadora modulada es de :

$$e(t) = A \text{ Cos } (Wct + \theta) \text{ o } " 1 " \\ = 0 \text{ o } " 0 "$$

Este método de modulación es llamado llaveado de encendido - apagado o ASK unipolar (llaveado por cambio de amplitud). Por lo que cuando la forma de onda de entrada consiste de pulsos bipolares digitales, $S(t)$ y $e(t)$ son representados por :

$$S(t) = \pm 1 \\ e(t) = \pm A \text{ Cos } (Wct + \theta)$$

Este método de modulación es llamado ASK bipolar. Este llaveo de encendido y apagado es de una configuración de circuito muy simple, pero es muy poco usado en sistemas de microondas por radio donde la señal recibida tiene fluctuaciones debidas al desvanecimiento. El ASK bipolar es en principio igual al PSK de dos fases descrito en una sección precedente, donde la operación es estable observando el nivel de recepción. En la figura II.19 se muestran algunos ejemplos de los circuitos de moduladores OOK y ASK.

II.11.2.- TECNICA FSK.

La onda portadora $e(t)$ modulada en frecuencia con la señal de entrada $S(t)$ es presentada como sigue :

$$e(t) = A \text{ Cos } \{ Wct + \theta + Wd \int_0^t S(t) dt \}$$

Donde Wd es la desviación de frecuencia.

Si suponemos que la señal $S(t)$ es un pulso bipolar, el cual toma niveles de ± 1 , entonces $e(t)$ será :

$$e(t) = A \cos [(W_c \pm W_d) t + \theta]$$

Esta portadora modulada puede ser obtenida por la conmutación de dos salidas de osciladores, cuyas frecuencias de salida sean $W_c + W_d$ y $W_c - W_d$, esta conmutación se realizará de acuerdo con los niveles de las señales binarias " 1 " y " 0 ".

Al sistema FSK no le afectan las variaciones en los niveles de la señal recibida y la degradación debida a la no linealidad es despreciablemente pequeña. Existe una técnica especial llamada " LLAVEO DE CAMBIO DE FRECUENCIA CON FASE CONTINUA " (CPFSK), donde las fases de los dos osciladores son aseguradas para dar una fase continua de símbolo a símbolo de una señal binaria, dando la posibilidad de una gran limitación del ancho de banda y la utilización de un amplificador no lineal. Esta técnica fue estudiada para ser utilizada en los sistemas de comunicación por vía satélite puesto que los amplificadores que utilizan los satélites no son lineales. La técnica FSK es utilizada para la transmisión de un canal de servicio en los sistemas de transmisión que utilizan la técnica PSK.

II.11.3.- TECNICA PSK.

Una onda modulada en fase $e(t)$, donde la fase es representada en $\theta(t)$, es representada como sigue :

$$e(t) = A \cos [(W_c t + \theta(t))]$$

Aquí la forma más sencilla de modular es por dos fases en PSK, en la que la entrada de fase es solo de 0 o π como se muestra a

continuación :

$$e(t) = \pm A \cos(\omega t + \theta)$$

En el sistema PSK de dos fases, el " 1 " y el " 0 " lógico de la señal binaria corresponden a " 0 " y a " π " en fase. Generalmente en la modulación por PSK, " n " pulsos binarios pueden ser transmitidos al mismo tiempo por la aplicación de $2\pi/m$ fases, (donde $m = 2^n$ niveles) para la cuantificación de entrada de fase. Aquí la entrada de fase θ puede ser representada por :

$$\theta(t) = 2\pi/m * XR$$

Donde XR = 0, 1, 2, 3, ..., m-1.

Cuando " m " es igual a 4 y 8 estas formas de modulación son llamadas modulación en PSK de 4 fases y de 8 fases.

En esta técnica dos y tres pulsos binarios diferentes pueden ser transmitidos al mismo tiempo, porque la información que va a ser transmitida se encuentra incluida en la fase, un sistema PSK no es afectado por las fluctuaciones en el nivel de la señal de recepción.

También la TASA DE ERRORES en los sistemas que utilizan la modulación por PSK es excelente, cuando se compara con otros. Por esto el sistema PSK es ampliamente usado y aceptado en los sistemas de línea de vista digitales. En los sistemas de modulación por PSK, las 4 fases y las 8 fases son utilizadas dependiendo de la capacidad y de la complejidad del equipo utilizado. Dos tipos típicos de moduladores de 4 fases son los moduladores de anillo y de longitud de pulso. El segundo es el más utilizado para la modulación de una portadora de microondas directamente por pulsos binarios, figura 11.21.

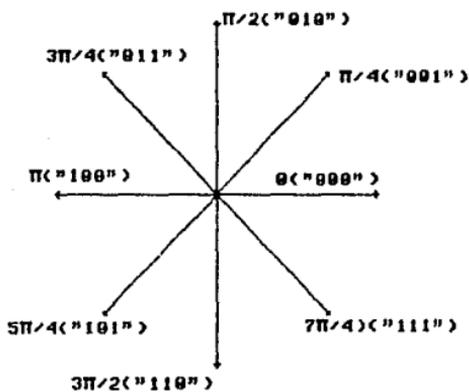
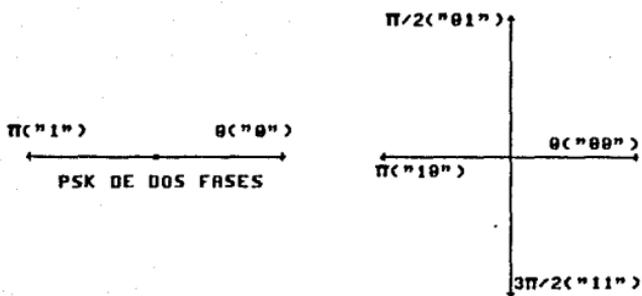
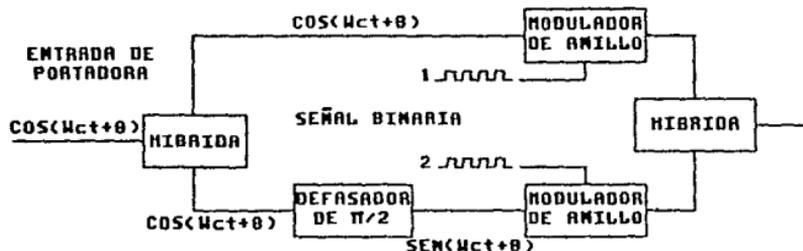
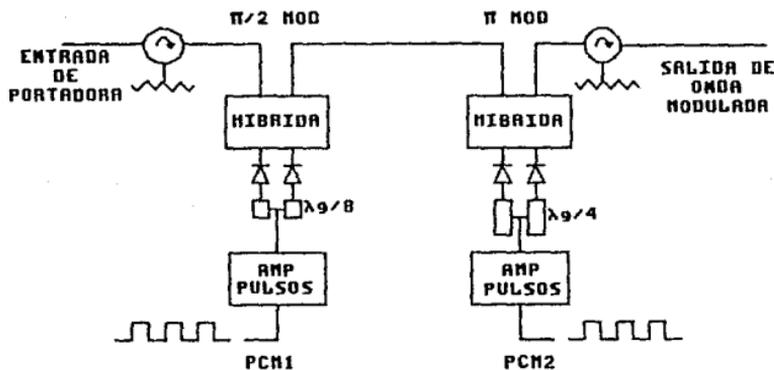


DIAGRAMA DE VECTORES DE MODULACION PSK .
fig. II.20.-

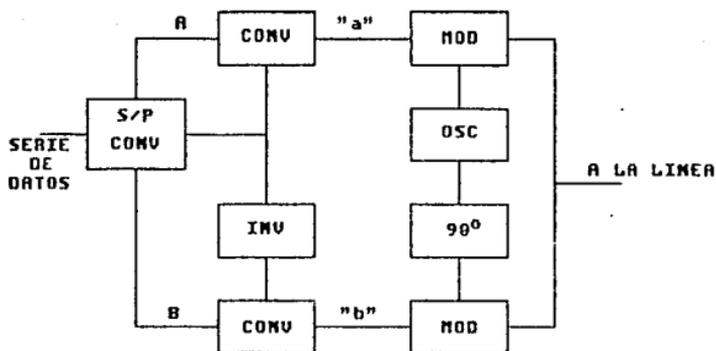


MODULADOR DE ANILLO

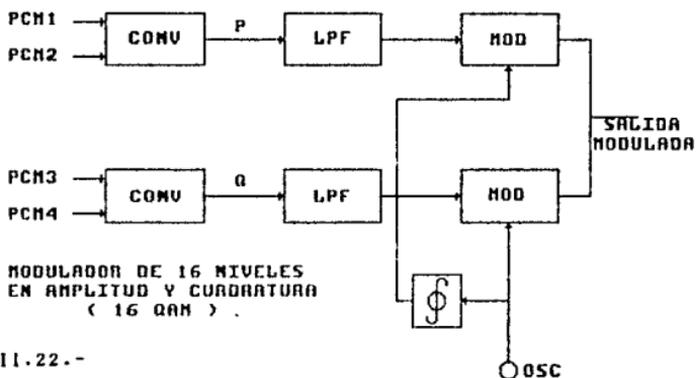


MODULADOR DE LONGITUD DE PULSOS

fig. 11.21.- MODULADOR DE ANILLO Y MODULADOR DE LONGITUD DE PULSOS.



MODULADOR PSK DE OCHO FASES .



MODULADOR DE 16 NIVELES
EN AMPLITUD Y CUADRATURA
(16 QAM) .

fig. 11.22.-

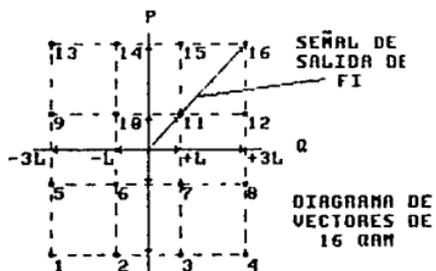


DIAGRAMA DE
VECTORES DE
16 QAM

Recientemente una técnica más avanzada de concentración de modulación, llamada 16 QAM (16 niveles de modulación y cuadratura) ha surgido y es aplicado en sistemas de alta capacidad digital, ya que este tipo de modulación puede manejar velocidades de transmisión de 140 Mb/s.

II.11.4.- CONVERSION DIFERENCIAL.

Para demodular una señal de PSK, la fase que muestra la onda portadora será comparada con una portadora de fase sincronizada con la portadora de transmisión. Pero actualmente regenerar la portadora de transmisión idéntica en el extremo de recepción es imposible, por esto, la modulación diferencial de PSK es normalmente utilizada. En esta, la información transmitida es incluida en la diferencia de fase de símbolo a símbolo de la señal binaria y no de la fase por ella misma.

II.11.5.- COMPARACION DE LAS TECNICAS DE MODULACION.

Para la selección de un tipo de modulación es importante el observar y comparar las ventajas de cada una de las técnicas de modulación. Las tres técnicas de modulación a comparar aquí son las de OOK, FSK, y PSK, las cuales se comparan por la relación señal a ruido (o portadora a ruido C/N), para dar el mismo valor de la relación de TASA DE ERRORES.

En la técnica de OOK, la onda portadora es encendida o apagada de acuerdo con la señal digital de entrada de banda base. Por esto la probabilidad de que encienda o de que se apague es la misma, la diferencia entre el pico de la portadora y el promedio de las potencias de las portadoras es de 3 dB, y esta diferencia se refleja en en la TASA DE ERRORES.

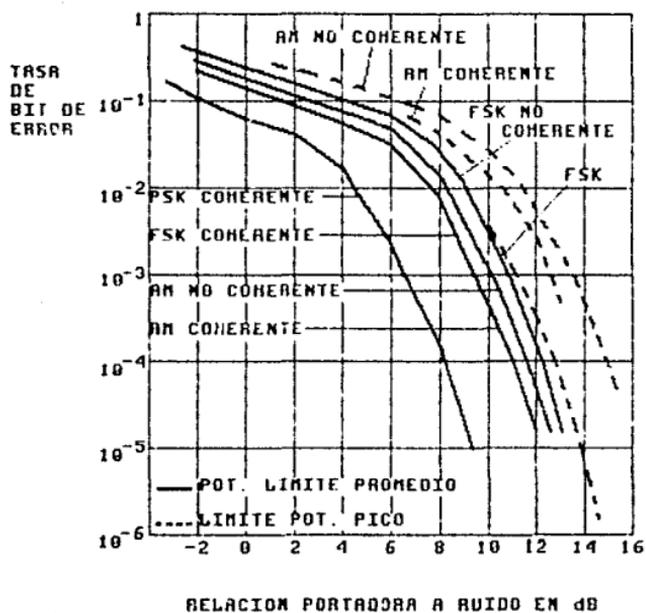


fig. II.23.- RANGO DE BITS DE ERROR
CONTRA RELACION PORTADORA A
RUIDO. BIT ERROR RATE/(C/M)

Existen tres tipos de técnicas de FSK, que son la no coherente, la FSK normal, y la FSK coherente. En la primera y en la tercera un filtro pasa banda y un detector de portadora son utilizados, y en la segunda se usa solo un discriminador de frecuencia convencional.

Como se observa en la figura 11.23, la TASA DE ERRORES es mucho mejor en la técnica FSK que en cualquier otra de las técnicas probadas. Por esto el sistema FSK es utilizado ampliamente en todo el mundo en los sistemas digitales de radio.

11.12.- DEMODULACION.

Aquí se discute la demodulación de portadoras moduladas con señales digitales.

En la demodulación de señales moduladas con las técnicas de OOK se requiere de un detector de envolvente y para la técnica de FSK un discriminador de frecuencia, ambos dispositivos son comúnmente utilizados en los sistemas de FEM (ANALÓGICOS).

A continuación se describe la demodulación de una señal modulada en FSK :

Dos formas típicas de la demodulación de las señales de FSK son la de DETECCIÓN DE RETARDO (o no coherente) y la DETECCIÓN DE SINCRONIA (o coherente), que son explicadas a continuación :

11.12.1.- DETECCIÓN DE RETARDO (NO COHERENTE)

En esta técnica la señal es demodulada por la comparación de la señal portadora recibida con ella misma retrasada un bit. Un ejemplo de la detección por retardo en un sistema de FSK de 2 fases se muestra en la figura 11.24.

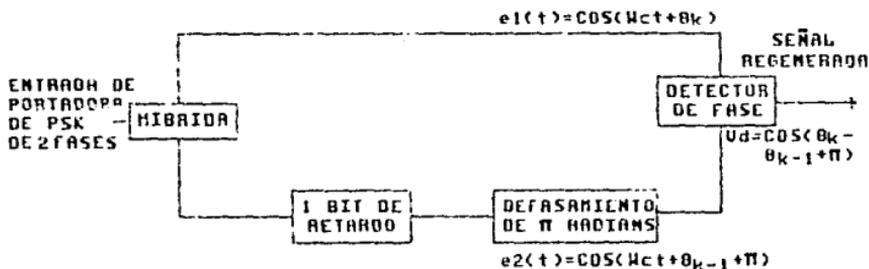


FIG. 11.24. DETECCIÓN DE RETARDO NO COHERENTE.

AQUÍ, la portadora se divide a la entrada en dos rutas, una que es aplicada directamente al detector de fase, y otra que es retrasada un bit y adelantada en fase en π radians, y entonces es aplicada al detector de fase. Las dos señales aplicadas al detector de fase son:

$$e_1(t) = \cos(\omega_c t + \theta_k)$$

$$e_2(t) = \cos(\omega_c t + \theta_{k-1} + \pi)$$

Donde:

ω_c = Es la velocidad angular de la portadora.

θ_k = Fase de la k -ésima espiga de tiempo.

θ_{k-1} = Fase de la $(k-1)$ -ésima espiga de tiempo.

En el detector de fase ambas señales son multiplicadas, entonces:

$$e_1(t) \cdot e_2(t) = 1/2 \{ \cos(2\omega_c t + \theta_k + \theta_{k-1} + \pi) + \underbrace{\cos(\theta_k - \theta_{k-1} - \pi)}_{\text{componente de CD de la señal.}}$$

La componente de CD indicada en la fórmula se refiere a la

señal detectada. Por esto la señal detectada es expresada como V_d .

$$2 V_d = \cos (\theta_k - \theta_{k-1} - \phi_1)$$

La diferencia de fases queda expresada por $\theta_k - \theta_{k-1}$.

En el sistema PSK de 2 fases, la diferencia de fases queda como sigue :

$\Delta\theta_k = \pi$ o 0 , por esto, cuando $\Delta\theta_k$ es π :

$$2V_d = \cos (\pi - \phi_1) = \cos(0) = 1$$

cuando $\Delta\theta_k$ es 0 :

$$2V_d = \cos (0 - \phi_1) = \cos(-\pi) = -1$$

Las salidas detectadas de $+1$ y -1 corresponden a las diferencias de fase entre las espigas de tiempo. En este tipo de detección un proceso inverso ha sido detectado para la realización de la conversión diferencial.

Como se discutió anteriormente la detección de retardo no es necesaria para la regeneración de una portadora de referencia, así como ningún circuito para la conversión diferencial en el extremo de recepción. Por esto el circuito es simple, pero la TASA DE ERRORES en esta detección es peor que la de la detección en sincronía, porque los ruidos de las portadoras comparadas son superpuestos en la señal de salida. Y este sistema de detección es sensible al deterioro de las características de los sistemas de transmisión.

11.12.2.- DETECCIÓN EN SINCRONIA. (COHERENTE)

En esta forma de detección la diferencia de fases es detectada con una portadora de referencia, cuya frecuencia es sincronizada con la portadora de recepción. En la técnica diferencial de PSK, la fase de la portadora de referencia necesita ser sincronizada con una de " m " fases (de un sistema PSK de m fases). Un proceso inverso a

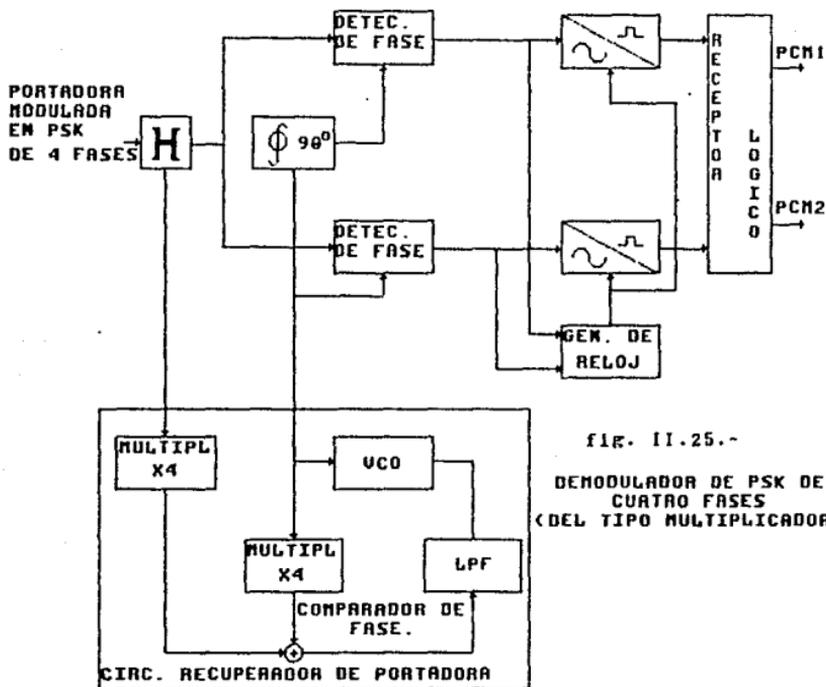


FIG. II.25.-
 DEMODULADOR DE PSK DE
 CUATRO FASES
 (DEL TIPO MULTIPLICADOR)

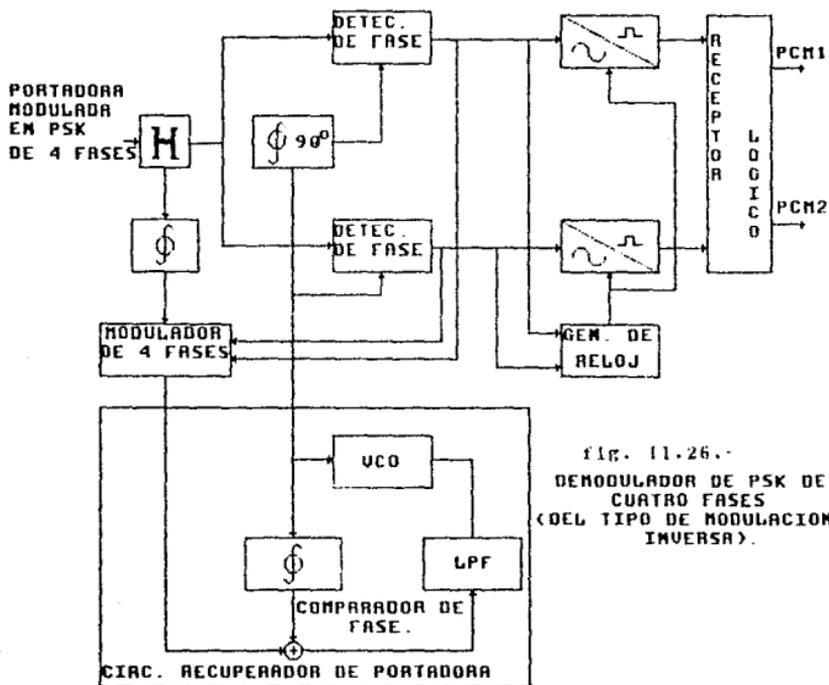


fig. 11.26.-
 DEMODULADOR DE PSK DE CUATRO FASES
 (DEL TIPO DE MODULACION INVERSA).

PORTADORA
MODULADA
EM PSK
DE 4 FASES

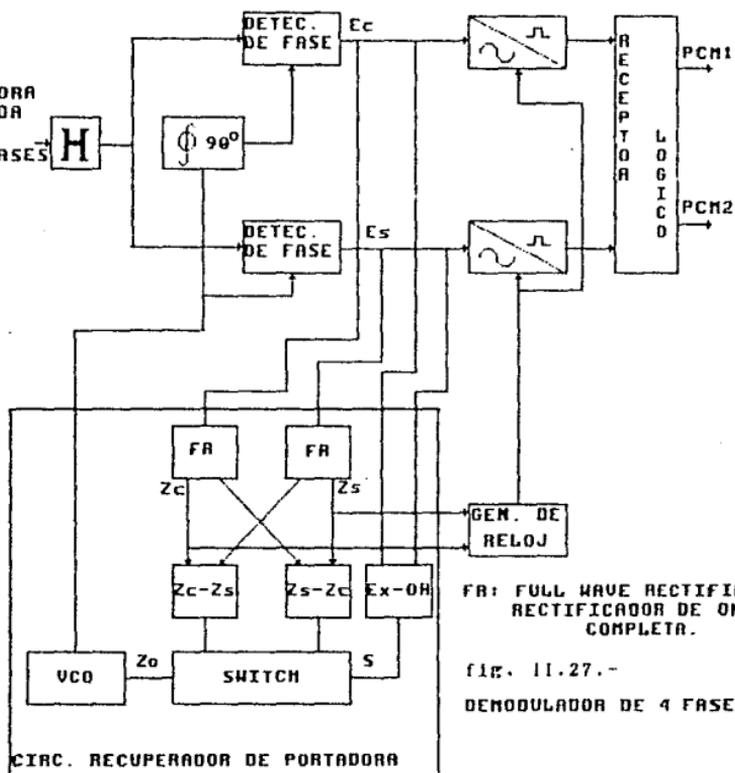
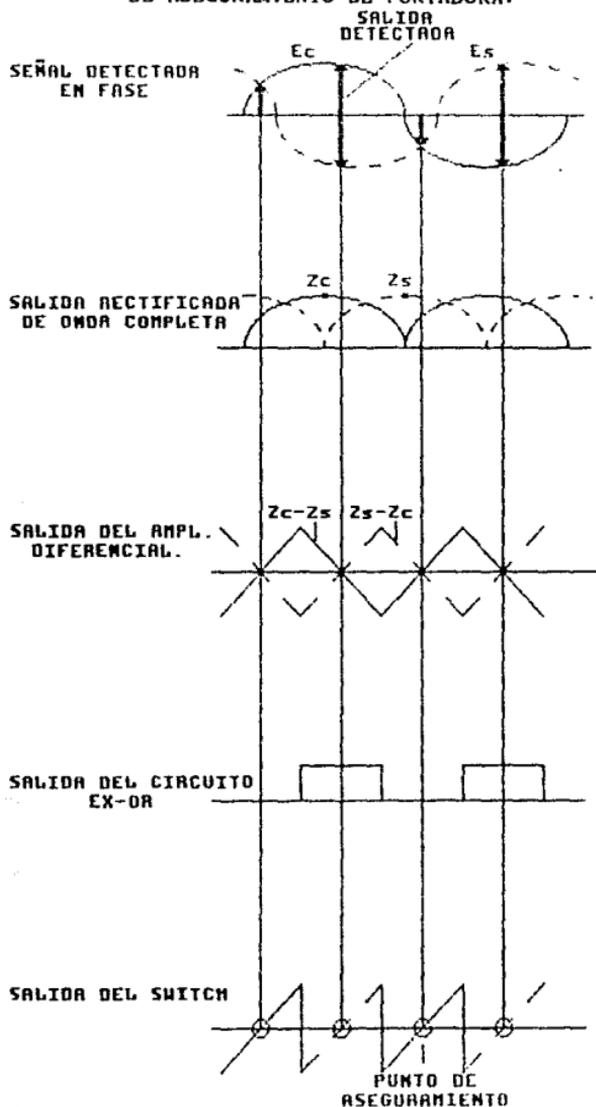


fig. 11.28.- DEMODULADOR DEL TIPO PLL EN BANDA BASE CON PROCESO DE ASEGURAMIENTO DE PORTADORA.



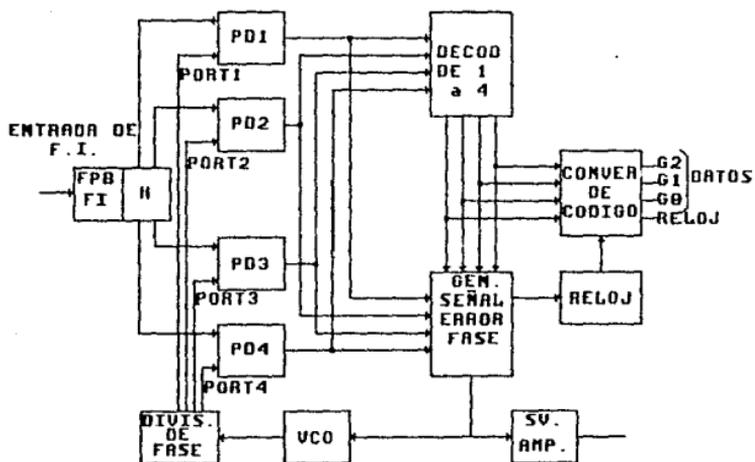


fig. 11.29.-
 DEMODULADOR PSK DE OCHO FASES

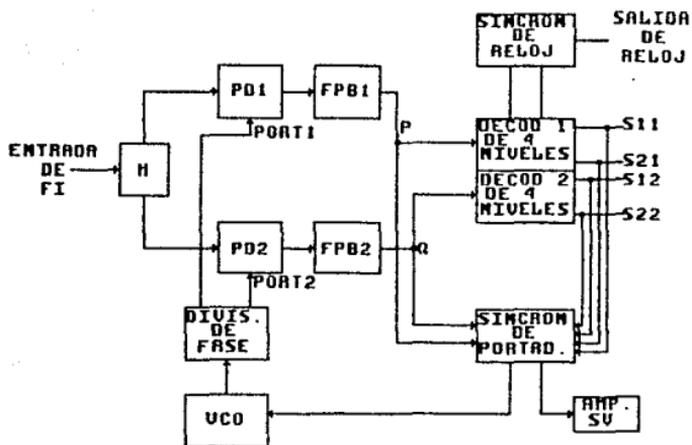


fig. 11.30.-
 DEMODULADOR DE 16 NIVELES EN AMPLITUD Y
 CUADRATURA (16 QAM) .

ESTA TESIS NO DEBE
 SALIR DE LA BIBLIOTECA

la conversión diferencial es utilizado para regenerar la señal binaria correctamente.

La configuración de los circuitos para la detección en sincronía son complejos, porque esta requiere de un circuito de regeneración de portadora para la demodulación. Además el uso de la portadora de referencia con el ruido eliminado, hace posible una operación más estable de los circuitos de detección por retardo. Y este tipo de circuito es insensible a la distorsión de la forma de onda que ocurre durante el trayecto de transmisión.

II.12.3.- CONVERSION DIFERENCIAL.

En el sistema de PSK, la portadora es modulada en fase con la señal binaria de entrada. Y como discutimos previamente, un detector de sincronía requiere de una portadora local de referencia, sincronizada con la portadora modulada, que llegue a demodular la señal correctamente.

En el receptor, la fase de la portadora generada en el transmisor debe de ser conocida. Pero para transmitir la información en fase absoluta desde el lado de transmisión es actualmente imposible.

Por esto un sistema diferencial de PSK es adoptado. Aquí la información transmitida es incluida en la diferencia de fase entre las espigas y no en la fase misma. Por ejemplo, en un sistema de PSK de 2 fases el sistema de conversión diferencial puede ser demostrado por :

- 1) Comparando la señal binaria de dos espigas de tiempo (" 1 " o " 0 "), entonces :

- 1) Cuando ambas señales tienen el mismo nivel (" 11 " o " 00 ") la salida es " 0 " .
- 11) Cuando las dos salidas no son iguales (" 10 " o " 01 ") la salida es " 1 " .

Por esto suponemos los trenes de señal antes y después de la conversión diferencial como X_1 y Y_1 , la relación entre X_1 y Y_1 será:

$$Y_1 - Y_{1-1} = X_1$$

$$Y_1 = X_1 + Y_{1-1} = X_1 + X_{1-1} + Y_{1-2} = \dots = X_1$$

Es por este medio que las señales binarias son todas sumadas para obtener la señal de salida Y_1 . En el sistema PSK de dos fases esta suma se realiza de acuerdo al sistema binario. Y en el sistema PSK de 4 fases se realiza conforme a la indicación cuaternaria.

11.13.- CONFIGURACION DEL SISTEMA DE PCM.

A continuación se discute la configuración de un sistema de transmisión PCM (DIGITAL).

11.13.1.- CONFIGURACION GENERAL.

En la figura 11.31 se muestra una configuración general basada en las gerarquias de equipo multiplex de grupos de 30 canales.

Los dos equipos que hacen posible la existencia de este sistema son el equipo multiplex y el equipo de radio. El equipo de multiplex consta de 4 tipos, el equipo de primer orden o primario de 30 canales (2.048 Mb/s), el equipo de segundo orden de 120 canales (8.448 Mb/s), el equipo de tercer orden de 480 canales (34.368 Mb/s), y el equipo de cuarto orden de 1920 canales (139.264 Mb/s).

Los cuales son adoptados en base a la cantidad de canales de transmisión requeridos por el sistema. En este tipo de configuración, cuando la central telefónica es del tipo digital, los equipos

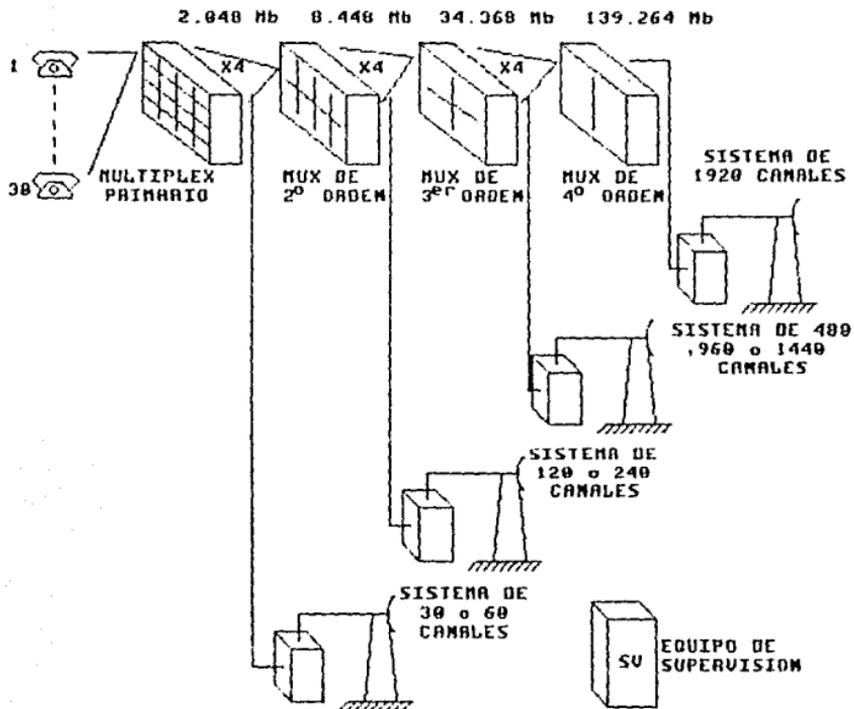


fig. II.31.- CONFIGURACION GENERAL DE UN SISTEMA DE MICROONDAS DIGITAL.

multiplexores de 1er y 2o orden pueden ser eliminados, porque aquí, la central telefónica digital es interconectada directamente con los multiplexores de alto orden.

El equipo de radio consiste de transmisores y receptores, equipo aéreo, y equipo de supervisión. Dos tipos de equipos de equipos de transmisión y recepción son utilizados, con protección y sin protección. El sistema de radio con protección es el que se adopta generalmente. En este caso un interruptor automático es insertado entre los canales normal y reserva. En el equipo transmisor y receptor, se tiene que una misma antena puede ser utilizada para transmitir y recibir las señales, esto es posible por la utilización de un circuito " BRANCHING " (o trozador de frecuencia que consiste de filtros pasa banda entonables).

El equipo aéreo consiste de una antena parabólica, cables de conexión o guía de onda y equipo de presurización. el equipo de presurización se encarga de que en el interior de las líneas de transmisión se encuentre siempre el aire seco y por lo mismo elimina en gran parte la pérdida de la guía de onda o del cable. El equipo de supervisión, realiza el monitoreo remoto, cuenta con un canal de servicio o línea de órdenes y algunas veces cuenta con funciones de control remoto. En la figura 11.32. se muestra un ejemplo típico de supervisión remota y la conexión del canal de servicio.

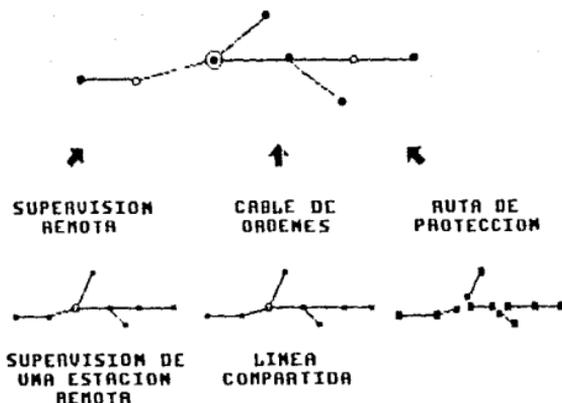


fig. 11.32. SISTEMA DE SUPERVISION.

11.13.2.- CONFIGURACION TIPICA DE CADA ESTACION.

Tres tipos diferentes de estación serán consideradas, son la estación terminal, la estación repetidora con inserción y extracción de canales y la estación de solo repetición. A continuación discutiremos la configuración de cada una de las estaciones mencionadas.

11.13.2.1.- ESTACION TERMINAL.

En la figura 11.33. se muestra un sistema de 480 canales de configuración N+1 (donde N canales trabajan + 1 canal de protección), en un sistema de gerarquías de 30 canales. El equipo de control de conmutación (SW CONT), controla la conmutación automática entre las rutas normal y reserva. En un sistema 1+1 no se requiere de equipo de conmutación, porque en este tipo de sistemas la conmutación ocurre solo en la terminal de recepción.

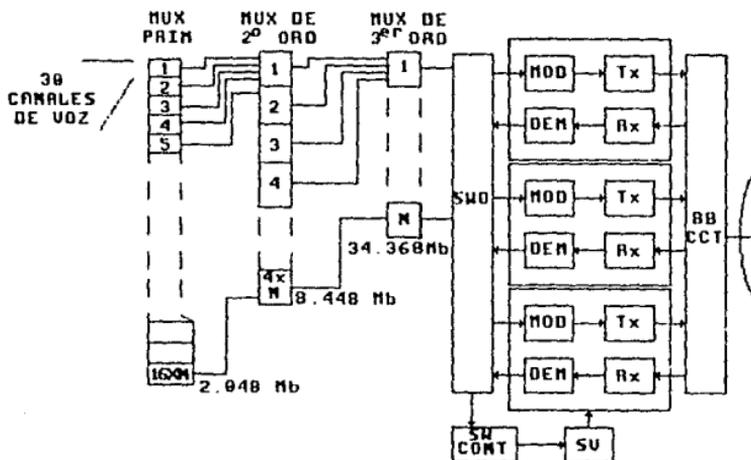
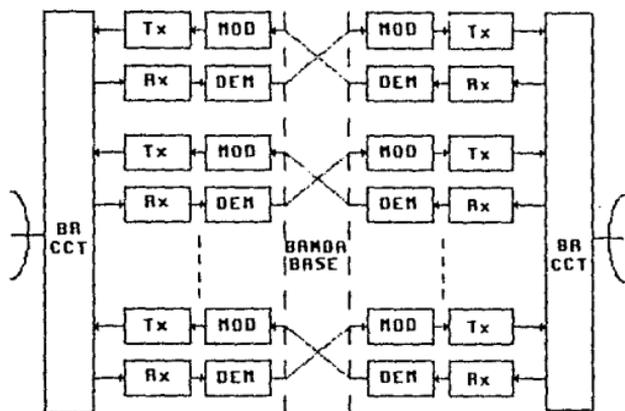


fig. 11.33. ESTACION TERMINAL

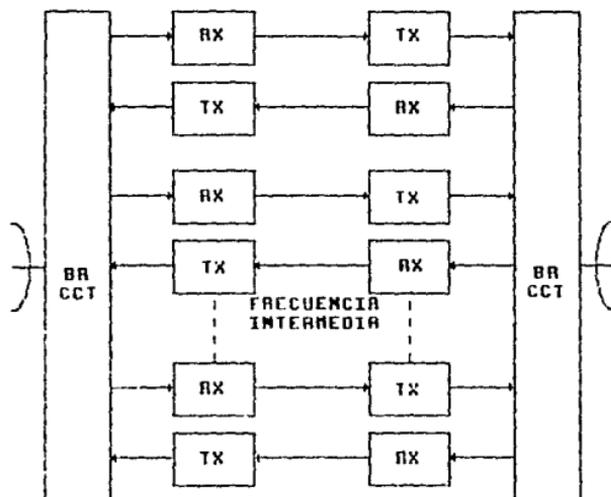
11.13.2.2.- ESTACION REPETIDORA.

Existen dos tipos de estaciones repetidoras, que son las repetidoras de banda base (que cuentan con equipo modulador y demodulador) y la repetidora de tipo heterodina o de FI (que no cuenta con equipos MODEM). En ambos casos ninguna conmutación se realiza en la estación.

Como se dijo previamente, en un sistema de comunicación digital , los ruidos que se producen en el sistema pueden ser eliminados por la demodulación de la señal, por este motivo, realizar la repetición en una estación de banda base es mejor que en una estación del tipo heterodino. Pero en un sistema donde el número de estaciones repetidoras es muy grande y la degradación de la señal causada por



REPETIDOR A NIVEL DE BANDA BASE



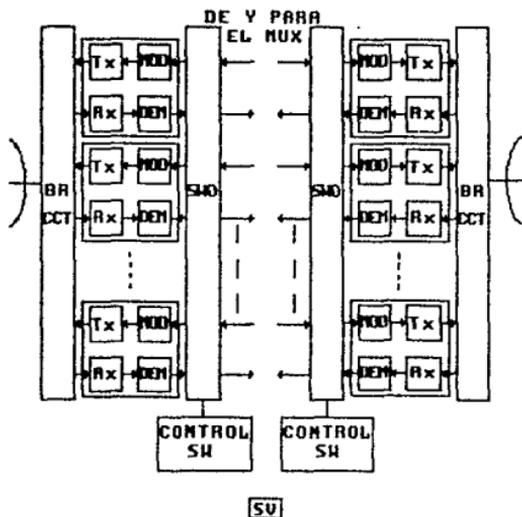
REPETIDOR TIPO HETERODIMO

FIG. 11.34.- ESTACIONES REPETIDORAS.

el repetidor heterodino es aceptable, el repetidor heterodino es adaptado. En la figura 11.34, se muestra la configuración de los dos tipos de estaciones de solo repetición aquí tratadas.

11.33.2.3.- ESTACION REPETIDORA DE INSERCIÓN Y EXTRACCIÓN.

En la figura 11.35, se muestra la configuración de una estación repetidora de inserción y extracción. Este tipo de radio es instalado espalda con espalda en una estación terminal.



ESTACION REPETIDORA DE EXTRACCIÓN E
INSERCIÓN .

fig. 11.35

II.14.- CONMUTACION A RUTA DE PROTECCION.

Para cuidar la confiabilidad de un sistema grande de transmisión se utiliza un canal de protección en el sistema de radio. Aquí se discute el método de conmutación a el canal de protección. El método de conmutación se divide en dos, en un sistema 1+1 y en un sistema N+1.

II.14.1.- SISTEMA DE PROTECCION DE 1+1.

(1 TRABAJA + 1 DE PROTECCION)

En esta configuración el método de trayecto doble es generalmente adoptado. Aquí la información es transmitida por ambas rutas (NORMAL Y RESERVA) y el conmutador (para seleccionar la ruta) se instala solo en la terminal de recepción. Casi siempre son utilizadas dos frecuencias de radio.

Algunas veces la protección en caliente (HOT STAND-BY) es utilizada. Aquí solo la salida de un transmisor es radiada. Por esto solo una frecuencia de radio es utilizada.

II.14.2.- SISTEMA DE PROTECCION N+1

En un sistema de protección de N+1, los extremos de transmisión y de recepción son conmutados cuando la ruta normal falla. En la ruta de protección una señal de prueba es transmitida para probar la condición de operación de la ruta de protección. Cuando el equipo normal falla, esta falla es detectada por el receptor de la ruta correspondiente, y este env.a una señal para que en el extremo de transmisión se conmute a la ruta de protección, después de que esta conmutación se ha realizado, entonces se conmuta en el extremo de recepción a la ruta de protección, con lo que la ruta con falla ha sido conmutada completamente sobre la ruta de protección.

METODO DE TRAYECTOS GEMELOS

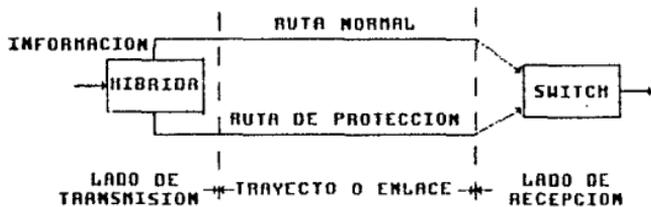
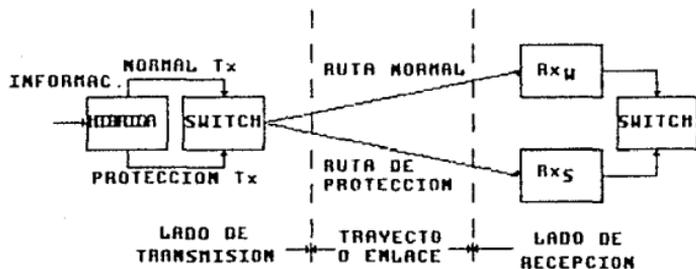


fig. 11.36.- PROTECCION POR TRAYECTOS GEMELOS.



METODO HOT STAND-BY

fig. 11.37.- PROTECCION HOT STAND-BY.

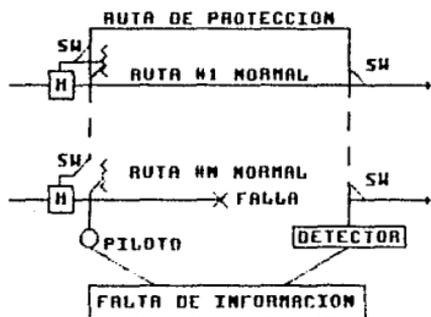
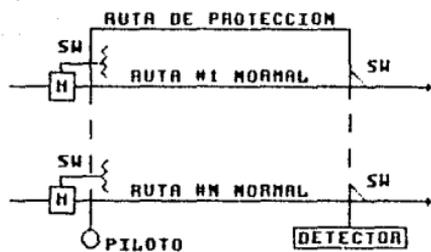


Fig. II.38.-

METODO DE CONMUTACION DE UN SISTEMA N+1.

CAPITULO III
BASES TEORICAS Y
PRACTICAS PARA EL
DESARROLLO DEL
PROYECTO

CAPITULO III

BASES TEORICAS Y PRACTICAS PARA EL DESARROLLO DEL PROYECTO.

Para la realización del proyecto se debe de poner especial atención en el cálculo de propagación del sistema, ya que de este depende que la señal llegue de un extremo a otro con la mayor fidelidad posible.

III.1.- INFLUENCIA DEL TERRENO Y LAS OBSTRUCCIONES.

El haz de microondas es influenciado por el terreno existente entre las estaciones y por los obstáculos que se presentan en la trayectoria de este. Al viajar el haz a través de la atmósfera es común que este adquiera una curva que tiende hacia abajo en el plano vertical, esta refracción vertical se debe a la variación con respecto a la altura de la constante dieléctrica de la atmósfera, por lo que el radio del horizonte de operación se extiende. La cantidad de esta refracción varía con respecto al tiempo, debido a los cambios de temperatura, presión y humedad relativa, porque estas variables controlan la constante dieléctrica de la atmósfera.

En el punto en que el haz roza a un obstáculo, el haz es difractado. Esto es, donde una pequeña área de sombra es redirigida en un estrecho haz que disminuye rápidamente en la proximidad de la punta de la sombra.

El principal punto a analizar aquí, es cuando el haz pasa exactamente por la punta de un obstáculo, lo que da una pérdida de energía grande en un lugar muy retirado de la antena. Esta pérdida puede ir de 6 a 20 decibeles, dependiendo de la superficie sobre la

que ocurra la difracción. Esto se muestra experimentalmente con una difracción producida por un obstáculo punta de alfiler, que producirá una pérdida de 6 decibeles. Una superficie suave (o esférica), casi plana como un terreno grande o agua, que siguen el contorno de la tierra, producirá una pérdida máxima al ocurrir el roce. La mayoría de los obstáculos encontrados en los trayectos producirán unas pérdidas que se encontrarán entre los límites de explicados anteriormente. Los árboles tienden a producir una pérdida cercana a los 6 decibeles. Para minimizar las pérdidas por difracción los sistemas de microondas por línea de vista son planeados para evitar lo más posible el roce con los obstáculos, buscando que exista siempre libramiento aun en las condiciones más adversas. La mayoría de los objetos que atraviesen la línea de vista tenderán a bloquear el haz, causando pérdidas en la señal que viaja hacia el receptor. Algunos árboles de hojas caducas pueden causar una pérdida relativamente pequeña en invierno, pero pueden bloquear totalmente el trayecto en verano cuando estos árboles tengan todo su follaje. En todos los casos los árboles deben de considerarse como obstáculos cuando aparecen en la trayectoria, esto para calcular que el haz deba tener el libramiento mínimo sobre los árboles.

Un concepto muy importante en el análisis de los efectos de la propagación de microondas, particularmente estos de difracción, reflexión, refracción y los efectos de el terreno y las obstrucciones es el de la ZONA DE FRESNEL. El radio de la primera zona de Fresnel es una unidad la cual es utilizada para medir ciertas distancias (particularmente libramientos de trayectorias de radioenlaces), en términos de sus efectos para la frecuencia en

cuestión. La segunda y las siguientes zonas de Fresnel tienen una gran importancia en ciertas condiciones, como las que se presentan en trayectorias altamente reflectivas.

Las zonas de Fresnel son una serie de elipsoides concéntricos a lo largo de la trayectoria. El corte transversal de las zonas de Fresnel para cualquier punto de la trayectoria es una serie de círculos concéntricos rodeando completamente la trayectoria, esto último es importante para utilizarlo en el criterio de libramiento expresado en zonas de Fresnel.

III.2.- RADIO DE LAS ZONAS DE FRESNEL.

El radio de las zonas de Fresnel puede ser calculado con la siguiente fórmula :

$$F_n = 17.3 * \text{SQR} (n * d_1 * d_2 / [F * D]) \quad [m].$$

Donde :

n = Número de la zona de Fresnel (1, 2, 3, ...).

d1 = Distancia de la primera estación al punto crítico en [Km].

d2 = Distancia de la segunda estación al punto crítico en [Km].

F = Frecuencia de operación del enlace en [GHz].

D = Distancia total del enlace en [Km].

F_n = Radio de la zona n de Fresnel en [m].

SQR = Símbolo de la raíz cuadrada en lenguaje BASIC.

III.3.- ATENUACION EN EL ESPACIO LIBRE.

Aunque en la atmósfera y el terreno en los que viaja el haz de radio se tienen efectos sobre la potencia de la señal, en la atenuación de una trayectoria de un radioenlace, se tiene para la frecuencia y la distancia dadas una atenuación característica. Esta pérdida se incrementa cuando aumenta la distancia o la frecuencia o

ambas, esto se conoce como PERDIDA EN EL ESPACIO LIBRE o ATENUACION DEL ESPACIO LIBRE.

La pérdida en el espacio libre es definida como la pérdida que se obtendrá entre dos antenas isotrópicas en el espacio libre, donde no hay influencias de tierras u obstrucciones, en otras palabras, donde las obstrucciones, la refracción, la difracción y la absorción no existen. Una antena isotrópica es definida como la que radia energía uniformemente en todas direcciones. Aunque dicha antena es físicamente irrealizable, esta nos provee de un punto adecuado de referencia para realizar cálculos. La energía de radio se pierde principalmente por la dispersión de energía en el frente de onda cuando esta viaja por el espacio y disminuye de acuerdo al inverso del cuadrado de la distancia. Solo una pequeña cantidad de energía radiada por la antena de transmisión llega a la antena de recepción. La demás energía se dispersa sobre áreas que quedan fuera del área de captura de la antena de recepción.

La pérdida en el espacio libre puede ser calculada con la siguiente fórmula :

$$PEL = 32.45 + 20 \log F \text{ [MHz]} + 20 \log D \text{ [Km]} \text{ en [dB]}.$$

Donde :

F = Frecuencia de operación en [MHz].

D = Distancia total del enlace en [Km].

PEL = Pérdida en el espacio libre en [dB].

III.4.- REALIZACIÓN DE UN PERFIL TOPOGRÁFICO.

Es de gran importancia la realización del perfil topográfico de la ruta por la que cruzara el enlace de microondas, puesto que de su estudio se observará si existe la línea de vista entre las estaciones que se desean enlazar, ya que de no existir esta línea de vista se debe de proceder a buscar una ruta alternativa para realizar el enlace, esto es, considerar la utilización de repetidores pasivos o activos según sea el caso.

Para la realización de el perfil topográfico se necesitan las coordenadas geográficas de las estaciones (LATITUD Y LONGITUD), para poder ubicar a estas en una carta topográfica de la ruta a escala de 1 : 50,000. Estas cartas se adquieren en la Secretaría de Programación y Presupuesto.

Después de ubicadas perfectamente las estaciones, se traza una línea que una a ambos puntos. A continuación se escogerá a una de las estaciones para comenzar el levantamiento del perfil topográfico nombrando esta estación como la estación número 1 y tomando en una tabla el nombre de la estación y su altura sobre el nivel del mar, posteriormente se comienzan a tomar los valores de las curvas de nivel que crucen sobre la línea trazada que une a ambas estaciones. Tomando también la distancia desde la estación 1 hasta el punto donde se produce el cruce de cada curva, hasta llegar a la estación 2. Estas tablas se llevan a las cartas de corrección de curvatura de la tierra, que pueden ser de un factor de corrección de $4/3$, 1, y $2/3$. Generalmente se utilizan solo las cartas de $4/3$ y $2/3$ que son las que nos dan los límites de operación del enlace, para las condiciones óptimas en $4/3$ y las más adversas en $2/3$. (Ver pag. 133)

Luego de que se han vaciado las tablas a las cartas de corrección de curvatura de la tierra, se procede a identificar los posibles puntos críticos y a calcular el radio de la primera zona de Fresnel para estos puntos de la trayectoria. Esto se hace para determinar la altura a la que se deberán de colocar las antenas para lograr un libramiento del 60 % del radio de la primera zona de Fresnel en los puntos críticos de la carta de corrección de 4/3 y para obtener un libramiento del 30 % del radio de la primera zona de Fresnel en la carta de 2/3, con lo que se asegura una confiabilidad del enlace del 99.99 %.

Como se puede observar, de la realización del perfil topográfico depende la determinación de la altura de las torres necesarias para colocar las antenas y así evitar la difracción en el sistema, así como para librar los obstáculos que se lleguen a presentar en la trayectoria.

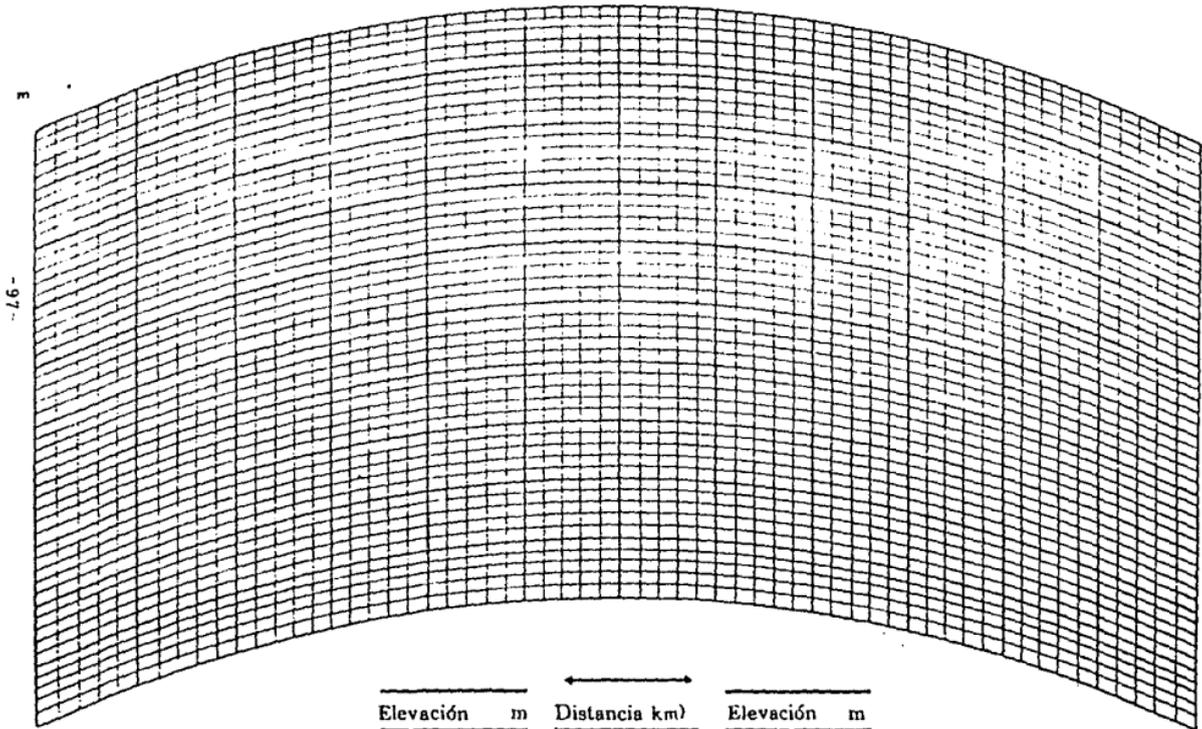
MAPA de PERFIL Radio (1/3)

No. _____

Distancia en 120 240km

Elevación 250 1000 4000m

FECHA _____



MAPA de PERFIL Radio (1/3)

No. _____

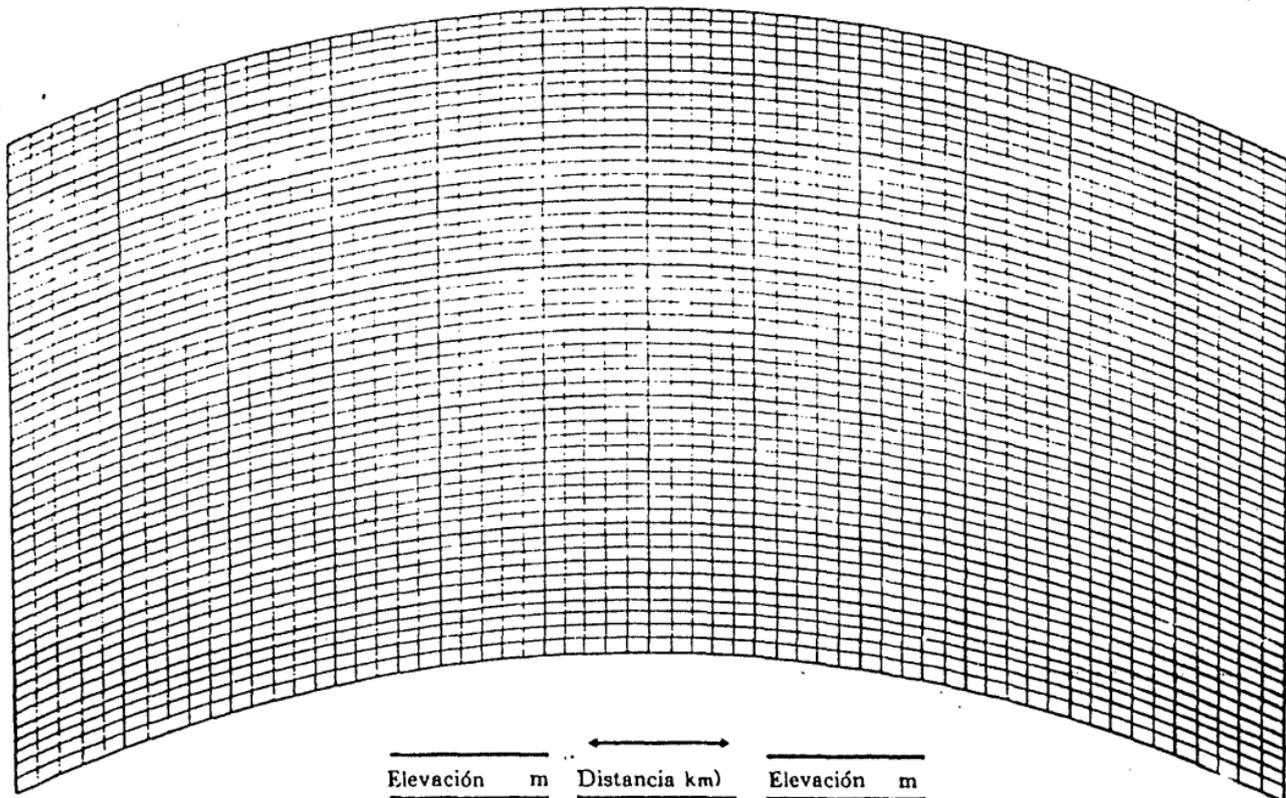
Distancia 00 120 240km

Elevación 250 1000 4000m

FECHA _____

m

-97-

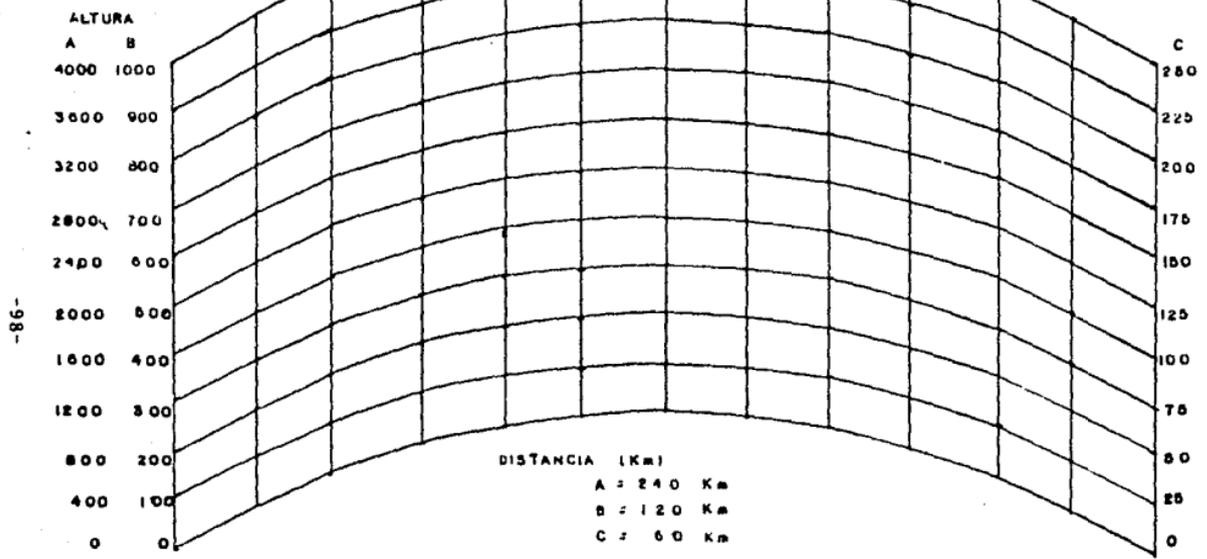


Elevación m

Distancia km)

Elevación m

K=1



-86-

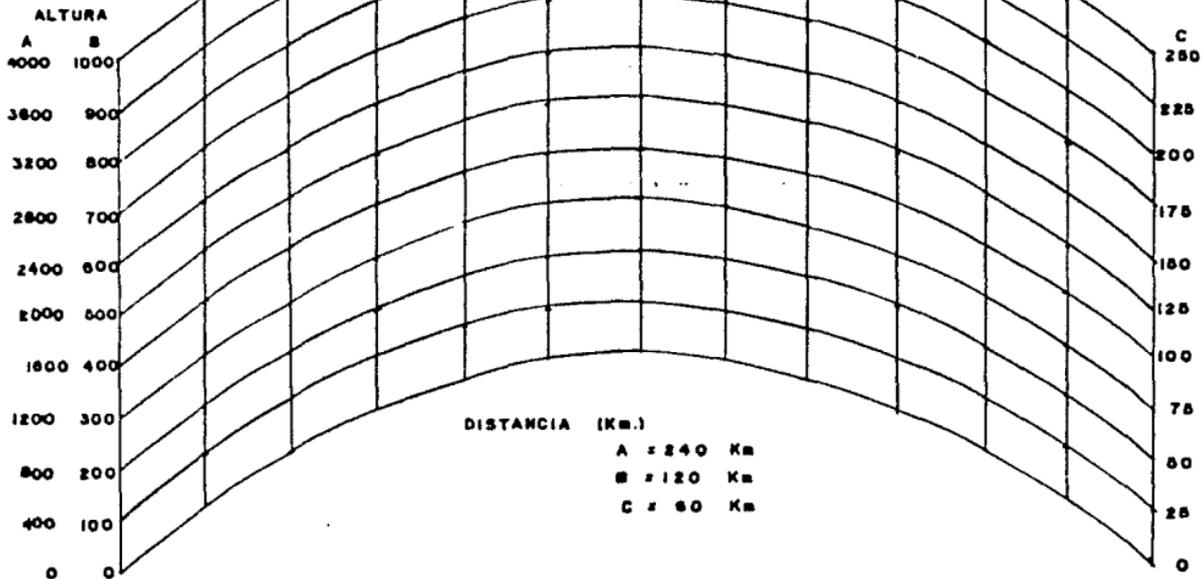
ESTACION _____
ALTITUD _____
ALT. ANT. _____

DISTANCIA _____ Km

ESTACION _____
ALTITUD _____
ALT. ANT. _____

K = 2/3

-99-



ESTACION _____

DISTANCIA _____ Km

ESTACION _____

ALTITUD _____

ALTITUD _____

ALT. ANT. _____

ALT. ANT. _____

```

10 PRINT
11 PRINT
12 PRINT
13 PRINT
14 PRINT
15 INPUT "CALCULO DE FUERZAS DE TRACCION EN EL ENLACE DE LA FRENOZONA";
16 IF NOT E*="N" THEN GOTO 19
17 CLEAR
18 PRINT
19 INPUT "VERSION DE POTENCIA EN DBM";E*
20 IF NOT E*="N" THEN GOTO 23
21 CLEAR
22 PRINT
23 INPUT "VERSION DE DBM A WATTS";E*
24 IF NOT E*="N" THEN GOTO 27
25 CLEAR
26 PRINT
27 INPUT "VERSION DE WATTS A DBM";E*
28 IF NOT E*="N" THEN GOTO 31
29 CLEAR
30 PRINT
31 INPUT "ESCRIBA LA POTENCIA EN WATTS";P
32 DBM=LOG(P)/LOG(10)
33 PRINT
34 PRINT "LA POTENCIA EN DBM ES:";E
35 PRINT
36 INPUT "DESEA OTRO CALCULO";E*
37 IF NOT E*="N" THEN GOTO 39
38 GOTO 11
39 PRINT
40 INPUT "VERSION DE WATTS A DBM";E*
41 IF NOT E*="N" THEN GOTO 44
42 CLEAR
43 PRINT
44 INPUT "ESCRIBA LA POTENCIA EN WATTS";P
45 DBM=LOG(P)/LOG(10)
46 PRINT
47 PRINT "LA POTENCIA EN DBM ES:";E
48 PRINT
49 INPUT "DESEA OTRO CALCULO";E*
50 IF NOT E*="N" THEN GOTO 53
51 GOTO 11
52 PRINT
53 INPUT "VERSION DE WATTS A DBM";E*
54 IF NOT E*="N" THEN GOTO 57
55 CLEAR
56 PRINT
57 INPUT "ESCRIBA LA POTENCIA EN WATTS";P
58 DBM=LOG(P)/LOG(10)
59 PRINT
60 PRINT "LA POTENCIA EN DBM ES:";E
61 PRINT
62 INPUT "DESEA OTRO CALCULO";E*
63 IF NOT E*="N" THEN GOTO 66
64 GOTO 11
65 PRINT
66 INPUT "VERSION DE LA 1a ZONA DE FRENOZONA";E*
67 IF NOT E*="N" THEN GOTO 70
68 CLEAR
69 PRINT
70 INPUT "ESCRIBA LA FRECUENCIA EN HERTZ";F
71 PRINT
72 INPUT "ESCRIBA LA DISTANCIA TOTAL DEL ENLACE EN METROS";L
73 PRINT
74 INPUT "ESCRIBA LA DISTANCIA AL PUNTO CRITICO EN METROS";L1
75 ENLACE=L-L1
76 PRINT
77 INPUT "EL RADIO DE LA PRIMERA ZONA DE FRENOZONA DEBE SER:";R
78 PRINT
79 INPUT "DESEA OTRO CALCULO";E*
80 IF NOT E*="N" THEN GOTO 83
81 GOTO 11

```

```

170 CLEAR
171 PRINT
172 INPUT DEBER EL CALCULO DEL FACTOR DE CORRECCION DEL RADIO DE LA TIERRA
173 LOGO:08
180 IF NOT ANSWER THEN 172
181 CLEAR
182 PRINT
183 INPUT ESCRIBA EL RADIO DE CORRECCION EN KILOMETROS
184 PRINT
185 INPUT ESCRIBA LA DISTANCIA TOTAL DEL ENLACE EN KILOMETROS
186 PRINT
187 INPUT ESCRIBA LA DISTANCIA AL PUNTO PERDIDO EN KILOMETROS
188 PRINT
189 PRINT LA ALTIMA DE CORRECCION DEL RADIO ES DE "14" METROS
190 PRINT
191 INPUT DEBER OTRO CALCULO, SI NO:08
192 IF NOT ANSWER THEN 185
193 CLEAR
194 PRINT
195 INPUT DEBER EL CALCULO DE LA PERDIDA EN EL ESPACIO LIBRE, SI NO:08
196 IF NOT ANSWER THEN 194
197 CLEAR
198 PRINT
199 INPUT ESCRIBA LA FRECUENCIA EN MEGACICLOS/SEG
200 PRINT
201 INPUT ESCRIBA LA DISTANCIA TOTAL DEL ENLACE EN KILOMETROS
202 PRINT
203 INPUT ESCRIBA LOG(D), LOG(D)+LOG(D) LOG(D)+LOG(D)+LOG(D)+LOG(D)
204 PRINT
205 PRINT LA PERDIDA EN EL ESPACIO LIBRE ES DE "14;" dB
206 PRINT
207 INPUT DEBER OTRO CALCULO, SI NO:08
208 IF NOT ANSWER THEN 198
209 GOTO 14

```

CAPITULO IV
PREDICCIÓN DE LA
ATENUACIÓN POR
LLUVIA

CAPITULO IV
PREDICION DE LA ATENUACION
POR LLUVIA.

IV.1.-INTRODUCCION.

La lluvia es reconocida como una de las principales causas de la pérdida de la señal en trayectorias de propagación en la atmosfera baja, para ondas milimétricas. Pero la lluvia no es la única causa de esta pérdida de nivel. Las variaciones en el vapor de agua a lo largo del trayecto o la presencia de agua líquida en las nubes o también la presencia de niebla en la trayectoria causara variaciones en la potencia de la señal.

En años recientes se ha dado énfasis a el establecimiento de técnicas para la estimación estadística de la distribución de la probabilidad de atenuación para un trayecto en particular. Para resolver este problema se utilizan dos estimaciones diferentes, una basada unicamente en un gran número de observaciones de atenuación para diferentes frecuencias, lugares y trayectorias geométricas, y otro basado en la síntesis de valores de atenuación y de deducciones a partir de datos meteorológicos.

La última es la más prometedora por el momento, porque cuenta con un gran banco de datos disponible para ser usado en la estimación de las funciones de distribución requeridas para el modelado de la atenuación del trayecto.

La atenuación específica, y la atenuación a lo largo del enlace dependen de un complejo método basado en la intensidad, número y tipo de los aguaceros que atraviesan el trayecto cada año.

No existen bases teóricas para el cálculo de la estadística de lluvia deseada, estas son obtenidas empíricamente. Esta estimación es requerida para la predicción de la atenuación en trayectos de comunicación terrestres o vía satélite (SLANT). La lluvia representa una variable significativa en el tiempo y el espacio en un trayecto horizontal y se requiere de varios procedimientos para calcular el porcentaje de lluvia instantánea en el perfil a lo largo del trayecto. Además para la predicción de la atenuación en un trayecto vía satélite, deben de ser consideradas la variación vertical de la intensidad de lluvia, el hielo o algún otro estado del agua. Para frecuencias por debajo de los 60 GHz la atenuación causada por las partículas heladas, como los cristales de hielo y la nieve es muy pequeña y puede ser despreciada. Solo la contribución de las gotas de lluvia son de consideración. Observaciones de la variación de la atenuación específica con respecto a la altura revelaron que la región que produce una atenuación significativa se encuentra por debajo de la BANDA DE BRILLO (esta banda es la ISOTERMA de 0°C), y se encontró que solo la lluvia, que se presenta por debajo de esta banda, contribuye a la atenuación.

Como se puede imaginar, el porcentaje de lluvia varía según la región en donde se desee establecer el enlace, ya sea terrestre o SLANT.

Estas regiones climáticas aunque establecidas para los Estados Unidos de Norteamérica, se emplearon subsecuentemente para describir las regiones climáticas de lluvia del mundo entero. El modelo global comúnmente utilizado por la CCIR representa las lluvias típicas de los climas que se encontraron en los Estados Unidos.

Pero no era muy recomendable representar con estas observaciones las regiones extremadamente húmedas del Africa, Sud-América y la Indonesia, donde las lluvias son mucho más intensas, e tampoco se podían comparar las regiones extremadamente secas de el Antico. Por lo que en la búsqueda de un nuevo modelo climático de lluvia que pudiera ser utilizado en el diseño de sistemas de comunicación, el número de regiones que representan las variaciones en el porcentaje de lluvia, se extendió de cinco a ocho, para lograr un mejor énfasis de la variación conforme a la latitud. El nuevo modelo se muestra en la figura IV.1. En donde se puede observar también que se siguen conservando las cinco regiones para los Estados Unidos, pero que una de estas regiones se ha dividido en tres subregiones para mejorar con esto la variación climática para aplicaciones de diseño.

El resultado de las distribuciones para cada una de las ocho regiones climáticas es descrito en la tabla IV.1.

En la búsqueda de un modelo matemático que ayudara a predecir la atenuación provocada por la lluvia en enlaces terrestres como SLANT, se encontró el modelo de predicción de atenuación de Robert E. Crane, este modelo utiliza dos funciones exponenciales para determinar la atenuación, utilizando una de estas funciones para trayectorias de 0 a d Km. y la otra para determinar la atenuación en trayectorias de d a 22.5 km. Este modelo para determinar la atenuación de un enlace esta dado por :

$$A (Rp, D) = \alpha R_p^{\beta} \left[\frac{u \rho d}{e^{-1}} - \frac{\beta c \rho d}{c \rho} + \frac{\beta c \rho D}{c \rho} \right]; \text{ para } d \leq D \leq 22.5 \text{ Km}$$

$$A(Rp, D) = \alpha R_p^{\beta} \left[\frac{e^{u\beta D} - 1}{u\beta} \right]; \text{ para } 0 < D < d$$

Donde A está en dB, Rp en mm/h, la atenuación específica está en dB/Km, y está relacionada con el porcentaje de lluvia por αR_p^{β} , y los coeficientes restantes son constantes empíricas del modelo exponencial segmentado.

$$u = \ln(b e^{-c/d})$$

$$b = 2.3 R_p^{-0.17}$$

$$c = 0.026 - 0.03 \ln R_p$$

$$d = 3.8 - 0.6 \ln R_p$$

IV.2.- PREDICCIÓN DE LA VARIACION VERTICAL DE LA ATENUACION ESPECIFICA.

El modelo anterior fue obtenido para ser utilizado en el diseño de sistemas de comunicación terrestre. Pero para los sistemas de comunicación para trayectorias oblicuas (SLANT), se debe de tomar en consideración la variación de la atenuación específica en trayectorias verticales. Analisis realizados muestran que las partículas heladas como los copos de nieve y los cristales de hielo producen una atenuación despreciable comparada con la que producen las gotas de agua que se encuentran en las nubes. De las observaciones realizadas con el radar de agua, se encontró la existencia de una capa llamada BANDA DE BRILLO, que es la zona de la atmósfera donde se produce la fusión de los copos de nieve y de los cristales de hielo para convertirse en gotas de lluvia. Por debajo

de esta banda de brillo se localiza la ISOTERMA DE 0 °C, y es entre estas dos capas donde se lleva a cabo la fusión significativa de las partículas heladas. La altura de la ISOTERMA DE 0 °C varía conforme la región climática y a la estación del año en que se realice la medición.

La altura promedio de la ISOTERMA DE 0 °C en los días lluviosos se tomó como la altura que se espera para para el 1 % del año, y la altura máxima de la ISOTERMA DE 0 C, que ocurre en verano, se tomó como la altura esperada para el 0.001 % del año. Basándose en estos criterios se tomaron medidas de las alturas para diferentes latitudes y se graficaron, y de estas curvas se derivaron otras por interpolación para otros porcentajes de ocurrencia del año.

El modelo completo para la estimación de la atenuación en una trayectoria SLANT comienza con la determinación de la altura de la estación terrená y de la altura de la ISOTERMA DE 0 °C, para el porcentaje del año de interés. La proyección de la trayectoria de la estación a la ISOTERMA DE 0 °C es utilizada para el cálculo de D:

$$D = (H - H_0) / \tan \theta ; \text{ para } \theta > 10$$

$$D = E Y ; Y \text{ en radianes para } \theta < 10$$

$$Y = \frac{-1 \cos \theta}{H + E} \left[\left\{ (H_0 + E)^2 \sin^2 \theta + 2E(H - H_0) + H^2 - H_0^2 \right\}^{1/2} - (H_0 + E) \sin \theta \right]$$

Donde :

E = Radio efectivo de la tierra 8500 Km

θ = Angulo de elevación

H = Altura de la isoterma de 0 °C

H_e : Altura de la estación terrena

Llevando la D obtenida de las ecuaciones anteriores a las ecuaciones que se obtuvieron para determinar la atenuación de la trayectoria terrestre, se obtiene una A(D) que es utilizada para estimar la atenuación de una trayectoria SLANT por medio de las siguientes ecuaciones :

$$AS = L A(D)/D$$

Donde :

$$L = D / \cos\theta ; \text{ para } \theta \geq 10^\circ$$

$$L = \{ (E+H_o)^2 + (E+H)^2 - 2(E+H_o)(E+H)\cos\theta \}^{1/2} ; \text{ para } \theta < 10^\circ$$

IV.3.- APLICACION PASO POR PASO DEL MODELO DE PREDICCIÓN DE ATENUACION.

PASO 1 : Determine la distribución del porcentaje de lluvia R_p.

1a) Localice los puntos terminales (si se trata de un enlace terrestre) o la estación terrena en el mapa de las regiones climáticas y determine la región en que se encuentran.

1b) Obtenga la distribución del porcentaje de lluvia de la tabla IV.1.

Se recomienda precaución en el uso de mediciones instantáneas de la distribución de porcentaje de lluvia, si las observaciones se han realizado por un periodo menor que 10 años.

PASO 2 : Establezca la longitud de la trayectoria proyectada en la superficie.

2a) Para trayectorias terrestres, D es la distancia entre antenas.

2b) Para trayectorias SLANT, la distancia D es calculada de :

$$D = (H(P) - H_0) / \tan \theta ; \text{ para } \theta > 10^\circ$$

$$D = E Y ; \text{ para } \theta < 10^\circ$$

Donde θ es el ángulo de elevación, H_0 es la altura de la estación terrena y $H(P)$ es la altura de la isoterma de 0°C obtenida para el porcentaje de tiempo de interés.

2c) Si $D > 22.5$ Km, se deben de utilizar una $D_0=22.5$ Km y un nuevo porcentaje de lluvia R_p' para la probabilidad modificada de ocurrencia.

$$P' = P [D_0/D]$$

Para cálculos subsecuentes.

PASO 3 : Determine α y β para la frecuencia de interés de la tabla IV.2.

PASO 4 : Calcule el valor de atenuación R_p y D (o R_p' y D_0).

R_p es el porcentaje de lluvia obtenido de la distribución del porcentaje de lluvia para la probabilidad de ocurrencia de interés P :

$$A(R_p, D) = \alpha R_p^\beta \left[\frac{e^{u\beta d} - 1}{u\beta} - \frac{\beta c\beta d}{c\beta} + \frac{\beta c\beta D}{c\beta} \right] ; \text{ para } d \leq D \leq D_0$$

$$A(R_p, D) = \alpha R_p^\beta \left[\frac{e^{u\beta D} - 1}{u\beta} \right] ; \text{ para } D < d$$

$$A(R_p, D) = (H(P) - H_0) R_p ; \text{ para } D = 0 (\theta = 90^\circ)$$

VALORES DEL PORCENTAJE DE LLUVIA (Rp) CONTRA EL PORCENTAJE DEL AÑO EN QUE ES EXCEDIDO ESTE PORCENTAJE DE LLUVIA.

| PORCENTAJE DEL AÑO | REGION CLIMATICA DE LLUVIA | | | | | | | | | |
|-----------------------|----------------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| | A | B | C | D1 | D2 | D3 | E | F | G | H |
| 0.001 | 28 | 54 | 80 | 90 | 102 | 127 | 164 | 66 | 129 | 251 |
| 0.002 | 24 | 40 | 62 | 72 | 86 | 107 | 144 | 51 | 109 | 220 |
| 0.005 | 19 | 26 | 41 | 50 | 64 | 81 | 117 | 34 | 85 | 178 |
| 0.01 | 15 | 19 | 28 | 37 | 49 | 63 | 98 | 23 | 67 | 147 |
| 0.02 | 12 | 14 | 18 | 27 | 35 | 48 | 77 | 14 | 51 | 115 |
| 0.05 | 8 | 9.5 | 11 | 16 | 22 | 31 | 52 | 8 | 33 | 77 |
| 0.1 | 5.5 | 6.8 | 7.2 | 11 | 15 | 22 | 35 | 5.5 | 22 | 51 |
| 0.2 | 4 | 4.8 | 4.8 | 7.5 | 9.5 | 14 | 21 | 3.2 | 14 | 31 |
| 0.5 | 2.5 | 2.7 | 2.8 | 4 | 5.3 | 7 | 8.5 | 1.2 | 7 | 13 |
| 1.0 | 1.7 | 1.8 | 1.9 | 2.2 | 3 | 4 | 4 | 0.8 | 3.7 | 6.4 |
| 2.0 | 1.1 | 1.2 | 1.2 | 1.3 | 1.8 | 2.5 | 2 | 0.4 | 1.6 | 2.8 |

TABLA IV.1.-

TABLE IV.2.-

PARAMETROS PARA EL CALCULO DE LA ATENUACION ESPECIFICA

| FRECUENCIA GHz | MULTIPLICADORA ALFA | EXPONENTE BETA |
|----------------|---------------------|----------------|
| 1 | 0.00015 | 0.95 |
| 4 | 0.00080 | 1.17 |
| 5 | 0.00138 | 1.24 |
| 6 | 0.00250 | 1.28 |
| 7.5 | 0.00482 | 1.25 |
| 10 | 0.0125 | 1.18 |
| 12.5 | 0.0228 | 1.145 |
| 15 | 0.0357 | 1.12 |
| 17.5 | 0.0524 | 1.105 |
| 20 | 0.0699 | 1.10 |
| 25 | 0.113 | 1.09 |
| 30 | 0.170 | 1.075 |
| 35 | 0.242 | 1.04 |
| 40 | 0.325 | 0.99 |
| 50 | 0.485 | 0.90 |
| 60 | 0.650 | 0.84 |
| 70 | 0.780 | 0.79 |
| 80 | 0.875 | 0.753 |
| 90 | 0.935 | 0.730 |
| 100 | 0.965 | 0.715 |

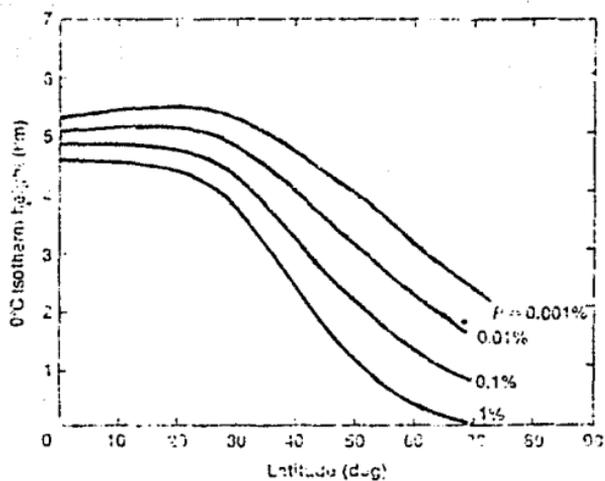
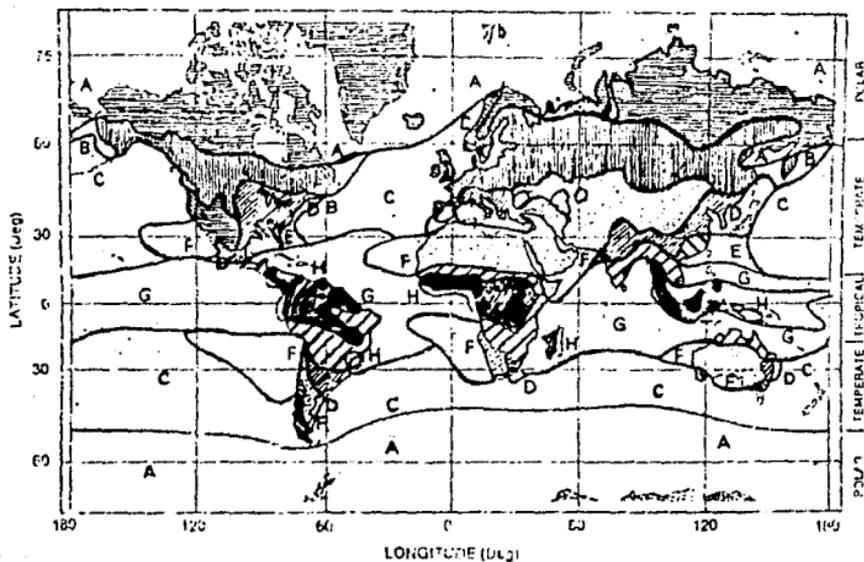


Figure 4.13. Height of 0°C isotherm.

fig. IV.2.- VARIACION DE LA ALTURA DE LA ISOTERMA DE 0°C
CONFORME A LA LATITUD.

RAIN CLIMATE REGIONS

| POLAR | | TEMPERATE | | SUB-TROPICAL | | TROPICAL | |
|-------|----------------|-----------|-------------|--------------|------|----------|----------|
| A | Tundra/Dry | C | Maritime | E | Wet | G | Moderate |
| B | Taiga/Moderate | D | Continental | F | Arid | H | Wet |



Rain climate regions from Crane global model.

fig. IV.1.- MODELO MUNDIAL DE CRANE PARA LAS REGIONES CLIMATICAS DE LLUVIA.

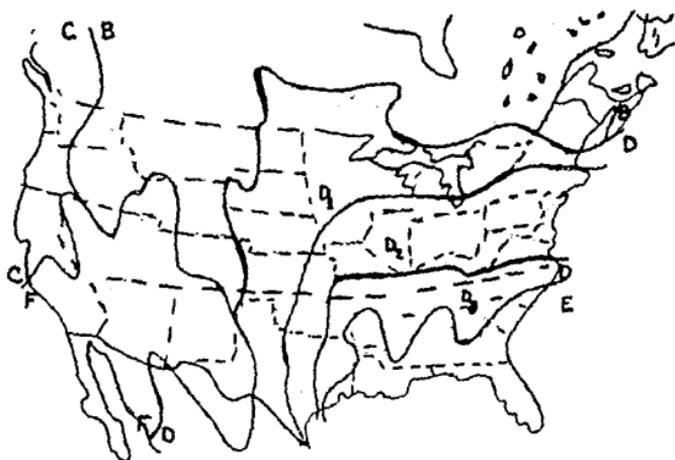


FIG. IV.1.A.- MODELO DE CRANE PARA LAS REGIONES CLIMATICAS DE LLUVIA PARA LOS E.U.A.

Donde :

$$u = \ln [b e^{c1}] / d$$

$$b = 2.3 R_p^{-0.17}$$

$$c = 0.026 - 0.03 \ln R_p$$

$$d = 3.6 - 0.6 \ln R_p$$

PASO 5 : Ajuste de la altura para una trayectoria SLANT.

(No se realice este paso si se trata de una trayectoria terrestre).

$$As = L A(D) / D$$

$$As = L A(Rp, A) / D$$

Donde:

$$L = D / \cos \theta ; \text{ para } \theta > 10^\circ$$

$$L = [(E+Ho)^2 + (E+H)^2 - 2(E+Ho)(E+H)\cos Y]^{1/2} ; \text{ para } \theta < 10^\circ$$

CAPITULO V

DESCRIPCION GENERAL

DEL EQUIPO MINI-LINK

DE 15 GHz

CAPITULO V
DESCRIPCION GENERAL DEL EQUIPO
MINI-LINK 15 GHz

El equipo MINI - LINK de 15 GHz es un sistema de radio de microondas de estado sólido, el cual opera dentro de la banda de los 15 GHz, que transmite señales digitales hasta de un rango de velocidad de 8 Mb/s, que como se vió en el capítulo II, pueden ser 120 canales telefónicos de ida y vuelta o un canal de video con un canal de audio de ida y vuelta.

V.1.- DESCRIPCION MECANICA.

El equipo MINI-LINK 15 está diseñado para ser instalado a la intemperie, y viene equipado de fábrica con una antena de 2 pies de diámetro, y en dado caso de requerir una antena de mayores dimensiones, esta antena puede ser conectada al equipo por medio de una guía de onda flexible.

El alimentador de la antena puede ser girado para dar al sistema la polaridad requerida (vertical u horizontal), además este puede ser protegido del hielo si la antena se le acopla una cubierta plástica flexible llamada RADOMO, la cual no atenúa de forma significativa a la señal.

La sección de electrónica del equipo se encuentra situada en un gabinete impermeable que se encuentra detrás de la antena, y esta sección puede ser removida retirando 6 tornillos y desconectando los cables coaxiales, y la guía de onda flexible. Este gabinete contiene 5 unidades enchufables, interconectadas en la parte posterior por una TARJETA MADRE y en el frente por cables coaxiales.

V.2.- DESCRIPCION ELECTRICA.

La sección eléctrica del MINI-LINK 15 consta de 5 sub-unidades interconectadas a través de una TARJETA MADRE, ubicada en la parte posterior del gabinete, y por cables coaxiales al frente del gabinete. Las 5 sub-unidades de que esta compuesto son :

CONVERTIDOR DE CD/CD

UNIDAD DE F. I.

UNIDAD DE B. E.

UNIDAD DE FRECUENCIA

UNIDAD DE MICROONDAS

Se debe tener especial cuidado de no insertar la UNIDAD DE MICROONDAS en una posición equivocada en el gabinete, ya que puede dañarse. Si cualquiera otra de las unidades es insertada en una posición equivocada, el LED VERDE de la unidad CONVERTIDORA DE CD/CD se apagará, indicando con esto que la unidad también se apaga, evitando dañar las unidades, además el equipo esta protegido si se llega a poner en operación sin estar conectado a la antena, evitando dañar el amplificador de potencia.

V.2.1.- CONVERTIDOR DE CD/CD:

El CONVERTIDOR DE CD/CD produce tres voltajes secundarios estables de :

+ 15 VDC

- 15 VDC

+ 5 VDC

El voltaje primario del que se obtienen estos voltajes puede encontrarse dentro de un rango de 20 a 60 VDC.

La entrada de voltaje primario alimenta a un puente rectificador, permitiendo cualquier polaridad de la señal de entrada, tambien el puente alimenta a un filtro pasa bajos y a un protector de transitorios de voltaje, el filtro suprime el ruido y los transitorios sobrepuestos al voltaje de CD de alimentación, así como el ruido producido por el mismo convertidor de CD/CD.

El convertidor consiste de un convetidor de conmutación PUSH-FULL. La estabilización de los voltajes secundarios es realizada por el controlador del ciclo de servicio de los conmutadores de potencia. La frecuencia de conmutación es aproximadamente de 20.5 KHz. Un transformador es el encargado de proveer el aislamiento entre la entrada y la salida. Se cuenta con una protección contra la sobrecorriente en el lado secundario, así como una protección contra el exceso de voltaje. El bajo voltaje, la sobrecorriente y el exceso de voltaje activan la salida de una alarma.

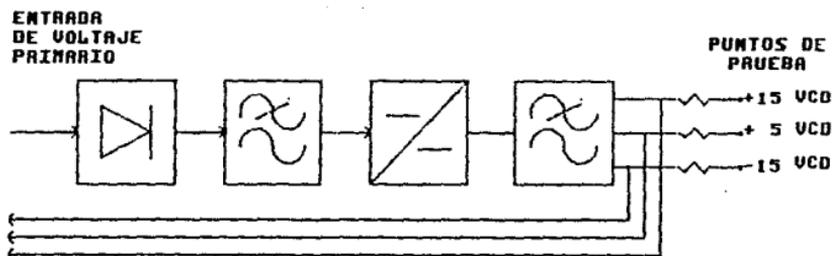


fig. V.1. UNIDAD CONVERTIDORA DE CD/CD

V.2.2.- UNIDAD DE F. I.

La unidad de FI aparte de proveer al sistema de el filtrado y amplificación de la señal, también realiza la demodulación de la frecuencia que recibe de la unidad de microondas.

La señal de FI que viene de la unidad de microondas es pasada por un filtro pasa banda de tres polos. La primera frecuencia intermedia es de 227 MHz. La señal de FI y la señal del oscilador controlado por voltaje de 262 MHz son introducidas a un mezclador, con lo que se genera una segunda FI de 35 MHz. Esta señal de FI es pasada a través de un filtro pasa banda elíptico, por un amplificador controlado por ganancia (AGC) y a través de un compensador (ecualizador) de retardo de grupo antes de ser introducido al discriminador de frecuencia.

La señal demodulada es después conectada a un amplificador de banda base. La componente de CD de la señal de banda base es retroalimentada al oscilador controlado por voltaje (VCO), a esto se le llama "LOOP DEL CONTROL AUTOMATICO DE FRECUENCIA" (AFC-LOOP).

Una muestra de la señal de FI es tomada a la salida del ecualizador de retardo de grupo y es introducida a un detector de AM. La salida de este detector es filtrada dando una señal de control para el amplificador de FI (AGC "CONTROL AUTOMATICO DE GANANCIA").

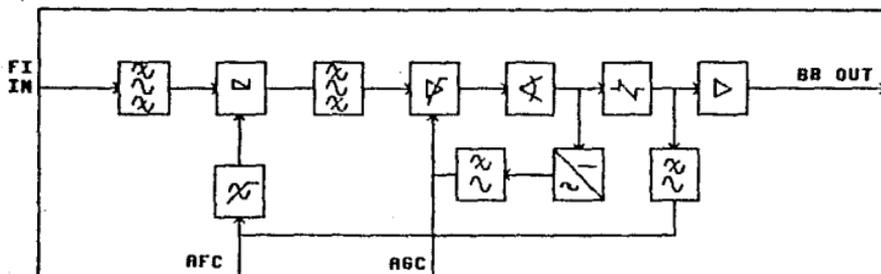


fig. V.2.- UNIDAD DE F.I.

V.2.3.- UNIDAD DE BANDA BASE.

Para este equipo se encuentran disponibles dos diferentes tipos de unidades de banda base. Una de ellas es la que trabaja de acuerdo con las velocidades de datos del sistema BELL utilizado en los E.U.A., las velocidades son las siguientes :

1.544 Mb/s

3.152 Mb/s

6.312 Mb/s

La otra posibilidad es la unidad de banda base que trabaja de acuerdo al sistema de la CCITT, las velocidades de transmisión a las que opera esta unidad son :

2.048 Mb/s

8.448 Mb/s

Las diferentes velocidades de datos de operación de PCM son seleccionadas por medio de puentes intercambiables en la tarjeta de circuito impreso e intercambiando los PLUGS (receptáculos) frontales. Las entradas y salidas están protegidas contra

transitorios de voltaje y de corriente. La impedancia para la línea en velocidades de 1.5, 3 y 6 Mb/s es de 100/110 Ω balanceados, y para las velocidades de 2 y 8 Mb/s pueden ser de 75 Ω desbalanceados o 120 Ω balanceados. Las interfaces de entrada y salida cumplen con la recomendación G703 de la CCITT. En el extremo de transmisión la señal digital de bandas base es regenerada, decodificada en la línea separada y convertida a cuatro niveles de señal antes de salir en forma de pulsos. Cuando el nivel de señal es muy bajo, esta es reemplazada por una señal de AIS (AUSENCIA DE SEÑAL DE ENTRADA), utilizando el reloj del extremo receptor.

En el lado de recepción los cuatro niveles de señal de banda base de la unidad de FI son regeneradas y convertidas a dos niveles, separadas y finalmente codificadas en línea. El reloj es regenerado con una retroalimentación de fase asegurada. La TASA DE ERRORES es medida indirectamente por un disparo excesivo del reloj. Cuando el BER excede la relación de 10^{-3} o cuando la retroalimentación sale de fase, una señal de AIS se utiliza para la salida utilizando el reloj del lado de transmisión. La unidad de banda base también detecta en el lado de recepción si una señal de AIS es transmitida desde la estación remota.

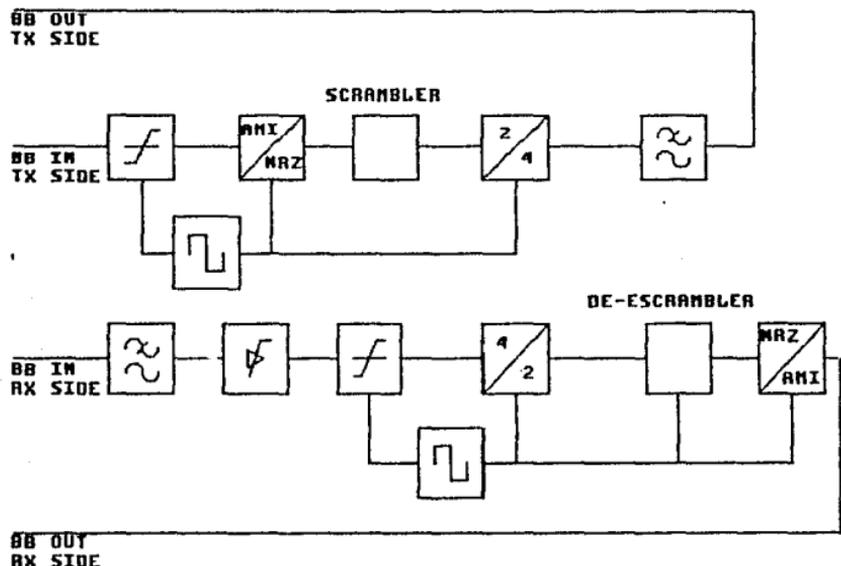


fig. V.3.- UNIDAD DE BANEA BASE

V.2.4.- UNIDAD DE FRECUENCIA

La unidad de frecuencia contiene el cristal del oscilador de 4.5 MHz, el oscilador de referencia y los sintetizadores de la frecuencia de referencia para el transmisor y para el receptor. Las unidades también contienen la retroalimentación para asegurar la frecuencia de los osciladores de la unidad de microondas.

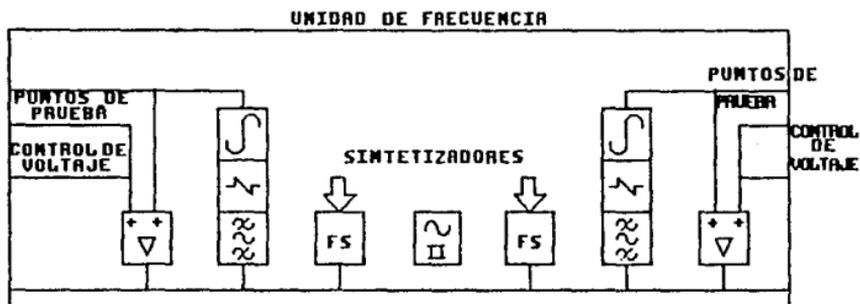


fig. V.4. UNIDAD DE FRECUENCIA

V.2.5.- UNIDAD DE MICROONDAS.

La unidad de microondas consiste de un bloque delgado con una tarjeta de circuito impreso. La señal de transmisión es generada por un oscilador controlado por voltaje de 7.5 GHz, seguido de un amplificador de potencia y unas veces por dos multiplicadores. La señal de 7.5 GHz es generada por un transistor bipolar y por una cavidad coaxial. Una muestra de la señal de 7.5 GHz es introducida a un mezclador y produce con una señal de referencia una retroalimentación para el control automático de frecuencia (AFC). Esta señal de retroalimentación tiene una frecuencia de unos 7 MHz, la cual es dividida entre 10 en la unidad de frecuencia e introducida al discriminador y a un integrador, produciendo una frecuencia de señal de error, la cual es adicionada a la señal de control grueso a través de un potenciómetro y retroalimentado a un varactor en el oscilador de 7.5 GHz. Otro varactor es utilizado para introducir la modulación de la señal de tráfico. La señal de referencia para el LOOP DE AFC es obtenida de los sintetizadores de

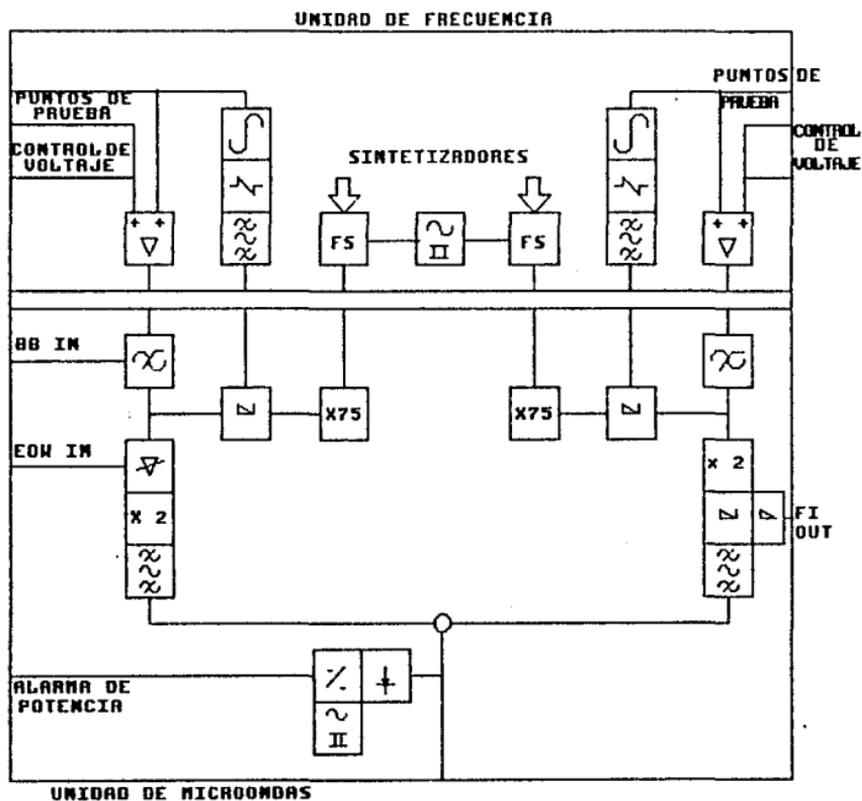


fig. V.5.- UNIDAD DE MICROONDAS.

frecuencia y a la vez a través de un multiplicador por 75. El amplificador de potencia puede ser modulado en amplitud con una señal de supervisión (EOW "ESTATION ORDER WIRE"). La señal de transmisión es enrutada al alimentador a través de un diplexor que consiste de dos filtros de pasa banda hechos de guía de onda y un circulador muy delgado. Antes del soporte de la antena existe un acoplador direccional con un diodo detector utilizado para la alarma de potencia de salida y para la retroalimentación de R. F.

La parte del receptor de la unidad de microondas consiste de un convertidor de bajada con un preamplificador y un oscilador local, dando una F. I. de salida de 227 MHz. La señal de el oscilador local es generada exactamente como la señal del transmisor, solo que el oscilador local no tiene amplificador de potencia.

V.3.- DATOS TECNICOS.

| | |
|-------------------|---|
| EQUIPO | MINI-LINK 15 |
| POT. DE SALIDA | + 15 dBm TÍPICOS |
| FRECUENCIA | 14.50 a 15.35 GHz. |
| EST. DE FREC. | 25 ppm MÁXIMA |
| MODULACION | FSK DE 4 FASES |
| RANGO DE TX | 1.544, 3.152, 6.312 Mb/s 0 2.048, Y 8.448 Mb/s |
| ANCHO DE BANDA | 8.9 MHz PARA UN 99.99 % DE LA POTENCIA 11.9 MHz PARA UN 99.99 % DE LA POTENCIA |
| FIGURA DE RUIDO | 11 dB TÍPICOS |
| SENS. DEL RX | -81 dBm PARA UN BER DE 10^{-3} EN 8 Mb/s |
| RANGO DIN. DE AGC | 50 dB |
| GAN. DE ANTENA | 37 dB _i PARA 2 PIES DE DIÁMETRO |

| | |
|-------------------------------|--|
| RELACION FRENTE/ ESPALDA | 38 dB |
| ANCHO DEL HAZ DE LA ANTENA | 2.3 ^o |
| TEMP. DE OPERACION | - 30 ^o C a + 45 ^o C EN 1 KW/m ² DE RAD. SOLAR |
| HUMEDAD RELATIVA | ARRIBA DEL 95 % |
| ALIMENTACION | 20 VDC A 60 VDC EN CUALQUIER POLARIDAD |
| PESO CON ANTENA | 25 Kg. |

ANTENA CON POLARIZACION HORIZONTAL

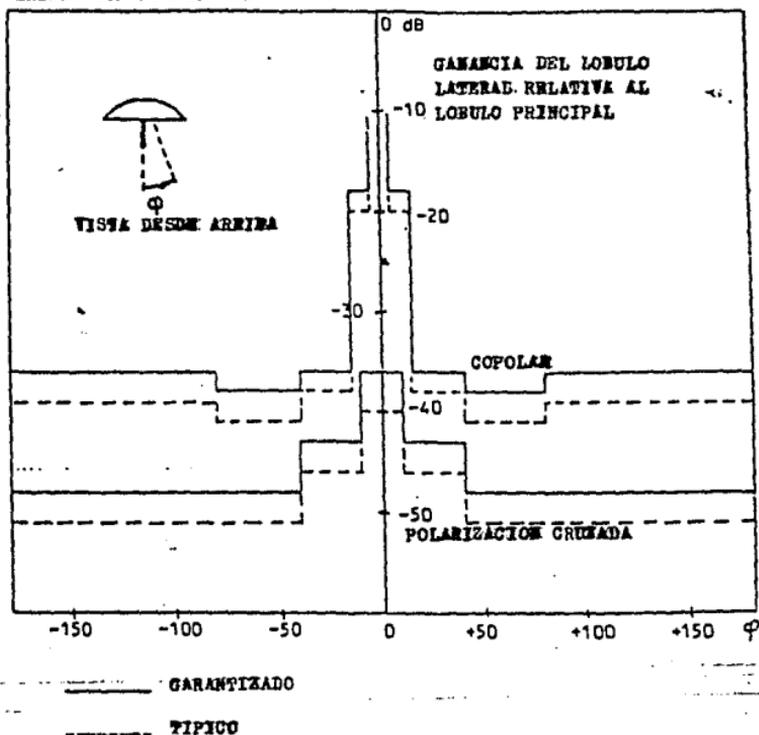


fig. V.6.- PATRON DE RADIACION PARA LA POLARIZACION HORIZONTAL DE LA ANTENA DE 2 PIES DE DIAMETRO DEL EQUIPO MINI-LINK 15

ANTENA CON POLARIZACION VERTICAL

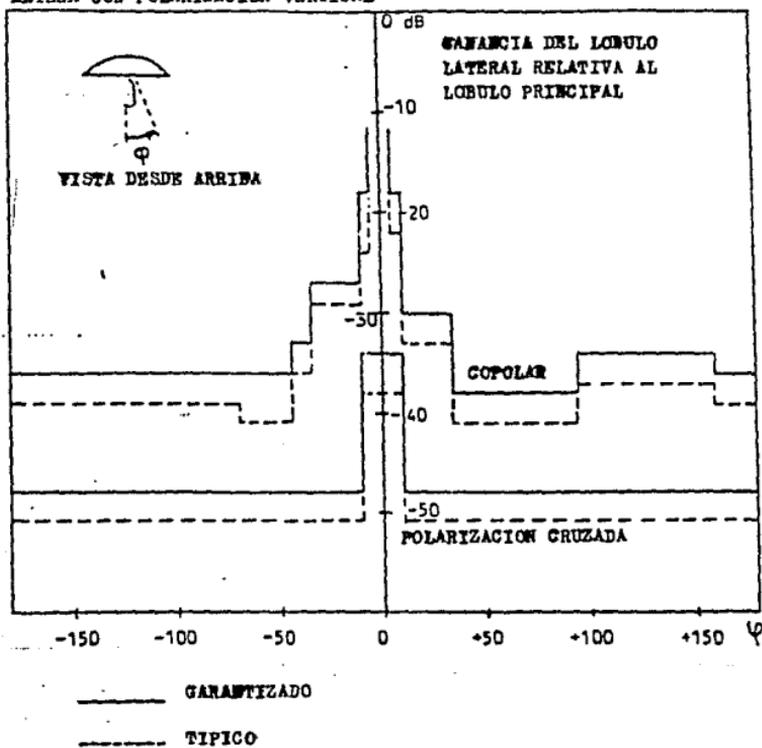


FIG. V.6.- PATRON DE RADIACION PARA LA POLARIZACION VERTICAL DE LA ANTENA DE 2 PIES DE DIAMETRO DEL EQUIPO MINI-LINK 15

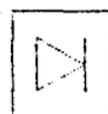
JUSTIFICACION DE LA SELECCION DE ESTE EQUIPO.

Este equipo se seleccionó por ser el más flexible en sus configuraciones : 1+0, 1+1, 2+0 etc, a que está constituido por tarjetas que nos permiten analizar cada etapa del sistema de radio , además de que su confiabilidad (debido a su calidad) es de las mejores del mercado.

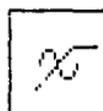
Junto con lo anterior se debe de mencionar que cuenta con un respaldo técnico de excelente nivel por parte del proveedor.

Existen otros equipos en el mercado nacional, algunos baratos pero de una calidad regular y sin respaldo técnico, otros de una gran calidad pero demasiado costosos.

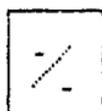
Además de que estos se encuentran constituidos por bloques sellados, que cuando ocurre una falla, nos obliga a cambiar el bloque en su totalidad, y en el caso del constituido por tarjetas, se localiza la falla y se intercambia solo la tarjeta dañada, obviamente reduciendo en costos menores de mantenimiento.



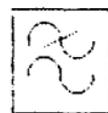
PUNTE
RECTIFICADOR



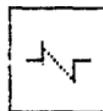
OSCILADOR
CONTROLADO
POR VOLTAJE



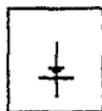
CONMUTADOR



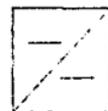
FILTRO PASA
BAJAS



DISCRIMINADOR
DE FRECUENCIA



DIODO DETECTOR



CONVERTIDOR
DE CD/CD



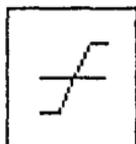
AMPLIFICADOR



AMPLIFICADOR
DE POTENCIA



FILTRO PASA
BANDA



LIMITADOR



DIODO
MESCLADOR



RELOJ



AMPLIFICADOR
CONTROLADO
POR VOLTAJE

SIMBOLOGIA



INTEGRADOR



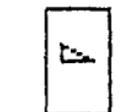
EQUALIZADOR
DE RETARDO



OSCILADOR
CONTROLADO
POR CRISTAL



DETECTOR DE
AM



EQUALIZADOR

CAPITULO VI

DESARROLLO DEL
PROYECTO Y CALCULO DE
LOS PARAMETROS
INVOLUCRADOS

PLANTEAMIENTO DEL PROYECTO.

Una compañía requiere que la información de sus tres centros de cómputo, ubicados cada uno en diferentes puntos dentro del Area Metropolitana de la Ciudad de México (CUAJIMALPA, NAUCALPAN, Y VALLEJO), pueda ser manejada directamente en terminales de cómputo de CUAJIMALPA, además de necesitar líneas telefónicas privadas entre estos sitios.

Como una solución se propone interconectar los tres centros de cómputo por medio de dos enlaces de RADIO DIGITAL DE BAJA CAPACIDAD PARA DISTANCIAS PEQUEÑAS. Utilizando como punto de interconexión al centro de cómputo de NAUCALPAN.

PROPUESTA:

Una de las estaciones se encontrará en CUAJIMALPA, conectándose via microondas a la estación NAUCALPAN y así esta, a través de otro sistema de radio, con la terminal VALLEJO.

Cada enlace de radio podrá manejar un tren de 8 Mb/s en ambas direcciones, que demultiplexado nos permitirá manejar 120 canales telefónicos en cuatro trenes de 2.048 Mb/s ó 120 terminales de 64 Kb/s en los mismos cuatro trenes de 2.048 Mb/s ó en alguna combinación requerida (60 canales y 60 terminales, etc.). La distribución de las capacidades se ajustará conforme a las necesidades de cada estación.

A continuación se detalla el desarrollo del proyecto.

CAPITULO VI
DESARROLLO DEL PROYECTO Y CALCULO
DE LOS PARAMETROS INVOLUCRADOS

VI.1.- ELABORACION DE LOS PERFILES TOPOGRAFICOS.

A continuación realizamos los perfiles topográficos para ambos enlaces:

Partiendo de las coordenadas geográficas de las estaciones, que se dan a continuación, se localizan los tres puntos de interés, en una carta topográfica de escala 1 : 50,000 .

| | | |
|------------|------------------------------|------------------------------|
| CUAJIMALPA | LAT 19 ^o 22' 40'' | LON 99 ^o 16' 17'' |
| NAUCALPAN | LAT 19 ^o 27' 50'' | LON 99 ^o 13' 43'' |
| VALLEJO | LAT 19 ^o 30' 00'' | LON 99 ^o 09' 39'' |

Después de que se han localizado las estaciones, estas se unen por medio de una línea recta, a manera de mostrar como va a realizarse el enlace de estas.

A continuación se realiza el levantamiento topográfico, partiendo de cualquier estación, se comienzan a tomar los valores de las curvas de nivel que se crucen sobre la línea trazada que une a ambas estaciones. Tomando también la distancia a la que se presentan estas curvas. Estos valores se vacían en una tabla como se muestra a continuación, esto

para facilitar su manejo.

Estas tablas se llevan a las cartas de corrección de curvatura de la tierra, que pueden ser de $k = 4/3$, $k = 1$, $k = 2/3$, generalmente se utilizan solo las cartas de $4/3$ y $2/3$ que son las que nos dan las condiciones extremas de operación de los enlaces, esto es, $4/3$ nos representa las condiciones óptimas de operación con cielo despejado, $2/3$ nos representa las condiciones más adversas de operación, esto es con cielo nublado y con lluvia.

Después de variar las tablas en las cartas de corrección, se procede a calcular el radio de la 1ª Zona de Fresnel partiendo de la siguiente fórmula:

$$F_n = 17.3 \cdot \text{SQR}(n \cdot d_1 \cdot d_2 / [F \cdot D]) \quad [\text{m}]$$

donde:

F_n = Radio de la zona n de Fresnel [m].

n = Número de la zona de Fresnel (1, 2, 3, ...)

d_1 = Distancia de la 1ª estación al punto crítico en [Km].

d_2 = Distancia de la 2ª estación al punto crítico en [Km].

F = Frecuencia de operación del enlace en [GHz].

D = Distancia total del enlace en [Km].

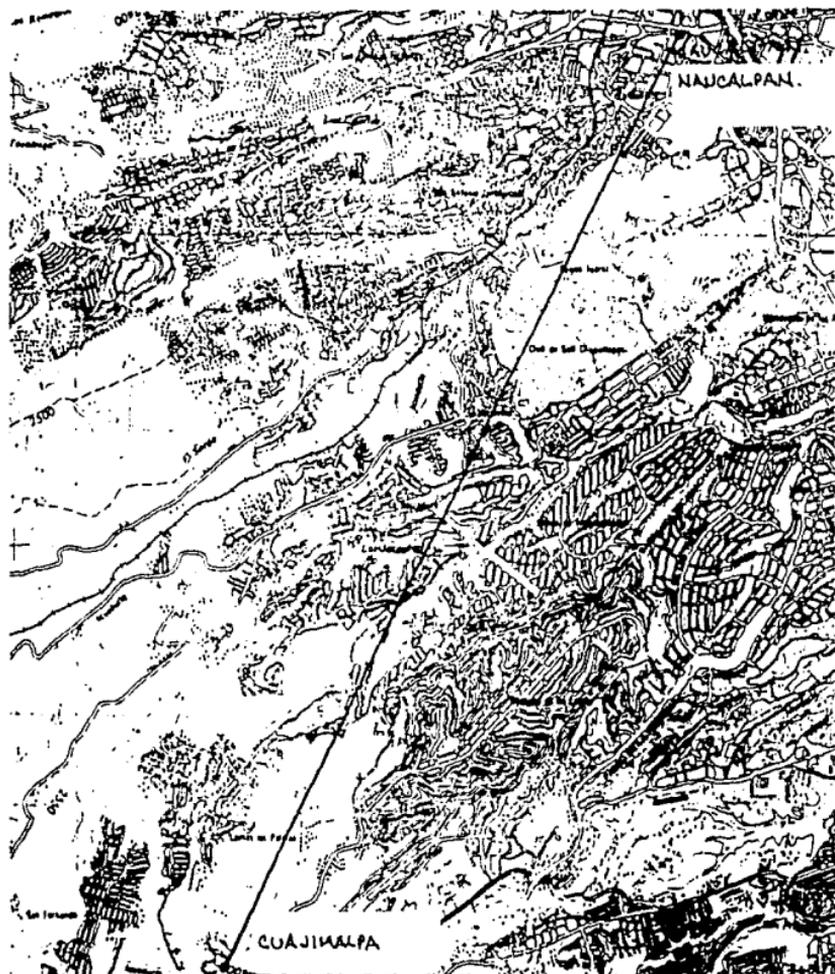


FIG. VI.1.- CARTA TOPOGRAFICA DEL ENLACE CUAJIMALPA - NAUCALPAN.

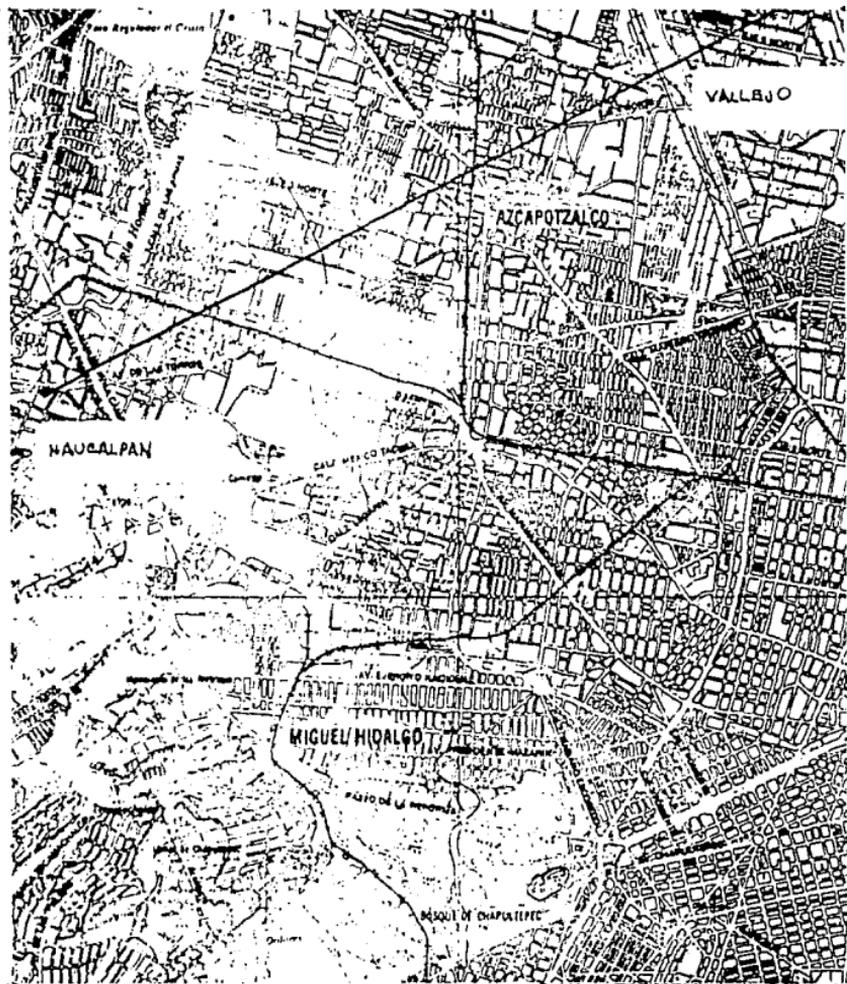


FIG. VI.2.- CARTA TOPOGRAFICA DEL ENLACE NAUCALPAN - VALLEJO.

| ENLACE : CUAJIMALPA - NAUCALPAN | | |
|------------------------------------|----------------|-------------|
| ESTACION: | DISTANCIA [Km] | A. S. N. M |
| CUAJIMALPA | ----- | 2600 |
| | A 1 | 2550 |
| | A 1.3 | 2500 |
| | A 1.6 | 2500 |
| | A 2.2 | 2500 |
| | A 2.5 | 2450 |
| | A 3 | 2400 |
| | A 5 | 2350 |
| | A 9 | 2350 |
| NAUCALPAN | A 10.6 | 2300 |

| ENLACE : NAUCALPAN - VALLEJO | | |
|---------------------------------|----------------|-------------|
| ESTACION: | DISTANCIA [Km] | A. S. N. M |
| NAUCALPAN | ----- | 2300 |
| | A 3 | 2300 |
| | A 6 | 2200 |
| VALLEJO | A 8 | 2200 |

Fuente que de la carta topográfica se observa que no existe ningún punto crítico (esto es, que pueda obstruir la trayectoria del haz), se realiza el cálculo de la 1a. zona de Fresnel para una distancia de 1.5 Km. de distancia de el centro de cómputo de Cuajimalpa, ya que aquí se presenta un cerro, a unos 50 metros de distancia de la trayectoria, y para comprobar que el haz pasa sin obstrucción por este punto.

$$F_1 = 17.3 * \text{SQRT} (1 * (1.5)(9.1) / [15 * 10.6]) = 5.0689 \text{ [m]}.$$

Con el resultado obtenido se muestra que el haz no es obstruido por el obstáculo lateral. En el enlace Naucalpan - Vallejo no se presenta ningún obstáculo de este tipo, por lo que no es necesario realizar el cálculo de la 1a. zona de Fresnel.

Es necesario realizar una visita a las estaciones, para asegurar con un espejeo entre estas, que realmente no existe obstrucción alguna, ya que la carta topográfica nos indica los niveles del suelo en la trayectoria, pero no nos da información acerca de la altura de las construcciones, que pueden llegar a ser un verdadero obstáculo para los enlaces.

VI.2.- CALCULOS.

A continuación se realizan los cálculos que son comunes para ambos enlaces y se especifican algunas características del equipo necesarias para realizar estos cálculos :

GANANCIA DE ANTENA = 37 dB_i

POTENCIA DE TRANSMISION = 15 dBm

FRECUENCIA DE OPERACION = 15 GHz

PORCENTAJE DE LLUVIA PARA
EL PEOR MES EN LA CIUDAD
DE MEXICO EN EL 0.01 % DEL

TIEMPO [Rp] = 63 mm/Hr

COEFICIENTE ALFA α = 0.0357

EXONENTE BETA β = 1.12

VI.2.1. - CALCULO DE LA ATENUACION POR LLUVIA.

A continuación se realiza el cálculo de las constantes para determinar la atenuación por lluvia de ambos enlaces:

$$d = 3.8 - 0.6 \ln (Rp)$$

$$d = 3.8 - 0.6 \ln (63) = 1.3141192$$

$$b = 2.3 Rp^{-0.17}$$

$$b = 2.3 (63)^{-0.17} = 1.1372081$$

$$c = 0.026 - 0.03 \ln (Rp)$$

$$c = 0.026 - 0.03 \ln (63) = -0.090136$$

$$u = \ln [b e^{cd}] / d$$

$$u = \ln [1.1372081 e^{(-0.090136)(1.3141192)}] / 1.3141192 =$$

$$u = -4.5184352 \times 10^{-4}$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación siguiente podemos obtener la predicción de la atenuación por lluvia para el peor mes en la Ciudad de México:

$$A (Rp, D) = \alpha Rp^\beta \left[\frac{e^{u\beta d} - 1}{u\beta} + \frac{\beta c\beta d}{c\beta} + \frac{\beta c\beta D}{c\beta} \right]$$

Para la distancia de 10.6 Km, la atenuación por lluvia es:

$$A (63, 10.6) = 26.347172 \text{ dB}$$

Para la distancia de 8 Km, la atenuación por lluvia es:

$$A (63, 8) = 22.345134 \text{ dB}$$

ERRORES de 10^{-3} en la señal durante el 99.99 % del tiempo.

Con un nivel de recepción de - 74 dBm se asegura una TASA DE ERRORES de 10^{-6} en la señal durante el 99.99 % del tiempo.

De lo anterior se deduce que en ambos enlaces tendremos una TASA DE ERRORES en la señal mejor que el 10^{-6} durante el 99.99 % del tiempo.

VI.3.- ESTUDIO DE LINEA DE VISTA DEL PROYECTO DE RADIOENLACE
DIGITAL PARA TRES CENTROS DE COMPUTO UBICADOS EN EL
AREA METROPOLITANA DE LA CIUDAD DE MEXICO.

VI.3.1.- ENLACE RADIO ELECTRICO:

EL PROYECTO CONSISTE EN ENLAZAR TRES CENTROS DE COMPUTO
UBICADOS EN DISTINTOS LUGARES EN LA ZONA METROPOLITANA DE LA
CIUDAD DE MEXICO. ESTOS CENTROS DE COMPUTO SE ENCUENTRAN
UBICADOS UNO EN CUAJIMALPA, OTRO EN NAUCALPAN Y EL ULTIMO EN
VALLEJO.

ENLACE : CUAJIMALPA - NAUCALPAN .

UBICACION DE LAS ESTACIONES:

CUAJIMALPA.....LOMA FLORIDA # 32
NAUCALPAN.....SAN ANDRES ATOTO # 326

DATOS DE SISTEMA:

DISTANCIA DE ENLACE.....10.6 Km
BANDA DE ENLACE.....15 GHz

ALTURA DE LOS EDIFICIOS (NIVEL DEL PISO A LA AZOTEA)

CUAJIMALPA.....12 mts
NAUCALPAN.....15 mts

ALTURA DE LAS ESTACIONES SOBRE EL NIVEL DEL MAR

CUAJIMALPA.....2600 m.s.n.m.
NAUCALPAN.....2330 m.s.n.m.

ENLACE : NAUCALPAN - VALLEJO

UBICACION DE LAS ESTACIONES:

NAUCALPAN.....SAN ANDRES ATOTO # 326
VALLEJO.....PONIENTE 146 # 850

DATOS DE SISTEMA:

DISTANCIA DE ENLACE.....8.0 Km
BANDA DE ENLACE.....15 GHz

ALTURA DE LOS EDIFICIOS (NIVEL DEL PISO A LA AZOTEA)

NAUCALPAN.....15 mts
VALLEJO.....7 mts

ALTURA DE LAS ESTACIONES SOBRE EL NIVEL DEL MAR

NAUCALPAN.....2330 m.s.n.m.
VALLEJO.....2280 m.s.n.m.

V1.3.2.- ALTURAS REQUERIDAS

EN LA VISITA QUE SE REALIZO A LAS TRES ESTACIONES, SE CONFIRMO LA EXISTENCIA DE LINEA DE VISTA ENTRE LAS ESTACIONES "CUAJIMALPA - NAUCALPAN " Y "NAUCALPAN - VALLEJO" . DE LAS OBSERVACIONES REALIZADAS DURANTE ESTA VISITA SE SE DESPRENDEN LAS SIGUIENTES SUGERENCIAS :

- a) QUE EN LA AZOTEA DEL EDIFICIO DE CUAJIMALPA SE INSTALE UNA TORRE DE 15 m DE ALTURA, PARA QUE SEA MONTADO EL EQUIPO DE RADIO, TOMANDO EN CONSIDERACION PARA SUS DIMENSIONES, EL PESO DEL EQUIPO (QUE ES DE 25 Kg), Y UNA CARGA DE VIENTO SOBRE LA PARABOLICA DE 45 m/s. CUIDANDO LAS CARACTERISTICAS DEL ANCLAJE Y SUS RETENIDAS.
- b) PARA EL CENTRO DE COMPUTO DE NAUCALPAN, QUE SE INSTALE UNA TORRE DE 15 m DE ALTURA, EN LA AZOTEA DEL EDIFICIO DE OFICINAS, CUIDANDO QUE EN LA PARTE MAS ALTA SE INSTALE EL EQUIPO CON DIRECCION AL CENTRO DE COMPUTO DE VALLEJO Y DOS METROS MAS ABAJO EL CORRESPONDIENTE A LA DIR. DE CUAJIMALPA . ESTA TORRE DEBE TENER LA RESISTENCIA NECESARIA PARA SOPORTAR EL PESO DE AMBOS EQUIPOS (QUE ES DE 50 Kg) Y LAS CARGAS DE VIENTO CORRESPONDIENTES.

c) EN VALLEJO SE PROPONE LA INSTALACION DE UNA TORRE DE 15 m DE ALTURA EN LA AZOTEA DEL EDIFICIO DONDE SE ENCUENTRA EL CENTRO DE COMPUTO. ESTA TORRE DEBE TENER CARACTERISTICAS SIMILARES A LA ANTERIOR UTILIZADA EN NAUCALPAN.

NOTA : ES RECOMENDABLE INSTALAR UN PARARRAYOS EN CADA UNA DE LAS AZOTEAS, EN CASO DE NO CONTAR CON UNO.

SE ANEXAN LOS CROQUIS DE LAS INSTALACIONES MARCANDO LOS LUGARES PROPUESTOS PARA LA INSTALACION DE LOS EQUIPOS.

VI.3.3.- TENDIDO DE CABLES

COMO SE PUEDE OBSERVAR, LOS EQUIPOS DE RADIO SE INSTALARAN TODOS A 15m DE ALTURA SOBRE LAS AZOTEAS, POR LO QUE SE DESERA PROVEER LA COLOCACION DE LOS DUCTOS PARA LA PROTECCION DE LOS CABLES DE INTERCONEXION, DESDE ESTE PUNTO HASTA LOS LUGARES ASIGNADOS PARA LA INSTALACION DEL MULTIFLEX.

SE RECOMIENDA QUE CADA EQUIPO DE RADIO TENGA DOS DUCTOS DE 2" DE DIAMETRO, DE LOS CUALES, UNO SERA PARA LA ALIMENTACION DE C.D. Y EL OTRO SERVIRA PARA PROTEGER A LOS CABLES DE BANDA BASE. SE ANEXA UN CROQUIS CON EL DETALLE DE ENTRADA DE CABLES A LOS DUCTOS. EL CABLEADO INTERNO (DENTRO DEL EDIFICIO), ESTARA SUJETO A LAS NECESIDADES DE CADA CENTRO DE COMPUTO .

VI.3.4.- CALCULO DE PROPAGACION:

EN EL ANEXO SE MUESTRA EL CALCULO DE PROPAGACION. EN ESTE CALCULO PUEDE APRECIARSE QUE EL MARGEN DE DESVANECIMIENTO EN EL ENLACE DE "CUAJIMALPA A NAUCALPAN" ES DE 28.6 dB PARA UNA TASA DE ERRORES DE $10E-6$. CON ESTE MARGEN SE OBTENDRA UNA DISPONIBILIDAD DEL 99.99024 % , Y EN EL ENLACE DE " NAUCALPAN A VALLEJO " EL MARGEN DE DESVANECIMIENTO ES DE 30.98 dB PARA UNA TASA DE ERROR DE $10E-6$. CON ESTE MARGEN SE TENDRA UNA DISPONIBILIDAD DEL 99.99095 % .

Note The altitude scale shall be multiplied by 1/4 or 1/2 as the distance is plotted in half or double scale.

Distance 60 120 240km
Elevation

PROFILE MAP ($\frac{1}{3}$ Radius)

NO. _____

DATE _____

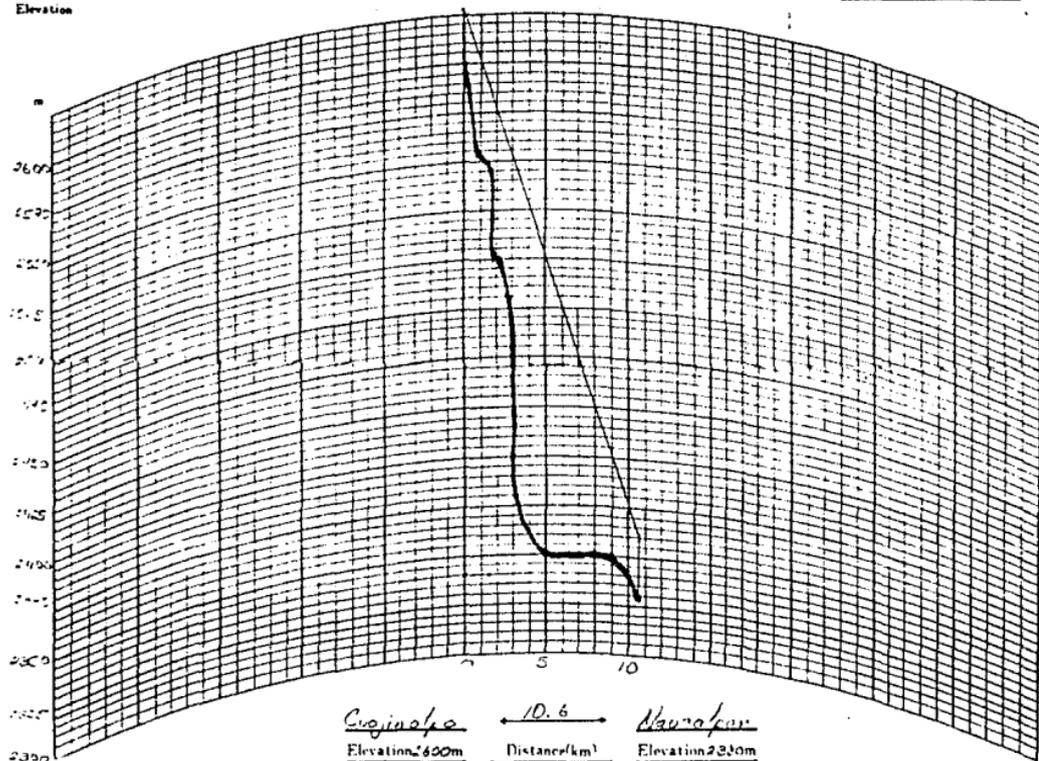
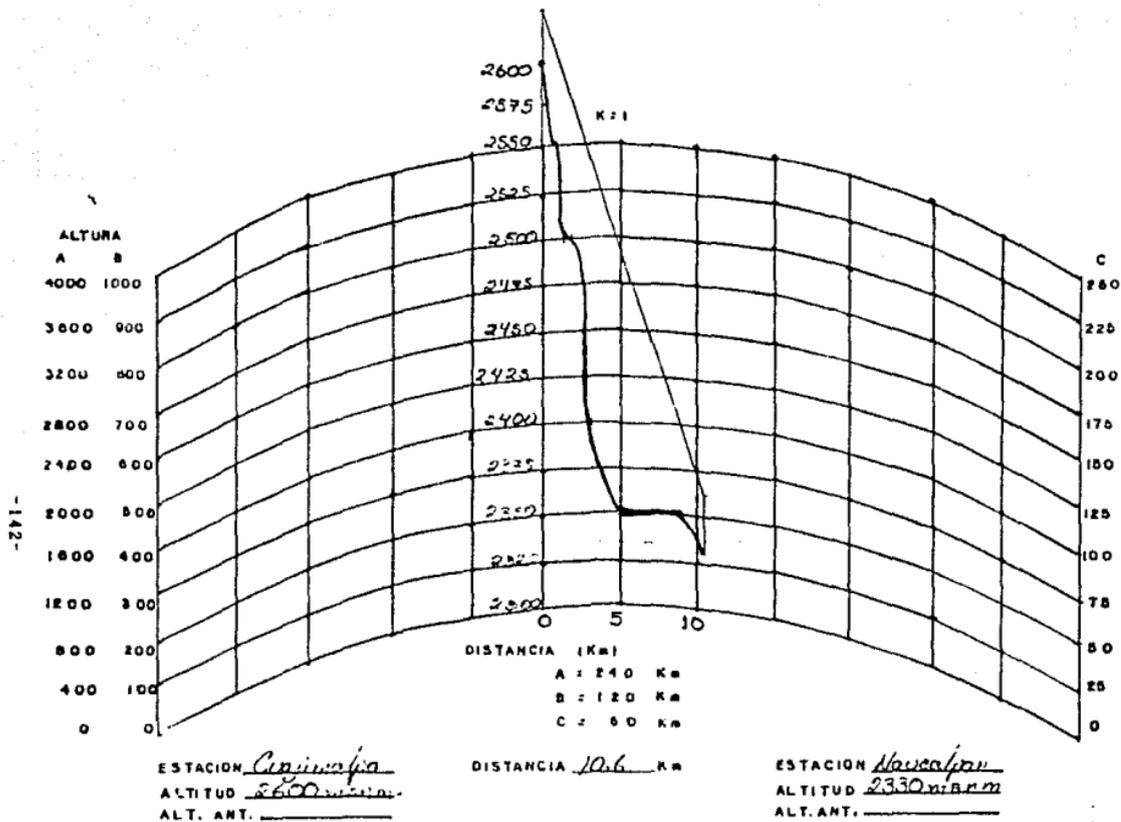


FIG. VI.3. - PERFIL TOPOGRAFICO EN CARTA DE K=4/3 PARA EL ENLACE CUAJINALPA - NAUCALPAN.

FIG. VI. 4.- PERFIL TOPOGRAFICO EN CARTA DE K=1 PARA EL ENLACE
CUAJIMALPA - NAUCALPAN.



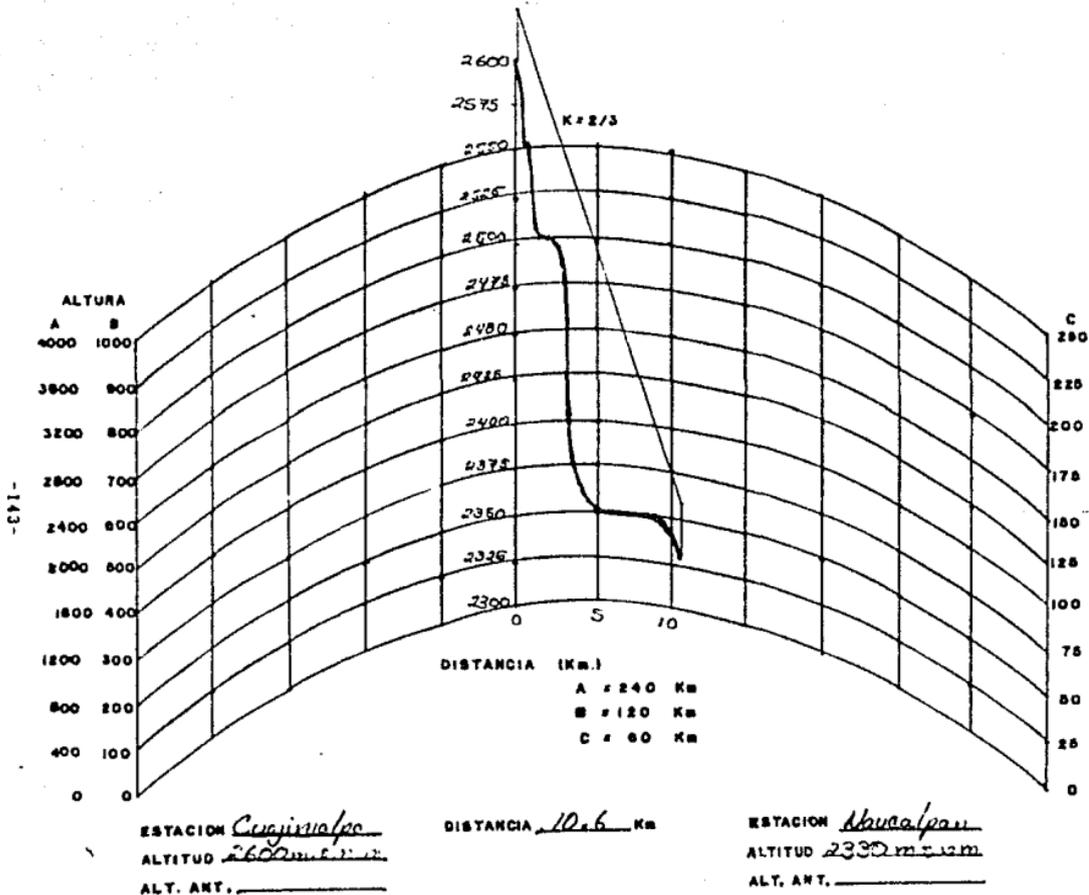


FIG. VI.5.- PERIL TOPOGRAFICO EN CRTA DE K+2/3 PARA EL ENLACE
 CUAJIMALPA - NAUCALPAN.

Note : The altitude scale shall be multiplied
by 1/4 or 4, as the distance is plotted
in half or double scale.

Distance 60 120 240k=
Elevation

PROFILE MAP ($\frac{4}{3}$ Radius)

NO. _____

DATE _____

$\frac{4}{3}$

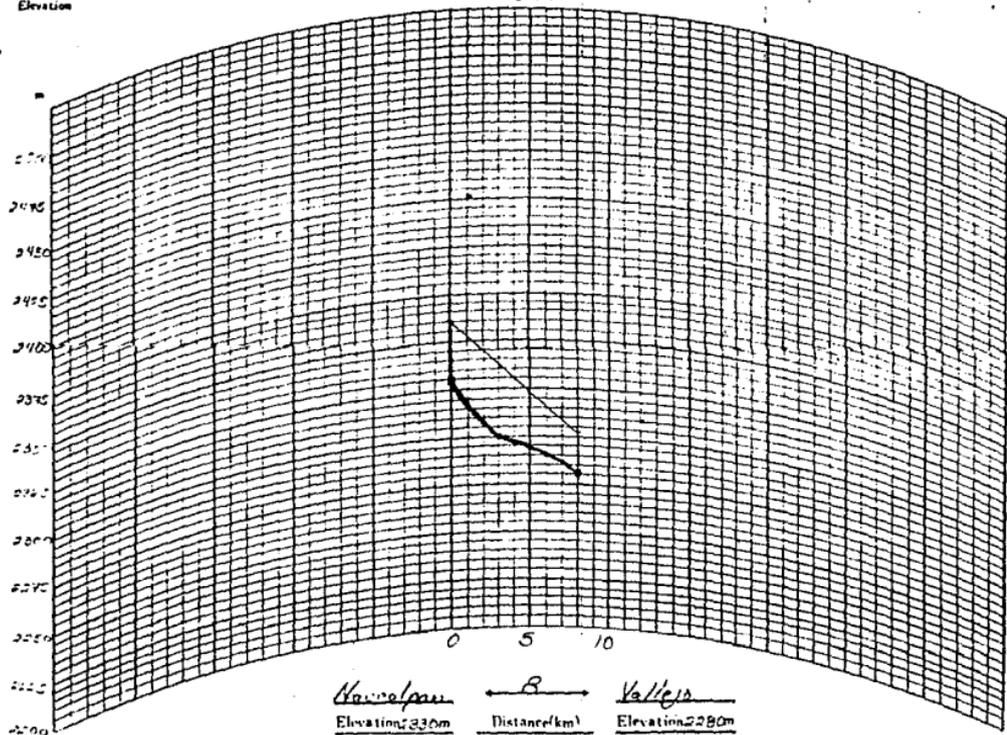
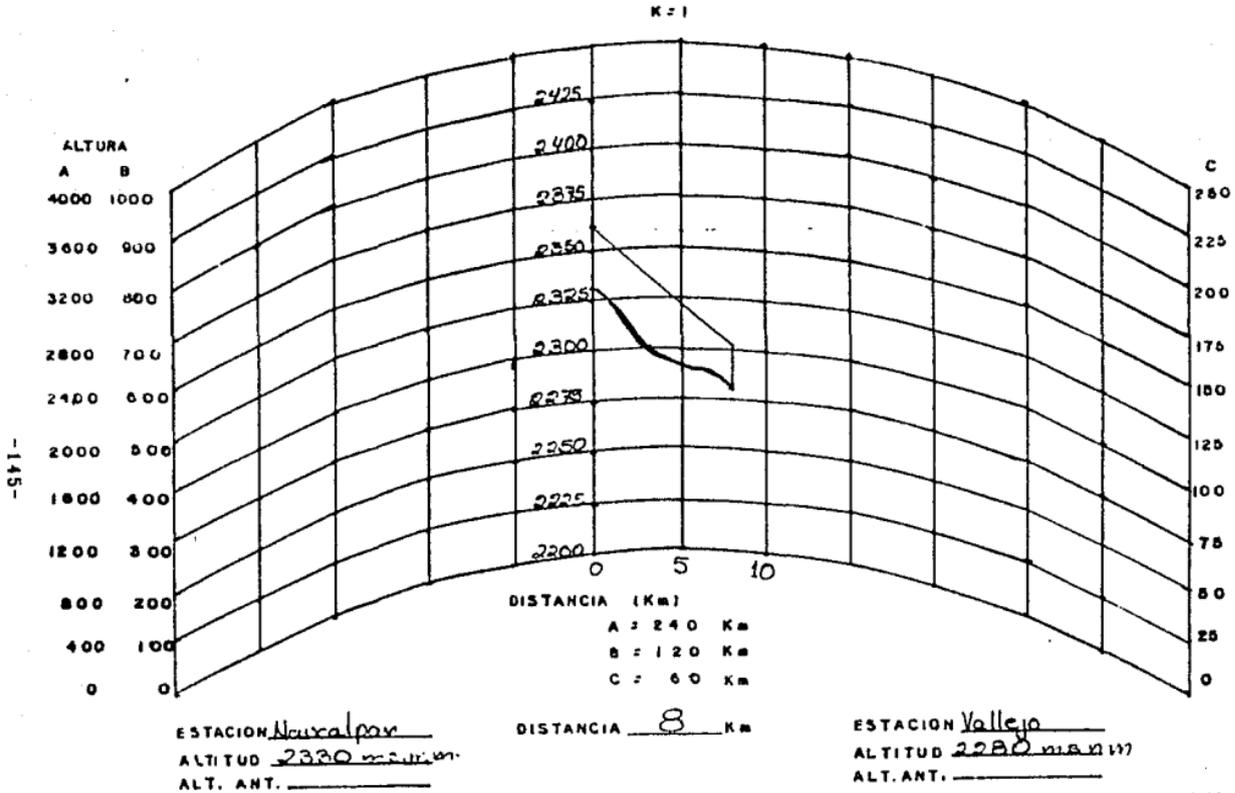


FIG. VI.6.- PERFIL TOPOGRAFICO EN CARTA DE K=4/3 PARA EL ENLACE
NAUCALPAN - VALLEJO.

FIG. VI.7.- PERFIL TOPOGRAFICO EN CARTA DE K=1 PARA EL ENLACE NAUCALPAN - VALLEJO.



K=2/3

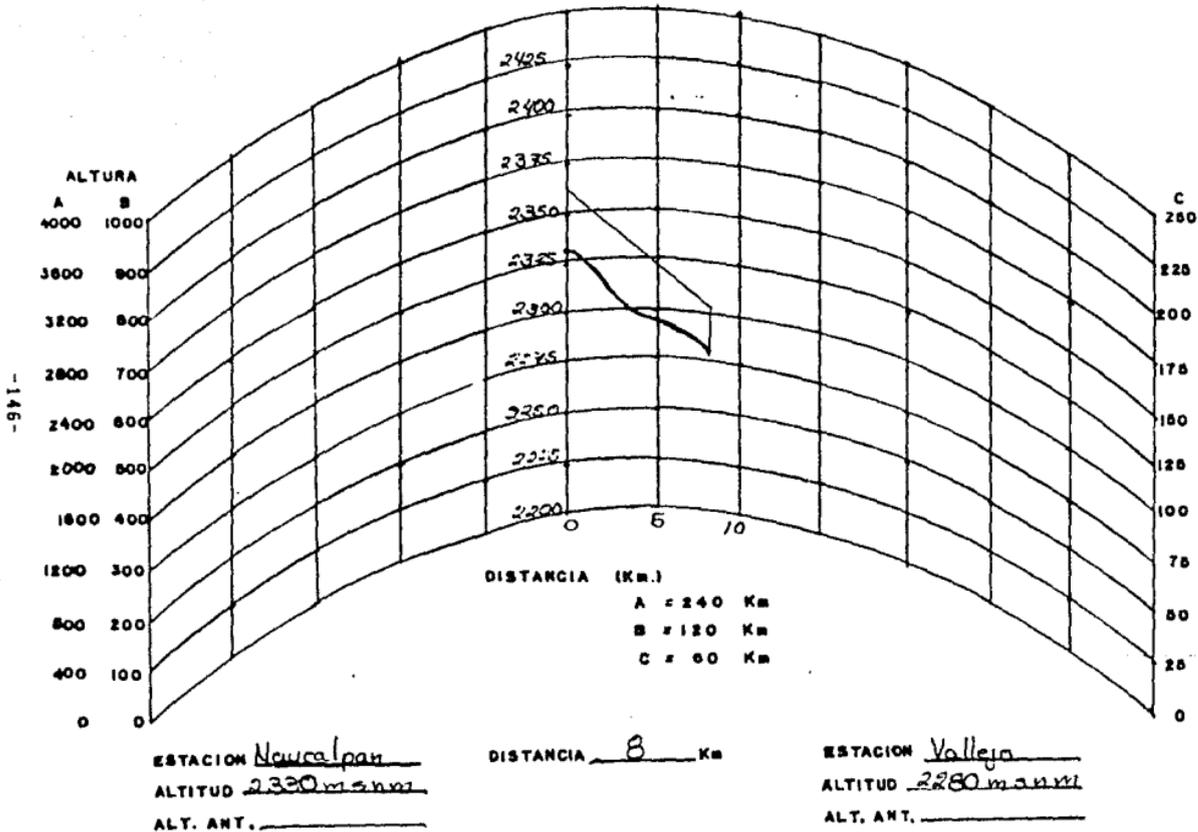


FIG. VI.8.- PERFIL TOPOGRAFICO EN CARTA DE K=2/3 PARA EL ENLACE NAUCALPAN - VALLEJO.

POLIGONAL DEL SISTEMA

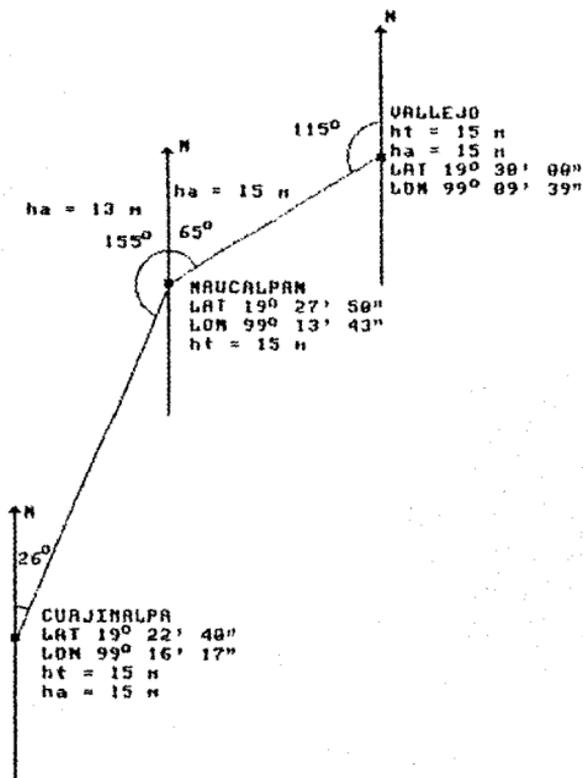


fig. VI.9.- POLIGONAL DEL SISTEMA Y COORDENADAS DE LAS ESTACIONES.

fig. VI.10.-

CROQUIS DE LA UBICACION DE LA TORRE
Y DEL EQUIPO MULTIFLEX EN LAS
INSTALACIONES DEL CENTRO DE COMPUTO
EN CUAJIMALPA.

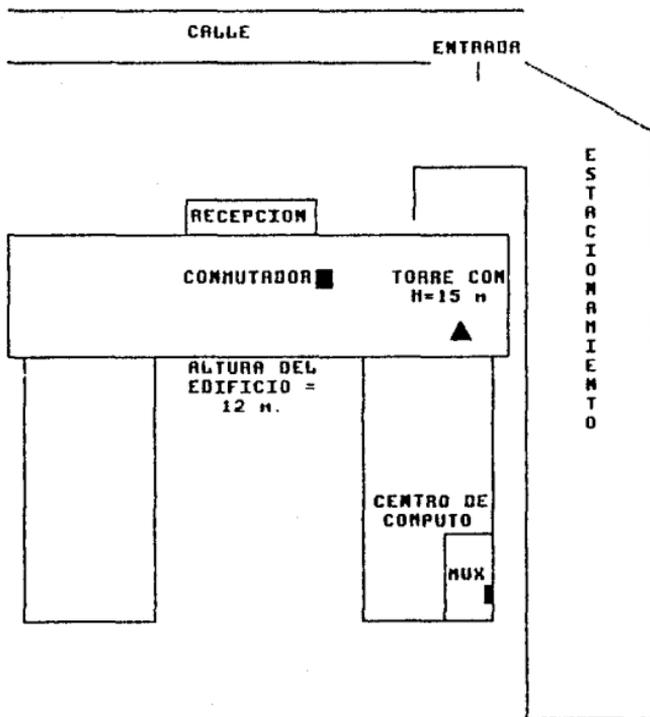


FIG. VI.11.-

CROQUIS DE LA UBICACION DE LA TORRE Y EL EQUIPO MULTIPLEX EN LAS INSTALACIONES DE NAUCALPAN.

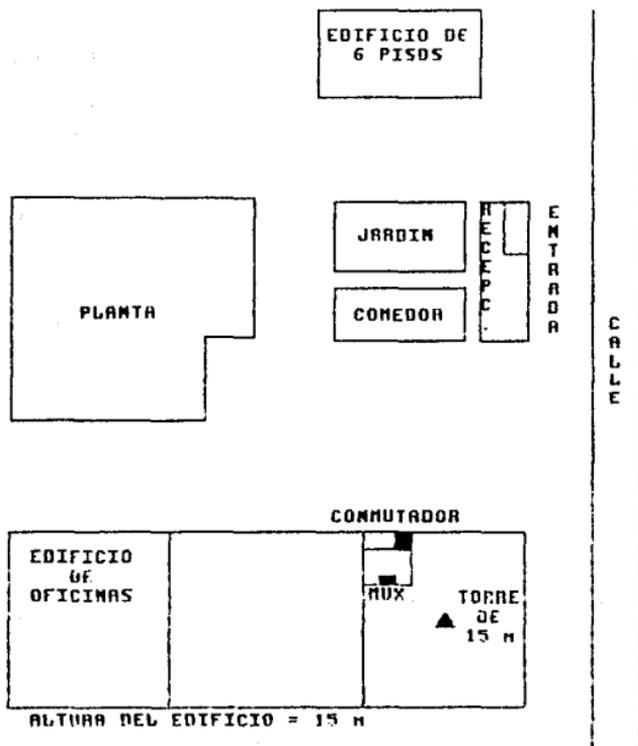
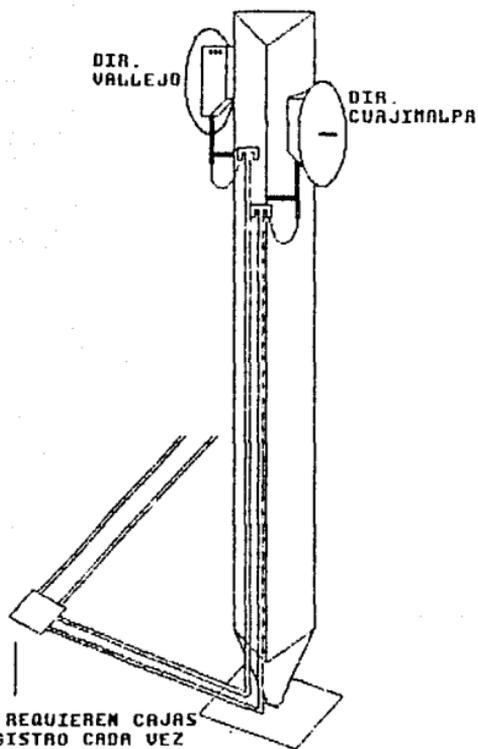
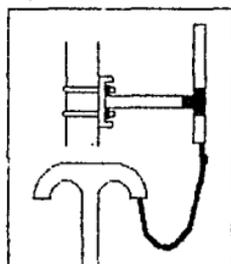


fig. VI.12.-

CROQUIS DE LA AZOTEA DEL
EDIFICIO DE OFICINAS EN
NAUCALPAN.



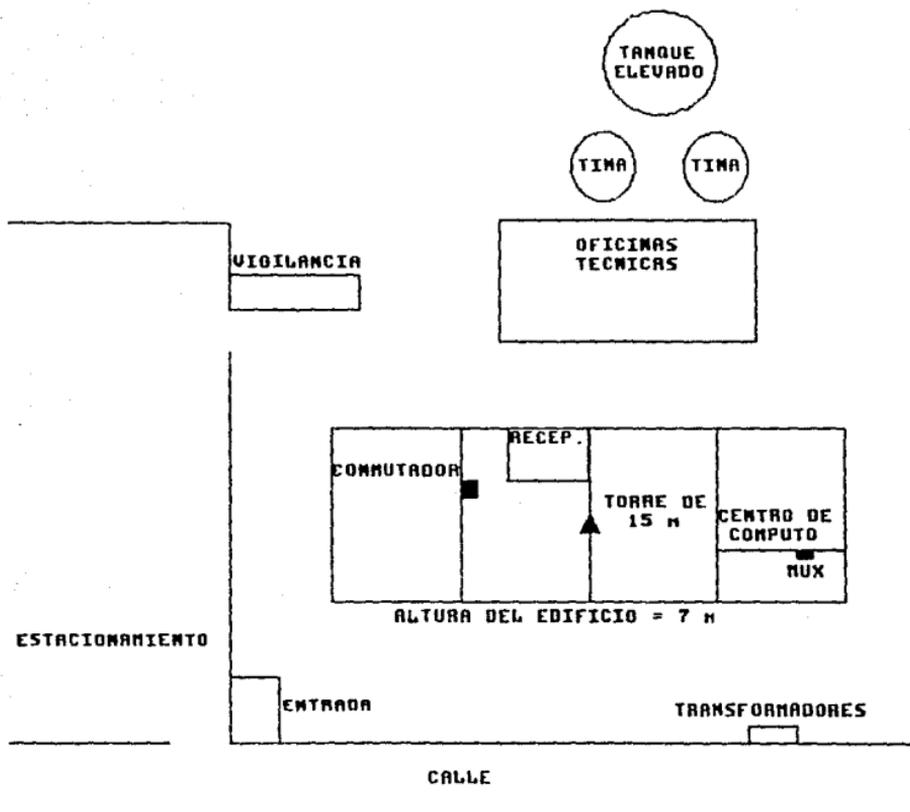
SE REQUIEREN CAJAS
REGISTRO CADA VEZ
QUE EL DUCTO CAMBIE
DE DIRECCION.



DETALLE DE LA ENTRADA
DE LOS CABLES AL DUCTO

fig. VI.13.-

CROQUIS DE LA UBICACION DE LA TORRE
Y DEL EQUIPO MULTIFLEX EN LAS
INSTALACIONES DEL CENTRO DE COMPUTO
EN VALLEJO .



PROYECTO: CENTRO DE COMPUTO

| NOMBRE DE LA ESTACION: | QUADRALPA | NAUCALPAN |
|-------------------------------------|-----------|-----------|
| DISTANCIA (km) | | 10.6 |
| FRECUENCIA (MHz) | | 15.0 |
| DIAMETRO DE ANTENA (cm) | 2 | 2 |
| LONG. DE GUIA DE ONDA (cm) | 0 | 0 |
| FACTOR DE PERDIDA | | 10.0 |
| FACTOR CLIMATICO | | 1.0 |
| INT. DE LLUVIA PARA 0.1% (mm/hr) | | 53.0 |
| POLARIZACION DE ANTENA | | VER |
| POTENCIA DE TRANSMISION (dBm) | | 15.0 |
| PERDIDA EN EL ESPACIO LIBRE (dB) | | 136.4 |
| GANANCIA DE ANTENA (dB) | 37 | 37 |
| PERD. EN LA GUIA DE ONDA (dB) | 0 | 0 |
| PERD. EN EL BRANCO-IN (dB) | 0 | 0 |
| PERD. ADICIONAL (dB) | 0 | 0 |
| NIVEL DE ENT. AL RECEPTOR (dBm) | | -47.4 |
| VELOCIDAD DE TRANSMISION (bits/s) | | 8.448 |
| UMBRAL DE REC. PARA BER 10E-7 (dBm) | | -81.0 |
| MARGEN DE DESV. PARA BER 10E-7 (dB) | | 33.6 |
| UMBRAL DE REC. PARA BER 10E-6 (dBm) | | -76.0 |
| MARGEN DE DESV. PARA BER 10E-6 (dB) | | 28.6 |

PORCENTAJE DE TIEMPO EN EL FEOR MES QUE EXCEDE UN BER 10E-3 MEDIDO A:

| | |
|---|-----------|
| DESVAÑECIMIENTO POR TRAYECTO MULTIPLE (%) | 0.000000 |
| DESVAÑECIMIENTO POR LLUVIA (%) | 0.009230 |
| DISTRIBUCION (%) | 99.990760 |
| TIEMPO FUERA TOTAL (minutos) | 7.954000 |

PORCENTAJE DE TIEMPO EN EL FEOR MES QUE EXCEDE UN BER 10E-6 MEDIDO A:

| | |
|---|-----------|
| DESVAÑECIMIENTO POR TRAYECTO MULTIPLE (%) | 0.000000 |
| DESVAÑECIMIENTO POR LLUVIA (%) | 0.009759 |
| DISTRIBUCION (%) | 99.990242 |
| TIEMPO FUERA TOTAL (minutos) | 4.215542 |

REPORTES, CENTRO DE COMPTO

| NOMBRE DE LA ESTACION: | QUAJIMALSA | NAUCALAN |
|-------------------------------------|------------|----------|
| DISTANCIA (Km) | | 10.5 |
| FRECUENCIA (GHz) | | 15.0 |
| DIAMETRO DE ANTENA (ft) | 2 | 2 |
| LONG. DE GUIA DE ONDA (ft) | | 0 |
| FACTOR DE RUGOSIDAD | | 10.0 |
| FACTOR CLIMATICO | | 1.0 |
| INT. DE LLUVIA PARA 0.01% (mm/hr) | | 60.0 |
| POLARIZACION DE ANTENA | | HOR |
| POTENCIA DE TRANSMISION (dBm) | | 15.0 |
| PERDIDA EN EL ESPACIO LIBRE (dB) | | 126.4 |
| GANANCIA DE ANTENA (dB) | 17 | 17 |
| PERD. EN LA GUIA DE ONDA (dB) | 0 | 0.0 |
| PERD. EN EL BRANCHO (dB) | 0 | 0.0 |
| PERD. ADICIONAL (dB) | 0 | 0.0 |
| NIVEL DE ENL. AL RECEPTOR (dBm) | | -47.4 |
| VELOCIDAD DE TRANSMISION (kb/s) | | 8.448 |
| UMBRAL DE REC. PARA BER 10E-7 (dBm) | | -81.0 |
| MARGEN DE DESV. PARA BER 10E-7 (dB) | | 33.6 |
| UMBRAL DE REC. PARA BER 10E-5 (dBm) | | -75.1 |
| MARGEN DE DESV. PARA BER 10E-5 (dB) | | 28.1 |

PORCENTAJE DE TIEMPO EN EL PEOR MES QUE EXCEDE UN BER 10E-5 DEBIDO A:

| | |
|---|-----------|
| DESVANECIMIENTO POR TRAYECTO MULTIPLE (%) | 0.000000 |
| DESVANECIMIENTO POR LLUVIA (%) | 0.009458 |
| DISPONIBILIDAD (%) | 99.990542 |
| TIEMPO FUERA TOTAL (minutos) | 6.509760 |

PORCENTAJE DE TIEMPO EN EL PEOR MES QUE EXCEDE UN BER 10E-6 DEBIDO A:

| | |
|---|-----------|
| DESVANECIMIENTO POR TRAYECTO MULTIPLE (%) | 0.000000 |
| DESVANECIMIENTO POR LLUVIA (%) | 0.009780 |
| DISPONIBILIDAD (%) | 99.990220 |
| TIEMPO FUERA TOTAL (minutos) | 7.041600 |

TRAYECTO: CENTROS DE COMPUTO

| NOMBRE DE LA ESTACION: | NAUCALPAN | VALLEJO |
|-------------------------------------|-----------|---------|
| DISTANCIA (km) | | 2.0 |
| FRECUENCIA (MHz) | | 15.0 |
| DIAMETRO DE ANTENA (cm) | 2 | 2 |
| LONG. DE GUIA DE ONDA (cm) | 0 | 0 |
| FACTOR DE SUSCIPCION | | 10.0 |
| FACTOR CLIMATICO | | 1.0 |
| INT. DE LLUVIA PARA 0.001 (mm/H) | | 63.0 |
| POLARIZACION DE ANTENA | | VEF |
| POTENCIA DE TRANSMISION (dBm) | | 15.0 |
| PERDIDA EN EL ESPACIO LIBRE (dB) | | 134.02 |
| GANANCIA DE ANTENA (dB) | 37 | 74.0 |
| PERD. EN LA GUIA DE ONDA (dB) | 0 | 0.0 |
| PERD. EN EL BRANCHIN (dB) | 0 | 0.0 |
| PERD. ADICIONAL (dB) | 0 | 0.0 |
| NIVEL DE ENT. AL RECEPTOR (dBm) | | -45.02 |
| VELOCIDAD DE TRANSMISION (Mbps) | | 6.448 |
| UMBRAL DE REC. PARA BER 10E-3 (dBm) | | -81.0 |
| MARGEN DE DESV. PARA BER 10E-3 (dB) | | 35.98 |
| UMBRAL DE REC. PARA BER 10E-6 (dBm) | | -76.0 |
| MARGEN DE DESV. PARA BER 10E-6 (dB) | | 30.98 |

PORCENTAJE DE TIEMPO EN EL PEOR MES QUE EXCEDE UN BER 10E-3 DEBIDO A:

| | |
|---|-----------|
| DESVANECIMIENTO POR TRAYECTO MULTIPLE (%) | 0.000000 |
| DESVANECIMIENTO POR LLUVIA (%) | 0.008579 |
| DISPONIBILIDAD (%) | 99.991421 |
| TIEMPO FUERA TOTAL (minutos) | 3.706171 |

PORCENTAJE DE TIEMPO EN EL PEOR MES QUE EXCEDE UN BER 10E-6 DEBIDO A:

| | |
|---|-----------|
| DESVANECIMIENTO POR TRAYECTO MULTIPLE (%) | 0.000000 |
| DESVANECIMIENTO POR LLUVIA (%) | 0.009043 |
| DISPONIBILIDAD (%) | 99.990956 |
| TIEMPO FUERA TOTAL (minutos) | 3.906964 |

PROYECTO: CENTRO DE COMPUTO

| NOMBRE DE LA ESTACION: | NAUCALPAN | VALLEJO |
|-------------------------------------|-----------|---------|
| DISTANCIA (km) | | 3.0 |
| FRECUENCIA (GHz) | | 15.0 |
| DIAMETRO DE ANTENA (m) | 0 | 0 |
| LONG. DE GUIA DE ONDA (m) | 0 | 0 |
| FACTOR DE RUGOSIDAD | | 10.0 |
| FACTOR CLIMATICO | | 1.0 |
| INT. DE LLUVIA PARA 0.01% (mm/h) | | 53.0 |
| POLARIZACION DE ANTENA | | H0R |
| POTENCIA DE TRANSMISION (dBm) | | 15.0 |
| PERDIDA EN EL ESPACIO LIBRE (dB) | | 174.02 |
| GANANCIA DE ANTENA (dB) | 37 | 74.0 |
| PERD. EN LA GUIA DE ONDA (dB) | 0 | 0.0 |
| PERD. EN EL BRANCHIA (dB) | 0 | 0.0 |
| PERD. ADICIONAL (dB) | 0 | 0.0 |
| NIVEL DE ENT. AL RECEPTOR (dBm) | | -45.02 |
| VELOCIDAD DE TRANSMISION (Mbps) | | 8.440 |
| UMBRAL DE REC. PARA BER 10E-3 (dBm) | | -21.0 |
| MARGEN DE DESV. PARA BER 10E-3 (dB) | | 25.98 |
| UMBRAL DE REC. PARA BER 10E-6 (dBm) | | -75.0 |
| MARGEN DE DESV. PARA BER 10E-6 (dB) | | 30.98 |

PORCENTAJE DE TIEMPO EN EL PEOR MES QUE EXCEDE UN BER 10E-3 DEBIDO A:

| | |
|---|-----------|
| DESVANECIMIENTO POR TRAYECTO MULTIPLE (%) | 0.000000 |
| DESVANECIMIENTO POR LLUVIA (%) | 0.008781 |
| DISPONIBILIDAD (%) | 99.991212 |
| TIEMPO FUERA TOTAL (minutos) | 6.322320 |

FORCENTAJE DE TIEMPO EN EL PEOR MES QUE EXCEDE UN BER 10E-6 DEBIDO A:

| | |
|---|-----------|
| DESVANECIMIENTO POR TRAYECTO MULTIPLE (%) | 0.000000 |
| DESVANECIMIENTO POR LLUVIA (%) | 0.009263 |
| DISPONIBILIDAD (%) | 99.990736 |
| TIEMPO FUERA TOTAL (minutos) | 6.669360 |

CAPITULO VII

ESTUDIO ECONOMICO

Y

CONCLUSIONES

CAPITULO VII:

ESTUDIO ECONOMICO Y CONCLUSIONES DEL PROYECTO.

Esta es una de las partes más importantes del proyecto, ya que de esta dependerá la decisión de llevar a la realidad los enlaces o no.

Puesto que somos ajenos a las actividades que se realizan en dichos centros de cómputo, nos limitaremos a mencionar los gastos que se derivan de la adquisición de un sistema de comunicación de este tipo, así como de la infraestructura necesaria para la operación del mismo.

VII.1.- AUTORIZACION.

Antes de realizar cualquier gasto, se debe de lograr la autorización para la operación de un sistema de este tipo en la zona metropolitana de la Ciudad de México. La encargada de regular la utilización del espectro electromagnético, es la SCT (SECRETARIA DE COMUNICACIONES Y TRANSPORTES), ella se encargará de asignar las frecuencias de operación para el sistema, evitando con esto interferencias entre sistemas adyacentes operando en la misma banda.

Lo anterior mediante un pago previo de derechos de uso de radiofrecuencia.

VII.2.- INSTALACION.

Para poder realizar la instalación de este sistema, como se dijo en el capítulo anterior, se requiere del levantamiento de tres torres, además de la instalación de los ductos necesarios para los cables de alimentación y de señal.

Después de que se han logrado las facilidades anteriores, se procederá a la instalación de los equipos de transmisión en las

torres y al tendido de los cables de alimentación y de señal a través de los ductos. Todos los pasos anteriores significan gastos para la compañía dueña de los centros de cómputo.

VII.3.- MANTENIMIENTO.

Puesto que este equipo es de estado sólido y que se encuentra protegido de las inclemencias del tiempo por el gabinete hermético, requiere de un mantenimiento mínimo, que sería periódico y que consistiría de realizar mediciones del AGC del equipo, para verificar que el viento no ha desviado las antenas de su trayectoria, por lo anterior se debe de considerar la capacitación de dos técnicos, para que sean ellos quienes hagan estas mediciones y realicen el cambio de unidades cuando alguna de estas se dañe.

VII.4.- COSTOS DEL SISTEMA DE MICROONDAS DIGITAL DE 120 CANALES EN PESOS AL MES DE SEPTIEMBRE DE 1989.

COSTO DEL SISTEMA DE MICROONDAS DIGITAL DE 120 CANALES.

| CONCEPTO: | COSTO POR UNIDAD | CANTIDAD | COSTO TOTAL |
|-------------------------|------------------|----------|-------------------|
| EQUIPO MINI-LINK 15 | \$ 77'927,500.00 | 4 | \$ 311'710,000.00 |
| TORRE TRIANGULAR DE 15m | \$ 20'000,000.00 | 3 | \$ 60'000,000.00 |
| DUCTO GALVANIZADO | \$ 19,000.00 | 700 m | \$ 13'300,000.00 |
| CABLE COAXIAL | \$ 650.00 | 700 m | \$ 455,000.00 |
| CABLE DE ALIMENTACION | \$ 1,500.00 | 700 m | \$ 1'050,000.00 |
| TOTAL: | | | \$ 386'515,000.00 |

A los costos anteriores se les debe de agregar el impuesto sobre el valor agregado (IVA) que es del 15 %.

Existen otros equipos de comunicacion de este tipo, pero se escogió este por contar con el mejor respaldo técnico por parte de los proveedores, además de que el tiempo promedio entre fallas es grande y el mantenimiento es el mas sencillo por tratarse de un equipo constituido de tarjetas que pueden ser facilmente cambiadas en caso de que alguna falle.

CONCLUSIONES.

Como se determinó en el capítulo de cálculos, la comunicación de los tres centros de cómputo por un sistema de microondas de este tipo es posible, puesto que se ha comprobado la existencia de línea de vista entre las estaciones a partir del perfil topográfico y por el estudio de campo realizado, los cálculos muestran que el nivel de recepción en ambos enlaces cumple con una disponibilidad de sistema mejor que el 99.99 % del tiempo.

Los costos iniciales de un sistema de este tipo son altos, pero considerando que se trata de una compañía grande, el costo es compensado con el servicio que el sistema le va a brindar, dándole una mayor agilidad a sus centros de cómputo, y permitiéndole tener extensiones privadas directas entre sus instalaciones, dentro de la zona metropolitana de la Ciudad de México.

Todo lo anterior queda a disposición de las personas que tomarán la decisión de llevar a la realidad el sistema, dependiendo del presupuesto con que cuenten, y de la importancia que para ellos represente enlazar sus centros de cómputo.

Por nuestra parte esperamos que el presente estudio sirva como guía para cualquier Ingeniero o técnico que se encuentre en una situación similar.

Además de que la sección de PCM es aplicable a cualquier tipo de sistema de comunicación digital, ya sea a través de microondas, por fibra óptica, cable coaxial, o línea física.

BIBLIOGRAFIA:

FUTURE DEVELOPMENT OF COMMUNICATIONS

James Martin
Prentice Hall

DIGITAL MICROWAVE RADIO
ENGINEERING FUNDAMENTALS
Nippon Electric Co. (NEC)
Tokyo, Japan.

CONSIDERACIONES DE INGENIERIA PARA
SISTEMAS DE COMUNICACIONES POR
MICROONDAS
Lenkurt Electric Co., Inc.
San Carlos, California
Jun 1970

FUNDAMENTOS DE PROPAGACION DE MICROONDAS
Noboru Yamane
opus-100.X.1974. Publicaciones Telecomex

IEEE TRANSACTION ON COMMUNICATIONS
VOL. COM 28. No. 9, SEP 1980.
PREDICTION OF ATTENUATION BY RAIN
Robert K. Crane. Fellow. IEEE

DIGITAL COMMUNICATIONS
Kamilo Feher
Prentice Hall

MANUAL MINI-LINK 15
Ericsson Radio Systems AB 1985
P.O.Box 1001.S-431 26 Molndal, Sweden

SISTEMAS DE TRANSMISION A TRAVEZ
FIBRAS OPTICAS PARA VELOCIDADES
DE 34 Mb/s Y 140 Mb/s.
Nippon Electric Co. Ltd. (NEC).
DEX-5718 ISSUE 5
JUN 1985

PRINCIPLES OF DATA COMMUNICATION
MARTIN/ARBEN
Prentice Hall

TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS
Ing. Francisco Hernández Rangel
Ing. Luis M. Manzano de la Torre
Ing. Lizbeth Ortega Lara
División de educación continua de la
Facultad de Ingeniería U.N.A.M.