



111
26/11/85

Universidad Nacional Autónoma de México

FACULTAD DE INGENIERIA

**DISEÑO DE UNA RED DE
MICROONDAS DIGITALES**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
PRESENTAN**

**JOSE EMILIO QUIROZ IBARRA
MARIO EDUARDO NOVOA FLORES**

**DIRECTOR DE TESIS:
ING. SALVADOR LANDEROS AYALA**

MEXICO, D. F.

1985



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

I N D I C E

1	<u>Introducción.</u>	1
2	<u>Técnicas de Modulación.</u>	7
2.1	Introducción.	7
2.2	Modulación por Codificación de Pulsos.	7
2.3	Multicanalización y Jerarquización.	16
2.3.1	TDM.	16
2.3.2	FDM.	20
2.4	Modulación en Amplitud.	22
2.5	Modulación en Frecuencia.	27
2.6	Modulación en Fase.	31
2.6.1	Variaciones de PSK.	32
2.6.2	Modulación y Demodulación de PSK.	34
2.6.3	Modulación y Demodulación de QPSK.	35
2.7	Modulación Híbrida.	39
2.8	Ruido en Sistemas de Modulación Digital.	40
2.9	Elección del Método Optimo de Modulación.	44
3	<u>Método para el Diseño de un Enlace de Microondas.</u>	48
3.1	Selección de la Ruta Optima.	48
3.1.1	Puntos Terminales.	48
3.1.2	Repetidores Intermedios.	48
3.1.3	Influencia del Terreno.	48
3.1.4	Influencia de la Lluvia y Niebla.	50
3.2	Características de la Tierra.	50
3.2.1	Curvatura.	50
3.2.2	Escalas.	52
3.2.3	Método de Tierra Equivalente.	52
4	<u>Propagación.</u>	55
4.1	Formas de Propagación de las Ondas de Radiocomunicación.	55

4.2	Naturaleza de las Microondas.	56
4.3	Atenuación en el Espacio Libre.	57
4.3.1	Naturaleza de las Pérdidas en el Espacio Libre.	59
4.3.2	Fórmula del Espacio Libre.	59
4.4	Efectos del Terreno (Zonas de Fresnel).	60
4.5	Efectos Atmosféricos.	64
4.5.1	Atenuación por Lluvia.	65
4.5.2	Atenuación por Niebla.	68
4.5.3	Atenuación por Gases Atmosféricos.	68
4.6	Diversidad de Espacio y Frecuencia.	70
5	<u>Ruido en Sistemas de Comunicaciones.</u>	75
5.1	Ruido Térmico.	75
5.1.1	Figura de Ruido.	75
5.2	Ruido de Intermodulación.	76
5.3	Ruido Atmosférico y hecho por el Hombre.	76
5.4	Ruido por el Equipo de Multicanalización.	76
6	<u>Equipo.</u>	79
6.1	Torres.	79
6.2	Guías de Onda y Líneas de Transmisión.	83
6.2.1	Guía de Onda Rectangular.	83
6.2.2	Guía de Onda Circular.	84
6.2.3	Guía de Onda Elíptica.	84
6.3	Antenas.	85
7	<u>Metodología para el Cálculo del Enlace Analógico.</u>	88
7.1	Necesidades.	88
7.2	Trayectoria.	88
7.3	Corrección del Perfil.	91
7.4	Zonas de Fresnel.	92
7.5	Altura de las Torres.	92

7.6	Atenuación en el Espacio Libre.	93
7.7	Atenuación en Alimentadores.	94
7.8	Atenuación Total.	97
7.9	Potencia del Transmisor.	97
7.10	Nivel de Entrada al Receptor.	98
7.11	Ruido Térmico.	101
7.12	Ruido de Intermodulación.	101
7.13	Ruido Total.	101
8	<u>Cálculo del Enlace Digital.</u>	104
8.1	Introducción.	104
8.2	Trayectoria.	104
8.3	Equipo.	105
8.4	Relación Señal a Ruido.	111
8.5	Potencia de Recepción de Umbral.	112
8.6	Disponibilidad.	113
8.6.1	Tiempo Medio entre Fallas.	113
8.6.2	Tiempo Medio para Reparaciones.	113
8.7	Atenuación debido a Lluvia.	116
8.8	Atenuación Total.	116
8.9	Potencia Nominal de Recepción.	117
8.10	Margen.	117
9	<u>Conclusiones.</u>	120
Anexo 1	Precio de los Equipos Analógico y Digital.	123
	Bibliografía.	129

1. INTRODUCCION

El presente trabajo se ha desarrollado tomando en cuenta dos aspectos fundamentales, que han variado sustancialmente el desarrollo de las telecomunicaciones en México.

En primer lugar la tendencia tecnológica de los países desarrollados que ejercen fuerte influencia sobre el nuestro y que avanza definitivamente hacia la digitalización de sus sistemas analógicos actuales; en adición a esto, los sistemas más modernos de comunicación, que en un futuro próximo podrán ser adquiridos, son en su mayoría digitales. Esto nos lleva a pensar que la modernización de nuestra red de microondas, no obstante que sea paulatino, deberá tender hacia los sistemas digitales.

En adición a esto se debe apuntar que la industrialización de nuestro país conlleva a un crecimiento acelerado de las necesidades de comunicación, la saturación de los espectros de frecuencia disponibles para esta utilización dejan solamente un camino: La optimización de la capacidad de los sistemas mediante multicanalización.

La multicanalización por división en tiempo (TDM) resulta de sencilla implementación con altos niveles de eficiencia, sin embargo su implementación solo es posible en sistemas digitales.

En segundo término está la tendencia a nivel mundial de la utilización de sistemas computacionales en todos los campos de la actividad productiva; actualmente las comunicaciones de datos se llevan a cabo a través de medios diseñados para transmisiones analógicas; la transmisión de señales digitales por medios analógicos requiere por tanto de dispositivos que adecuen las señales para ser transmitidas confiablemente. Estos dispositivos, conocidos como MODEMS (Modulador - Demodulador), convierten las señal digital en una señal analógica, la cuál contiene información

mediante técnicas de modulación desarrolladas para este efecto (APK, FSK, PSK).

Estos dispositivos adicionales en los sistemas de comunicación además de aumentar los costos pueden contribuir con ruido adicional en los sistemas.

Con la utilización de un sistema digital de comunicación las señales originalmente digitales no tendrían que ser convertidas en señal analógica en la transmisión para después regresar a su estado original en la recepción.

En la actualidad nuestro país cuenta con una red de microondas analógicas la cuál ha requerido de una fuerte inversión en estudios topográficos y de Ingeniería Civil. Al desarrollar el presente trabajo se ha tomado en cuenta un punto de vista realista, por lo que no se proponen nuevas rutas para los enlaces, por el contrario se ha tomado como base la actual infraestructura civil de la red, variando únicamente los sistemas de comunicación.

En resúmen, las principales ventajas de un sistema digital son:

1. La aceptación de información de tipo digital.
2. Economía del equipo terminal en telefonía digital.
3. Calidad de transmisión.
4. Inmunidad al ruido (fig. 1.1).
5. La creciente introducción de equipo de conmutación digital.
6. La tendencia de nuevas tecnologías en forma digital.
7. La optimización del ancho de banda (fig. 1.2).
8. La eficiencia de la potencia de transmisión (fig. 1.3).
9. La complejidad de la circuitería.

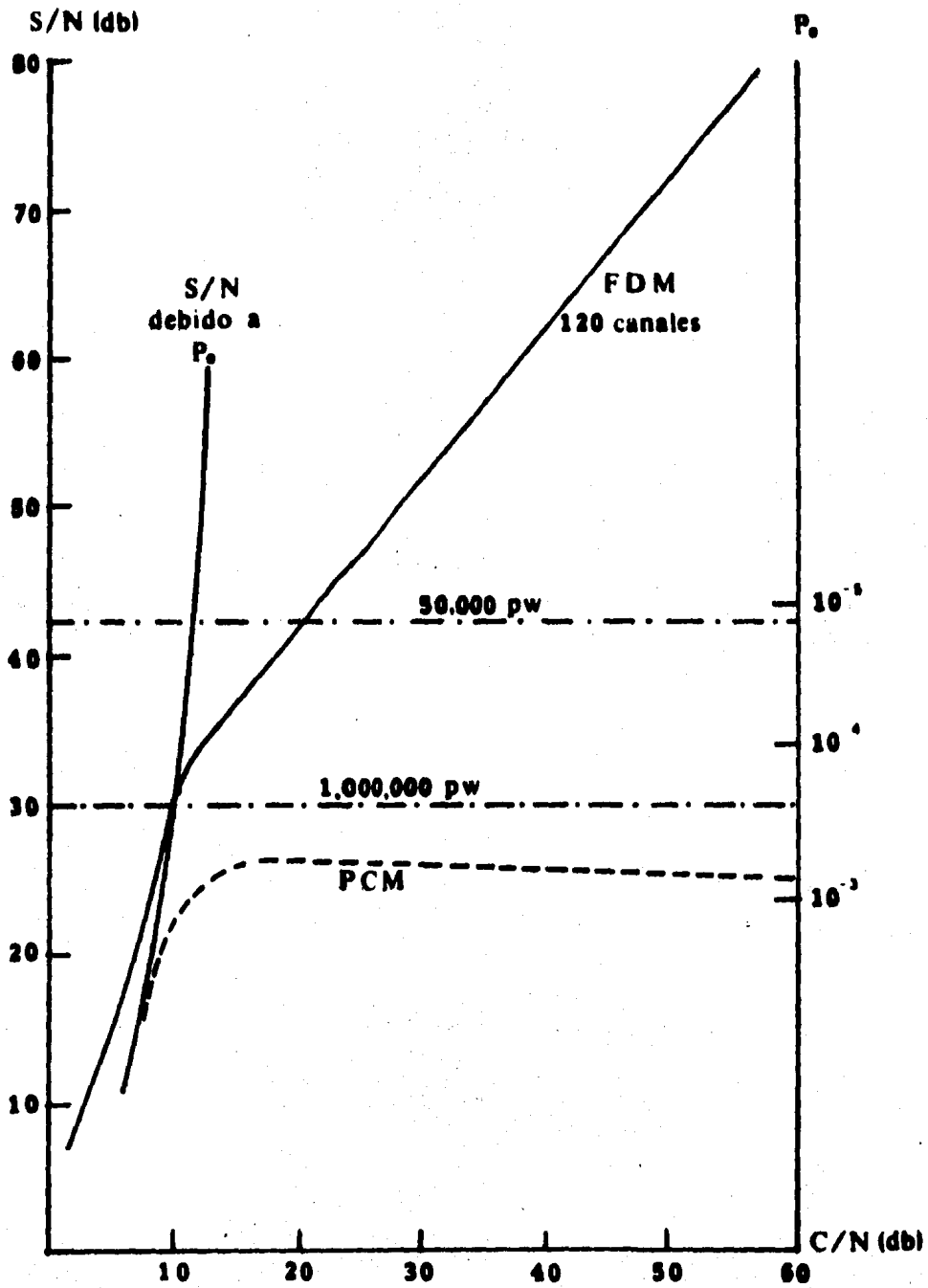


fig. 1.1
Comparación entre PCM y FDM

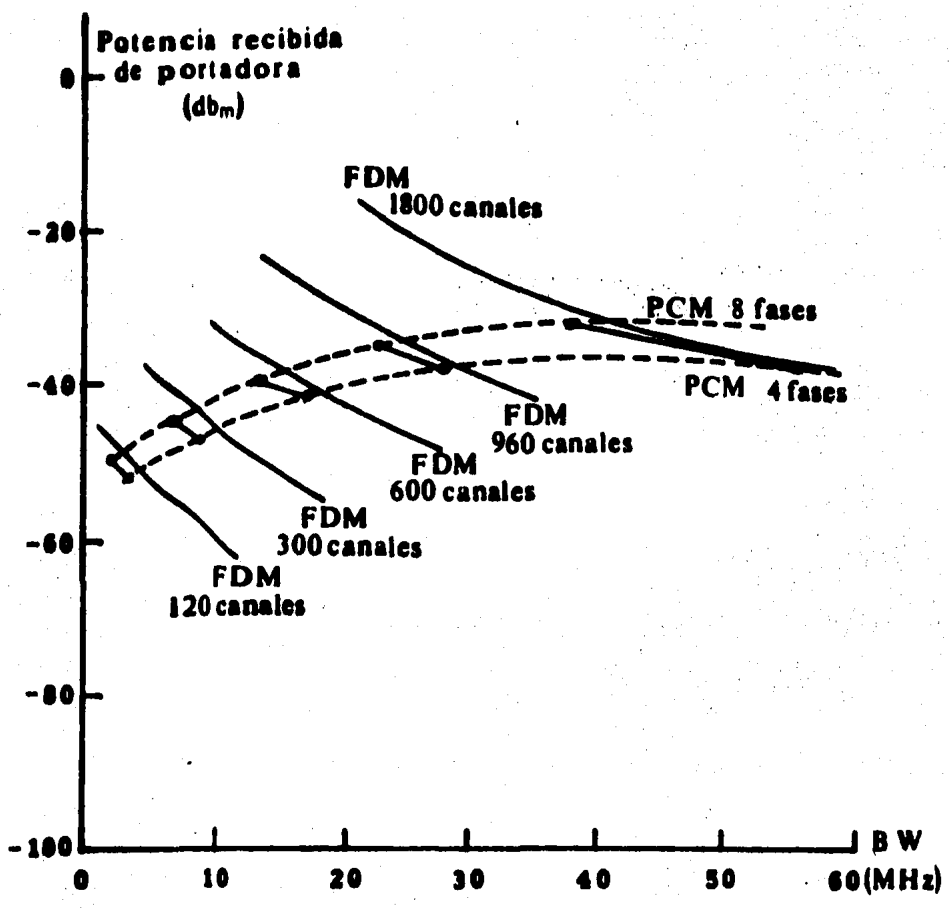


fig. 1.2
Relación de Potencia y Ancho
de Banda entre PCM y FDM

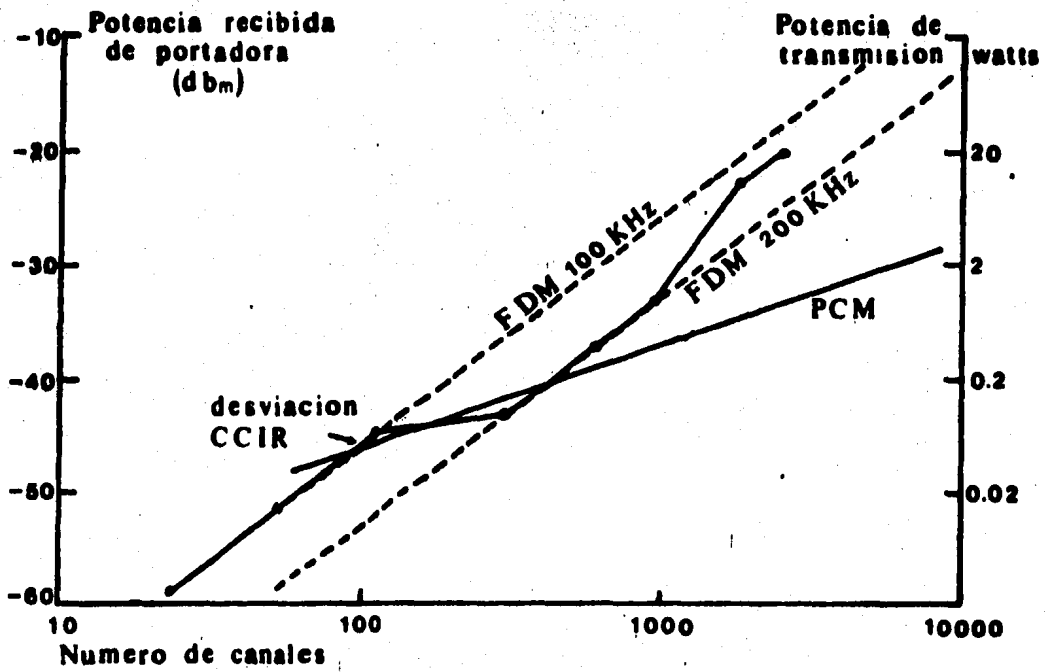


fig. 1.3
Potencia de Transmisi3n de PCM y FDM

La principal desventaja de un sistema de transmisión digital con frecuencias arriba de 10 GHz es la atenuación por lluvia, la cuál reduce el espacio entre repetidores, de aquí que se requieran más de ellos. Sin embargo una señal digital es posible regenerarla en cada repetidor, convirtiéndose así en un sistema más inmune al ruido, lo cuál es una característica muy importante.

Para la evaluación adecuada del sistema de transmisión digital se calculará tanto la red analógica como la digital con las mismas características de capacidad de canales telefónicos, así como el mismo enlace, con lo cuál tendremos iguales condiciones topográficas, climatológicas y de distancia entre repetidores, todo esto en base a un enlace ya existente.

Como primer punto, se presentan los tipos de modulación digital, eligiéndose la más adecuada en función de las necesidades del sistema. Posteriormente se plantea el método de diseño de un radio enlace, así como sus implicaciones de propagación y los diferentes tipos de ruidos existentes que en determinado momento pudieran afectar la transmisión.

También se hace mención al método de elección del equipo y sus características.

Finalmente se calcula el enlace analógico y el digital, haciendo una comparación entre ambos sistemas como conclusión.

De aquí que el objetivo de este trabajo, sea la analogía de la red de microondas actual, a un sistema de transmisión digital, aprovechando las instalaciones existentes de la misma red y con sus respectivas variantes en equipo y distanciamiento de repetidoras.

2. TECNICAS DE MODULACION

2.1) Introducción.

La selección de la técnica de modulación en un sistema de radio digital esta basado en varios factores, que son:

- la eficiencia del ancho de banda,
- la inmunidad al ruido,
- la resistencia a la interferencia,
- el consumo de potencia y
- la complejidad de la implementación.

Primeramente se plantea el método de modulación por codificación de pulsos y su multicanalización. Posteriormente se presentan las diferentes técnicas de modulación con sus principales variantes y características de cada una, así como un análisis comparativo de la probabilidad de error de éstas. Finalmente la elección del método óptimo de modulación, para efectos de este trabajo.

2.2) Modulación por Codificación de Pulsos.

Las siglas PCM (Pulse Code Modulation) representan una técnica de modulación digital que ha venido a sustituir paulatinamente a las conocidas técnicas analógicas. Esta sustitución se ha realizado por varios factores:

- Economía. PCM no usa los costosos filtros de FM.
- Menor potencia de transmisión. Los repetidores regenerativos permiten alta calidad en la información ya que eliminan ruido y distorsión en cada estación repetidora.
- No produce radiointerferencia dada su baja potencia de transmisión.

El único problema que presenta PCM es la necesidad de un gran ancho de banda, no obstante se ha reducido con el uso de técnicas de modulación múltiple.

La modulación por pulsos codificados es capaz de convertir una onda analógica en un tren de pulsos de amplitudes discretas y con una adecuada codificación envía la señal en forma binaria. Los pasos para lograr ésto son el muestreo, la cuantización y la codificación, los cuales se describirán a continuación.

Muestreo

Esta operación consiste en tomar pequeñas porciones de una onda, en número suficiente, para lograr una correcta reconstrucción de la misma en el extremo receptor.

(fig. 2.2.1 y 2.2.2).

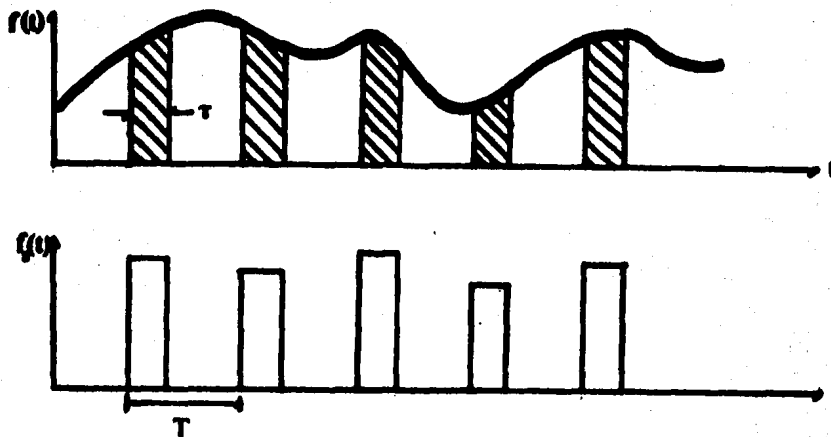


fig. 2.2.1

Proceso de Muestreo

Supongamos una onda analógica continua la cuál será convertida a digital.

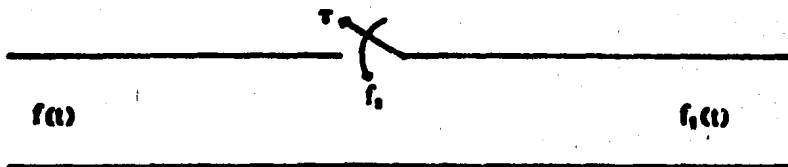


fig. 2.2.2

Muestreo de una Señal Analógica

La onda será muestreada a una tasa de f_c muestras por segundo y cada muestra tendrá una duración de τ segundos; por lo tanto a f_c la llamaremos frecuencia de muestreo, a τ tiempo de muestreo y a T intervalo de muestreo.

La pregunta que surge es ¿Cuál debe ser la tasa de muestreo?.

Existen dos condiciones básicas para poder recuperar una señal a partir de sus muestras.

1. Que la señal sea de banda limitada (ω);
2. Que cumpla con la razón de NYQUIST o sea que $f_c \geq 2\omega$.

Teorema de Muestreo Uniforme

Si una señal no tiene componentes de frecuencia arriba de ω (banda limitada) se puede describir totalmente por muestras instantáneas, esto es $T_s \leq 1/2\omega$.

Si se cumplen las 2 condiciones para recuperar la señal, el ancho de banda del filtro paso-bajas para la recuperación será: $\omega \leq B \leq f - \omega$.

Cuantización

Una vez que tenemos la señal discreta en tiempo (mediante el muestreo) la hacemos discreta en amplitud, (cuantización).

Esto se logra segmentando la amplitud de la onda en niveles de voltaje mayores y menores a cero; dependiendo del número de niveles será el tamaño de la palabra, esto es: Debido a que PCM usa el sistema binario, podemos utilizar la expresión $M = 2^n$, donde M = número de niveles de cuantización y n = número de dígitos en una palabra.

Por lo anterior podemos escribir que para $n = 3$, $M = 8$, para $n = 4$, $M = 16$, etc.

Mientras mayor sea el número de niveles, menor será el ruido de cuantización.

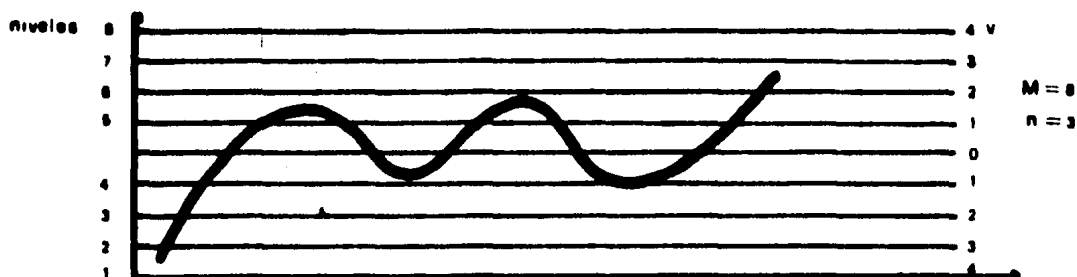


fig. 2.2.3
Niveles de Cuantización

Codificación

Una vez realizado el muestreo y la cuantización, solo queda asignar valores binarios a los niveles de cuantización con lo que se completa el proceso de modulación por codificación de pulsos.

El proceso completo se muestra en los diagramas 2.2.4, 2.2.5 y 2.2.6.

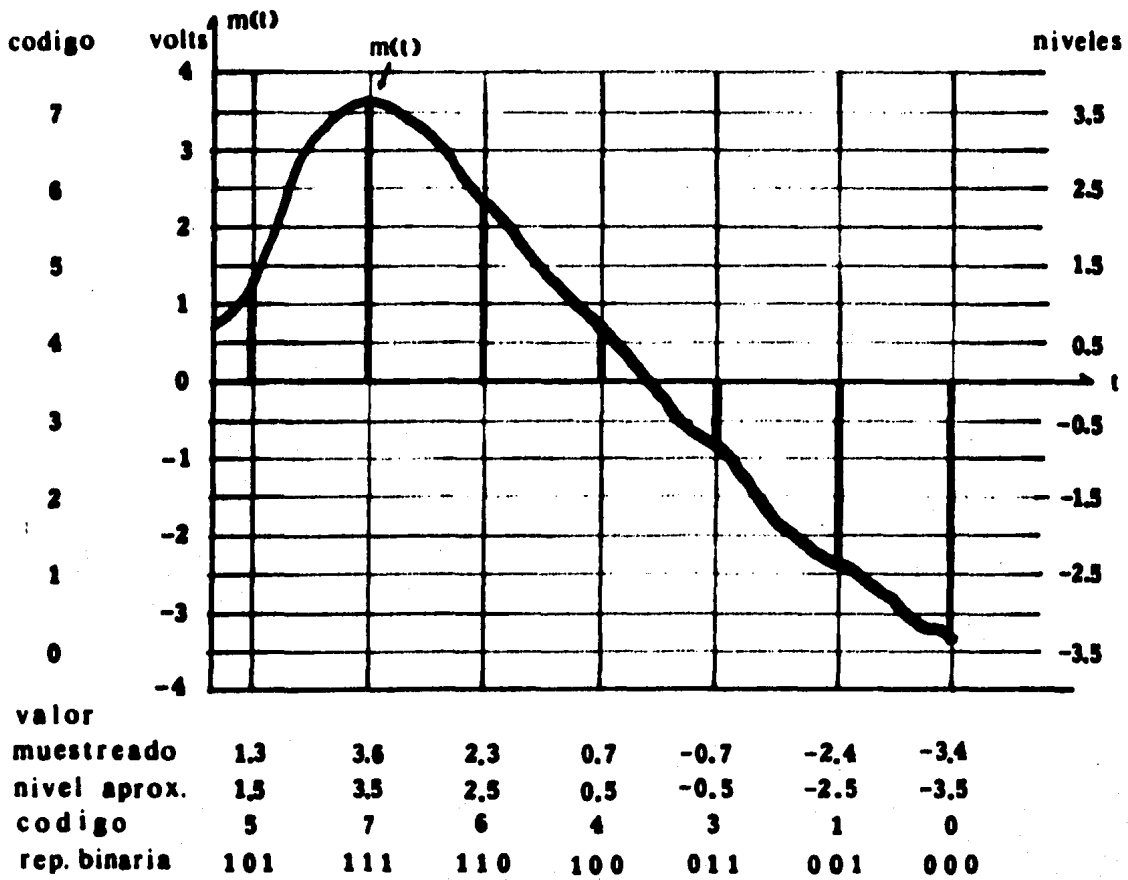


fig. 2.2.4
Codificación

Binario			Dec.
k_2	k_1	k_0	N
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	2
0	1	1	3
1	0	0	4
1	0	1	5
1	1	0	6
1	1	1	7

fig. 2.2.5
Tabla de Equivalencia Binaria

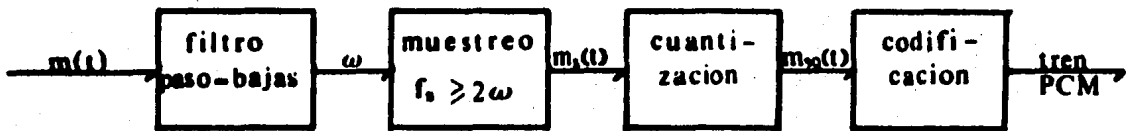


fig. 2.2.6
Diagrama de Bloques de un Transmisor PCM

- $m(t)$: señal analógica
- ω : señal de banda limitada
- $m_s(t)$: señal muestreada
- $m_{sq}(t)$: señal muestreada y cuantizada

Ancho de Banda

El ancho de banda requerido es cuando menos N veces el ancho de banda del canal, por NYQUIST sabemos que debemos muestrear con una frecuencia f_s mayor o igual a 2ω muestras por segundo.

N = Número de dígitos en la palabra,

nf_s = Número de pulsos por segundo = r .

Entonces,

$$f_s \geq 2\omega$$

$$nf_s \geq N2\omega$$

$$nf_s/2 \geq N\omega$$

$$B_c \geq nf_s/2$$

Si el ancho de banda del canal es restringido, puede ocasionar interferencia entre símbolos. Este error se presenta en el receptor en el momento de determinar el voltaje asociado al bit. El caso más crítico para la interferencia intersímbolo, sucede cuando una onda de 2 niveles permanece en uno de ellos por un tiempo suficiente para que el capacitor del filtro se cargue totalmente; si existe un cambio repentino al otro voltaje, el tiempo de respuesta no será suficientemente rápido.

La manera para determinar el nivel transmitido es midiendo el área bajo la curva, como se muestra en la figura 2.2.7.

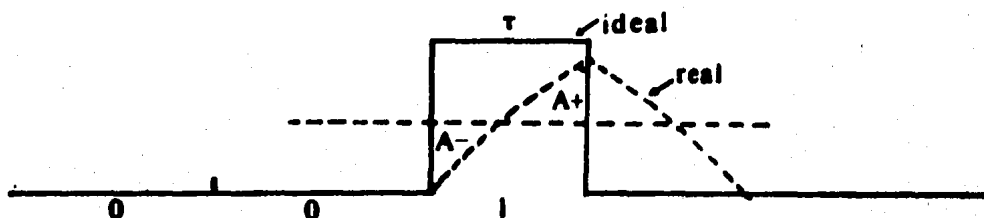


fig. 2.2.7

Interferencia entre Símbolos

La forma de onda esta dada por:

$$v(t) = v(1 - e^{-\omega_c t})$$

$$\omega_c = \frac{1}{RC}$$

$$\omega_c \tau > 1.59$$

$$f\tau > 1.59/2\pi$$

PCM Compuesto

La Cuantización de una señal analógica dado que consiste en llevar una señal continua a valores discretos, siempre genera un error, conocido como "Error de Cuantización"; el cuál es provocado al redondear el valor de la muestra al valor discreto más cercano.

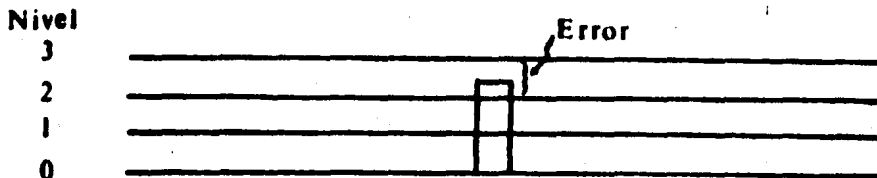


fig. 2.2.8

Error de Cuantización

Este error puede minimizarse aumentando el número de niveles, lo cuál reduce el espacio entre ellos. La desventaja de esto es que cuanto mayor número de niveles seleccionen mayor será el número de bits para representarlos y por tan to se requerirá de un ancho de banda mayor, es decir:

$$Q = 2^n, \text{ donde: } \begin{array}{l} Q = \text{número de niveles,} \\ n = \text{número de dígitos en la} \\ \text{palabra.} \end{array}$$

Una forma de reducir el problema de ancho de banda es con la aplicación de Dibits o Tribits, manejando así códigos de cuatro u ocho niveles. Sin embargo esto dificulta la la bor del receptor el cual deberá considerar cuatro niveles diferentes de amplitud, siendo por tanto, más susceptible al ruido.

El método para minimizar el error de cuantización sin incrementar el número de niveles y por tanto el ancho de ban da se conoce como PCM Compuesto, el cuál consiste en distribuir los niveles de cuantización de una manera no uniforme.

Esto se logra haciendo un análisis estadístico según el tipo de señal y agrupando mayor número de niveles donde se espere tener un mayor número de variaciones, conforme se muestra en la figura 2.2.9.

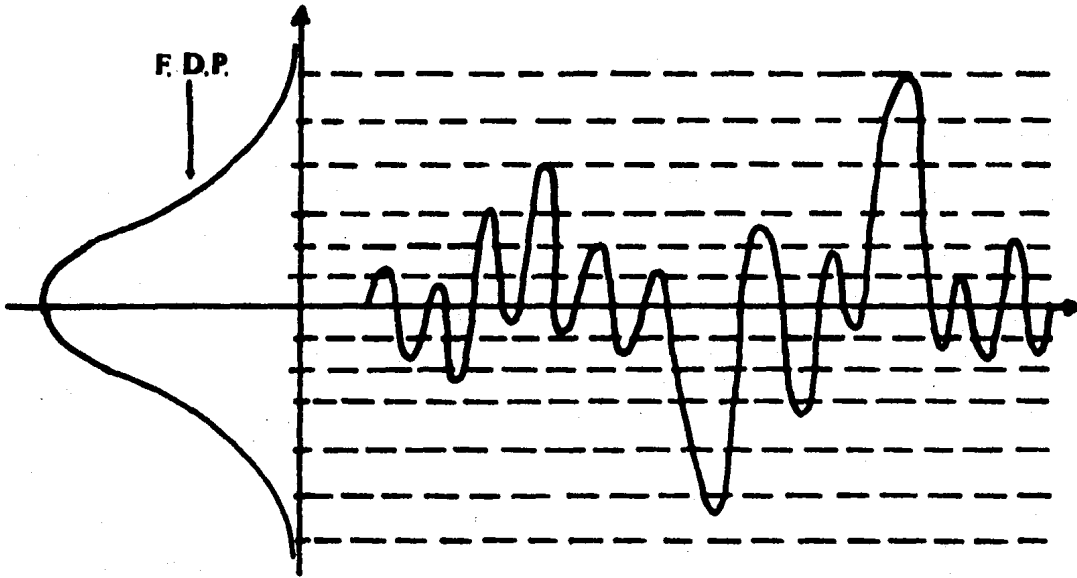


fig. 2.2.9
PCM con Compresión

2.3) Multicanalización y Jerarquización.

Actualmente en los sistemas de comunicación digitales se ha comprobado que la parte más costosa son los canales de transmisión dada la gran demanda; para optimizar el uso de estos se han elevado las velocidades de transmisión de pulsos, y aún con esta solución y dadas las características de transmisión, los canales quedan desocupados por grandes espacios de tiempo. Para aprovechar estos tiempos muertos se ha creado la multicanalización. Multicanalizar se define como el hecho de enviar por un solo canal de comunicaciones, simultáneamente, señales diferentes sin interferencias entre una y otra.

Existen dos formas de multicanalización :

- Por división en tiempo (TDM) y
- Por división en frecuencia (FDM).

2.3.1) TDM.

Sea un sistema de comunicación con un ciclo de muestreo τ y con una duración de señal 'T'; es posible entonces transmitir información de varias fuentes en los intervalos vacantes.

En la actualidad son más utilizados este tipo de sistemas en forma digital, esto es, una señal analógica se convertirá en digital antes de ser multicanalizada y transmitida. Obviamente las señales de naturaleza digital están listas para ser transmitidas.

En una configuración típica de un sistema TDM, las señales se muestrean y combinan secuencialmente para su transmisión sobre un mismo canal. La figura 2.3.1 ejemplifica un sistema TDM con información de cuatro portadores.



fig. 2.3.1

Ejemplo de TDM con 4 bits

Aparentemente todas las señales deben contener el mismo ancho de banda para poder muestrear, sin embargo si se tienen diferentes anchos de banda la razón de muestreo se determinará con la señal de mayor ancho de banda, así como aquella que tenga menor ancho de banda deberá ser la primera en pasar de la combinación.

En la fig. 2.3.2 se muestra un sistema mecánico de muestreo, aunque en la actualidad se utiliza conmutación electrónica.

En este ejemplo el sensor gira a f_c veces por segundo,

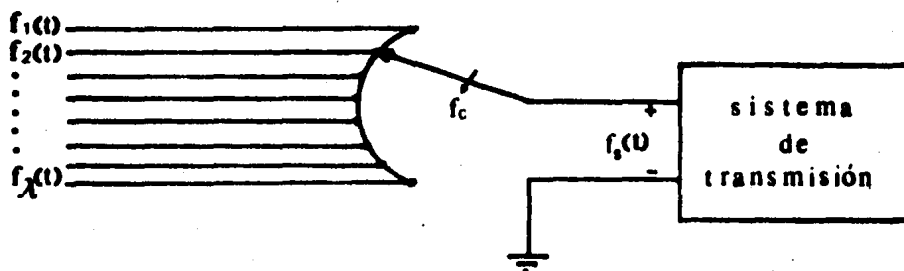


fig. 2.3.2

Sistema Mecánico de Muestreo TDM

Para una mejor ilustración de éste método utilizaremos un caso típico, como es el de la oficina postal británica. Este sistema consiste de:

- 24 canales,
- $f = 10$ MHz,
- 8000 períodos / segundo de tasa de muestreo,

- 8 pulsos / muestreo (7 niveles estándar y un pulso de sincronización),
- 0.625 μ seg de duración de pulso.

Esto significa que el ciclo total de muestreo es de

$$10^6 / 8000 = 125 \mu\text{seg},$$

y el tiempo de muestreo por cada grupo será de

$$8 \times 0.625 = 5 \mu\text{seg}.$$

Si solamente se enviará un canal, es decir, sin multicanalización, la transmisión consistiría de 8000 periodos/segundo, de los cuales en los primeros 5 μ seg se transmitirían los pulsos necesarios y quedaría la línea posteriormente desocupada 120 μ seg.

De aquí que con un sistema TDM un periodo de 125 μ seg se subdivide en 25 periodos de 5 μ seg de duración, de los cuales los primeros 24 son utilizados para un cierto número de canales separados y el restante para la señalización y control.

En la fig. 2.3.4 se muestra el tren de pulsos resultante.

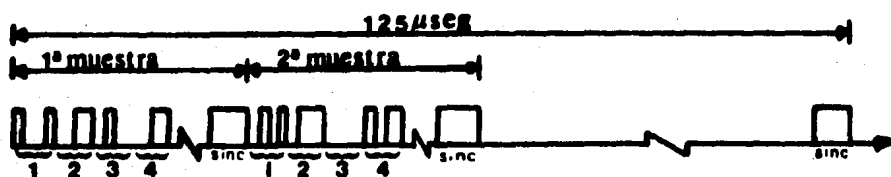


fig. 2.3.4

Tren de Pulsos Resultantes de un Muestreo TDM

En el receptor, la salida del detector se alimenta simultáneamente a 24 compuertas AND, las cuáles contienen dos terminales de entrada; una del detector y otra a un multivibrador monoestable excitado por las señales recibidas del transmisor y dejando como resultado pulsos rectangulares de 5 μ seg de duración, 8000 veces / segundo.

En el transmisor, para lograr muestreo con conmutación electrónica, se utiliza un circuito muestreador por cada canal, el cual es excitado por una señal de control, siendo después todas las señales aplicadas a un sumador principal, en secuencia y con diferencias todas ellas de $5 \mu\text{seg}$ para el caso del ejemplo, teniéndose finalmente un retraso total de $115 \mu\text{seg}$ para el 24° canal. De esta forma en cada intervalo de tiempo se transmite un canal diferente.

Existen formas de agrupación de señales para transmisión a tasas mayores y con mayor capacidad por canal, la cuál consiste en jerarquización de señales en grupos, super-grupos, etc.

Un caso de éstos sistemas es el de Lenkurt, utilizado en los Estados Unidos de Norteamérica con el método T1. Este consiste en una forma de multicanalización en tiempo con 24 canales telefónicos muestreados y codificados con una tasa de transmisión de $1.544 \text{ MBits / Segundo}$ con PCM, tal como se describió en el ejemplo anterior.

En la fig. 2.3.5 se muestra un esquema de jerarquias de este sistema americano ATT.

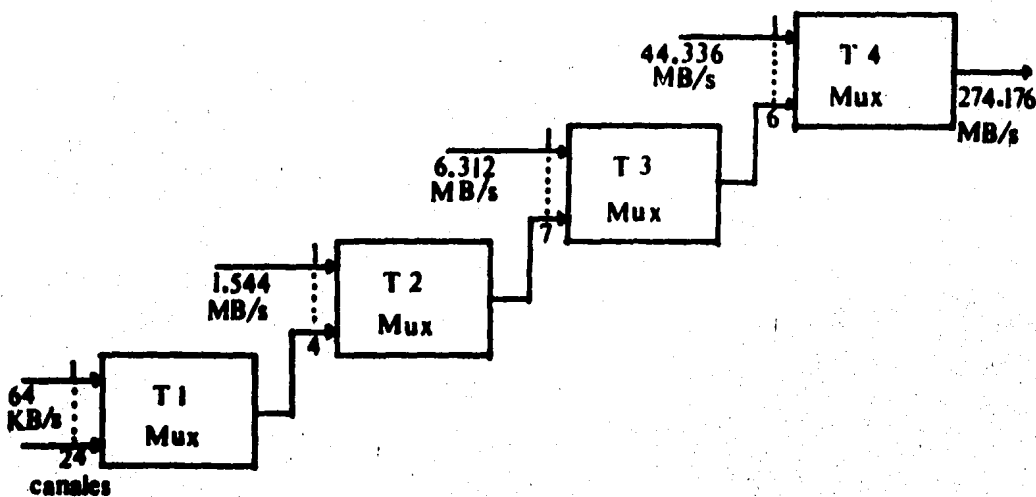


fig. 2,3,5

Sistema ATT. Diagrama de Jerarquias TDM

En el multicanalizador no es necesario aplicar todas las señales, sin embargo si se utiliza el sistema a máxima capacidad, a la salida de T1 se han multicanalizado 24 señales; a la salida de T2, 96 señales, a la salida de T3, 672 canales y a la salida de T4, 4032 canales, los cuales se transmitirán por un solo canal finalmente. El sistema T3 no ha sido actualmente implementado, por lo que el sistema incluye T1 y T2.

Existe otro método de jerarquización sólo que a diferentes tasas de transmisión y que ha sido implementado y recomendado por CCITT.

En la fig. 2.3.6 se muestra este esquema.

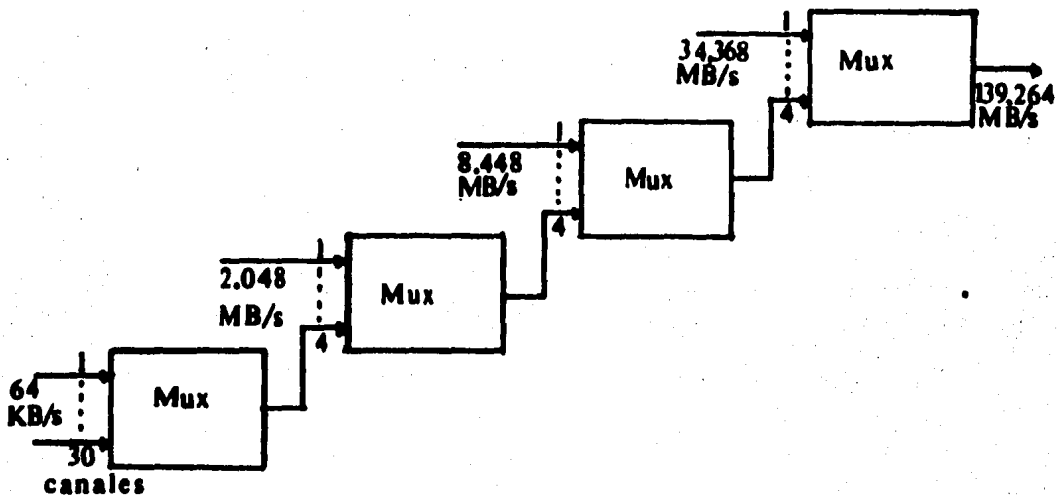


fig. 2.3.6

Sistema CCITT, Diagrama de Jerarquias TDM

2.3.2) FDM.

El método de multicanalización para señales analógicas es en frecuencia (FDM), y consiste en una serie de señales de banda base $m_1(t)$, $m_2(t)$, ..., $m_\lambda(t)$, y todas ellas con un límite de frecuencia f_m , las cuales son aplicadas a moduladores individuales con señales portadoras de frecuencia f_1 , f_2 , ..., f_λ . Las señales a la salida del modulador se extienden en un rango limitado alrededor de la frecuencia portadora. Los rangos de frecuen-

cia de portadora se eligen de tal forma que el espectro de rangos de las señales a la salida de los moduladores no se traslapen; es esto lo que posteriormente permitirá la recuperación de cada una de las señales.

La señal combinada a la salida de los moduladores se aplicará a un canal de transmisión.

En la recepción cada señal se aplica a un filtro paso-bandas, el cuál sólo permite el paso de la señal de frecuencia alrededor de $f_1, f_2, \dots, f_\lambda$; de esta forma se separan cada una de las señales y posteriormente se demodularan las señales en forma individual. Este método se representa en el esquema de la fig. 2.3.7.

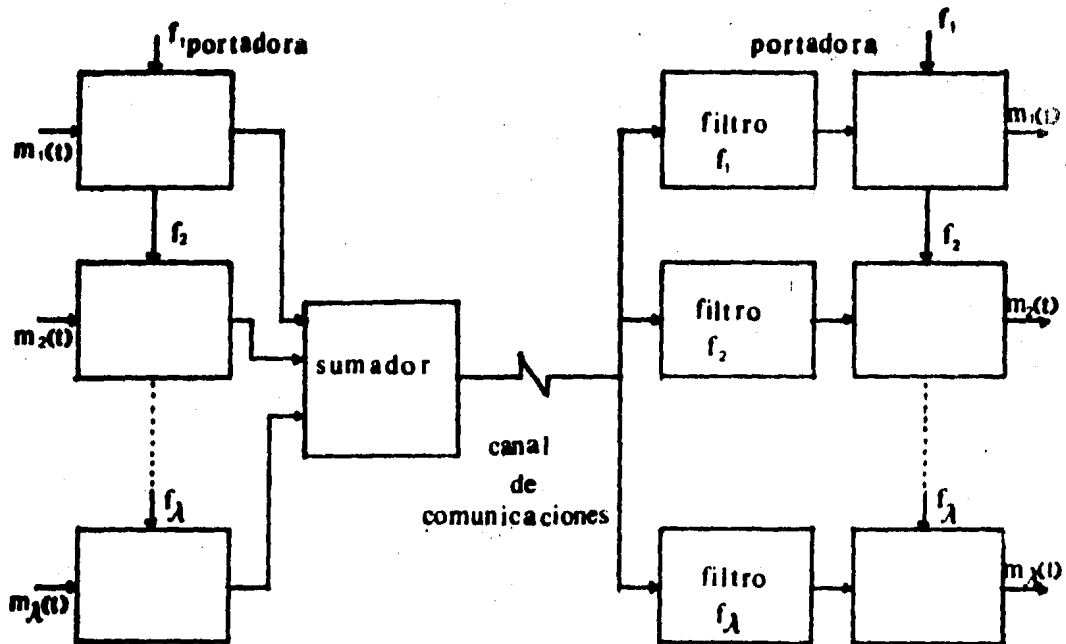


fig. 2.3.7

Sistema de Multicanalización en Frecuencia

En FDM es posible también jerarquizar para agrupar más señales en un solo canal formando grupos básicos, super-grupos, etc.

En la fig. 2.3.8 se muestra un esquema de jerarquización utilizado en Norte América por la compañía Bell,

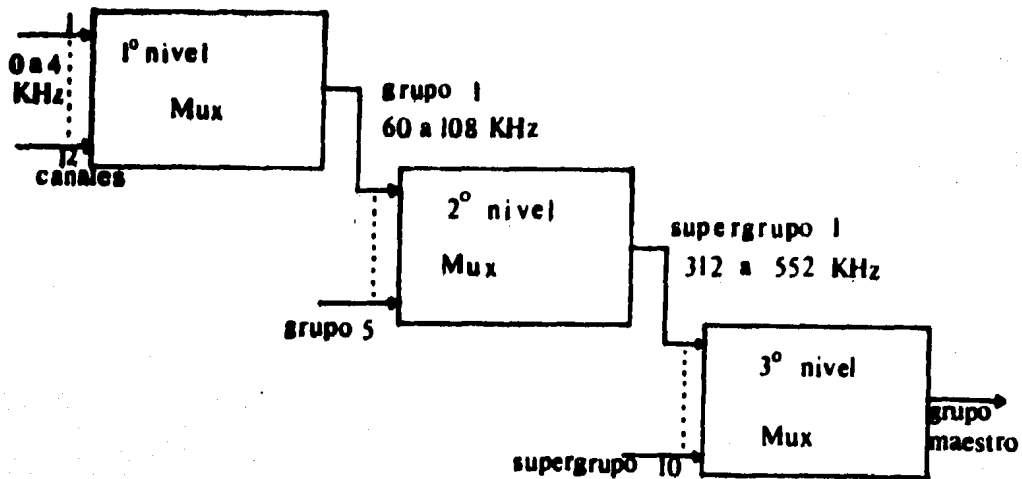


fig. 2.3.8

Diagrama de Jerarquización FDM

En la actualidad se han desarrollado sistemas PCM que son compatibles con FDM, por lo que la adaptación de señales multicanalizadas analógicamente puede dejar grandes beneficios, siendo que en un sistema TDM pueden incluirse señales digitales y analógicas salvoconducto PCM y aumentar así la capacidad de los sistemas de transmisión digital.

2.4) Modulación en Amplitud.

Supongase una secuencia de unos y ceros de una señal binaria, tal como se muestra en la fig. 2.4.1 y una señal portadora de forma senoidal. Si se tiene un uno binario se tendrá en la señal resultante presencia de portadora y si se presenta un cero binario, se tendrá ausencia de portadora, como se ve en la fig. 2.4.1, es decir se tiene variación de la amplitud de la señal; de este proceso se puede deducir que la señal de portadora se dejará en función de la característica de la señal binaria, de aquí que a esta técnica se le califique como 'OOK' (On-Off Keying).

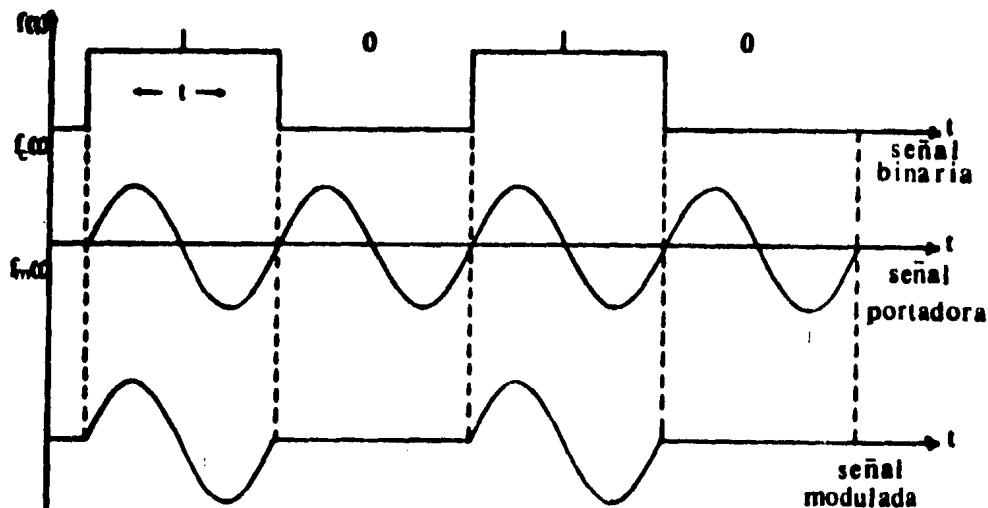


fig. 2.4.1

Modulación Digital en Amplitud

Este proceso se logra mediante la multiplicación de las dos señales, siendo la señal binaria $f(t) = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases}$.

la portadora $f_c(t) = A \cos \omega_c t$

y el resultado del producto es $f_m = A f(t) \cos \omega_c t$. ec.2.4.1.

tomando la transformada de Fourier de la ecuación anterior, y dado que si $F(\omega)$ es afectada ω_0 rad / seg y $f(t)$ es multiplicada por $e^{j\omega_0 t}$, se tendrá que a : $f(t)e^{j\omega_0 t}$ corresponderá $F(\omega - \omega_0)$;

además:

$$F(\omega - \omega_0) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j(\omega - \omega_0)t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} [f(t) e^{j\omega_0 t}] e^{-j\omega t} dt \quad \text{ec.2.4.2.}$$

donde $f(t)$ es la señal de banda base o moduladora y

$f_0 = \omega_0 / 2\pi$ es la frecuencia de portadora.

Considerando $\cos \omega_0 t$ como la suma de dos exponentes complejos, se tendrá $1/2 [F(\omega - \omega_0) + F(\omega + \omega_0)]$

que es la transformada de Fourier de la señal modulada.

Finalmente:

$$F_m(\omega) = \frac{A}{2} [F(\omega - \omega_c) + F(\omega + \omega_c)] \quad \text{ec.2.4.3.}$$

El motivo por el cuál se multiplica la señal por $\cos \omega_c t$ es para recorrer la señal original a la frecuencia ω_c en el espectro de frecuencias, como se observa en la fig. 2.4.2; ésta señal contiene banda lateral superior e inferior simetricamente distribuidas alrededor de

la frecuencia central ω_c de la señal de portadora, y con un total de ancho de banda de $2B$ Hertz.

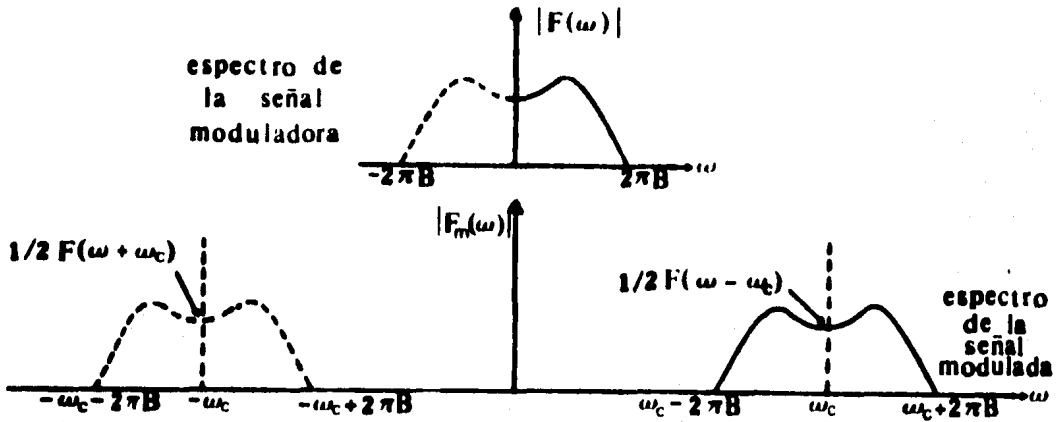


fig. 2.4.2

Espectro de Frecuencias en AM

Para demodular una señal binaria existen esencialmente dos métodos, que son el síncrono ó detección coherente y el de detección de envolvente ó asíncrono, los cuáles se exponen a continuación.

Detección Síncrona.

La detección síncrona se logra mediante la multiplicación de la portadora recibida y una señal senoidal generada en forma local; dicha senoidal deberá estar en fase y a la misma frecuencia de la portadora; el resultado de la multiplicación se pasará a través de un filtro pasobajas para eliminar segundas armónicas. Este proceso se muestra en el esquema 2.4.3.

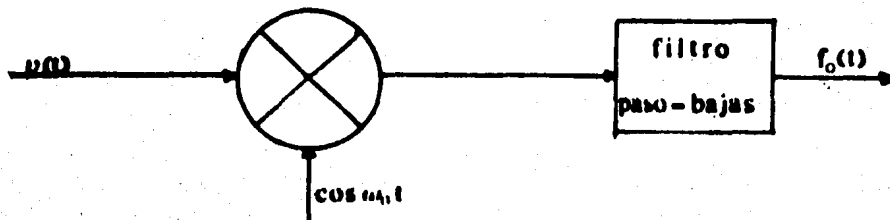


fig. 2.4.3

Proceso de Detección Síncrona AM

Del esquema 2.4.3 :

$$v(t) = A f(t) \cos \omega_0 t = \begin{cases} A \cos \omega_0 t \\ 0 \end{cases} \quad \text{Y} \quad f_0(t) = \begin{cases} A \\ 0 \end{cases} \quad \text{ec.2.4.4.}$$

Detección Asíncrona.

Cuando la coherencia de fase no se puede mantener, ó simplemente es incosteable tener circuitos de control de fase en el receptor, se recurre a la detección de envolvente de portadores de alta frecuencia, es decir detección no-coherente.

Como en el caso anterior, se tiene una señal del tipo $f(t) \cos \omega_0 t$, la cuál se aplicará al detector de envolvente y a la salida se tendrá $f(t)$ solamente; para lograr ésto se requiere de un elemento no-lineal y un filtro paso-bajas, con un solo canal sintonizado a la frecuencia de portadora f_0 . Se establece a la salida el nivel de decisión para identificar si es uno o cero lo que se transmitió.

Este proceso se muestra en la fig. 2.4.4,

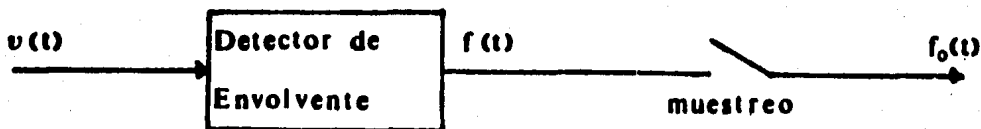


fig. 2.4.4

Proceso de Detección Asíncrona

En donde :

$$v(t) = A f(t) \cos \omega_0 t = \begin{cases} A \cos \omega_0 t \\ 0 \end{cases} \quad \text{Y} \quad f_0(t) = \begin{cases} A \\ 0 \end{cases} \quad \text{ec.2.4.5.}$$

Un ejemplo de detector de envolvente típico podría ser el circuito de la fig. 2.4.5.

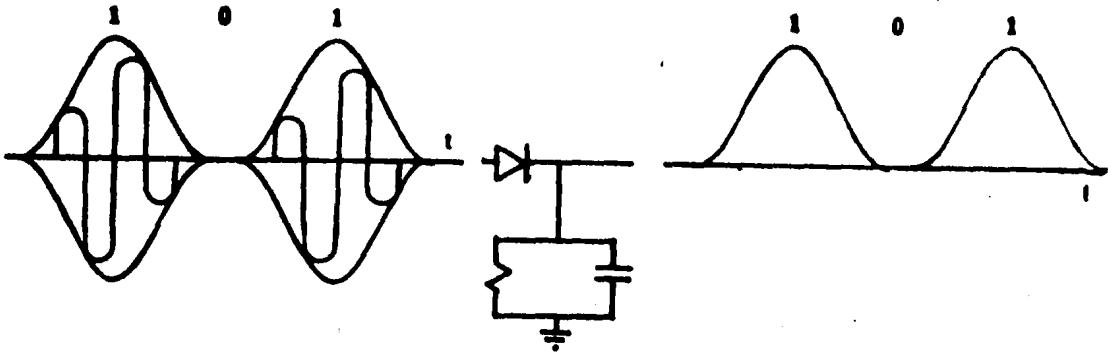


fig. 2.4.5

Detector de Envolvente AM

Una forma de optimizar la utilización del ancho de banda requerido al transmitir una señal digital, es utilizando señalización multinivel; es decir, combinando pulsos binarios sucesivamente hasta formar un pulso mayor, requiriendo así menor ancho de banda para la transmisión. Si un grupo de $M=2^n$ símbolos se utilizan, siendo n el número de dígitos binarios sucesivos combinados para formar el símbolo apropiado a transmitir, $2n$ Bits/seg/Hz se pueden transmitir utilizando la relación de Nyquist. La representación generalizada para una señal de este tipo es:

$$S_i(t) = a_i \cos \omega_c t + b_i \sin \omega_c t$$

Al tomar a_i y b_i diferentes valores se tendrá lo que se llama una señal modulada en amplitud por cuadratura (QAM) es decir se tendrán varios niveles en amplitud modulada aplicados a cada una de las portadoras en cuadratura.

Para el caso específico de QAM, la expresión matemática es $S_i(t) = r_i(\cos \omega_c t + \theta_i)$

siendo ahora los valores de r_i y θ_i la correspondencia de a_i y b_i .

Se puede considerar que esta señal se moduló en amplitud por dos señales en cuadratura.

Un diagrama de transmisión y recepción sincrónica de una señal QAM se muestra en la fig. 2.4.6.

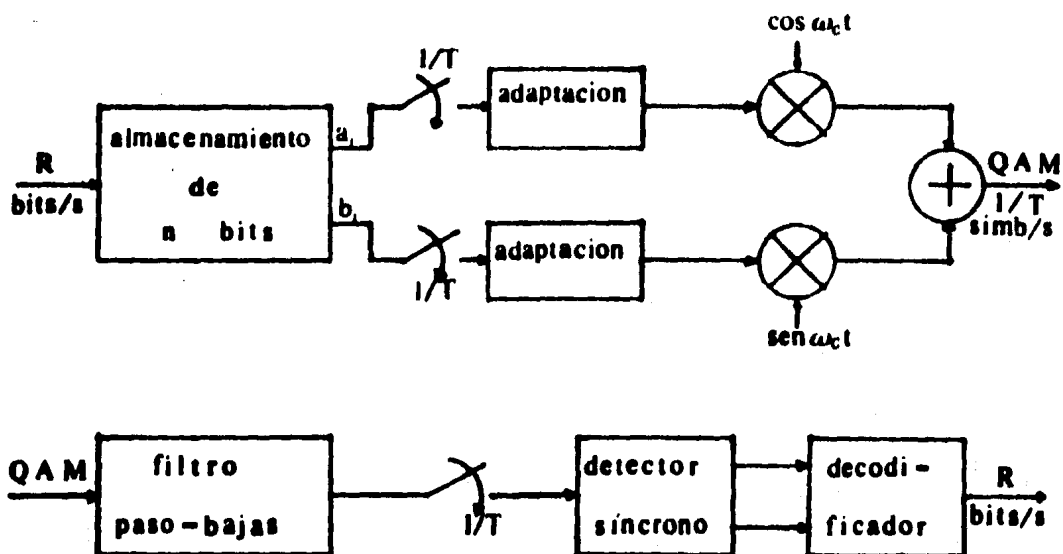


fig. 2.4.6

Transmisor y Receptor Sincrono QAM

La gráfica 2.4.7 muestra el espectro de frecuencias de una señal QAM.

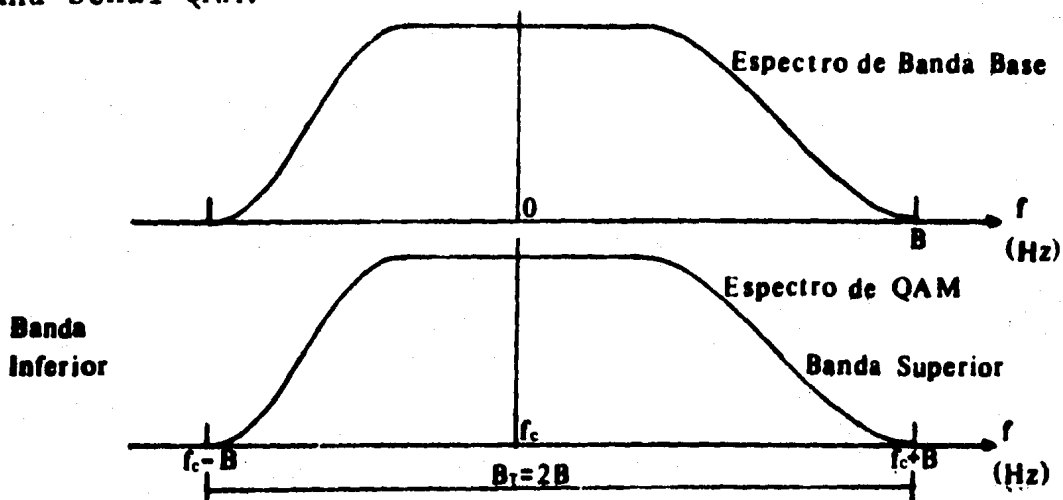


fig. 2.4.7

Espectro de Frecuencias de una Señal QAM

2.5) Modulación en Frecuencia.

Este tipo de modulación se basa en la variación de la frecuencia de la onda portadora, de acuerdo con las variaciones de la señal moduladora.

Al variar su frecuencia, necesariamente se mantienen cons

tantes su fase y su amplitud, lo que le ayuda ser más inmune al ruido. La ecuación general de una onda no modulada o portadora la podemos escribir como:

$$f_c = A \operatorname{sen}(\omega t + \varphi) \quad \text{ec.2.5.1}$$

donde:

- A amplitud máxima,
- ω velocidad angular en rad/seg,
- φ ángulo de fase.

Debemos recordar que el término en ωt representa un ángulo en radianes.

La variación de ω da precisamente la modulación en frecuencia, ya que φ daría modulación en fase al variarlo y A modulación en amplitud.

Por definición, la amplitud de la fase y el ángulo de fase deberán permanecer constantes.

Para el caso de modulación digital, el esquema más simple es FSK (Frequency Shift Keying), el cual se representa como una señal binaria usando dos frecuencias separadas Δf Hz, donde Δf es la separación entre frecuencias de portadora f_c . Cuando se utilizan esquemas FSK es usual especificar la separación entre frecuencias en términos del índice de modulación $d = \Delta f T$, donde T es la duración del símbolo.

Si ahora consideramos dos frecuencias:

$$\left. \begin{array}{l} f_c = A \cos \omega_1 t \\ f_c = A \cos \omega_2 t \end{array} \right\} -T/2 \leq t \leq T/2 : \quad \text{ec.2.5.2}$$

el valor '1' corresponde a la frecuencia f_1 , y el valor '0' a la frecuencia f_2 . Esto también podríamos escribirlo en función de la separación de frecuencias basándonos en una frecuencia portadora central f_c y entonces se tendría:

$$\begin{array}{l} f_1 = f_c - \Delta f \\ f_2 = f_c + \Delta f \end{array} \quad \text{ec.2.5.3}$$

En este caso las frecuencias f_1 y f_2 difieren en $2\Delta f$ Hz; entonces podemos representarlas como:

$$f_c(t) = A \cos(\omega_c \pm \Delta\omega) t \quad -T/2 \leq t \leq T/2$$

Para obtener el espectro de frecuencias, supóngase que un mensaje binario consiste en una secuencia de unos y ceros. Si las dos frecuencias son multiplicadas por el recíproco del período binario T , se sincronizan en fase; como se ve de la ecuación 2.5.3 la señal periódica FSK se muestra en la fig. 2.5.1.

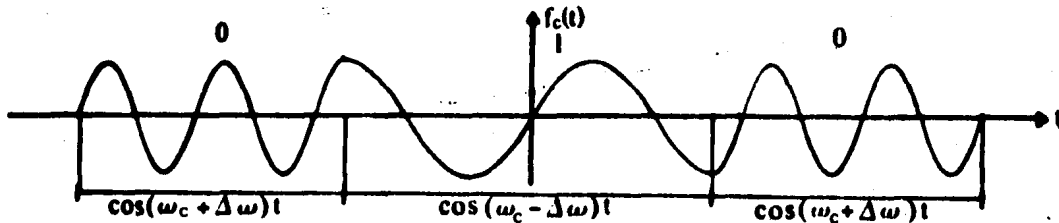


fig. 2.5.1

Señal Modulada en Frecuencia

El espectro se muestra en la fig. 2.5.2 para el caso $2\Delta f + 2B$. El ancho de banda de esta señal es $\Delta f \gg 1/T$, siendo B el ancho de banda de la señal de banda base.

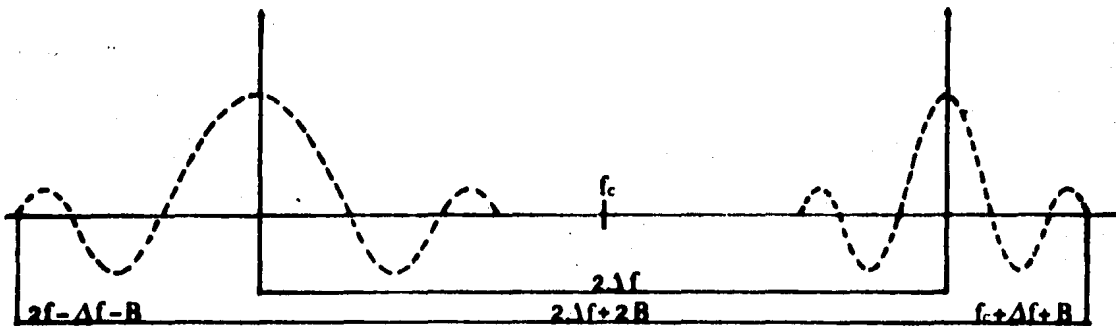


fig. 2.5.2

Espectro de Frecuencias para FM

La importancia de modular con FSK radica en que podemos eliminar gran parte del ruido sacrificando una pequeña porción del ancho de banda, y esto se logra en el proceso de demodulación, ya que el ruido se adhiere a la señal en la transmisión.

Cuando modulamos en frecuencia, la amplitud se conserva constante durante todo el proceso, por tanto, cualquier variación de amplitud en la onda recibida es ocasionada únicamente por el ruido.

La demodulación en el caso binario se llama detección y sólo se diferencia en dos estados. Para la detección, se utilizan normalmente dos métodos: el síncrono o coherente y el no-coherente. El síncrono consiste simplemente en multiplicar la señal incidente para la frecuencia de portadora que se genera localmente en el receptor y entonces se filtra la señal resultante mediante un filtro paso-bajas.

El método de no coherente no utiliza la señal de portadora. Dado que en FSK se manejan dos frecuencias, se requieren dos filtros paso-bajas, como se muestra en la fig.

2.5.3. Debe tomarse en cuenta que con detección síncrona la separación entre frecuencias debe ser cuando menos $1/T$ ($d \geq 1$), para prevenir traslapes en la banda base de los dos filtros.

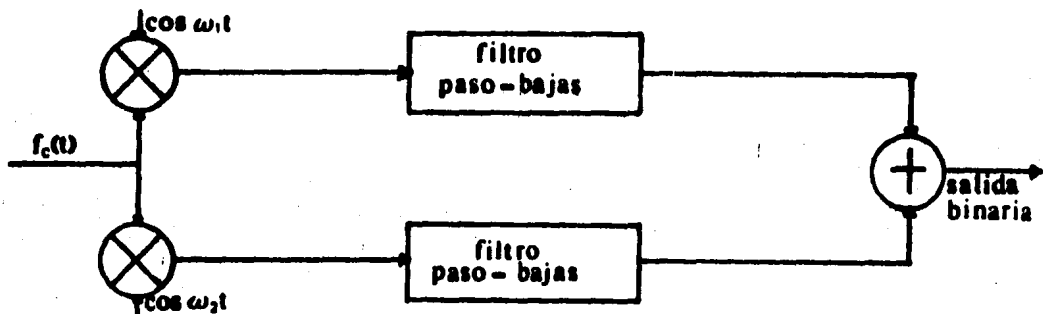


fig. 2.5.3

Detector Síncrono de una Señal FM

Recientemente ha crecido el interés hacia las modificaciones de FSK incluyendo algunos esquemas coherentes; estos esquemas se basan en la idea de FSK de fase continua (CP-FSK) en los cuales se trata de eliminar el cambio abrupto de fase en los instantes de transición de entre bits. Para este caso, los intervalos de observación deben ser mayores a un bit, aunque con detección coherente con valores de d cercanos a 0.7 se puede obtener un proceso óptimo con cualquier intervalo.

Existe otro método de FSK llamado MSK (Minimum Shift Keying), también conocido como FSK-rápido, siendo éste un ca

so especial de CP-FSK donde el índice de modulación es igual a 0.5, y utiliza el método de detección coherente; esta técnica tiene la ventaja adicional de una posible y relativamente simple implementación de autosincronización ventaja que CP-FSK coherente, con $d = 0.7$ no contempla.

2.6). Modulación en Fase.

La técnica más general de modulación en fase digital es PSK y consiste en que en presencia de un '1' la señal lleva una fase y en presencia de '0' se conmuta la señal con un cambio de hasta 180° en la fase.

La representación matemática de una señal PSK es:

$$v_{\text{PSK}}(t) = \frac{v(t)}{V} A \cos \omega_c t \quad \text{ec.2.6.1}$$

Si se supone que se muestrea un tren de pulsos, un '1' corresponde a polaridad positiva y un '0' a polaridad negativa.

Escencialmente una señal PSK corresponde a un sistema binario polar de NRZ (no retorno a cero) tal como lo muestra la fig. 2.6.1.

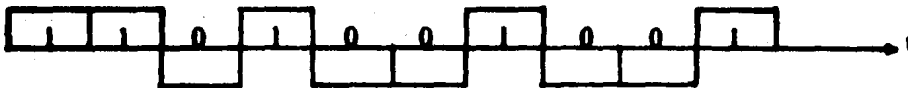


fig. 2.6.1

Sistema Polar de No Retorno a Cero (NRZ)

Un ejemplo de una señal PSK se muestra en la gráfica 2.6.2.

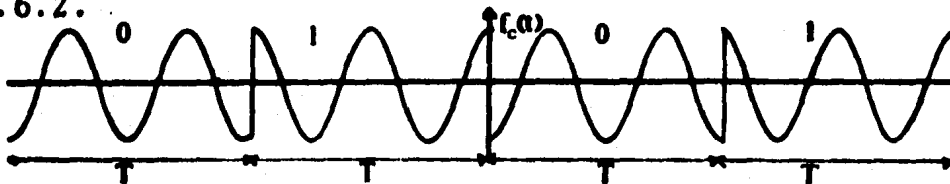


fig. 2.6.2

Señal Modulada en Fase

La señal de la ecuación se puede generar por diferentes métodos; es decir por modulación en fase de una señal portadora o conmutando entre dos señales portadoras de pola-

ridad opuesta.

Para éste se utilizan moduladores balanceados, como lo muestra el diagrama 2.6.3.

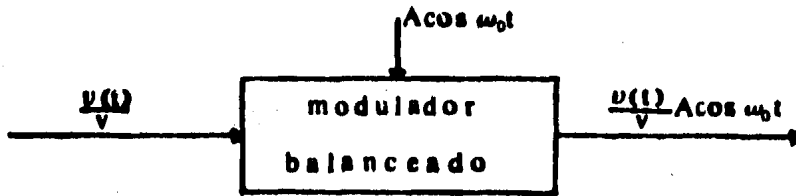


fig. 2.6.3
Modulador Balanceado

Finalmente la señal recibida es:

$$\frac{v(t)}{V} A \cos(\omega_0 t + \theta)$$

donde θ es el ángulo de fase y depende del canal.

2.6.1) Variaciones de PSK.

Por definición, PSK requiere de detección síncrona o coherente de tal manera que hay que obtener una señal de referencia en el receptor, tal como lo muestra la fig. 2.6.4.

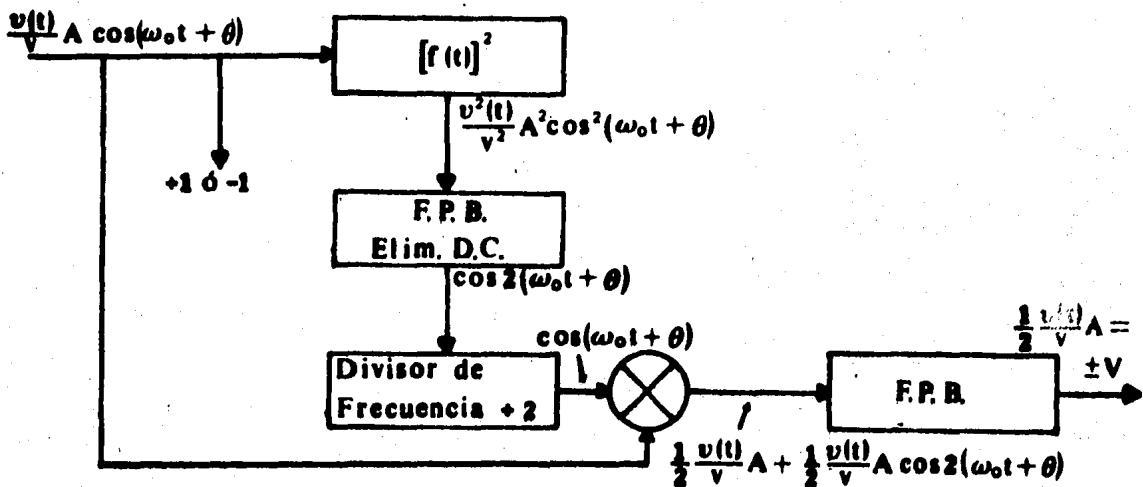


fig. 2.6.4

Diagrama de Detección Síncrona de PSK

Existen tres variaciones de PSK binario; el más potente es BPSK coherente, en el cual la fase de la portadora es

transportada de 0° a 180° . La detección requiere de una referencia de fase precisa la cual es obtenida normalmente procesando con una operación no lineal en la recepción de la señal. Dado que la técnica para la extracción de la referencia de fase presente 280° de ambigüedad se utiliza una forma modificada de PSK, la cual es 'Codificación Diferencial - PSK' (DE-PSK).

En este caso, una no-transición corresponde a un espacio y una transición de 180° corresponde a un pulso; el inconveniente que se presenta es que decidir erróneamente sobre un bit, acarrea error al bit subsecuente.

Una tercera versión de BPSK es PSK-diferencial (DPSK), en el cual como en DEPSK la información es codificada diferencialmente; la diferencia entre DPSK y DEPSK es la detección, esto es, con DPSK no es necesaria la extracción de una referencia de fase coherente; con DEPSK la señal de intervalo de bits previo, se utiliza como referencia de fase del intervalo de bits en el instante presente. Como la referencia de la fase es abrupta en muchos intervalos de bits, utilizar DPSK es menos óptima que DE-PSK. Es posible hablar de PSK-coherente con un esquema cuaternario (Q-PSK), el cual envuelve la codificación de dos bits al tiempo de uno con cuatro posibles fases de portadora separadas 90° , como en el caso binario, el dato puede ser codificado diferencialmente, así como diferencialmente detectado, con pocas pérdidas en su proceso (a este método se le conoce como DQPSK).

Otra variación de QPSK es 'Offset-Keyed-QPSK' (OK-QPSK) ó 'Staggered-QPSK' (SQPSK). Con OK-QPSK el canal Q es desplazado $t/2$ segundos con respecto al canal I. Las reglas de transición están diseñadas de tal forma que cuando los canales I y Q son adicionados juntos, la señal resultante puede cambiar 90° abruptamente, cuando más; pero los traslados pueden ocurrir cada $t/2$ segundos, comparado con cada t segundos de QPSK estandar.

2.6.2) Modulación y Demodulación de DPSK.

En la fig. 2.6.5 se muestra el método de generación de una señal DPSK esquemáticamente:

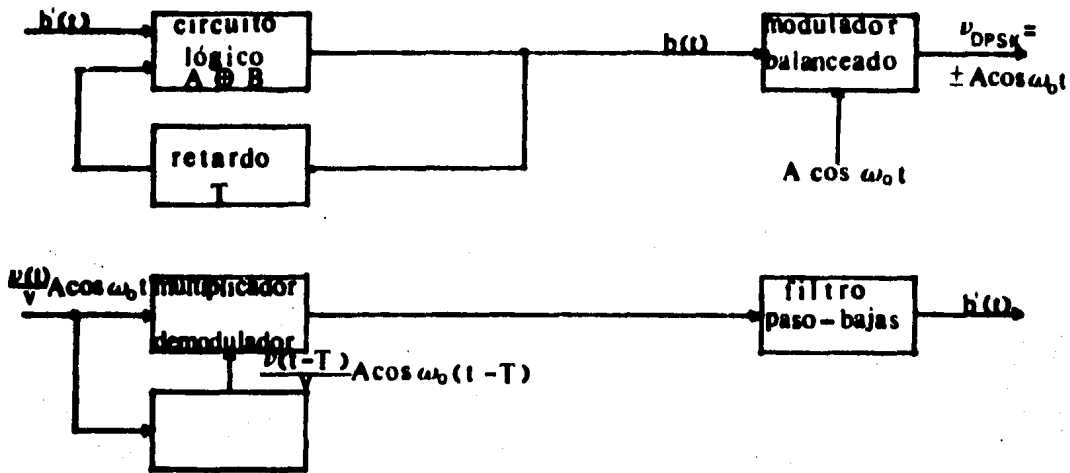


fig. 2.6.5

Diagrama del Proceso de Modulación - Demodulación de una Señal DPSK

La función que realiza el circuito lógico de la fig. 2.6.5 se muestra ahora con un ejemplo:

$$\begin{array}{l}
 b'(t): \quad 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \\
 b(t): \quad 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \quad \leftarrow v(t) \\
 \text{Demodulador} \left\{ \begin{array}{l}
 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \quad \leftarrow v(t-T) \\
 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1
 \end{array} \right.
 \end{array}$$

Considerese el sistema en términos del diagrama fasorial que se muestra en la fig. 2.6.6.

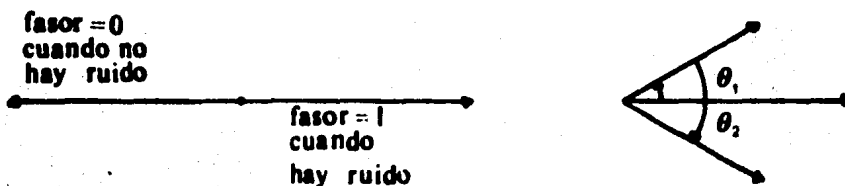


fig. 2.6.6

Diagrama Fasorial DPSK

De esta figura se observa que con ausencia de ruido, la fase que se recibe está a 0° ó a 180° . De aquí que se considere un límite de decisión con un ángulo de 90° , el cuál decide cuando un '1' ha sido enviado si la diferencia de fase entre dos bits consecutivos difiere menos de 90° , ó será un '0' si la diferencia de fase entre dos bits consecutivos difiere más de 90° .

En la fig. 2.6.6 se muestran tres bits consecutivos; cada bit se transfirió como un '1', pero debido a la presencia de ruido existe perturbación en el eje horizontal tal y como se muestra.

El receptor DPSK compara el bit 2 con el bit 1, detecta un ángulo θ_1 , que es menor a 90° y decide que el bit 2 es un '1'. Después compara el 3er. bit con el 2º, detecta un ángulo θ_2 , el cuál es mayor a 90° y decide que un '0' ha sido transmitido.

El error se debe a que el detector DPSK utiliza solamente como referencia el bit previo. De aquí que DPSK tiene probabilidad de error alta.

2.6.3) Modulación y Demodulación de QPSK.

Se ha hablado de sistemas de comunicación binarios, en los cuales, en el intervalo de tiempo de $0 \leq t \leq T$ se transmite uno de dos posibles mensajes. Sin embargo, existen sistemas de comunicación en los cuales se transmiten 'n' mensajes a la vez; tal es el caso de QPSK (4 fases PSK). Este método consiste en transmitir una de 4 formas de ondas durante el intervalo de tiempo T. Estas formas de onda pueden ser:

$$S_1(t) = A \cos \omega_0 t$$

$$S_2(t) = -A \sen \omega_0 t$$

$$S_3(t) = -A \cos \omega_0 t$$

$$S_4(t) = A \sen \omega_0 t.$$

que se representan en el diagrama fasorial de la fig. 2.6.7.

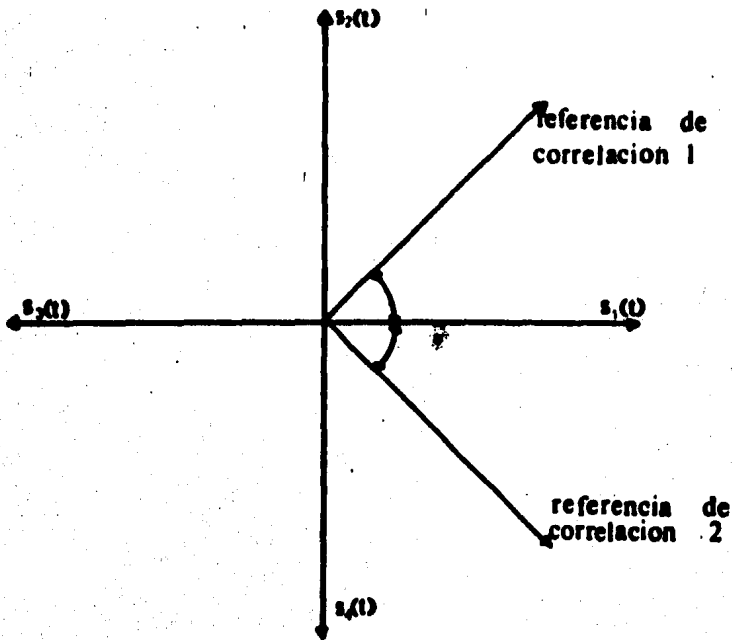


fig. 2.6.7

Diagrama Fasorial de QPSK

Considérese el sistema de recepción de QPSK que se muestra en la fig. 2.6.8.

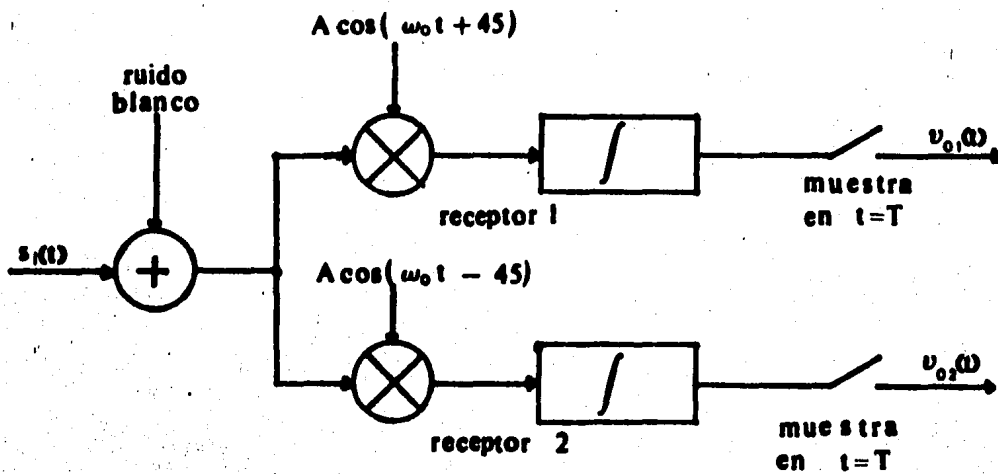


fig. 2.6.8

Recepción de una Señal QPSK

Obsérvese que se requiere de dos receptores y la referencia local de la señal, tal como se muestra en la fig.

2.6.8, que son $A \cos(\omega_0 t + 45^\circ)$ y $A \cos(\omega_0 t - 45^\circ)$.

Supóngase ahora que se recibe $s_r(t)$ con ausencia de ruido y que $V_0 \equiv v_r(t)$; de aquí que la salida de los dos receptores, correspondiendo a cada una de las cuatro posibles señales, se da en la tabla 2.6.9.

SALIDA	S E Ñ A L			
	$s_1(t)$	$s_2(t)$	$s_3(t)$	$s_4(t)$
$v_{01}(t)$	$+v_0$	$+v_0$	$-v_0$	$-v_0$
$v_{02}(t)$	$+v_0$	$-v_0$	$-v_0$	$+v_0$

fig. 2.6.9

Tabla de Señales Resultantes de una Señal QPSK

Otra forma de codificación multinivel es 8-PSK, la cuál puede considerarse como una extensión de QPSK. En la fig. 2.6.10 se muestra un diagrama de bloques de un sistema 8-PSK.

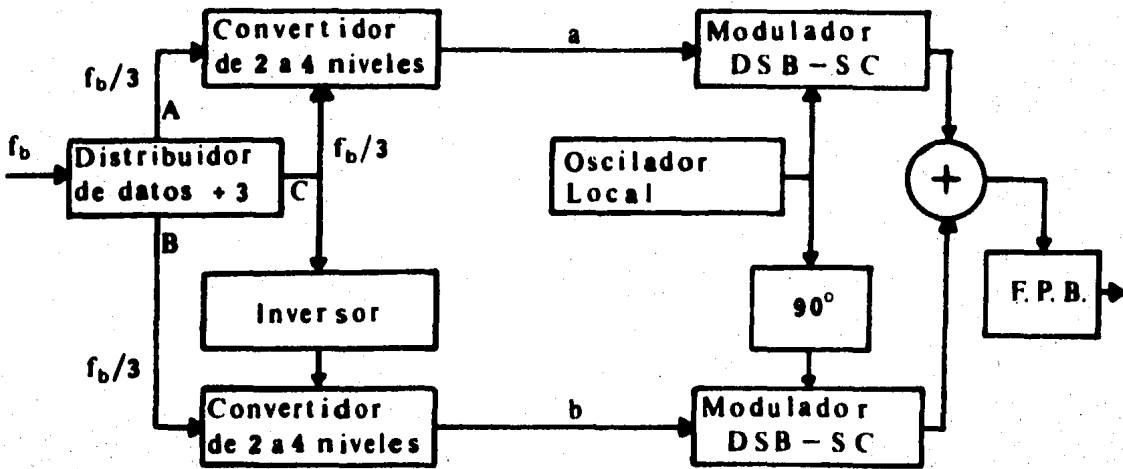


fig. 2.6.10

Diagrama de Bloques de un Transmisor 8-PSK

La señal f_b se divide en tres grupos a una tasa de $f_b/3$. El convertidor de 2 a 4 niveles proporciona uno de los cuatro posibles niveles de la señal en 'a' y 'b'. Si el símbolo A es un uno lógico (cero), entonces el nivel de

salida 'a' tendrá uno de los dos posibles estados de señal (positivo o negativo). El nivel lógico del bit 'c' determinará la amplitud que se debe tener en 'a' ó en 'b'. Si $c = 1$ la amplitud de 'a' será mayor a la de 'b'; si $c = 0$, viceversa. Las señales de 'a' y 'b' se modularán mediante DSB-SC en amplitud con las portadoras respectivas en cuadratura.

El flujo de datos se divide en una combinación de tres bits, llamado tribit (para QPSK se utilizó dibit). Cada tribit se codifica como un desplazamiento de fase que es relativo del tribit inmediato anterior.

En la fig. 2.6.11 se muestran las representaciones de fase de los tribits.

TRIBIT	Angulo de Fase
001	0°
000	45°
010	90°
011	135°
111	180°
110	225°
100	270°
101	315°

fig. 2.6.11

Tabla de Combinaciones de Unos y Ceros con su respectivo Angulo de Fase

El diagrama de espacio es el de la fig. 2.6.12

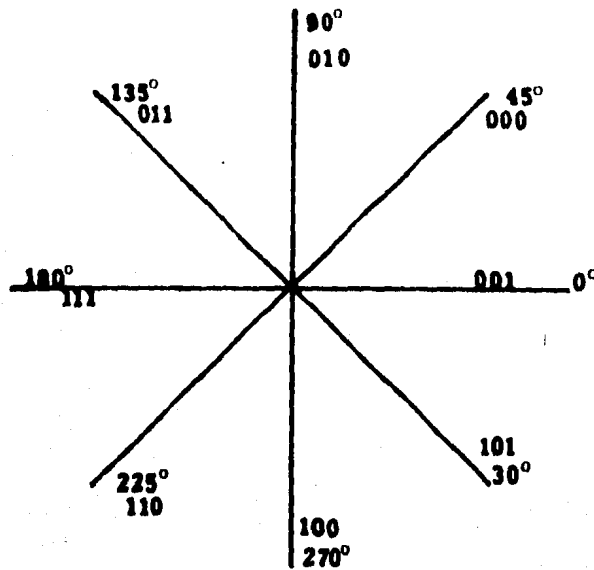


fig. 2.6.12

Diagrama Fasorial de un Sistema 8-PSK

2.7) Modulación Híbrida.

La creciente demanda de capacidad para transmisión, que en la actualidad se requiere, ha creado la necesidad de implementar técnicas de modulación más eficientes en términos de ancho de banda. Para lograr este objetivo se ha recurrido al PSK multinivel hasta agotar las posibilidades por tornarse demasiado complicado el 'Hardware'.

El siguiente paso, es la combinación de las técnicas de modulación por amplitud y por fase, en los cuales la información se maneja tanto en la fase de la señal como en su amplitud; esto se logra con un esquema polar en el que varía el tamaño del fasor (amplitud) y su dirección (fase).

Los esquemas M-ary varían desde un sencillo alfabeto de 4 posiciones hasta el sofisticado 128-ary. (fig. 2.7.1).

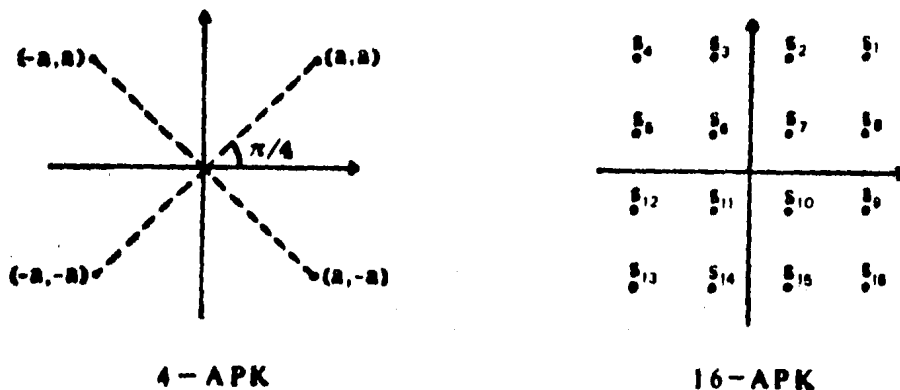


fig. 2.7.1

Ejemplos de Diagramas Fasoriales de APK

Dadas las características de APK de poca potencia de transmisión y alta eficiencia en la utilización del ancho de banda es una opción de modulación muy atractiva para comunicación vía satélite. En adición a lo anterior APK podrá ofrecer ventajas en cuanto a SNR se refiere sobre las técnicas PSK; en el caso de esquemas de modulación mayores a 4, APK ofrece ventajas en SNR promedio y SNR pico que se incrementan con el tamaño del alfabeto.

2.8) Ruido en Sistemas de Modulación Digital.

Durante la transmisión de una señal, a esta se le adiciona ruido Gaussiano, de tal forma que en el receptor, al momento de la detección, se puede decidir erróneamente sobre la información transmitida. La probabilidad de error es factible estimarla dependiendo del tipo de modulación empleada y con las características específicas de la señal.

La representación matemática de la señal recibida, generalizada y adicionándole ruido es:

$$V(t) = f(t) \cos \omega_0 t + n(t)$$

en donde: $f(t) = \begin{cases} \pm A & \text{(PSK)} \\ 0, +A & \text{(OOK)} \\ \omega_0: \omega_1, \omega_2 & \text{(FSK)} \end{cases}$, $n(t) =$ ruido Gaussiano.

En la salida del detector ésta señal será

$$V_0(t) = f(t) + x(t)$$

en donde $x(t)$ es el ruido filtrado.

Particularmente para una señal OOK:

$$V_{0\text{OOK}}(t) = \begin{cases} A \\ 0 \end{cases} + x(t)$$

y su probabilidad de error es: $P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{A}{2\sqrt{2N}}$

donde $\operatorname{erfc} x = 1 - \frac{2}{\pi} \int_0^x e^{-y^2} dy$

siendo:

$$x = A/2\sqrt{2N}$$

A = amplitud de la señal y

$N = \sigma^2$ = desviación estandar de la señal de ruido.

Para una señal del tipo PSK: $V_{0\text{PSK}}(t) = \pm A + x(t)$ y

$$P_{e\text{PSK}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{A}{\sqrt{2N}} ;$$

para DPSK: $P_{e\text{DPSK}} = \frac{1}{2} e^{-A^2/4N}$;

para FSK: $V_{0\text{FSK}}(t) = \pm A + (x_1 - x_2)$ y $P_{e\text{FSK}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{A}{2\sqrt{N}}$

En la gráfica 2.8.1 se muestra la probabilidad de error respecto a la relación señal a ruido ($A^2 / 2N$) para detección síncrona y asíncrona.

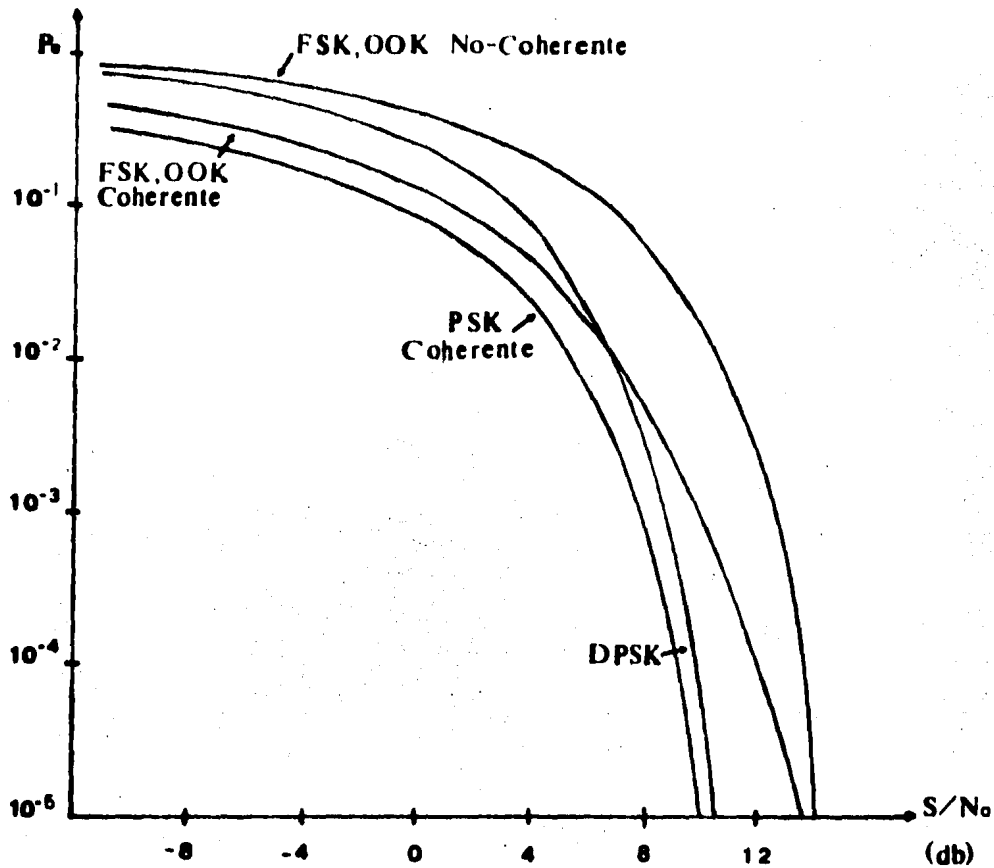


fig. 2.8.1

Probabilidad de Error (S/N)

Para una señal multinivel FSK la probabilidad de error es:

$$P_e = \frac{M}{2} \operatorname{erfc} A/2\sqrt{N}$$

donde M es el número de niveles de la señal;

para PSK es $P_e = \frac{M}{2} \operatorname{erfc} A/\sqrt{2N}$, para OOK es $P_e = \frac{M}{2} \operatorname{erfc} A/2\sqrt{2N}$

Una gráfica con las curvas de probabilidad de error versus C/N (db) de los arreglos más comerciales se muestra en la figura 2.8.2.

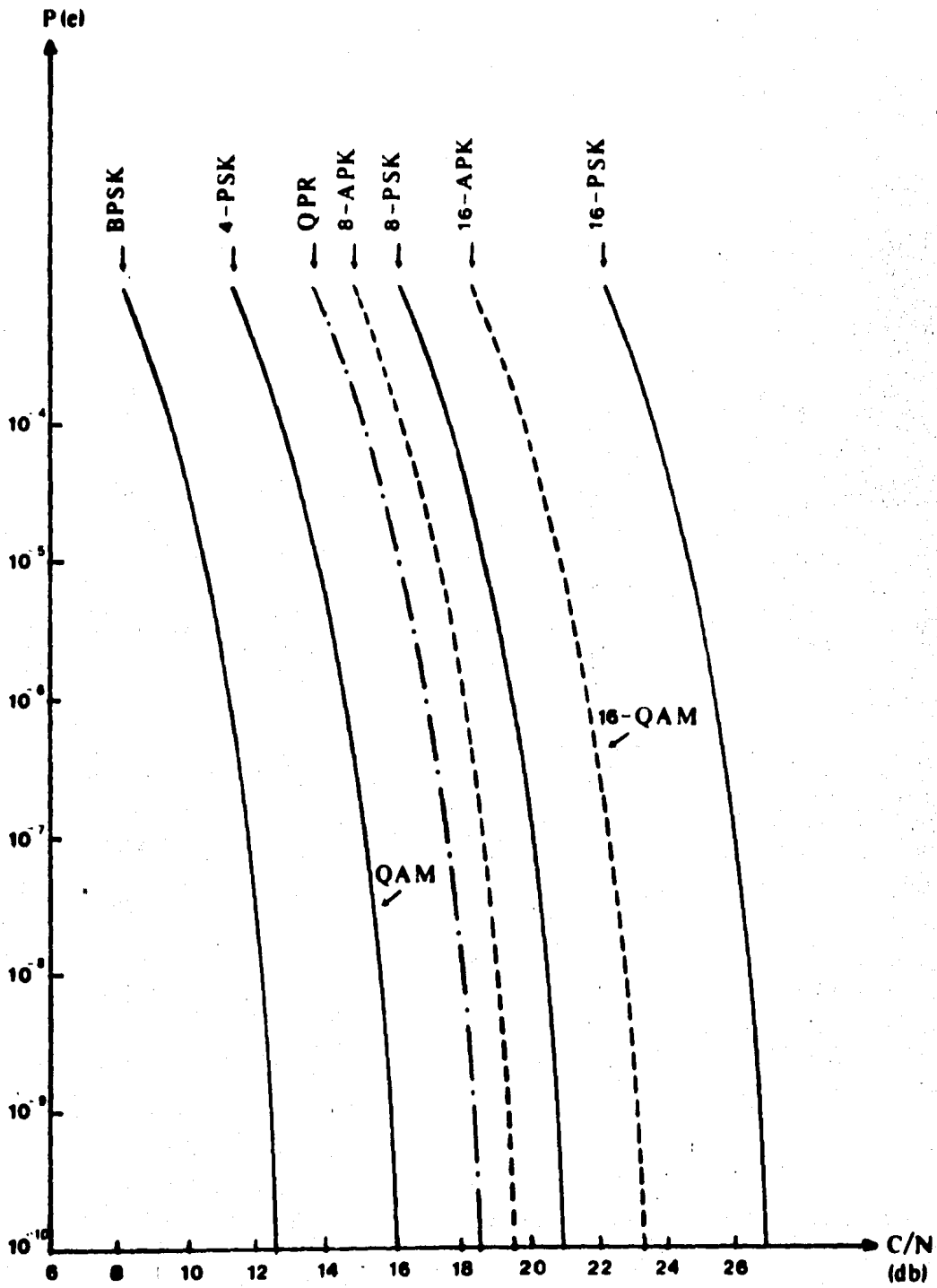


fig. 2.8.2
Probabilidad de Error (C/N)

2.9.) Elección del Método Óptimo de Modulación.

La elección del método óptimo de modulación en un sistema de transmisión digital, está basado en los siguientes factores, primordialmente:

- Eficiencia del ancho de banda,
- Propiedades de inmunidad al ruido,
- Potencia de transmisión,
- Complejidad de la circuitería,
- Velocidad de transmisión,
- Medio de transmisión,
- Frecuencia de transmisión.

La relativa importancia de estos factores depende de la situación. Una tabla con las características de los principales métodos de modulación se muestra en la tabla de la fig. 2.9.1.

Tipo	Esquema	E_b/N_0 ideal (db)	Velocidad B/seg/Hz	E_b/N_0 real (db)	Desvanecim. promedio E_b/N_0 (db)	Distors. por re- traso en tiempo E_b/N_0 (db)
AM	OOK- <small>Detecc Coher</small>	11.4	0.8	12.5	17	12.4
	OOK- <small>Detecc Envolv</small>	11.9	—	—	19	15.9
	QAM	8.4	1.7	9.5	14	15.8
FM	FSK- <small>Detecc No-coher</small>	12.5	0.8	11.8	20	16
	CP-FSK- <small>Det Coher</small>	7.4	—	—	13	8.5
	CP-FSK- <small>Det No-co</small>	9.2	1.0	10.7	18	12.7
	MSK	8.4	1.9	9.4	14	15.8
	DE-MSK	9.4	1.9	10.4	17	16.8
PM	BPSK	8.4	0.8	9.4	14	9.6
	DE-BPSK	8.9	0.8	9.9	17	10.1
	DPSK	9.3	0.8	10.6	17	—
	QPSK	8.4	1.9	9.9	13.5	15.8
	DQPSK	10.7	1.8	11.8	20	—
	OK-QPSK	8.4	—	—	13.5	15.8
	8-PSK	11.8	2.5	12.8	16.5	<25
	16-PSK	16.2	2.9	17.2	21	—
AM/PM	16-APK	12.4	3.1	13.4	18	—
P_0		10^{-4}	10^{-4}	10^{-4}	10^{-4}	10^{-4}

fig. 2.9.1

Comparación entre los Diferentes
Tipos de Modulación Digital

En la gráfica 2.9.2 se muestra el espectro de una señal de banda base, el de una señal ASK, FSK y PSK. De ésta se observa, que para modulación en amplitud, el ancho de banda es $B = 2T$ ($T =$ duración de un símbolo), esto es, el doble de la señal de banda base; para FSK el ancho de banda es $B = 3/t + (f_d - f_c)$, ($f_d > f_c$), es decir, más del doble del de la señal de banda base.

El espectro de PSK es el mismo de ASK, con las componentes de frecuencia al doble y la portadora suprimida; de aquí que el sistema FSK requiere el mayor ancho de banda.

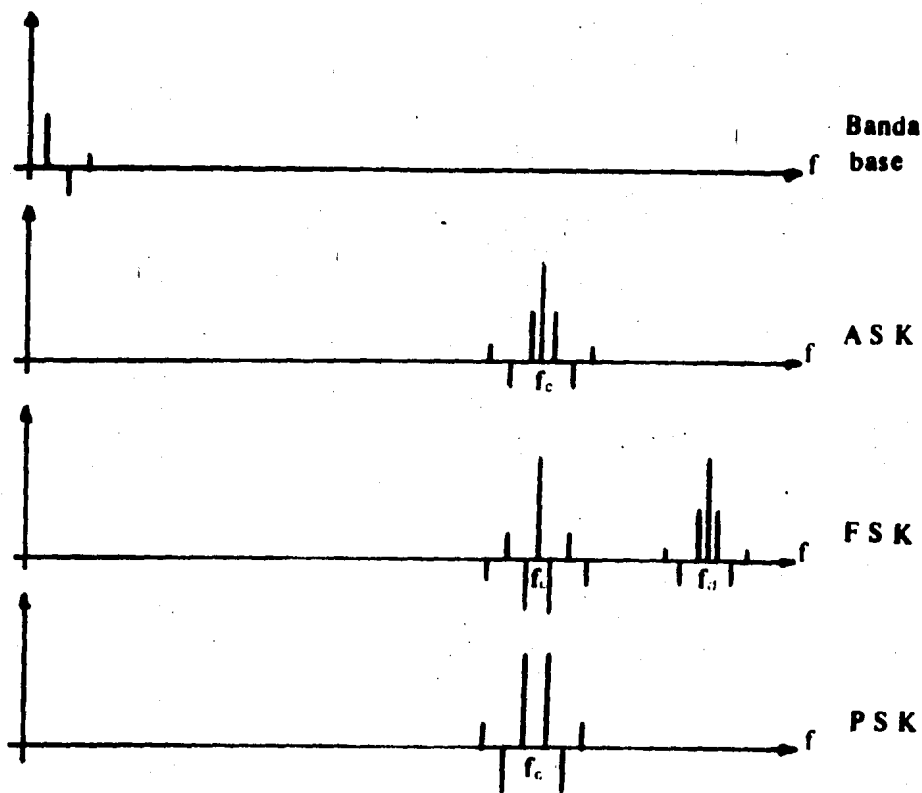


fig. 2.9.2

Espectro de Frecuencias de los Diferentes Tipos de Modulación Digital

Para una señal multisímbolo PSK se tiene un ancho de banda $B = 2T / N$ ($N =$ número de niveles), por lo que se optimiza la utilización del ancho de banda, ya que en lugar de transmitir un sólo símbolo se pueden transmitir N símbolos en el mismo ancho de banda. (fig. 2.9.3).

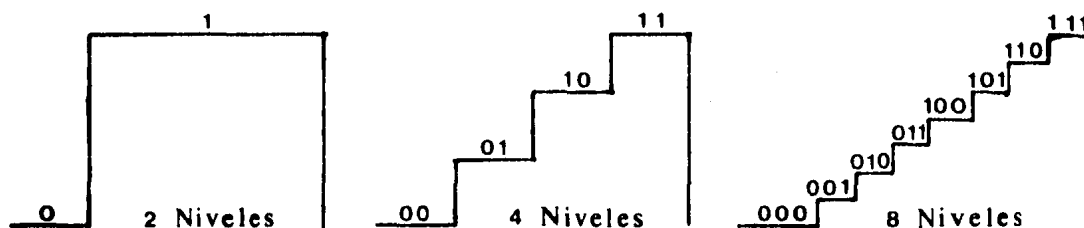


fig. 2.9.3

Ejemplos de Sistemas Multinivel

Ya que en un sistema multinivel se transmite mayor cantidad de bits en un cierto ancho de banda, su velocidad de transmisión es mayor, tal como se ve en la tabla 2.9.1. Es evidente que en esta tabla quien presenta mayor inmunidad al ruido son PSK y FSK; además ASK presenta el problema de que al modular la portadora se pierde potencia promedio sobre la señal modulada, lo cuál no sucede con PSK y FSK; sin embargo ASK presenta mayor inmunidad a desvanecimientos y complejidad baja.

Al considerar inmunidad al ruido térmico, quien tiene mayores ventajas es PSK, seguido de FSK y finalmente ASK, ya que con PSK se requiere de menor incremento en la potencia de transmisión conservando la misma probabilidad de error.

El tipo PSK se considera la opción óptima dadas las consideraciones anteriores; es por esto que es el más comercial en los sistemas de modulación digital. El sistema FSK es más utilizable en aplicaciones de baja frecuencia tales como transmisión en cables, sobre todo por su fácil implementación.

En el esquema 2.9.4 se muestra el grado de complejidad de los diferentes métodos de modulación.

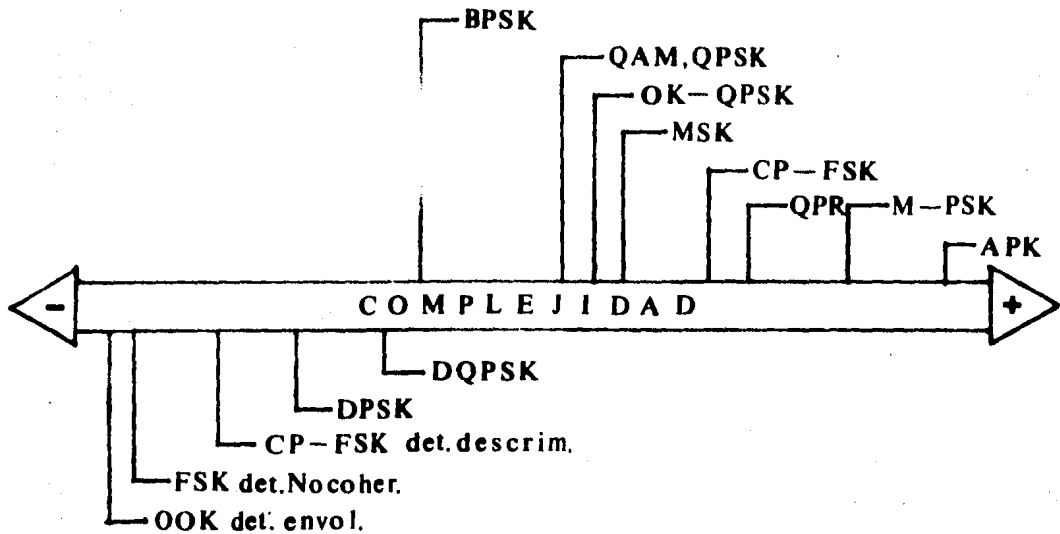


fig. 2.9.4

Diagrama Comparativo de Complejidad de las Diferentes Técnicas de Modulación Digital

Dadas las características de velocidad de transmisión (2.3 B/s/Hz) y la frecuencia de transmisión (11 GHz), los esquemas que soportan esta aplicación son 8-PSK (2.5 B/s/Hz), 16-PSK (2.9 B/s/Hz), y 16-APK (3.1 B/s/Hz); tomando el grado de complejidad y los requerimientos de potencia (E_b/N_o), el esquema que se utilizará es 8-PSK.

3.) Método para el Diseño de un Enlace de Microondas.

Como punto inicial se asume que la planeación ya se realizó (necesidades de capacidad, planes de expansión, requerimientos de operación, etc.).

3.1) Selección de la Ruta Optima.

3.1.1.) Puntos Terminales.

Usualmente se utiliza para colocar el transmisor o receptor, un edificio ya existente, no obstante, se tienen que hacer consideraciones como son: si el edificio es suficientemente alto para montar la antena, ó si hay que construir una torre, si no hay otros edificios que obstruyan la visibilidad del enlace, si existe probabilidad de construcción de otros edificios cercanos, etc.

3.1.2) Repetidores Intermedios.

La elección de puntos intermedios se llevará a cabo en base al terreno y condiciones atmosféricas. En el caso de terrenos planos, usando la banda de 2 GHz, las distancias entre repetidoras fluctua entre 35 y 55 kms; para el caso de bandas arriba de 11 GHz, la lluvia será un factor determinante para la ubicación de los puntos intermedios. Dado que el mantenimiento es una parte muy importante, se deben elegir sitios con posibilidad de acceso terrestre; otro punto muy importante para la elección del sitio, es la posibilidad de interferencia causada por radar, ruido electromagnético, etc.

3.1.3) Influencia del Terreno.

El haz de microondas es influenciado fuertemente por los obstáculos que se encuentran entre las estaciones. Cuando el obstáculo es puntiagudo, el haz sufre una difracción; al difractarse la señal se produce una pequeña sombra en la cual hay un cambio en dirección y potencia del haz; la pérdida puede variar desde 6 hasta 20 db de-

pendiendo del tipo de superficie (fig. 3.1.1).

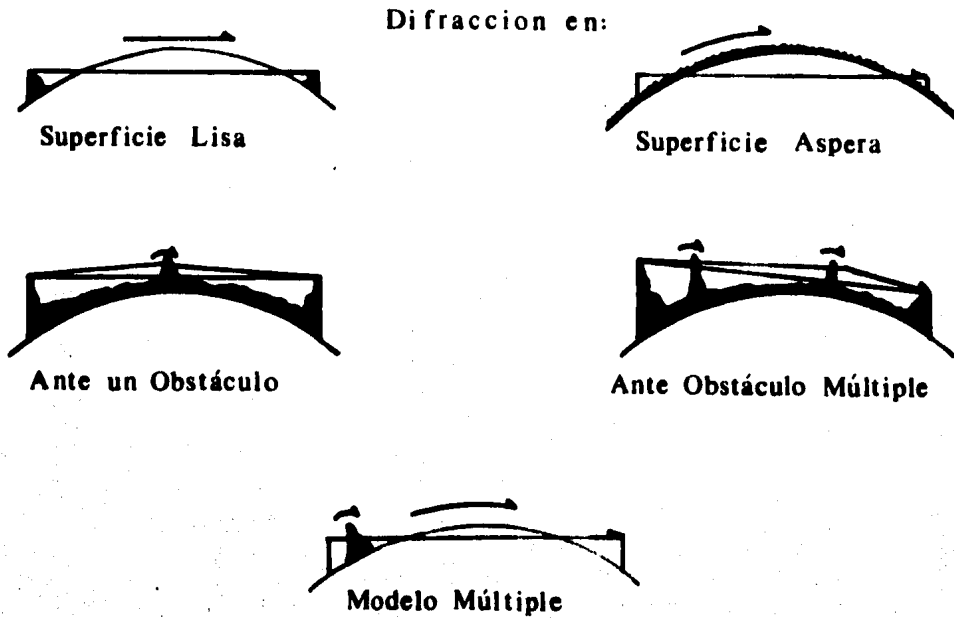
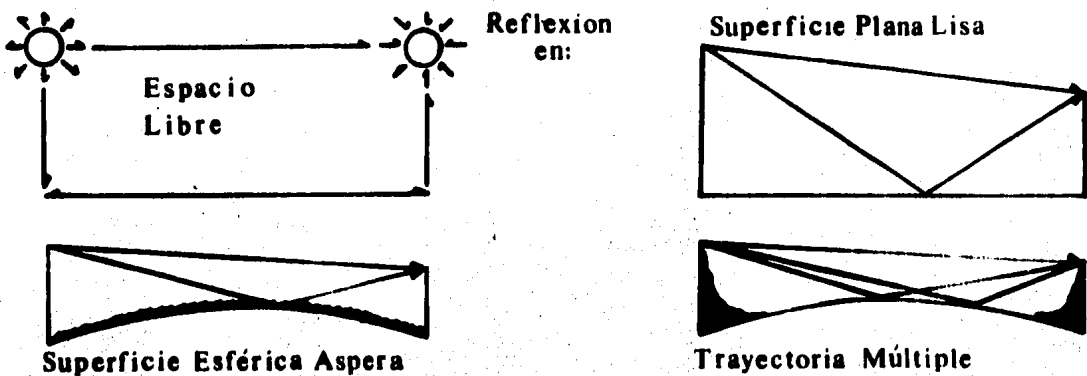


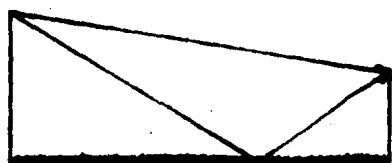
fig. 3.1.1

Formas de los Modelos de las Trayectorias sin Visibilidad

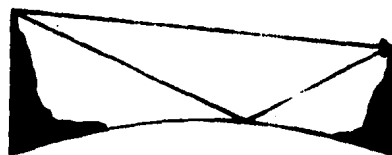
Las superficies muy planas o el agua pueden producir reflexión en el haz, estas ondas llegarán a la antena receptora con un cierto retraso, produciendo así, desvanecimiento y atenuación (fig. 3.1.2).

Para evitar estos fenómenos, se deben cuidar los porcentajes de claridad mediante las zonas de Fresnel, estos porcentajes se analizarán más adelante.





Superficie Plana Aspera



Superficie Esférica Lisa

fig. 3.1.2

Formas de los Modelos de las Trayectorias con Visibilidad

3.1.4) Influencia de la Lluvia y Niebla.

Para frecuencias de transmisión abajo de los 8 GHz, el efecto de la lluvia para enlaces de hasta 45 kms. es casi despreciable, por lo que no se considera en el diseño.

Para el caso de frecuencias de 11 a 12 GHz y mayores, la atenuación por lluvia es muy seria, la magnitud de la atenuación dependerá de la intensidad de la lluvia, el tamaño de las gotas y la distancia de exposición.

En áreas de lluvia intensas, se recomiendan enlaces cortos. Para el diseño, el parámetro a tomar no es la lluvia total por año, mes o día; se debe tomar la condición más crítica de lluvia instantánea.

3.2) Características de la Tierra.

3.2.1) Curvatura.

Dado que la superficie terrestre es curva y el haz de microondas es recto, es necesario encontrar un factor para relacionar ambos parámetros.

No obstante, la característica recta del haz sufre una cierta flexión debido a la refracción atmosférica. El ángulo y dirección de este flexionamiento, son definidos por el factor K de tierra equivalente; este factor, multiplicado por el radio de la tierra R, será el radio de curvatura de la tierra ficticia. Esta curvatura es equivalente a la curvatura relativa del haz respecto a la curvatura de la tierra. Esta curvatura puede ser mostrada gráfi-

camente como se muestra en la fig. 3.2.1.


dM/dh	Curvatura de la trayectoria en la tierra real. $\alpha x = u$	Formas que adopta la tierra equivalente en una trayectoria recta. $K = R/a$
0.157	$x = \infty$	<p style="text-align: right;"><u>Tierra equivalente</u> Tierra real</p>  <p style="text-align: right;">$K = 1$</p>
$0.157 < dM/dh$	$x < 0$	$0 < K < 1$
0.118	$x = 4$	$K = 4/3$
0	$x = 1$	$K = \infty$
$dM/dh < 0$	$0 < x < 1$	$K < 0$

fig. 3.2.1
Curvatura Terrestre

3.2.2) Escalas.

Una escala horizontal de 3 km: 1 cm. es muy conveniente ya que se pueden dibujar distancias comunes (45 kms.) en una sola hoja, para el caso de la escala vertical no es posible utilizar una sola para todos los tipos de terreno. Una escala vertical conveniente es de 3 m. : 1 cm. para el caso de enlaces con elevaciones no mayores a 250 m. Para el caso de terreno rugoso, será apropiada la escala de 6 m. : 1 cm., y para terreno montañoso, 30 m. : 1 cm. Debe recordarse que si la escala horizontal se duplica, la vertical deberá cuadruplicarse para no perder la proporción.

3.2.3) Método de Tierra Equivalente.

Cuando se dibuja un enlace con la tierra sin curvatura y el haz totalmente recto entre las dos antenas, representa la condición de que el haz tiene una flexión idéntica a la curvatura de la tierra.

En la mayoría de los casos se toma $K = 4/3$ que representa un enlace en condiciones atmosféricas normales; para condiciones atmosféricas distintas, K variará.

La curvatura para distintos valores de K se representa con la siguiente fórmula:

$$h = \frac{d_1 d_2}{1.5K} ;$$

donde:

- h es el cambio en la distancia vertical desde la línea de referencia en pies,
- d_1 la distancia de un punto a uno de los extremos del enlace,
- d_2 la distancia del mismo punto al otro extremo del enlace,
- K factor de radio de tierra equivalente.

Para los distintos valores de K , la ecuación anterior toma las siguientes formas:

$$h_{(\kappa = \infty)} = 0$$

$$h_{(\kappa = 4/3)} = d_1 d_2 / 2$$

$$h_{(\kappa = 2/3)} = d_1 d_2$$

$$h_{(\kappa = 1)} = 0.67 d_1 d_2$$

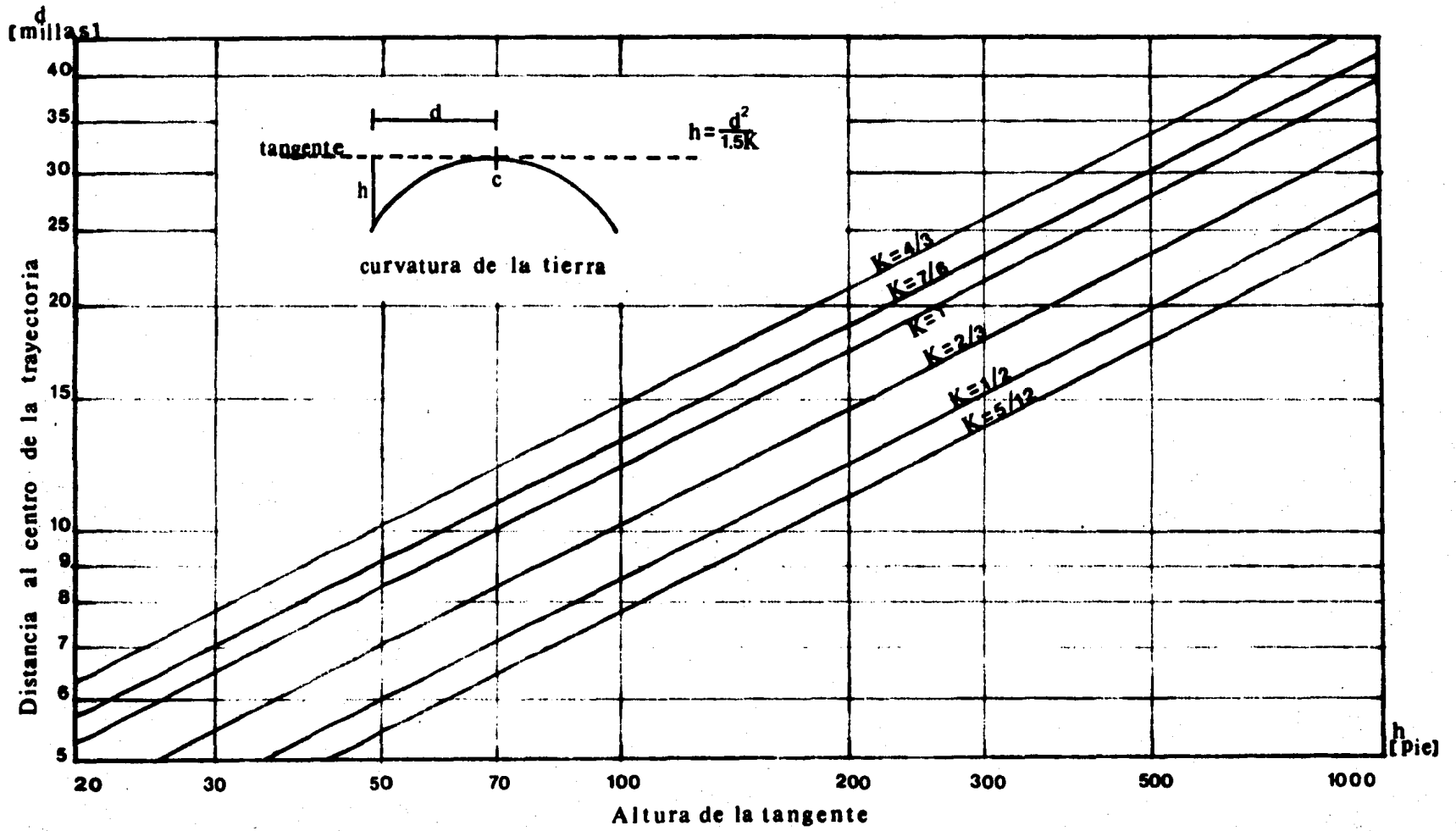


fig. 3.2.2 Factor de Tierra Equivalente

4.) Propagación.

4.1) Formas de Propagación de las Ondas de Radiocomunicación.

La propagación de las ondas esta influenciada por varios parámetros: frecuencia, distancia, altura de la antena, características del terreno y las condiciones de las capas atmosféricas de la tropósfera y la ionósfera.

Las ondas se pueden clasificar de la siguiente forma:

- onda directa,
- onda reflejada,
- onda refráctada,
- onda difractada,
- onda superficial y
- onda dispersa.

En la fig. 4.1.1 se muestran estas formas.

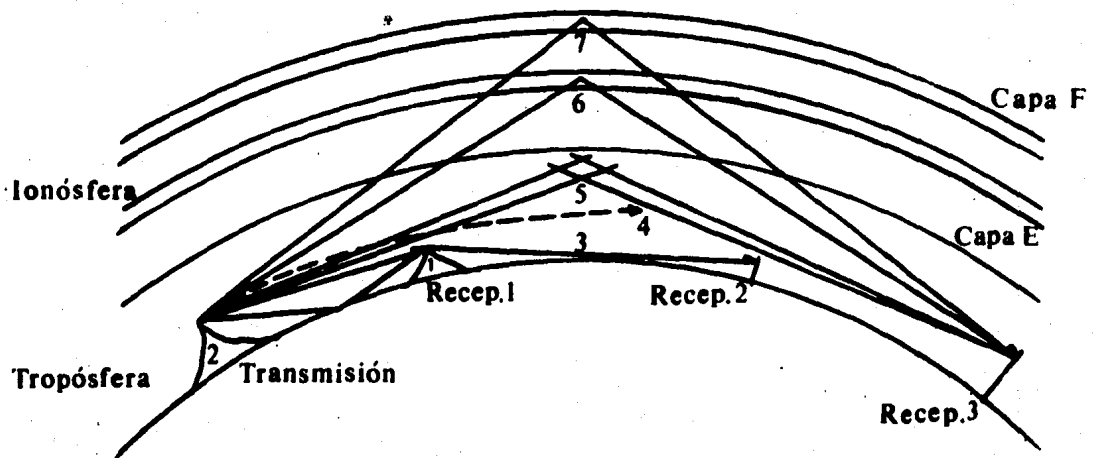


fig. 4.1.1
Tipos de Trayectorias de Propagación

En general en la propagación de las ondas superficiales y difractadas entre menor sea la frecuencia menor será la atenuación.

La refracción y reflexión de las ondas de HF en la ionósfera son muy apropiadas, por lo cuál la absorción y la atenuación que sufren durante la propagación es menor.

Las ondas superficiales y las difractadas de frecuencia mayor a VHF son las que sufren mayor atenuación.

A continuación se muestra una tabla en la que aparecen los límites de frecuencia para varias distancias.

Distancia de Propagación	100 km ó menor		100 - 800 km		800-4000 km		4000 km ó mayor	
	Onda Superficial	Onda Directa	Día	Noche	Día	Noche	Día	Noche
LF	X		X	X	X	X	X	X
MF	X			X				
HF					X	X	X	X
VHF		X						
UHF, SHF		X						

4.2) Naturaleza de las Microondas.

Un haz de microondas es similar a un haz de luz ya que ambos consisten en energía electromagnética; la diferencia esencial entre ambos, es la frecuencia. Una característica básica de la energía electromagnética es que viaja en dirección perpendicular con un ángulo de fase constante, es decir, si un haz fuera cortado perpendicularmente a su trayectoria se obtendría un plano de fase uniforme.

La atmósfera que rodea a la tierra tiene características no uniformes de temperatura, presión y humedad relativa, las cuales, son los parámetros que determinan la constante dieléctrica y por lo tanto la velocidad de propagación. La atmósfera es el medio de refracción que hace aparecer la línea del horizonte más cercano ó más lejano, afectan-

do esto la visibilidad del enlace.

En los siguientes puntos se analizará qué otros parámetros afectan los enlaces de microondas.

4.3) Atenuación en el espacio libre.

Tanto la atmósfera como el terreno sobre los que viaja una onda electromagnética ejercen modificaciones, es decir, para una frecuencia y una distancia dadas existe una atenuación característica; esta atenuación crece al crecer la frecuencia y distancia y es conocida como atenuación en el espacio libre (fig. 4.3.1).

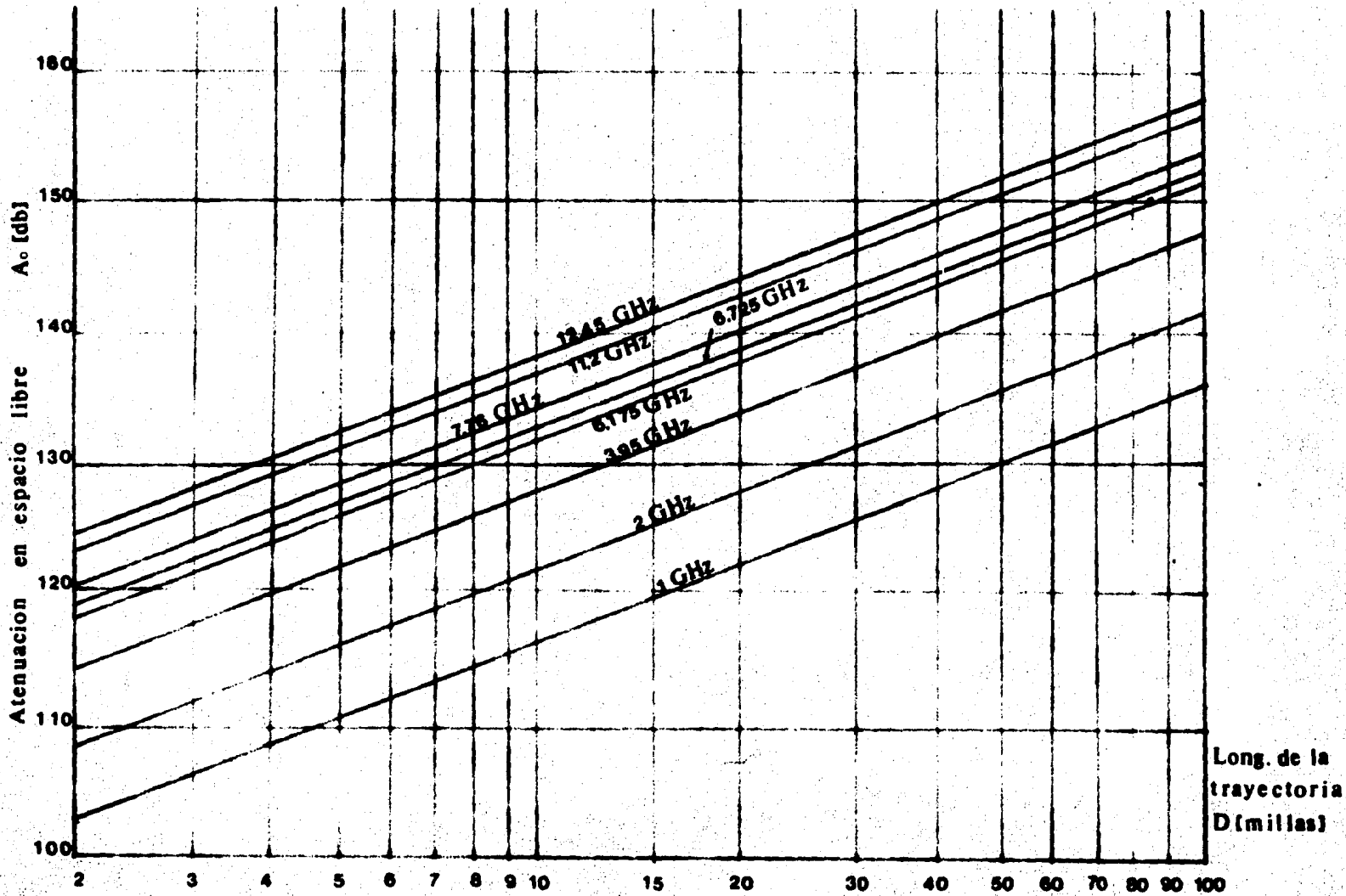


fig. 4.3.1 Atenuación en el Espacio Libre entre 2 Antenas Isotrópicas

4.3.1) Naturaleza de las Pérdidas en el Espacio Libre.

La energía radiada es perdida en el espacio, principalmente por la distribución de energía en el frente de onda que viaja en el espacio libre de acuerdo con la ley del inverso-cuadrático; sólo una pequeña cantidad de la potencia radiada se recibe en la antena receptora, la energía restante se distribuye en áreas del frente de onda que no pueden ser captadas por la antena receptora.

4.3.2) Fórmula del Espacio Libre.

La deducción de la fórmula para espacio libre involucra un radiador isotrópico, a partir del cuál la energía es radiada con la misma intensidad en todas direcciones; si la radiación pudiera ser observada instantáneamente, a una distancia d , aparecería como una esfera de radio equivalente a la distancia. Si esta esfera se intercepta, la energía contenida en una unidad de área es la relación entre la energía total de la fuente y el área de la esfera, la cuál es $4\pi d^2$; esta relación representa la pérdida entre el punto emisor y una antena cuya ganancia es, en términos de A , $4\pi A / \lambda$. Haciendo las sustituciones apropiadas y convirtiendo d a millas y f a GHz, la atenuación entre dos antenas isotrópicas es:

$$A = 96.6 + 20 \log f + 20 \log d ,$$

donde:

- A - atenuación en el espacio libre,
- f - frecuencia en GHz,
- d - distancia en millas.

Si el cálculo se lleva a cabo en unidades métricas, la fórmula es:

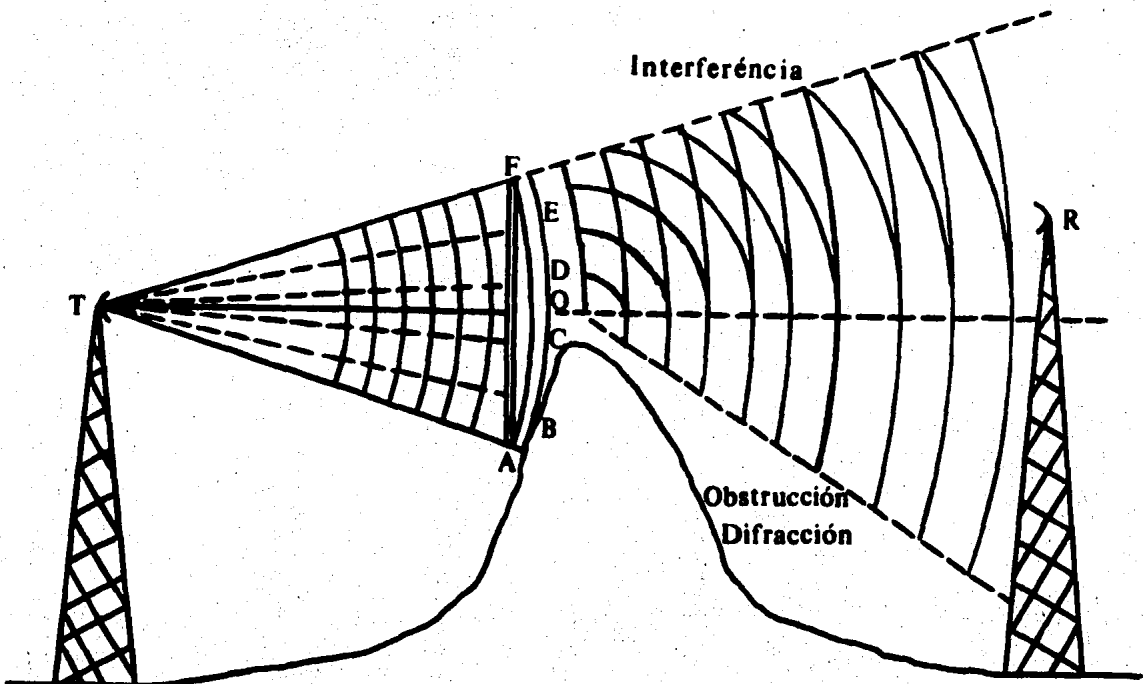
$$A = 32.4 + 20 \log d + 20 \log f ,$$

d en kilómetros y f en KHz.

4.4) Efectos del Terreno (Zonas de Fresnel).

Antes de efectuar pruebas de propagación es necesario construir un diágrama del pérfil topográfico del terreno entre los puntos deseados, ya que al considerar que la presencia de la tierra cambia las condiciones de propagación, la señal recibida dependerá no solamente de la señal propagada, sino también de las ondas que se hayan reflejado por el terreno. Estas ondas reflejadas pueden llegar fuera de fase ó en fase con la onda directa, reforzando ó disminuyendo la señal recibida, y dependiendo de las características de los puntos de reflexión pueden en ciertos casos, cancelar por completo la señal transmitida.

Los máximos y mínimos que se obtienen por interferencia, representan las zonas de Fresnel, que dependen de la diferencia de fase entre las ondas directas y las reflejadas (fig. 4.4.1).



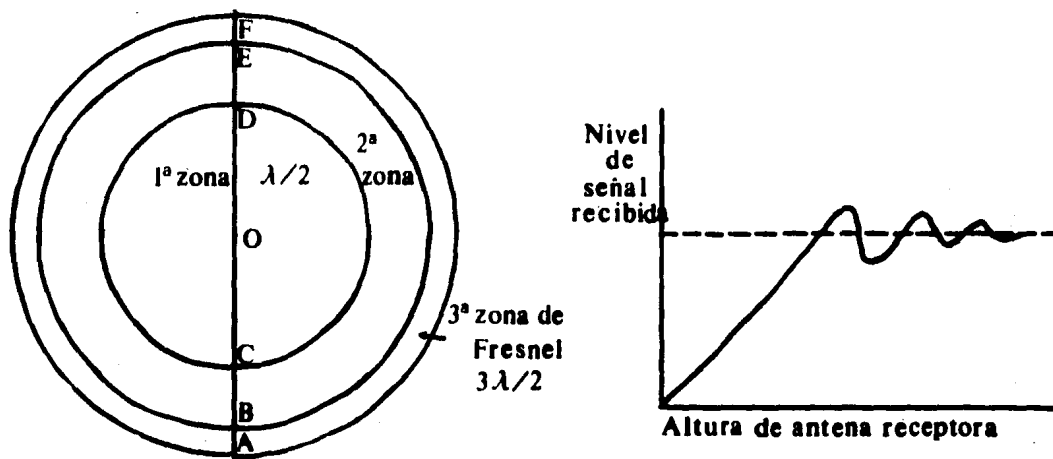


fig. 4.4.1

Efectos del Terreno sobre las Zonas de Fresnel

Todos los puntos en los cuales la diferencia es hasta de media longitud de onda ($\lambda/2$) se denominan como la primera zona de Fresnel y de la misma manera, los límites de la zona de Fresnel número n consisten en todos los puntos en que la onda reflejada difiere por $n\lambda/2$ ($n = 1, 2, 3, 4, \dots$), tomando en cuenta que la onda reflejada sufre un desfase de 180° ($\lambda/2$). Al reflejarse las zonas de Fresnel 1, 3, 5, 7, 9, ..., se aumentará la señal recibida hasta un máximo (6 db) y las zonas de Fresnel 2, 4, 6, ..., bajarán la señal y pueden en determinado momento llegar a cancelar por completo, dependiendo de las características de la superficie de reflexión, es decir, del coeficiente de reflexión (fig. 4.4.2). Esta figura muestra la atenuación del espacio libre con respecto a la transmisión libre a diferentes valores del coeficiente de reflexión R . Las curvas son teóricas y muestran que son independientes de R ; de aquí se obtiene el valor que corresponde al espacio libre, al librar 60% del radio de la primera zona de Fresnel, condición que se emplea para analizar los resultados en pruebas de propagación (fig. 4.4.3).

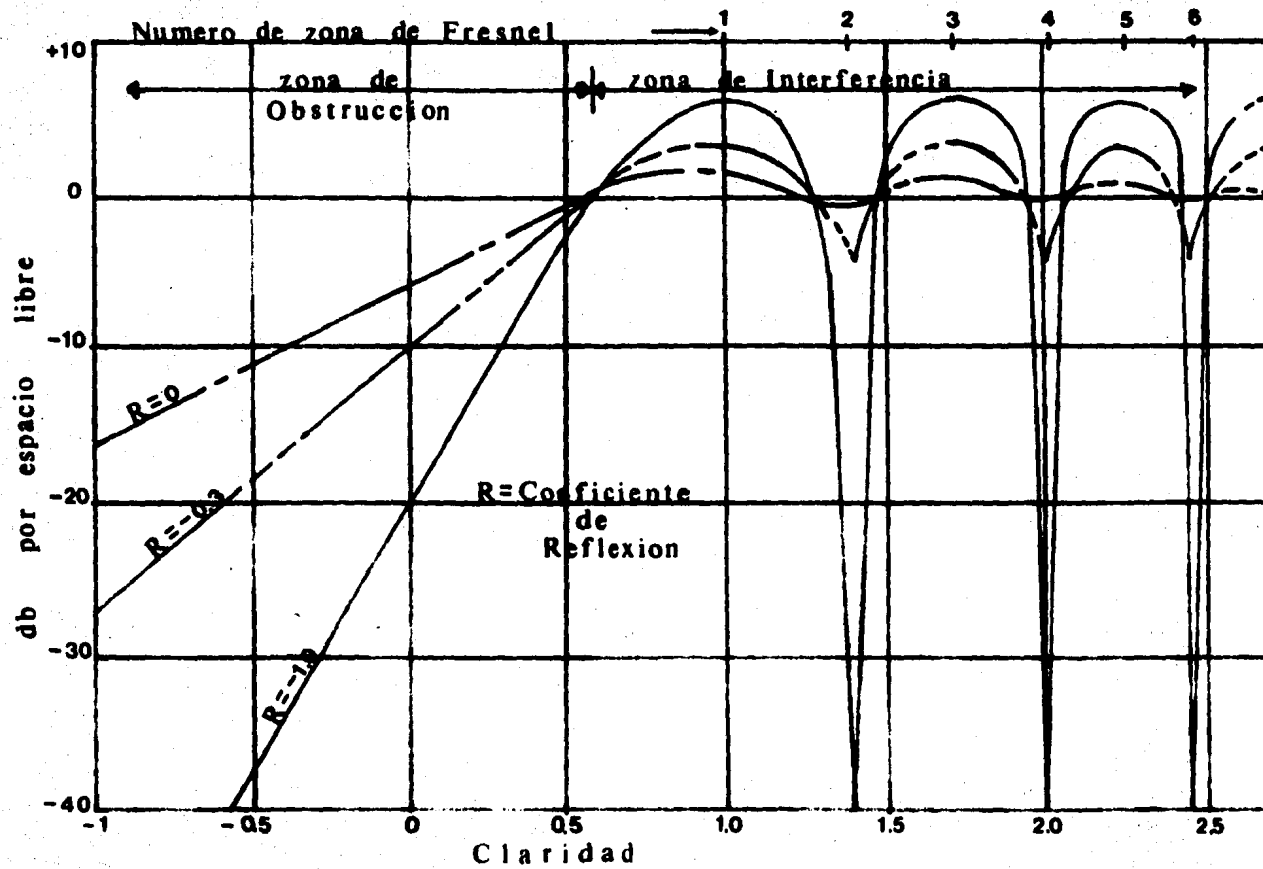


fig. 4.4.2 Zonas de Fresnel

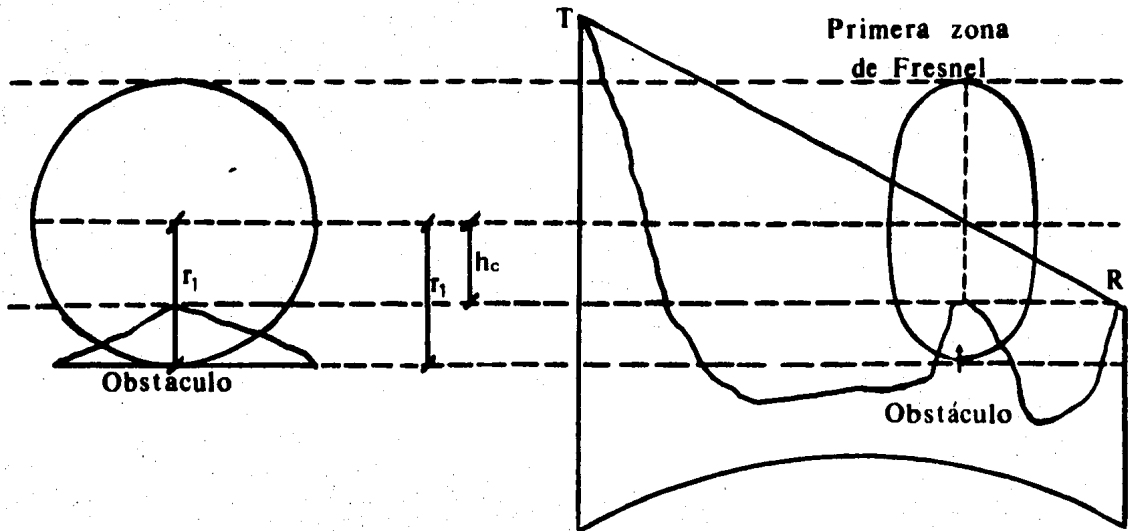


fig. 4.4.3
Claridad sobre la 1a. Zona de Fresnel

La pérdida de la señal por obstrucción, esta en función del terreno en el punto crítico, y los valores del coeficiente de reflexión pueden oscilar de 0, para difracción de un filo agudo, y -1 para una superficie plana.

Es muy importante tomar en cuenta que al proyectar un sistema de microondas debe evitarse una cancelación parcial de la señal en cualquier tramo del enlace por reflexiones fuertes del terreno, además de cumplir con la claridad arriba del 60% de la primera zona de Fresnel, ya que en esta se concentra la mayor parte de la potencia.

El radio de la primera zona de Fresnel puede ser calculado con la siguiente fórmula, para cualquier punto:

$$r_1 = \sqrt{d_1 d_2 \lambda / d}$$

donde:

- d_1 - distancia del emisor al obstáculo,
- d_2 - distancia del receptor al obstáculo,
- d - distancia del emisor al receptor,
- λ - longitud de onda (c/f).

4.5) Efectos Atmosféricos.

El cálculo para determinar la altura de una antena para garantizar el mínimo desvanecimiento sería muy sencillo si no existieran los efectos atmosféricos; las antenas podrían ser instaladas en elevaciones que proporcionarían claridad sobre los obstáculos y niveles deseados para zonas de Fresnel, con esto se podría esperar una transmisión estable; sin embargo la visibilidad efectiva del terreno cambia con la variación de la constante dieléctrica del aire, como se vió en puntos anteriores.

El haz de microondas es raramente recto por lo que el factor $k = 1$ casi nunca se usa. Las horas durante las cuales el comportamiento climatológico es más estable son al amanecer y al anochecer, y durante estas horas la constante $k = 4/3$ no presenta variaciones significativas; los fenó-

menos que perturban en mayor grado las condiciones climatológicas son la lluvia, niebla y gases atmosféricos.

4.5.1) Atenuación por Lluvia.

La atenuación por lluvia y nieve es más crítica en frecuencias de 11 GHz o mayores; el grado de atenuación depende del tamaño, la forma y la intensidad de la lluvia. Lo importante no es el total de lluvia o nivel sino su valor máximo instantáneo y el área en la que cae la lluvia intensa.

La fig. 4.5.1 muestra la atenuación en un enlace dada en decibeles por milla y está basada en los trabajos teóricos de Ryde y Ryde; por otro lado la fig. 4.5.2 está tomada del CCITT y nos ofrece información similar con distancias en km y frecuencia en GHz, ésta tabla es la que será usada en los cálculos de este trabajo. En esta gráfica también se pueden observar valores para niebla o nubes, cuyos efectos se describen a continuación.

Hoy en día los objetivos de disponibilidad en enlaces que requieren alta confiabilidad pueden encontrarse en el orden de 99.99% hasta 99.9999%; esto quiere decir que el sistema estará fuera de servicio desde el 0.01% al 0.0001% de su tiempo total de operación. Esto es medido en base al tiempo medio entre fallas (MTBF) y el tiempo medio para reparaciones; estos parámetros se analizarán más adelante.

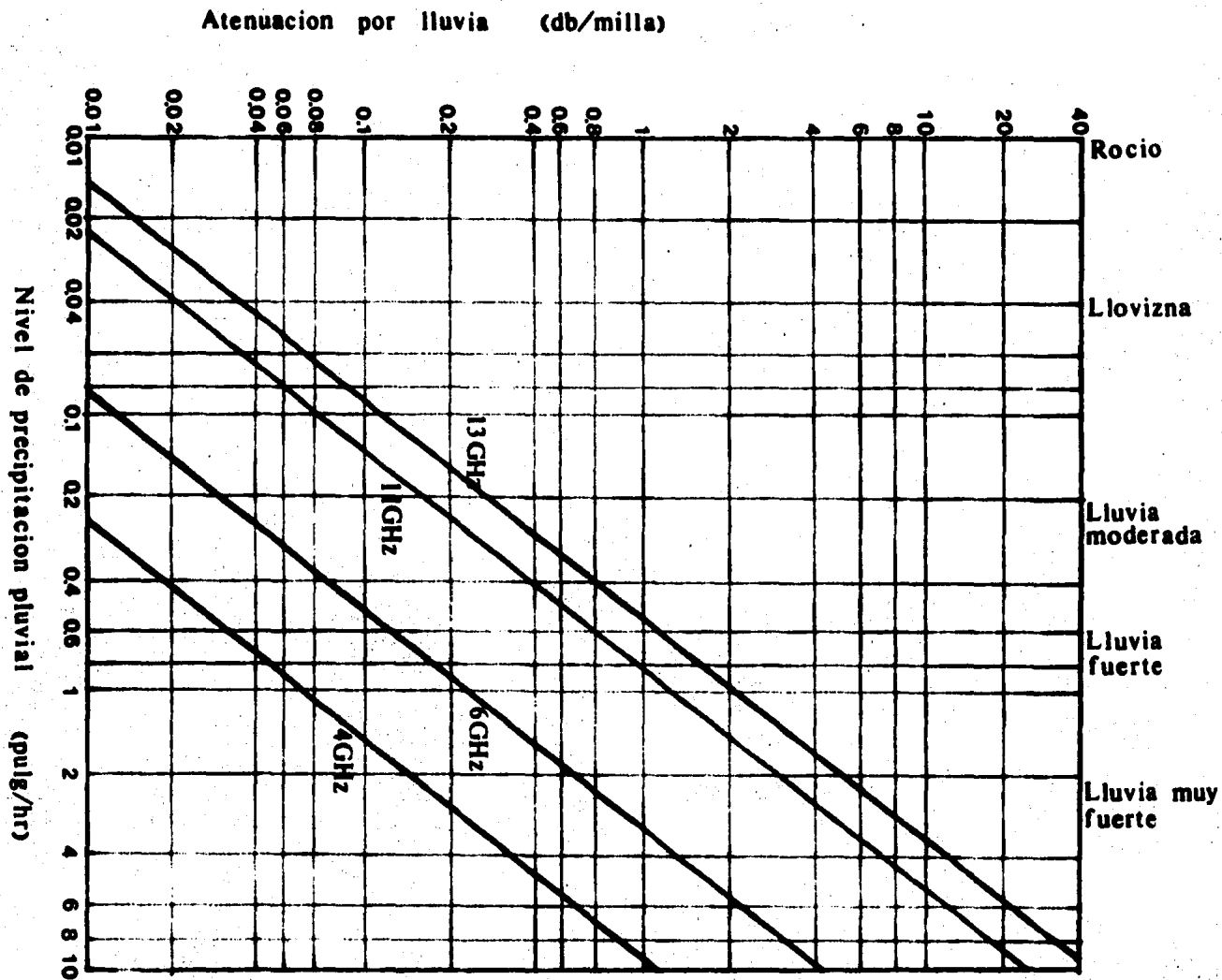


fig. 4.5.1 Atenuación por Lluvia

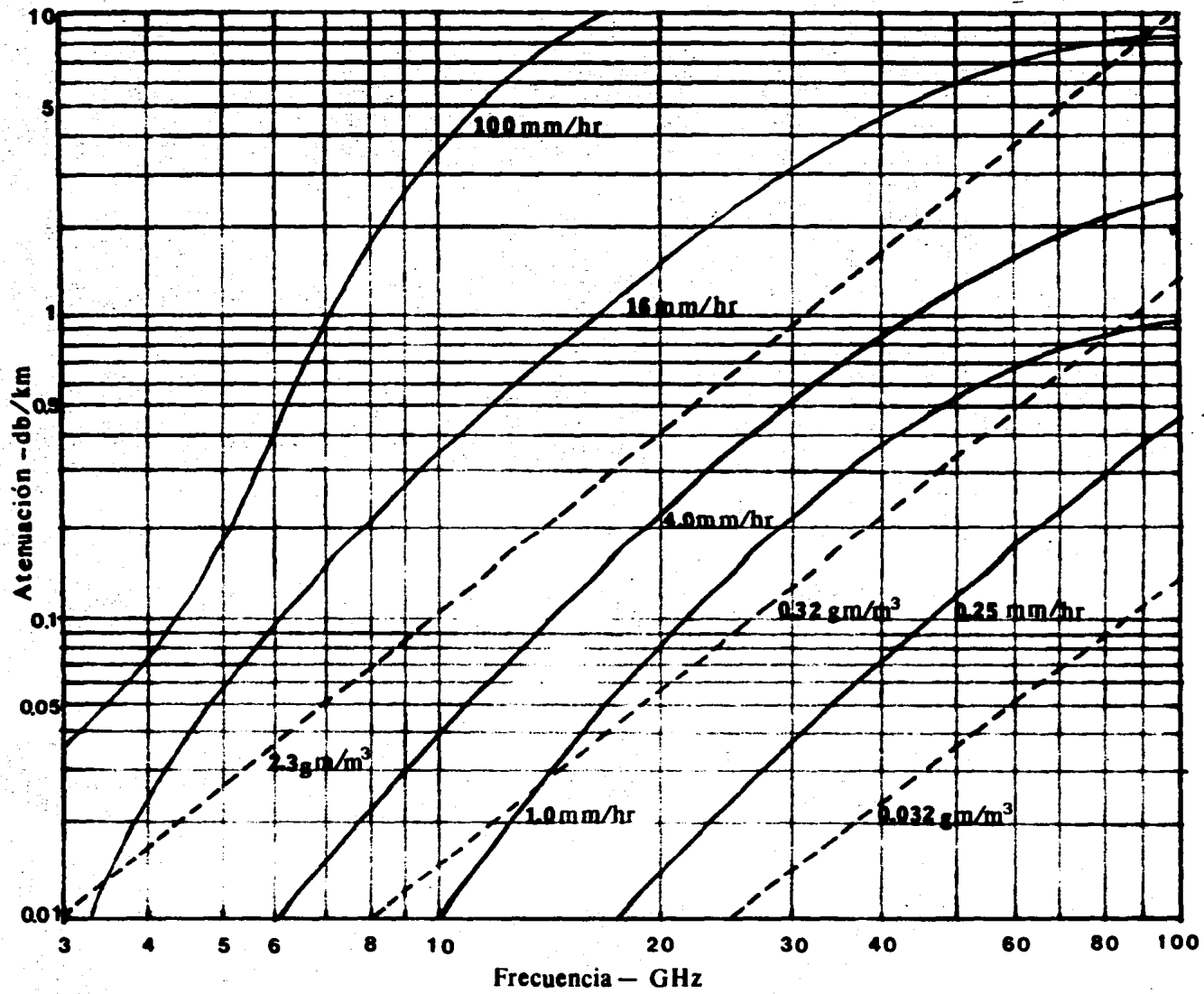


fig. 4.5.2
Atenuación debido a Precipitación

4.5.2) Atenuación por Niebla.

La niebla se forma por el enfriamiento nocturno de la tierra o por el flujo de aire caliente sobre piso frío; la cantidad total de agua se mantiene igual, pero parte de ésta se condensa formando pequeñas gotitas (rocío). La contribución de estas gotitas al índice de refracción es bastante menor que cuando está en forma de vapor.

El resultado de esta variación en el índice de refracción es la reducción de la visibilidad en el haz y en casos extremos llega a bloquear por completo la transmisión.

En las primeras horas de la mañana la niebla se encuentra muy cerca del suelo por lo que no afecta directamente a la visibilidad del haz, no obstante esta condición tiene otro efecto: la superficie actúa como un área totalmente plana simulando agua, lo que causa reflexión y su consiguiente desvanecimiento por el desfaseamiento de la onda reflejada.

4.5.3) Atenuación por Gases Atmosféricos.

La principal absorción por gases atmosféricos es la causada por el oxígeno y vapor de agua. Esta absorción se debe a que tanto el oxígeno como el vapor tienen una estructura tal que cuando su frecuencia coincide con la frecuencia de transmisión se origina el fenómeno de resonancia. La atenuación por oxígeno es relativamente constante en la banda de 2 a 14 GHz y ocasiona una atenuación de aproximadamente 0.01 db/milla y permanece así hasta los 8 GHz; en la banda de los 11 a los 14 GHz la absorción ya se encuentra en el orden de los 0.01 db/milla y cerca de los 20 GHz llega hasta cerca de 0.2 db/milla. Estos datos fueron tomados del monograma número 92 de NBS Radio Meteorology de los Estados Unidos (fig. 4.5.3).

Longitud de la Trayectoria (millas)	ATENUACION — db				
	2-4-6 GHz	8 GHz	10 GHz	12 GHz	14 GHz
20	0.20	0.28	0.32	0.38	0.48
40	0.40	0.52	0.64	0.78	0.96
60	0.60	0.78	0.96	1.14	1.44
80	0.80	1.04	1.28	1.52	1.92
100	1.00	1.30	1.60	1.90	2.40

fig. 4.5.3

Comparación Longitud vs Atenuación

Por lo anterior se recomienda tomar en cuenta la absorción por gases atmosféricos para frecuencias arriba de 10 GHz y 50 km (fig. 4.5.4).

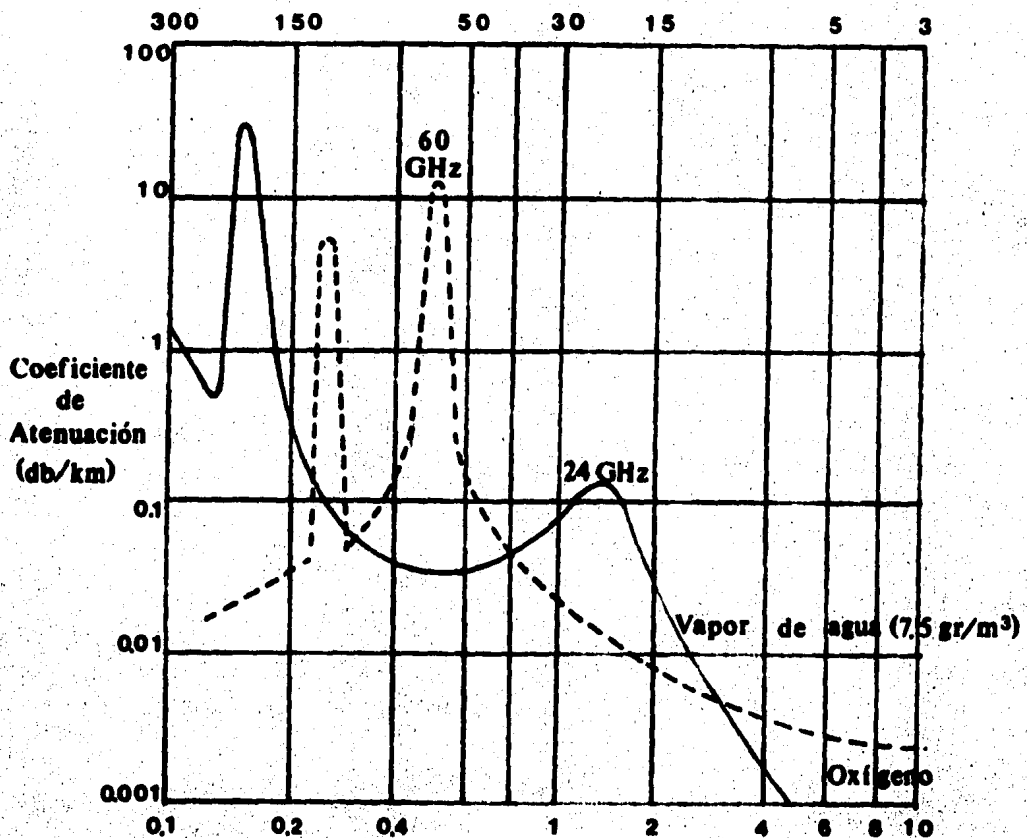


fig. 4.5.4

Atenuación Debida a Gases Atmosféricos

4.6) Diversidad de Espacio y Frecuencia.

En redes de microondas, cuando las condiciones del terreno no son favorables para realizar un enlace sobre la línea del horizonte, es necesario utilizar en puntos determinados a lo largo de la trayectoria, estaciones repetidoras (generalmente activas), con el propósito de evitar las reflexiones del terreno.

Al transmitir con condiciones atmosféricas anormales, en la trayectoria se pueden producir interferencias destructivas en la antena receptora produciendo desvanecimientos en la señal, que pueden hacer que ésta se reduzca a cero durante algunos segundos. Estas interrupciones son inaceptables en cualquier sistema de comunicación, pero en el caso de transmisión de datos se torna sumamente crítico. Este tipo de falla se puede evitar agregando al sistema un segundo canal de transmisión que funcionaría como respaldo durante el desvanecimiento, el cuál trabaja a otra frecuencia, ya que estos fenómenos están en función de la frecuencia. A este método se le conoce como diversidad en frecuencia, y no es muy utilizado dado lo restringido del espectro de frecuencias.

La segunda alternativa es conocida como diversidad de espacio. La eficiencia de éste método radica en que la multitrayectoria de la onda propagada resultante incide en alguna parte de la estructura vertical de la torre receptora.

Actualmente se está utilizando con mayor frecuencia el método de diversidad de espacio, dado que en zonas de grandes desvanecimientos la diversidad de frecuencia no alcanza a proteger la transmisión, además de las restricciones del espectro.

El número de desvanecimientos y la duración de éstos es función del canal de transmisión; obtener datos precisos sobre el momento de ocurrencia de una falla en una transmisión es imposible, pues es totalmente aleatorio, y sa-

ber cuántas fallas ocurrirán en un período de tiempo, también es difícil predecirlo, pues se necesitarán largos períodos de tiempo de observación para obtener una muestra confiable para formular un análisis teórico.

- Características de los Desvanecimientos.

En un sistema de microondas la potencia de radiofrecuencia nunca es constante, presentándose siempre pequeñas variaciones en la recepción, aún cuando las condiciones atmosféricas son estables.

En la fig. 4.6.1 se muestra un ejemplo de atenuación en el espacio libre de -30 dbm como nivel normal y desvanecimiento de hasta -80 dbm en un pequeño intervalo de tiempo; el nivel en db relativo al normal se da por $20 \log L$. El tiempo de duración de desvanecimientos es directamente proporcional a L e independiente de la frecuencia y se da por $\langle t \rangle = 410 L$ segundos, para $L < 0.1$.

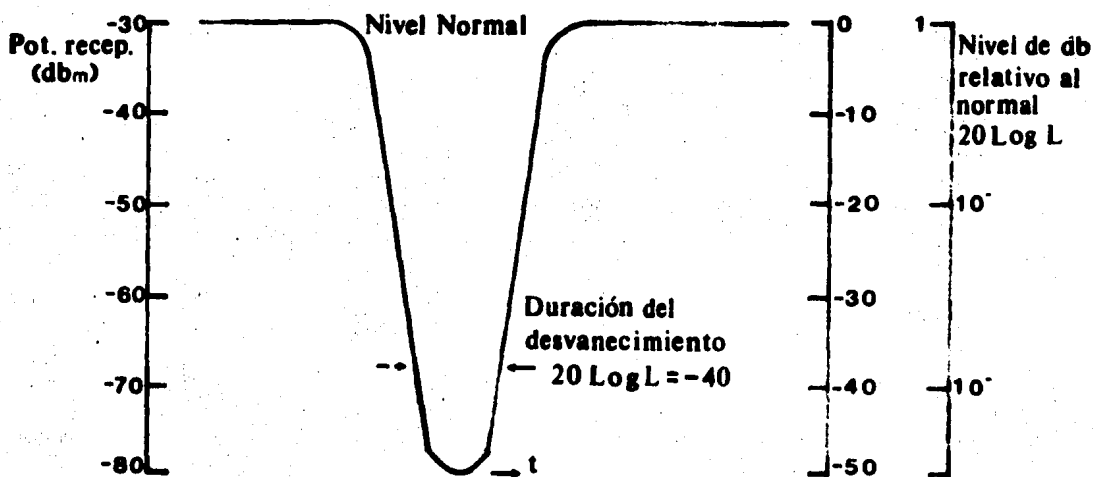


fig. 4.6.1

Duración de Desvanecimientos

La protección contra desvanecimientos, ya sea por frecuencia o por espacio es justificable a 35 db de margen; a 40 db y con un canal de 4 GHz no es necesaria una protección de este tipo.

Para radio enlaces de grandes distancias (via satélite 4000 millas) la experiencia ha demostrado que en estos casos los desvanecimientos son despreciables.

- Efectos de Diversidad de Espacio.

A tiempo de duración de desvanecimientos simultáneos o traslapados se le representa por: $T_s = T / I_o$, donde T es el tiempo de nivel bajo del desvanecimiento e I_o es el me
joramiento, dado por:

$$I_o = 7 \times 10^{-5} V^2 s^2 f / D L^2, \text{ para } s \leq 50, \text{ y donde:}$$

V - ganancia relativa (la ganancia de la antena secundaria relativa a la antena principal en db es $20 \log V$),

s - separación entre antenas receptoras, centro a centro en pies,

f - frecuencia en GHz,

D - longitud de la trayectoria en millas,

L - nivel (el nivel en db relativo al normal es $20 \log L$).

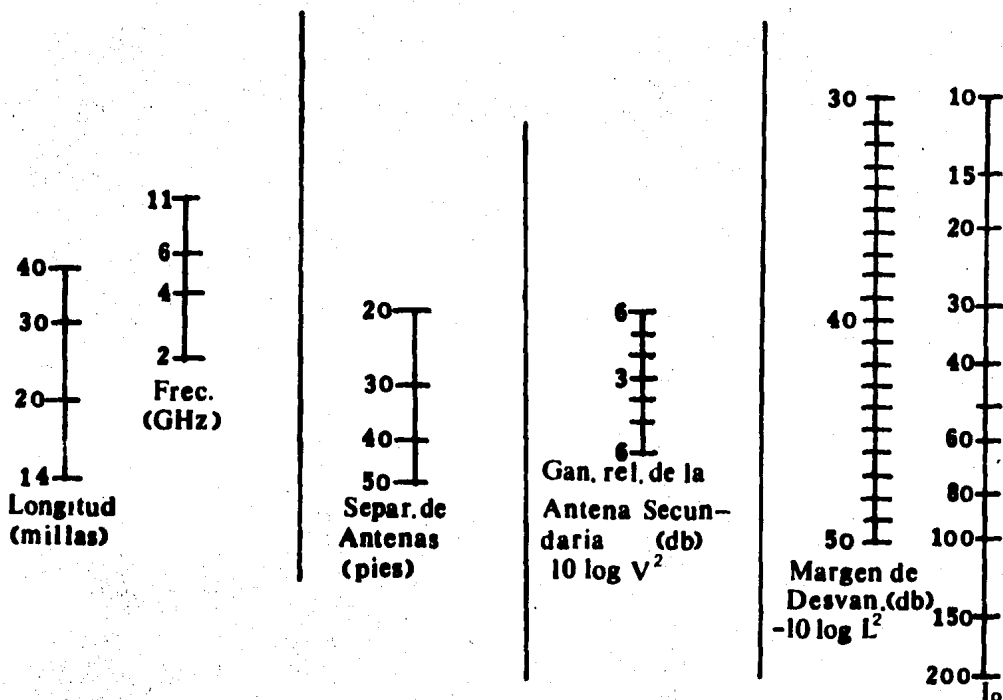


fig. 4.6.2

Monograma para Obtención del Mejoramiento

La ecuación de I_0 solo es aplicable para los intervalos presentados en la fig. 4.6.2.

- Comparación entre diversidad de espacio y de frecuencia. La diversidad de frecuencia por lo general utiliza uno o dos canales de protección por uno de trabajo. La forma más efectiva en diversidad de frecuencia es uno de trabajo por uno de protección.

Una forma de representar el mejoramiento I_0 es:

$$I_0 = V^2 q L^{-2}$$

Para diversidad de espacio, $q = 7 \times 10^{-5} s f / D$, $s \leq 50$ y para diversidad de frecuencia, $q = 50 (\Delta f / f) / f D$, $\Delta f < 0.5$. Donde Δf es la diferencia de frecuencias entre el canal de trabajo y el de protección; para antenas de igual tamaño $V = 1$, e igualando los dos casos anteriores de q , y despejando s , se tiene:

$$s = 106 \sqrt{\Delta f} \quad , \quad \text{para } 4 \text{ GHz},$$

$$s = 57.5 \sqrt{\Delta f} \quad , \quad \text{para } 6 \text{ GHz}.$$

Estas ecuaciones se grafican en la fig. 4.6.3 para efectos de comparación entre uno y otro método.

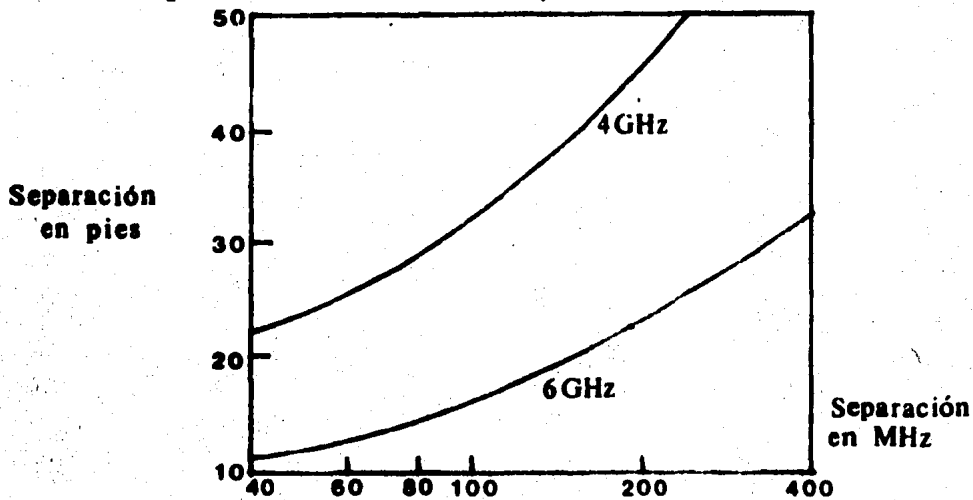


fig. 4.6.3

Comparación de Diversidad de Espacio y Frecuencia

- Eficiencia de Diversidad de Espacio.

Supongase que ocurre un cambio de antena cuando la poten-

cia de recepción es del orden de b^2 ($10 \log b^2$), en db; el mejoramiento en este caso será: $I = \eta I_0$, donde $\eta = 2 / (b^2 + b^{-2})$, siendo η la eficiencia.

5. RUIDO EN SISTEMAS DE COMUNICACIONES

El ruido en sistemas de comunicaciones es uno de los parámetros más importantes, ya que afecta en muchas partes de éste.

Existen diferentes tipos de ruido; los más importantes son: el térmico, de intermodulación, atmosférico, el hecho por el hombre, y el ruido por el equipo de multicana- lización; a continuación se describe a cada uno de éstos.

5.1) Ruido Térmico.

El origen del ruido térmico son las variaciones aleato- rias de corriente en todo el equipo electrónico y se pre- senta así se tenga en el canal señal modulada o no, es de cir, es independiente de la señal. Una parte de este rui- do se genera en el transmisor y en la última etapa de re- cepción.

La otra parte del ruido térmico, y la más fuerte, es la que se genera por la resistencia de la antena más el del circuito frontal del receptor.

La formula para calcular este tipo de ruido es:

$$N = -114 + 10 \log B + F,$$

en donde B es el ancho de banda en MHz y F la figura de ruido.

5.1.1) Figura de Ruido.

La figura de ruido representa la detereoración de la rela- ción señal a ruido en presencia de un amplificador, y se determina por:

$$F_{dB} = 10 \log \frac{P_{s_i} / P_{n_i}}{P_{s_o} / P_{n_o}}$$

donde:

P_{s_i} = potencia de la señal de entrada
en watts,

P_{s_o} = potencia de la señal de salida

en watts,

P_{n_i} = potencia del ruido a la entrada
en watts,

P_{n_o} = potencia del ruido a la salida
en watts.

Para un amplificador ideal la figura de ruido es cero, ya que no adiciona ruido a la señal.

La potencia del ruido de un amplificador está en función de su temperatura (T), de aquí que:

$$P_n = kTB,$$

donde k es la constante de Bóltzman (1.38×10^{-23} Joules / °K), T es la temperatura en grados Kelvin y B el ancho de banda de Hertz.

5.2) Ruido de Intermodulación.

Este tipo de ruido se genera cuando una señal pasa por un elemento de no-linealidad de fase ó amplitud en la transmisión; se presenta al existir señal de transmisión y se incrementa junto con el nivel de ésta.

Este tipo de ruido no es una cantidad directamente calculable. Su valor es normalmente especificado por el fabricante, dependiendo de las características de la carga del equipo.

5.3) Ruido Atmosférico y Hecho por el Hombre.

La contribución de éste tipo de ruido a un sistema de microondas es mínima y prácticamente despreciable; sin embargo el ruido que puede producir otro tipo de radiaciones, como por ejemplo un sistema de radar, puede ser importante, aunque este tipo de problema es factible resolverlo mediante una apropiada coordinación del uso de frecuencias y áreas geográficas.

5.4) Ruido por el Equipo de Multicanalización.

Este tipo de ruido depende de la característica del equi

po de multicanalización y es generalmente especificado por el fabricante, aunque también es un parámetro measurable.

El ruido se puede representar con las siguientes dimensiones:

db_{rnc} : es la referencia de ruido equivalente de un tono de 1000 Hz a $-90 db_m$.

db : es la referencia de ruido ajustada a un tono de 1000 Hz con $-85 db_m$.

pwp : pico watts de la potencia de ruido; 1 pwp es equivalente a un tono de 800 Hz con $-90 db_m$.

db_{mp} : potencia de ruido en db respecto al nivel de potencia equivalente de un tono de 800 Hz a 0 db .

S/N : relación señal a ruido en db.

Los db_{rnc} son utilizados en la industria telefónica; el db es de uso industrial; el pwp y db_{mp} son las unidades internacionales especificadas por CCIR.

La fig. 5.4.1 muestra una relación entre todos estos dimensionamientos, sin embargo una forma más exacta es:

$$db_{rnc} 0 = 10 \log_{pwp} 0 + 0.8 = db_s 0 + 6.8 = db_{mp} 0 + 90.8 = 88.3 - S/N$$

Aunque ésta fórmula sólo es válida en el rango de frecuencias de 300 a 3400 Hz y con ruido blanco únicamente.

db_{rnc0}	db_a0	$pWp0$	db_{m0p}	S/N_{db}	db_{rnc0}	db_a0	$pWp0$	db_{m0p}	S/N_{db}
0	-6	10	-90	88	34	28	2520	-56	54
1	-5	13	-89	87	35	29	3162	-55	53
2	-4	16	-88	86	36	30	3981	-54	52
3	-3	20	-87	85	37	31	5012	-53	51
4	-2	25	-86	84	38	32	6310	-52	50
5	-1	32	-85	83	39	33	7943	-51	49
6	0	40	-84	82	40	34	10000	-50	48
7	1	50	-83	81	41	35	12500	-49	47
8	2	63	-82	80	42	36	15850	-48	46
9	3	79	-81	79	43	37	19950	-47	45
10	4	100	-80	78	44	38	25200	-46	44
11	5	126	-79	77	45	39	31620	-45	43
12	6	158	-78	76	46	40	39810	-44	42
13	7	200	-77	75	47	41	50120	-43	41
14	8	252	-76	74	48	42	63100	-42	40
15	9	316	-75	73	49	43	79430	-41	39
16	10	398	-74	72	50	44	100000	-40	38
17	11	501	-73	71	51	45	125900	-39	37
18	12	631	-72	70	52	46	158500	-38	36
19	13	794	-71	69	53	47	199500	-37	35
20	14	1000	-70	68	54	48	252000	-36	34
21	15	1260	-69	67	55	49	316200	-35	33
22	16	1580	-68	66	56	50	398100	-34	32
23	17	2000	-67	65	57	51	501200	-33	31
24	18	2520	-66	64	58	52	631000	-32	30
25	19	3160	-65	63	59	53	794300	-31	29
26	20	3980	-64	62	60	54	1000000	-30	28
27	21	5010	-63	61	61	55	1259000	-29	27
28	22	6310	-62	60	62	56	1585000	-28	26
29	23	7940	-61	59	63	57	1995000	-27	25
30	24	10000	-60	58	64	58	2520000	-26	24
31	25	12590	-59	57	65	59	3162000	-25	23
32	26	15850	-58	56	66	60	3981000	-24	22
33	27	19950	-57	55					

fig. 5.4.1

Tabla Comparativa de Unidades de Ruido

6. EQUIPO

Del capítulo anterior se puede concluir que existe una relación muy cercana entre las características del equipo utilizado y los parámetros de la red de microondas. Es ésta la razón por la cuál se deben tener siempre diferentes alternativas del equipo, y de éstas elegir la combinación más adecuada de tal forma que sea óptima la transmisión. A continuación se exponen las partes más importantes del equipo del sistema de comunicaciones.

6.1) Torres.

Al momento de realizar un enlace de microondas se debe tomar en cuenta el aspecto económico en el diseño de torres para lograr los más largos saltos que pueda proveer el equipo de radio.

La altura de torres más común para enlaces de 30 millas y terreno plano son del orden de 250 pies (6.5 m.). En el caso de terreno con colinas o árboles se construyen torres hasta de 700 pies (10 m.).

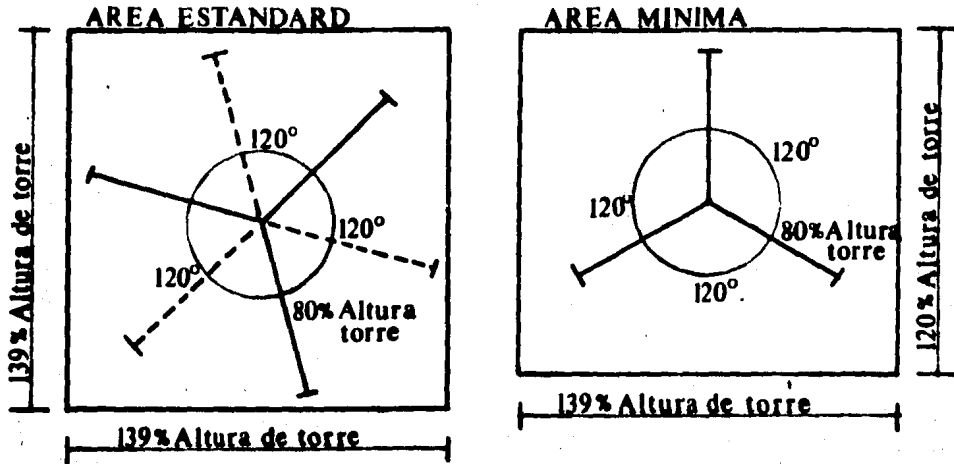
Existen básicamente dos tipos de torres, las guiadas y las autosoportadas; para torres pequeñas la diferencia en costo es despreciable, pero al incrementarse la altura el costo de la autosopórtada se incrementa exponencialmente, mientras que el aumento de costo en la guiada es lineal. Las figuras 6.1.1 y 6.1.2 muestran las áreas requeridas para los distintos tipos de torres.

Existen tres parámetros que se relacionan directamente con las torres y su construcción:

- condiciones del terreno,
- carga por viento y
- restricciones locales de construcción.

Las condiciones del terreno afectan sobre todo en el diseño de la base; si el terreno es rocoso se requerirá excavación, en cambio si es blando necesitará bases con mayor

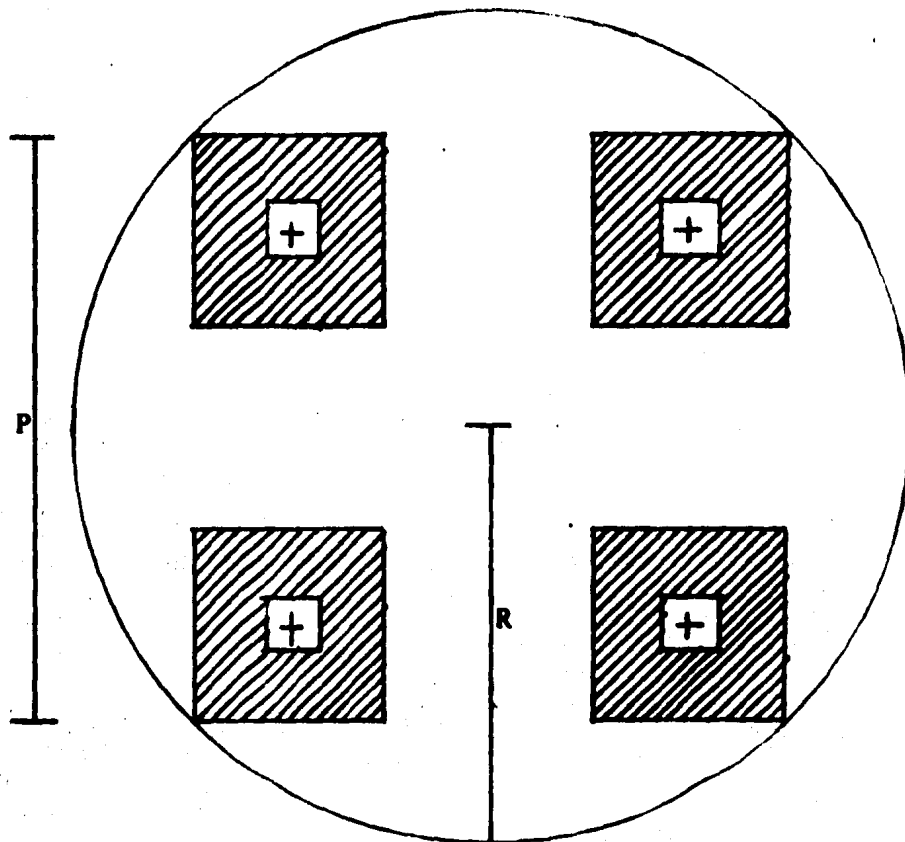
superficie.



Altura (pies)	Area (pies)	Altura (pies)	Area (pies)
400	565 x 565	400	489 x 565
380	537 x 537	380	465 x 537
360	510 x 510	360	441 x 510
340	482 x 482	340	417 x 482
320	455 x 455	320	393 x 455
300	428 x 428	300	369 x 428
280	400 x 400	280	345 x 400
260	372 x 372	260	321 x 372
240	344 x 344	240	297 x 344
220	316 x 316	220	273 x 316
200	288 x 288	200	249 x 288
180	260 x 260	180	225 x 260
160	232 x 232	160	201 x 232
140	205 x 205	140	177 x 205
120	177 x 177	100	153 x 177
100	149 x 149	100	129 x 149
80	121 x 121	80	105 x 121
60	94 x 94	60	81 x 94

fig. 6.1.1

Area Aproximada Requerida para Torres Guiadas

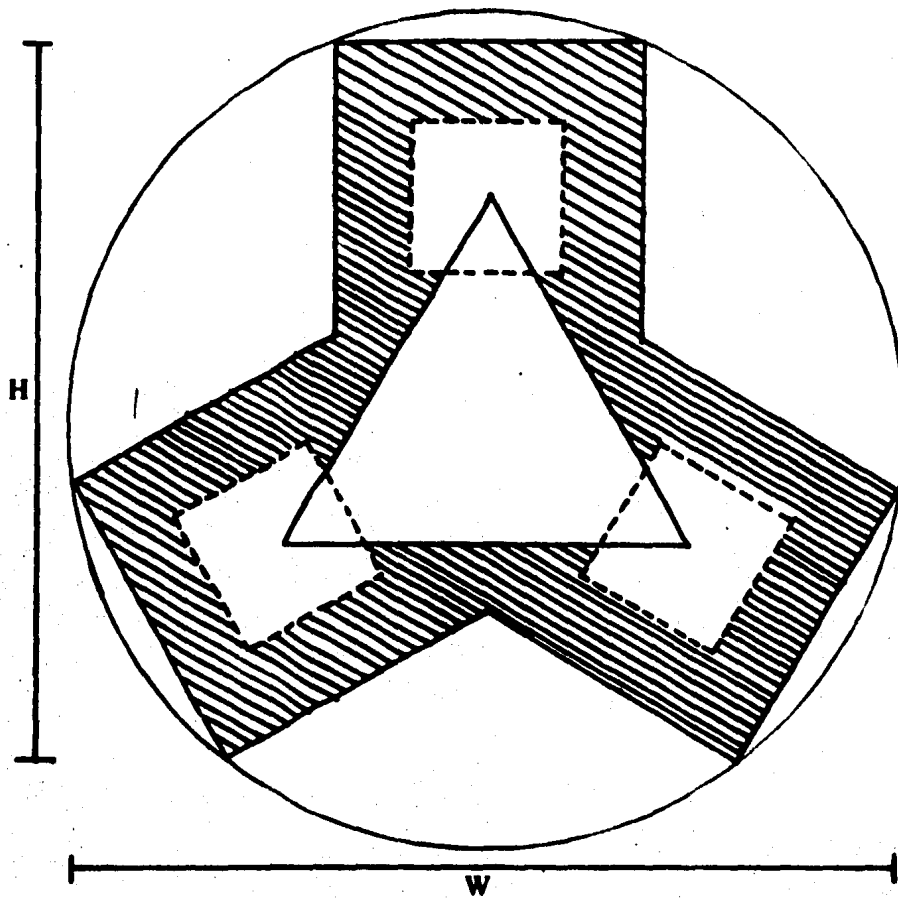


Dimensiones Aproximadas en pies

Altura de la torre	R	P
50	154	21.8
75	178	25.3
100	205	28.9
125	228	32.2
150	254	35.9
175	279	39.5
200	306	43.3
225	332	46.9
250	358	50.6
275	381	53.8
300	408	57.6
325	426	60.0
350	445	64.0

fig. 6.1.2

Area Aproximada Requerida para Torre
Autosoportada en 3 y 4 Apoyos



Dimensiones Aproximadas en pies

Altura de la torre	Radio	W	H
25	9.5	17.3	16.1
50	13.8	26.6	23.4
75	15.7	30.2	26.6
100	17.3	33.5	29.3
125	19.4	37.2	32.8
150	21.9	42.0	37.1
175	24.4	46.8	41.3
200	26.4	50.8	44.6
225	28.4	54.5	48.0
250	30.5	58.7	51.2
275	32.4	62.1	54.8
300	34.8	66.8	59.0
325	36.4	70.0	61.6
350	38.0	73.1	64.4

Para el caso de carga por viento, ésta varía al cuadrado con respecto a la velocidad del viento, y se representa con la siguiente fórmula:

$$P = kv^2$$

donde:

P = presión en lb/pie²,

k = factor de conversión,

v = velocidad en millas por hora.

La norma americana recomienda $k = 0.004$; usando éste valor de k la carga en las torres con velocidades típicas del aire sería:

$$71 \text{ mph} = 20 \text{ lb/pie}^2,$$

$$86 \text{ mph} = 30 \text{ lb/pie}^2,$$

$$100 \text{ mph} = 40 \text{ lb/pie}^2,$$

$$112.5 \text{ mph} = 50 \text{ lb/pie}^2.$$

6.2) Guías de Onda y Líneas de Transmisión.

En la banda de 2 GHz se utiliza comunmente el cable coaxial, y sólo en distancias muy cortas se utiliza el de tipo dieléctrico de aire. Es usual comprarlo en tamaño exacto con conectores sellados de fábrica.

Las bandas de frecuencias mayores utilizan normalmente guía de onda, en alguno de los tres tipos: rígida rectangular, rígida circular y semi-flexible elíptica.

6.2.1) Guía de Onda Rectangular.

Este tipo de guía es la más comunmente empleada, utilizando como material cobre de alta conductividad.

Los tipos y características en términos generales son:

- Banda de 4 GHz: WR 229, tiene una atenuación aproximada de 0.85 db/100 pies.
- Banda de 6 GHz: WR 137, tiene una atenuación aproximada de 2 db/100 pies; con torres muy altas se puede utilizar WR 159 con u-

- na atenuación de 1.4 db/100 pies.
- Banda de 7.8 GHz: WR 112, atenuación aproximada de 1.4 db/100 pies.
 - Banda de 11 GHz: WR 90, con atenuación aproximada de 3.5 db/100 pies.

6.2.2) Guía de Onda Circular.

Este tipo de guía de onda es la que tiene menor atenuación y además puede conducir dos polarizaciones ortogonales a la vez; también es capaz de conducir más de una frecuencia. No obstante este tipo de guía tiene sus desventajas: es sólo para trayectorias rectas y requiere de circuitos muy complejos para realizar la transición circular rectangular, por lo que se recomienda su uso con mucha precaución.

6.2.3) Guía de Onda Elíptica.

Esta guía de onda es semiflexible y se ofrece en tamaños muy similares a los de la guía de onda rectangular. La característica principal que ofrece es que puede ser instalada como una guía de onda continua sin codos intermedios. Los tipos más usados son los siguientes:

- Banda de 4 GHz: EW-37, atenuación aproximada de 0.85 db/100 pies.
- Banda de 6 GHz: EW-59, atenuación aproximada de 1.75 db/100 pies.
- Banda de 7.8 GHz: EW-71, atenuación aproximada de 2.5 db/100 pies.
- Banda de 11 GHz: EW-107, con atenuación aproximada de 3.7 db/100 pies.
- Banda de 12 a 13 GHz : EW-122, con atenuación aproximada de 4.5 db/100 pies.

Es sumamente importante el cuidado de la instalación, ya que cualquier arruga o perforación por algún material ex-

terno podría causar severas discontinuidades.

6.3) Antenas.

Las antenas en un sistema de microondas son generalmente de alta directividad; esto se hace para aumentar la ganancia. Además cuando se aumenta la frecuencia es posible disminuir el tamaño de los dispositivos generadores de potencia, con lo que se reduce la disipación. Es por ello la importancia de tener una alta ganancia en la antena, aumentando la potencia deseada en la dirección apropiada. Los tres tipos principales de antena que se usa para microondas son : parabólica, de corneta y tipo lente. La más comunmente empleada es la parabólica.

La antena parabólica es un plano curvo en el cuál se tiene la particularidad de que si se tiene un punto en movimiento, su distancia a partir del foco de la antena a cualquier punto, más la distancia de ese punto a la directriz siempre es constante.

Estas propiedades geométricas hacen de la antena parabólica un excelente reflector.

Supongase una parábola CAD cuyo foco está en F y su eje es BR' (fig. 6.3.1).

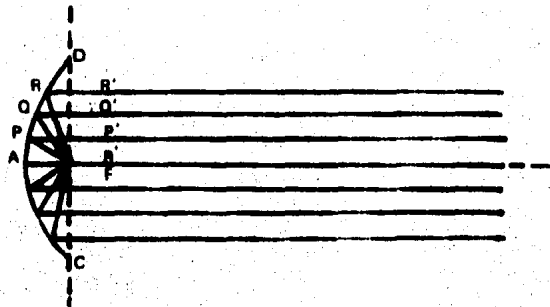


fig. 6.3.1

Geometría de una Parábola

Se tiene que $FP + PP' = FQ + QQ' = FR + RR' = 2F$.

La relación que existe entre la distancia focal y el diámetro

metro de la boca de la parábola es llamada apertura de la parábola.

Si ubicamos una fuente de radiación en el foco, las ondas reflejadas recorrerán exactamente la misma distancia al abandonar la parábola, por lo que todas salen con la misma fase.

La ganancia de una antena parabólica está influenciada por la apertura de la antena, dada por D/λ (D es el diámetro de la boca del reflector y λ es la longitud de onda) y la uniformidad de la iluminación.

Si la antena no tiene muchas pérdidas y tiene buena iluminación, entonces la ganancia de potencia está dada por :

$$A_p = 6(D/\lambda)^2 .$$

Donde A_p es la directividad respecto a una antena isotrópica ó ganancia de la antena en potencia; D es el diámetro de la boca del reflector.

Esta ecuación es una aproximación que se deriva del siguiente procedimiento, partiendo de la ecuación fundamental:

$$A_p = 4\pi A_o / \lambda^2 = 4\pi kA / \lambda^2 .$$

Donde A_o es el área de la boca del reflector de una antena isotrópica, A es el área de la boca del reflector de una antena real y k la eficiencia ($0.5 \leq k \leq 0.7$).

Sustituyendo el área de la boca del parabolóide:

$$A_p = 4\pi k(\pi D^2 / 4) / \lambda^2 = \pi^2 k D^2 / \lambda^2 ;$$

para $k = 0.65$:

$$A_p = 0.65 \pi^2 (D^2 / \lambda^2) = 6.4 (D/\lambda)^2 \cong 6 (D/\lambda)^2$$

Normalmente cuando se va a calcular un enlace los datos de ganancia se obtienen de tablas publicadas por los fabricantes, en las que relacionan el tamaño de la antena, frecuencia de operación, ganancia en decibéles y ángulo de abertura, tomando también en cuenta el número de elementos.

Los principales tipos de antena son Telettra, NEC, SEL y

YAGI, así como también Andrew y Nera, siendo las principales frecuencias que manejan 350 MHz, 900 MHz, 2000 MHz, 4000 MHz, 6000 MHz y 7000 MHz.

7. METODOLOGIA PARA EL CALCULO DEL ENLACE ANALOGICO

7.1) Necesidades.

El primer parámetro para realizar el cálculo de un enlace de microondas es la necesidad de la comunicación; ésta se evaluó suponiendo un enlace entre Piedras Negras Coah. y Cd. Victoria Tamp., con 960 canales telefónicos y a 2000 MHz.

7.2) Trayectoria.

El problema de encontrar la trayectoria óptima trae consigo varios puntos: evitar obstáculos muy altos, escoger puntos de cierta altura para proveer visibilidad al enlace, tener datos sobre la composición del terreno para evitar reflexión y contar con vías de acceso terrestre a los puntos elegidos.

Para evitar esta investigación se ha utilizado la trayectoria de la red de microondas actual; no obstante se ha realizado el levantamiento topográfico para calcular la claridad necesaria para librar la primera zona de Fresnel y por consiguiente la altura de las torres.

Los datos para la trayectoria fueron obtenidos de la publicación:

- Instalaciones técnicas de la DGT 1978
Dirección General de Telecomunicaciones
SCT (fig. 7.2.1).

ENLACE: CD.VICTORIA — PIEDRAS NEGRAS							
Punto	Entidad Federativa	Latitud Norte	Longitud Oeste	Altura sobre el nivel del mar m.	Distancia entre estaciones km.	Carretera federal de acceso	Longitud de la brecha
Ciudad Victoria	Tamaulipas	23 44 08	99 07 51	385	44.4	85	0.0
La Cruz	Tamaulipas	24 07 40	99 12 15	250	49.4	85	0.6
Villagran	Tamaulipas	24 29 08	99 29 33	570	41.4	85	2.4
Linares	Nuevo Leon	24 51 09	99 33 20	433	41.7	85	1.4
Montemorelos	Nuevo Leon	25 09 07	99 48 11	514	63.8	85	1.9
Papagayos	Nuevo Leon	25 43 10	99 42 44	705	59.3	40-85	13.0
Monterrey	Nuevo Leon	25 40 00	100 18 00	500	53.4	40-85	0.0
Ojase	Nuevo Leon	26 08 38	100 21 20	693	35.7	85-119	2.4
Pedernales	Nuevo Leon	26 15 00	100 41 35	820	34.4	54-119	0.4
La Aurora	Nuevo Leon	26 25 00	100 59 00	730	42.0	15	0.1
Zago	Coahuila	26 35 37	101 21 20	1020	33.4	57	1.0
Monclova	Coahuila	26 53 09	101 25 54	650	64.2	57	0.0
Primero de Mayo	Coahuila	27 26 00	101 13 39	390	18.0	57	0.1
Pirineos	Coahuila	27 35 28	101 11 12	402	29.5	57	0.1
Sabinas	Coahuila	27 51 04	101 07 45	365	41.2	57	0.5
Merendero	Coahuila	28 13 10	101 05 30	559	27.3	57	3.8
Ciudad Allende	Coahuila	28 20 36	100 51 08	375	24.4	57	0.0
Aduana	Coahuila	28 30 30	100 41 15	302	23.2	57	0.1
Piedras Negras	Coahuila	28 40 40	100 33 00	250		57	0.2

fig. 7.2.1-a

Localización del Enlace Cd. Victoria - Piedras Negras

**GERENCIA II
COAHUILA**

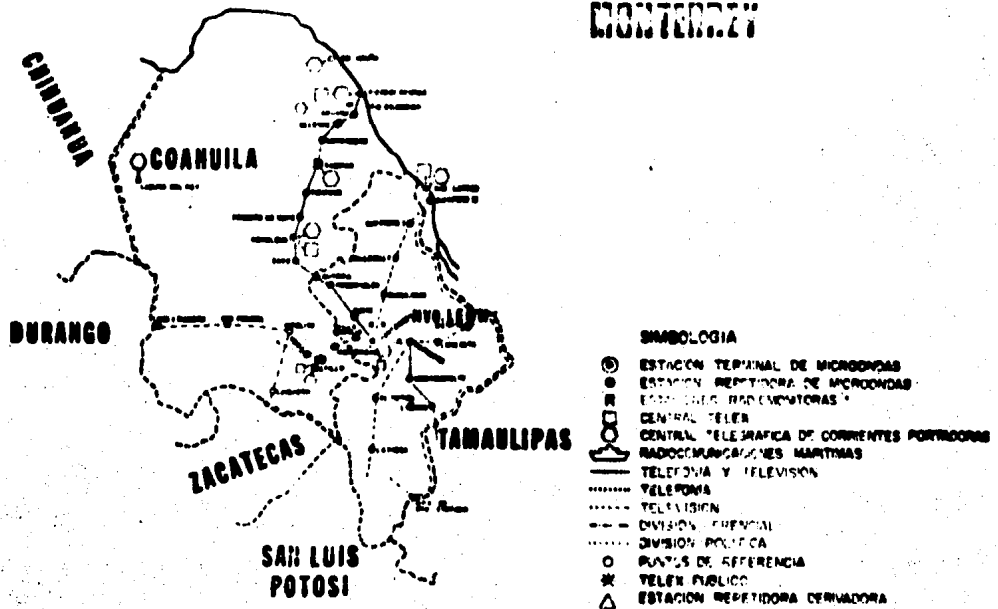


fig. 7.2.1-b

**GERENCIA III
TAMPICO**

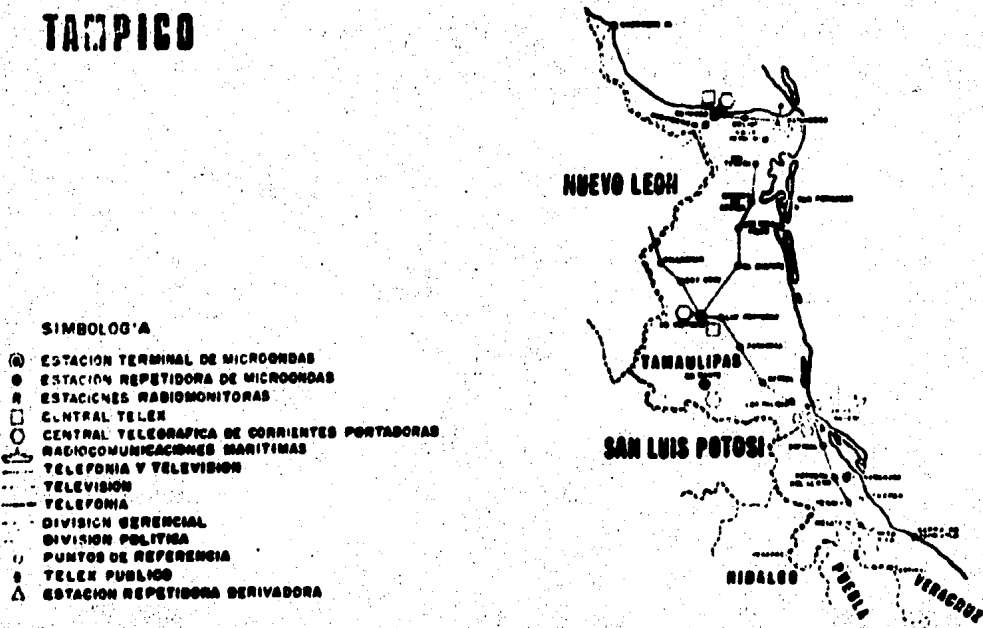


fig. 7.2.1-c

7.3) Corrección del Perfil.

Para llevar a cabo éste cálculo se ha considerado que la tierra tiene perfil recto, para lo cuál se debe hacer corrección del mismo con las siguiente ecuación:

$$h = 0.078 d_1 d_2 / k \quad (d_1 \text{ y } d_2 \text{ en Km.});$$

con ésta altura se considera que el haz viaja paralelamente a la superficie terrestre.

La altura calculada se debe sumar al punto más alto en la trayectoria y sobre éste se debe tener visibilidad de más del 60% de la primera zona de Fresnel.

Ejemplo:

- Enlace Piedras Negras - Cd. Victoria
- Tramo Cd. Allende - Merendero. (fig. 7.3.1)

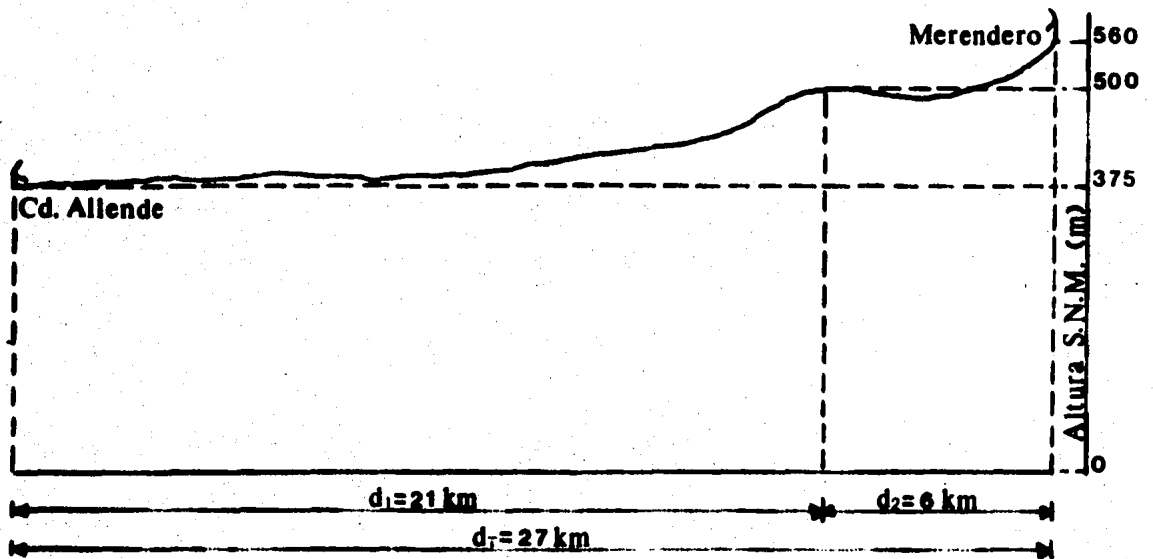


fig. 7.3.1

Perfil de Cd. Allende - Merendero

para este caso $k = 4/3$, por tanto:

$$h = 0.078 \times 21 \times 6 \times 3/4 = 7.37 \text{ m.}$$

7.4) Zonas de Fresnel.

Para lograr un enlace confiable es necesario librar la altura del obstáculo, más la altura de la corrección del perfil por más de un 60% de la primera zona de Fresnel, como se dijo anteriormente.

Para el cálculo de las zonas de Fresnel se utiliza la siguiente fórmula:

$$r_1 = \sqrt{\lambda d_1 d_2 / (d_1 + d_2)} \quad (d_1 \text{ y } d_2 \text{ en metros}),$$

siendo $\lambda = c/f$.

Si se toma la frecuencia de operación del sistema (2000 MHz): $\lambda = 3 \times 10^8 / 2 \times 10^9 = 0.15 \text{ m.}$, y suponiendo las distancias usadas para el cálculo del perfil, se tiene:

$$r_1 = 0.15 \times 21,000 \times 6,000 / 27,000 = 26.45 \text{ m.}$$

7.5) Altura de las Torres.

Las torres deben tener una altura tal que cumpla con la condición del 60% de libramiento de la primera zona de Fresnel más la altura por la corrección del perfil, es decir:

$$\begin{aligned} H_{\text{total del obstáculo}} &= 0.6r_1 + h \\ &= 0.6(26.45) + 7.37 = 15.87 \\ &+ 7.37 = 23.24 \text{ m.} \end{aligned}$$

De aquí que el enlace de línea de vista debe pasar sobre la altura total (fig. 7.5.1).

De la fig. 7.5.1 se observa que la altura a librar no es significativa entre estaciones, por lo que las torres idóneas son de 10m. para evitar árboles.

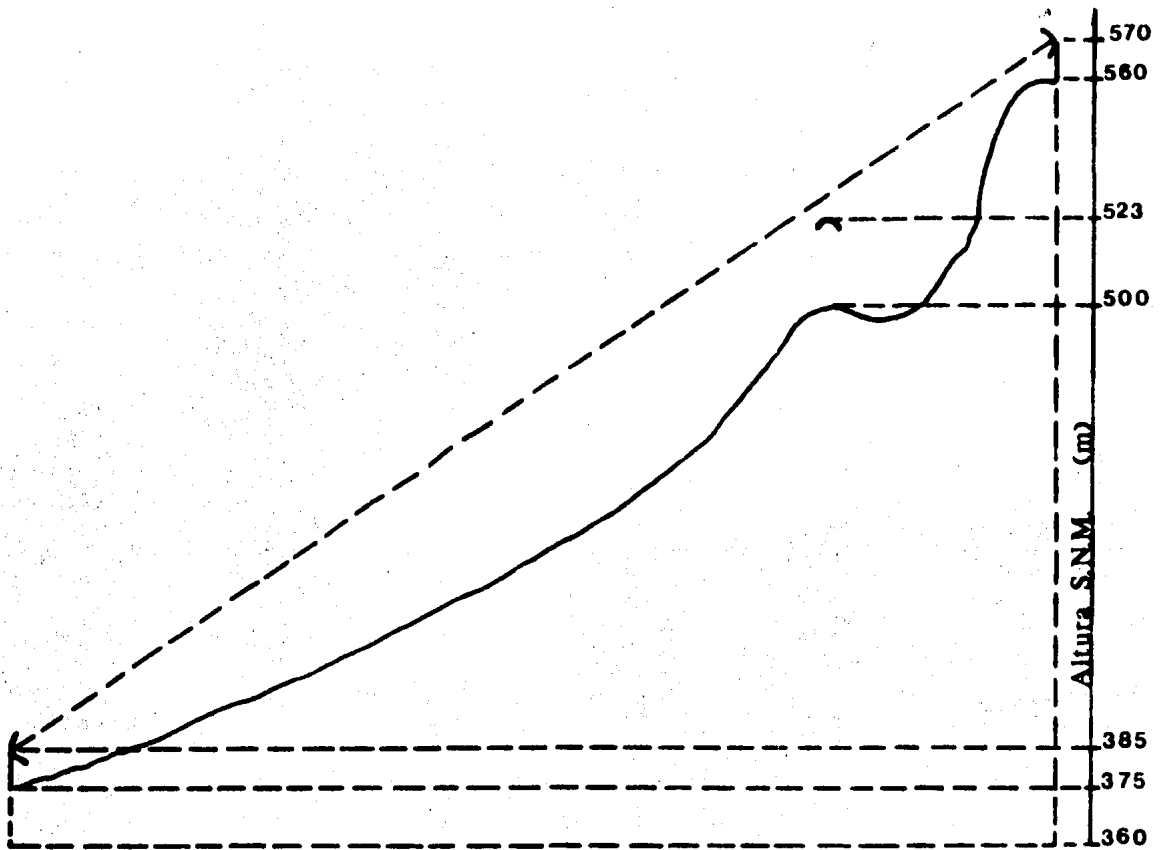


fig. 7.5.1

Corrección de Perfil Cd. Allende - Merendero

7.6) Atenuación en el Espacio Libre.

Esta es la diferencia entre la potencia transmitida y la recibida, ésta pérdida es ocasionada por efectos atmosféricos primordialmente y es medida en decibeles.

$$\alpha_0 = 32.4 + 20 \log d(\text{Km}) + 20 \log f(\text{MHz})$$

Ejemplo:

- Enlace Piedras Negras - Cd. Victoria,
- Tramo Sabinas - Pirineos,
- Longitud del tramo 29.5 Km,
- Frecuencia de operación 2000 MHz.

$$\alpha_o = 32.4 + 20 \log 29.5 + 20 \log 2000$$

$$\alpha_o = 127.81 \text{ db.}$$

7.7) Atenuación en Alimentadores.

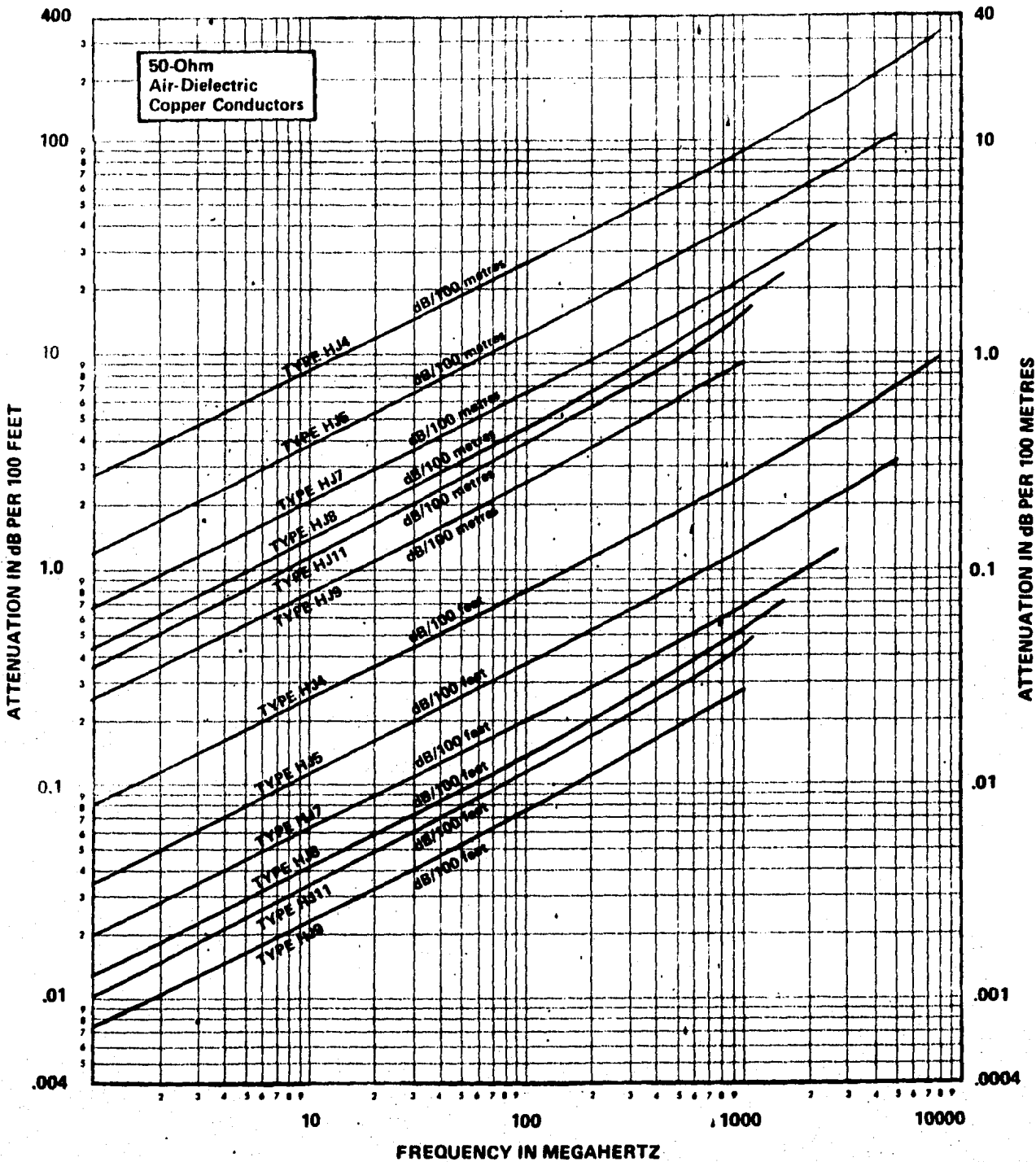
La distancia que recorre la señal del equipo de radio a la antena y viceversa, es a través de un medio conductor de la onda, que es normalmente un cable coaxial o una guía de onda.

Para la elección del medio óptimo se debe considerar en primera instancia la frecuencia de operación y como segundo parámetro la distancia.

El cable coaxial se utiliza más frecuentemente en distancias largas y frecuencias en el rango de MHz, mientras que la guía de onda se utiliza preferentemente en distancias más pequeñas y en frecuencias de GHz (fig. 7.7.1 y 7.7.2). Para este enlace en particular se utilizó el cable coaxial con dieléctrico de aire tipo HJ5, con las siguientes características:

- Frecuencia de operación 2000 MHz,
- Atenuación cada 100 m, de 6 db,
- Atenuación por metro de 0.06 db.

AIR-DIELECTRIC HELIAX® CABLE ATTENUATION

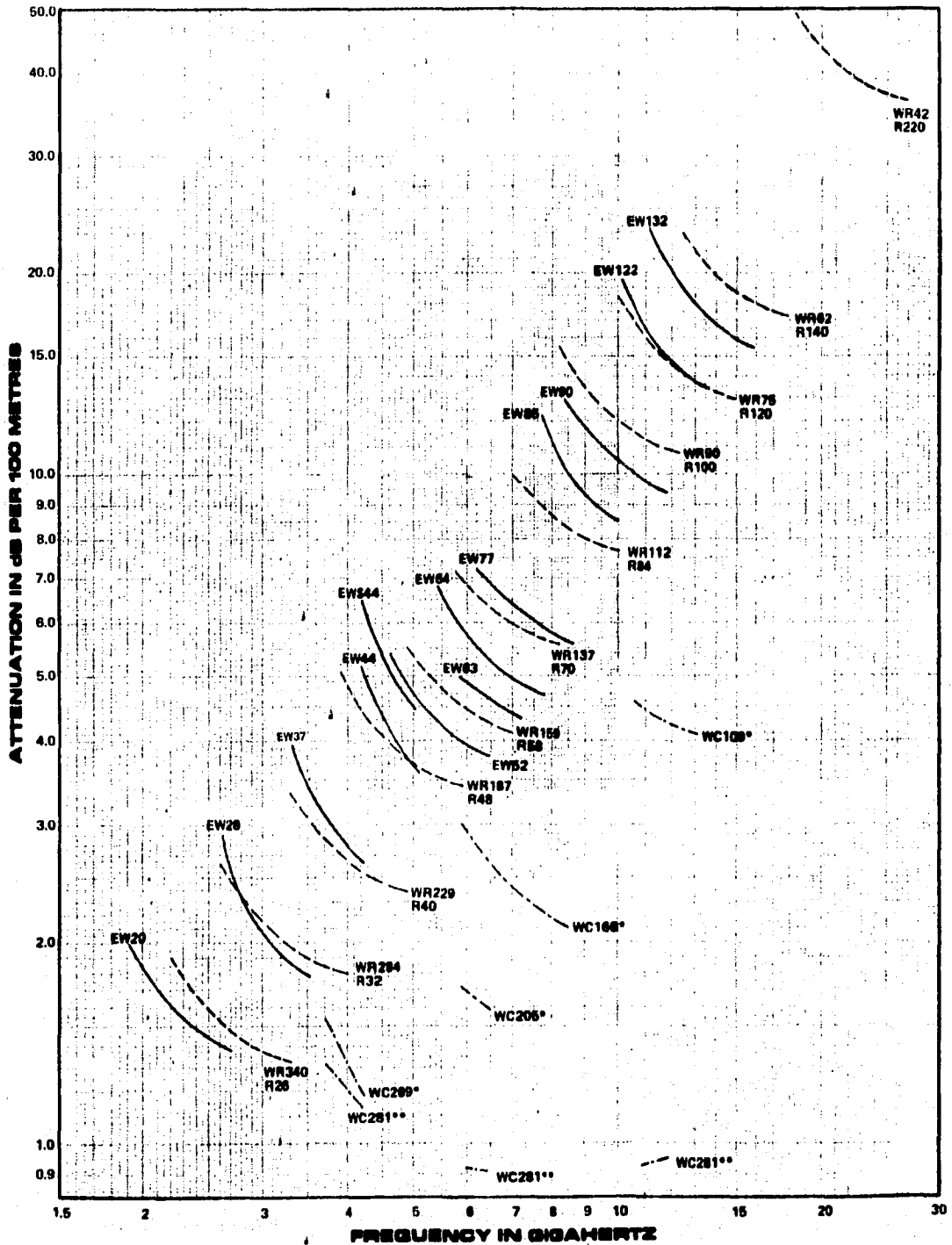


Attenuation Curves based on:
 VSWR 1.0
 Ambient Temperature 24°C (75°F)
 Atmospheric pressure, dry air

Conversion Data:
 For other ambient temperatures, see curve on page 168.

fig. 7.7.1
 Atenuación en Cable Coaxial

MICROWAVE WAVEGUIDE ATTENUATION METRIC UNITS



Attenuation curves based on:
 VSWR 1.0
 Ambient Temperature 24°C (75°F)
 High-Conductivity Copper

The above attenuation curves are guaranteed within ±5%.

*Add 0.3 dB to allow for top and bottom transitions.
 **Does not include transition or network losses.

fig. 7.7.2
 Atenuación en Guías de Onda

7.8) Atenuación Total.

La atenuación total es la suma de las dos atenuaciones descritas anteriormente más la atenuación en filtros; ésta atenuación se produce principalmente en sistemas con modulación en frecuencia, ya que para obtener la señal original se deben discriminar las diferentes frecuencias.

Esta atenuación es un parámetro de diseño y no debe exceder los 3.5 db. La atenuación total de un tramo en particular del enlace en estudio es la siguiente:

- Enlace: Piedras Negras - Cd. Victoria,
- Tramo: Sabinas - Pirineos,
- Longitud: 29.5 Km,
- Frecuencia de operación: 2000 MHz,
- Atenuación en el espacio libre: 127.81 db,
- Altura de torres: 10 m. transmisor y 10 m. receptor,
- Atenuación del cable: 0.06 db/m.,
- Atenuación en filtros: 3.5 db.

$$\begin{aligned} \alpha_t &= \alpha_o + \alpha_A + \alpha_f \\ &= 127.81 + 1.2 + 3.5 = 132.51 \text{ db.} \end{aligned}$$

Nota: para calcular la atenuación de alimentadores se suma la altura de la torre de recepción más la de transmisión y se multiplica por la atenuación por metro del cable.

7.9) Potencia del Transmisor.

La potencia del transmisor es el nivel de salida del radio de transmisión expresada en db_m .

El db_m es una unidad derivada de los decibeles expresada en términos de relación de unidades relativas; la unidad más generalizada para expresar ganancia y atenuación es el decibel, el cuál relaciona potencia de entrada y potencia de salida; no obstante ésta unidad no ofrece un conocimiento real de la potencia del dispositivo, sólo una relación

de ganancia y atenuación.

Si ahora se hace referencia de una de las potencias involucradas a un valor conocido, la información obtenida sería potencia y ganancia.

La unidad conocida es 1 mw, y la información estará en db_m .

Potencia (db_m) = $10 \log \text{potencia (mw)} / 1 \text{ mw}$.

El amplificador usado en este trabajo tiene una potencia de salida de 2 watts, que expresado en db_m es :

potencia (db_m) = $10 \log 2w / 1 \text{ mw} = 10 \log (2 \times 10^3 \text{ mw} / 1 \text{ mw})$

potencia (db_m) = 33.

7.10) Nivel de Entrada al Receptor.

Esta potencia es medida en los puertos de entrada del radio receptor y nos indica los cambios que sufrió la señal desde el momento de abandonar el emisor, su paso a través de alimentadores y antenas, su transmisión en el espacio libre y su recepción en el destino.

El nivel de entrada al receptor (R_r) se compone de la onda original emitida por el transmisor (T_r) más la ganancia adicionada por las antenas, menos la pérdida total (atenuación en el espacio libre, atenuación en alimentadores y atenuación en filtros).

Potencia en receptor (R_r) = potencia en transmisor (T_r) + ganancia de antenas - pérdida total.

Tanto la potencia del transmisor como la pérdida total, ya han sido analizadas en incisos anteriores, por lo que ahora sólo se indicará la forma de calcular la ganancia de las antenas.

Las antenas son un dispositivo muy importante en un enlace de microondas y contribuyen en gran parte al correcto funcionamiento del sistema. Para elegir la antena más adecuada deben tomarse en cuenta varios factores, como son: la

frecuencia de operación del sistema, el diámetro requerido y el tipo de polarización.

Con estos datos se pueden utilizar las tablas publicadas por los fabricantes (Telettra, NEC, Andrew, Nera, Hughes, etc.).

Para este enlace en particular se utilizaron antenas Andrew de 1.8 m. de diámetro operando en el rango de 1.9 a 2.3 GHz, las cuales tienen una ganancia de 29.5 db (fig. 7.10.1).

Ya con todos los datos se puede obtener la potencia de recepción (R_x) como se muestra en el ejemplo.

- Tramo : Piedras Negras - Aduana,
- Potencia del transmisor T_x : 33 db_m.
- Ganancia de antenas: 29.5 db x 2 = 39 db,
- Pérdida total: 130.43 db,
- Nivel de recepción R_x : 33 + 59 - 130.43
= -38.43 db.

AIR-DIELECTRIC ANTENNAS 1.9 — 2.3 AND 2.1 — 2.2 GHz

TO ORDER

Specify *Antenna Type Number* and *Operating Band* (where indicated in the table). Refer to page 191 for information on options and additional ordering information.

SYSTEM PLANNING AND ACCESSORIES

	Pages		Pages
Description of Antenna Types	12, 13	Mounts	57-61
Characteristics and Definitions	18	Radomes	62-64
Typical System	24	Pressurization Equipment	146-153
Microwave Cables	68, 69	Shipping Information	182-185

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Frequency, GHz and Type	Type Number	Diameter Feet (m)	U.S. FCC Category	Gain, dBi			Beamwidth Degrees	Front-to-Back Ratio, dB	VSWR Maximum
				Bottom	Mid-Band	Top			
1.9 — 2.3* Single Polarized	HP6-19D	6 (1.8)	B	28.6	29.5	30.4	5.5	46	1.10
	HP8-19D	8 (2.4)	A	31.1	32.0	32.9	4.1	50	1.06
	HP10-19D	10 (3.0)	A	33.0	33.9	34.8	3.3	53	1.06
	HP12-19E	12 (3.7)	A	34.6	35.5	36.4	2.8	57	1.06
	HP15-19D	15 (4.6)	A	36.5	37.4	38.3	2.2	59	1.06
1.9 — 2.3*† Dual Polarized	HPX8-19C	8 (2.4)	A	31.1	32.0	32.9	4.1	48	1.08
	HPX10-19D	10 (3.0)	A	33.0	33.9	34.8	3.3	53	1.08
	HPX12-19D	12 (3.7)	A	34.6	35.5	36.4	2.8	55	1.08
	HPX15-19D	15 (4.6)	A	36.5	37.4	38.3	2.2	56	1.08
1.9 — 2.3* Single Polarized	PL4-19C	4 (1.2)	—	24.9	25.8	26.7	8.2	33	1.30
	PL6-19C	6 (1.8)	B	28.6	29.5	30.4	5.5	37	1.10
	PL8-19C	8 (2.4)	A	31.1	32.0	32.9	4.1	40	1.06
	PL10-19C	10 (3.0)	A	33.0	33.9	34.8	3.3	44	1.06
	PL12-19E	12 (3.7)	A	34.6	35.5	36.4	2.8	46	1.06
PL15-19D	15 (4.6)	A	36.5	37.4	38.3	2.2	50	1.06	
1.9 — 2.3*† Dual Polarized	PXL8-19C	8 (2.4)	B	31.1	32.0	32.9	4.1	43	1.08
	PXL10-19C	10 (3.0)	A	33.0	33.9	34.8	3.3	45	1.08
	PXL12-19C	12 (3.7)	A	34.6	35.5	36.4	2.8	48	1.08
	PXL15-19C	15 (4.6)	A	36.5	37.4	38.3	2.2	49	1.08
2.1 — 2.2 Single Polarized	PL6-21C	6 (1.8)	A	29.8	30.0	30.2	4.9	39	1.10

*Specify operating band.

†One or both ports tuned for 1.7 — 1.9 GHz are available on special order.

fig. 7.10.1

Características Eléctricas de Antena Andrew

7.11) Ruido Térmico.

A partir de este punto se tratará al ruido generado dentro del equipo de transmisor y receptor.

El ruido térmico se produce, como su nombre lo indica, debido a la agitación térmica de los electrones que forman los componentes de estado sólido en el sistema.

La relación señal a ruido se da por $S/N = 118.8 + P_r$, donde P_r es la potencia de recepción, la cuál se calculó en el inciso anterior.

El ruido térmico normalmente se expresa en pico watts, para lo cuál se hace uso de la ecuación $pw = \text{antilog} (9 - db_m / 10)$.

Con esta consideración será posible calcular el ruido térmico como a continuación se ejemplifica:

- Enlace: Piedras Negras - Cd. Victoria
- Tramo: Piedras Negras - Aduana
- Potencia de recepción: $P_r = -38.43 \text{ db}_m$
- Ruido térmico en db_m : $S/N = 118.8 + (-38.43)$
 $= 80.37 \text{ db}_m$
- Ruido térmico en pw: $pw = \text{antilog} (9 - 80.37 / 10) = 9.1833 \text{ pw}$.

7.12) Ruido de Intermodulación.

Este parámetro, como se dijo anteriormente, es especificado por el fabricante y un valor estándar es de 250 pw, por lo que éste dato será el utilizado para efectos de éste trabajo.

7.13) Ruido Total.

El ruido total del sistema se representa como la suma del ruido de intermodulación y el ruido térmico; éste se representa en db_{inc} , y se calcula con la siguiente ecuación:

$$db_{inc} = 10 \log pw.$$

- Tramo: Aduana - Cd. Allende
- Ruído térmico: 8.83 pw
- Ruído de intermodulación: 250 pw
- Ruído total: 258.83 pw
- Ruído total en db_{rnc} : $10 \log 258.83 =$
24.13 db_{rnc} .

Este último valor debe ser menor al ruído total permitido, el cual según recomendación del libro naranja de CCITT, de be ser de 36 db_{rnc} .

CALCULO DEL RUIDO DE EL ENLACE: CIUDAD VICTORIA - PIEDRAS NEGRAS

ENLACE NUMERO	ESTA-CION A	ESTA-CION B	Longitud del tramo (km)	Atenuacion en el espacio libre (db)	Tipo de lineas (db/m)	Longitud de lineas (m)	Atenuacion en lineas (db)	Tipo de antenas	Ganancia de las antenas (db)	Perdidas en filtros (db)	Perdida total (db)	Potencia Tx (dbm)	Nivel de entrada al receptor (dbm)	Ruido Térmico (pw)	Ruido de Interfase (pw)	Ruido Total (pw)	Ruido Total (dbmc)	Ruido total permitido
1	Piedras Negras	Aduana	232	125.73	.06	20	1.2	24	59.6	3.5	130.43	33	-37.83	7.99	250	257.99		
2	Aduana	Cd. Allende	244	126.16	.06	20	1.2	24	59.6	3.5	130.86	33	-38.26	8.53	250	258.83	27.13	<36
3	Cd. Allende	Merendero	273	127.14	.06	20	1.2	24	59.6	3.5	131.84	33	-39.24	11.06	250	261.06		
4	Merendero	Sabinas	412	130.71	.06	20	1.2	24	59.6	3.5	135.41	33	-42.81	25.17	250	275.17	27.29	<36
5	Sabinas	Pirineos	295	127.81	.06	20	1.2	24	59.6	3.5	132.51	33	-39.91	12.91	250	262.91		
6	Pirineos	1º de Mayo	18	123.52	.06	20	1.2	24	59.6	3.5	128.22	33	-35.62	4.80	250	254.80		
7	1º de Mayo	Monclova	642	134.57	.06	20	1.2	24	59.6	3.5	139.27	33	-46.67	61.23	250	311.23	29.18	<36
8	Monclova	El Zago	334	128.89	.06	20	1.2	24	59.6	3.5	133.58	33	-40.98	16.35	250	266.55		
9	El Zago	La Aurora	42	130.88	.06	20	1.2	24	59.6	3.5	135.58	33	-42.98	26.16	250	276.16		
10	La Aurora	Peder-nales	344	129.15	.06	20	1.2	24	59.6	3.5	133.85	33	-41.25	17.57	250	267.57		
11	Peder-nales	Ojase	357	129.47	.06	20	1.2	24	59.6	3.5	134.17	33	-41.57	18.92	250	268.42		
12	Ojase	Monterrey	534	132.90	.06	20	1.2	24	59.6	3.5	136.99	33	-44.39	38.22	250	286.22	31.35	<36
13	Monterrey	Papagayos	593	133.88	.06	20	1.2	24	59.6	3.5	138.58	33	-45.90	51.28	250	301.25		
14	Papagayos	Montemor	638	134.51	.06	20	1.2	24	59.6	3.5	139.20	33	-46.60	60.25	250	310.25		
15	Montemor	Linares	417	130.82	.06	20	1.2	24	59.6	3.5	135.52	33	-42.92	25.82	250	275.82		
16	Linares	Villa-gran	414	130.76	.06	20	1.2	24	59.6	3.5	135.40	33	-42.86	25.46	250	275.46		
17	Villa-gran	La Cruz	494	132.29	.06	20	1.2	24	59.6	3.5	136.99	33	-44.39	36.22	250	286.22		
18	La Cruz	Cd. Victoria	144	121.56	.06	20	1.2	24	59.6	3.5	126.29	33	-33.69	3.08	250	253.08	32.31	<36
TOTALES			728.7											4500	4975.7			

8. CALCULO DEL ENLACE DIGITAL

8.1) Introducción.

En el enlace digital, al igual que en el analógico, se deben tomar en cuenta parámetros como características del perfil, distancia entre estaciones, tipo de equipo, etc. No obstante en este tipo de transmisión, dada su característica de alta frecuencia, debe tomarse muy en cuenta la atenuación por lluvia.

Para lograr una comparación representativa entre el enlace analógico y el digital se evaluará el sistema sobre la misma trayectoria y con la misma capacidad.

8.2) Trayectoria.

La trayectoria, como se explico en el punto anterior, será la misma que se utilizó en el enlace analógico (Cd. Victoria - Piedras Negras); ésta información fué obtenida de la publicación:

- Instalaciones Técnicas de la DGT
Dirección General de Telecomunicaciones
S.C.T. (fig. 7.2.1.a,b,c)

8.3) Equipo.

El equipo que se utilizará en el cálculo de éste enlace es el siguiente:

- Radio digital marca GTE (fig. 8.3.1)
 - frecuencia 11 GHz
 - capacidad 960 TP
 - transmisión digital
 - modulación 8-PSK coherente
 - velocidad de transmisión 70,848 kbits / seg
 - figura de ruido 9 db
 - potencia de transmisión 5 watts

**TRANSMISSION PRODUCTS
RADIO SYSTEM**

CTR 178

**11 GHz - 960 CH
DIGITAL RADIO**

GTE Telecomunicazioni SpA presents a new family of digital microwave radio systems, capable of transmitting 2x34 Mb/s signal with an equivalent capacity of 960 TP channels. The new family is designed to operate in the frequency spectrum below 12 GHz and the CTR 178 transceiver operates in the 10.7 to 11.7 GHz band doubling the capacity of telephone channels per RF carrier.

The equipment makes use of the most up-to-date technologies, such as hybrid circuits, both thin and thick film, and GaAs FET amplifiers.

It results in a compact equipment featuring slim line construction, low power consumption, high reliability and simplified maintenance.

APPLICATIONS

The CTR 178 transceiver is the optimum answer to medium capacity intercity or intracity networks, medium or long haul requirements of Telephone Companies and Administrations.

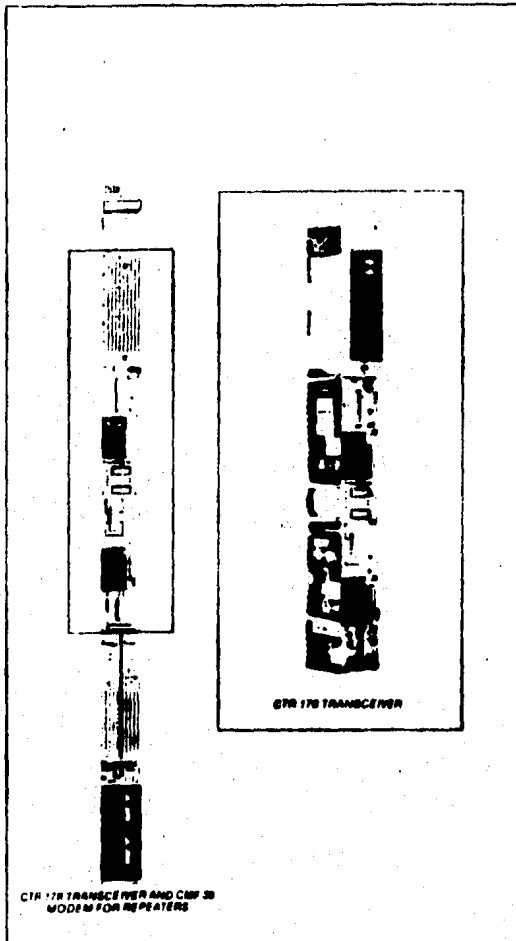
**FREQUENCY
PLANNING**

Besides doubling the capacity per RF carrier with respect to the 34 Mb/s family, the new family of radios also doubles the frequency spectrum utilization, reaching the goal of 2.5 bits/Hz.

The system is also designed for compatibility with the existing CCIR frequency plans, with adjacent channel spacings as low as 28 MHz.

Special attention has also been given to compatibility with existing analog bearers.

Full loading of the 11 GHz band is achieved with the CTR 178 tran-



GTE

TELECOMUNICAZIONI

fig. 8.3.1-a
Transmisor Digital GTE

receiver obtaining 11 RF carriers for a total capacity of 9600 TP channels in N+1 configuration.

8 PSK MODULATION

CTR 178 operates in conjunction with CMF 39 mode-
The type of modulation adopted is 8 PSK in order to optimize the frequency spectrum utilization with a spectrum shape of raised-cosine type with roll-off 60%

TRANSMITTER

The transmission of a 70 Mbs digital signal, 8 PSK modulated requires a linear type transmitter and the CTR 178 is made up of a balanced up-converter with an input IF amplifier with AGC and of a high power amplifier.

The MPA is operated with a back-off of 2 dB.

The nominal output power of the transmitter, measured at the output of the transmit branching filter, is 0.5 W for the solid state version, with GaAs FET amplifier, and 5 W for the TWT version.

ADAPTIVE EQUALIZER

The CTR 178 transceiver has been designed to house in the same rack the regenerator at IF repeaters, to ensure high quality performance and drop insert of the 3 analog service channels available in the system.

The regenerator includes as a fixed part, the IF adaptive equalizer to correct the amplitude distortions caused by selective fading.

The adaptive equalizer is designed to equalize up to +10 dB linear amplitude distortion and up to +6 and -12 dB quadratic distortion in a 30 MHz bandwidth.

SYSTEM GAIN

The CTR 178 reaches high values of system gain (over 100 dB) thanks to the modern design of the microwave section:

- The transmit power amplifiers offer different options in output

power through the use of solid state GaAs FET power transistors or TWTs.

- The receiver increases the flexibility of the radio equipment, making available two options of down converters with or without the low noise RF preamplifier.

ALARMS AND METERING

Each rack is provided with alarm circuits for a number of faulty operating conditions or test conditions. Each local alarm point is signalled externally by lighting a LED lamp and by operating an electronic or a relay contact connected to the terminal strip for external tele-signalling equipment.

Two meters mounted on the instrument and Alarm unit give permanent indications of the transmitted RF power and of the received RF field respectively. Colours on the scale of the second meter show correct operation of the most important parameters of the equipment.

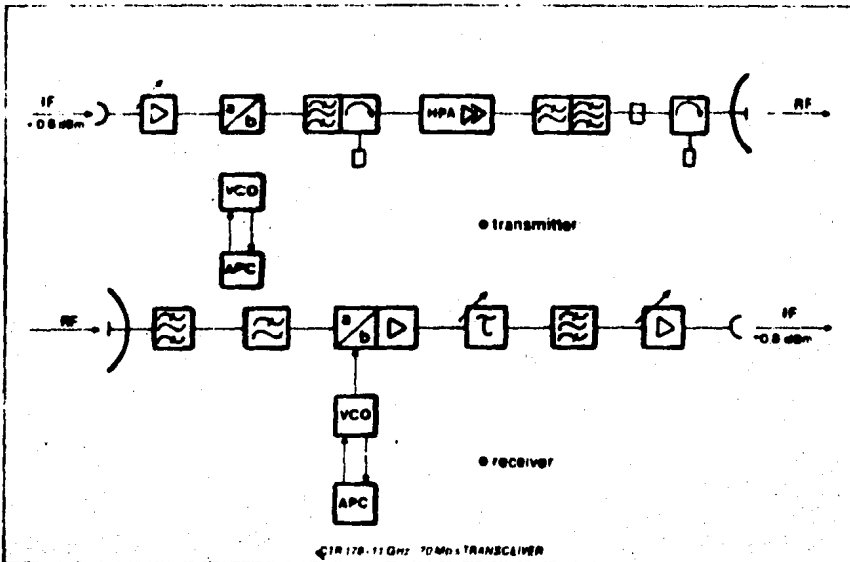
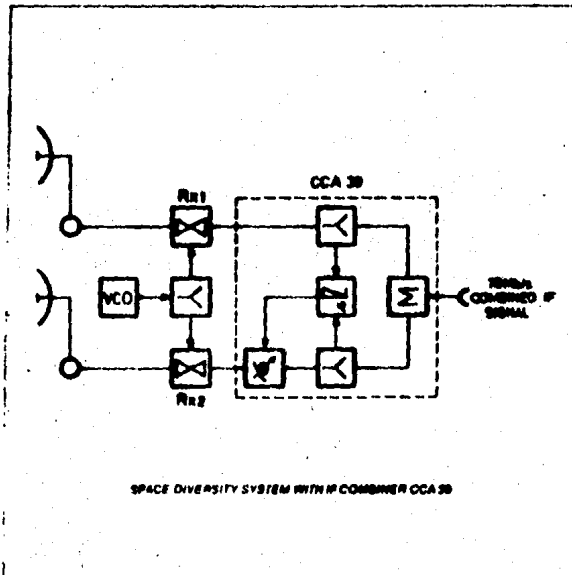
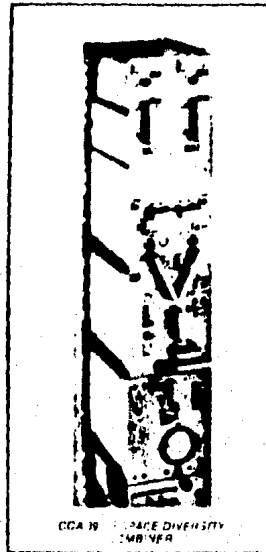
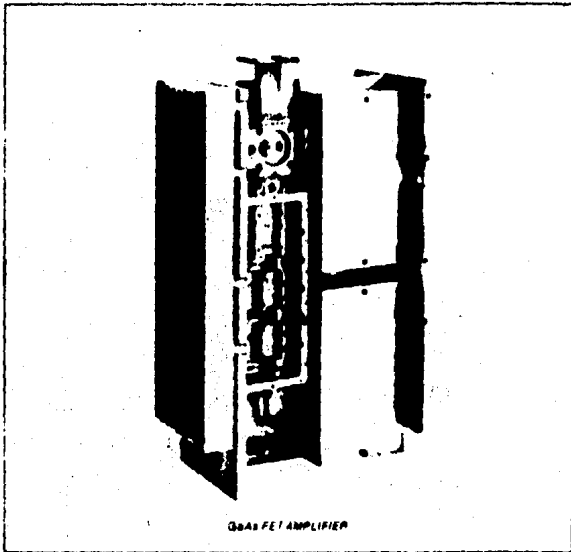


fig. 8.3.1-b



SPACE DIVERSITY IF COMBINER

The space diversity configuration with IF combiner is recommended in case of long hops, to counteract the dangerous effect of the propagation

The improvement against selective fading which will be provided by space diversity, depends on the distribution of the fading on each diversity, and on the degree of correlation between the two distributions. The use of space diversity system together with adaptive equalizer gives an improvement in outage time that is larger than the product of the improvements of each one alone, that is a synergistic effect exists. An improvement in outage time with respect to single antenna system more than 50% is expected.

The IF in-phase combiner, type CCA 39, is housed in the SD receiver rack. The main and SD receivers are fed by the same L.O. and the IF combiner drives an IF shifter to put the two signals in phase for the maximum amplitude.

fig. 8.3.1-c

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

General			
Traffic capacity	960 TP channels	Transmit spectrum shape	raised cosine roll-off 80%
Bit rate	70 840 kb/s	LO frequency stability	$\pm 5 \cdot 10^{-4}$
RF frequency band	16780 - 11780 MHz	Equivalent circuit	100 dB below RF carrier
Type of modulation	8 PSK	IF frequency	70 MHz
Type of demodulation	coherent	IF input level	+0.5 dBm ± 3 dB
Repeater type	regenerative	IF impedance	75 ohm unbalanced
System gain for BER = 10^{-3}		SSB input level	-60 dB
- solid state	100 dB	SSB impedance	100 ohm balanced
- TWT	110 dB		
Service band	0.3-12 MHz	Receiver	
Modulation	FM	Noise figure measured at	
Power supply		branching filter input	
- DC voltage	24/48/90 V $\pm 20\%$	- standard	0 dB
- AC voltage	230 V $\pm 5\%$ 40-60 Hz	- low noise preamplifier	0 dB
Power consumption low power version (PE T1)	70 W	Threshold BER 10^{-3}	
Environmental conditions		standard	-72.5 dBm
temperature range	0-40°C	- RF preamplifier	-75.5 dBm
humidity	95%	LO frequency stability	$\pm 5 \cdot 10^{-4}$
Mechanical dimensions		IF output level	+0.8 dBm
height	2000 mm max	AGC range	50 dB
width	120 mm	SSB output level	-10 dB
depth	225 mm		
Transmitter		IF combiner	
Output power measured at		Phase shifter	
branching filter output		Max tracking speed	10,000°/sec
- SSB state	0.5 W		
- TWT	5 W		

TELECOMUNICAZIONI S.p.A. - UFFICIO PUBBLICITÀ STE - 2009 - 11/82 - DATA SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE - SEP 1982

TELECOMUNICAZIONI

Headquarters and Marketing
 20133 Colico - Monza
 Viale E. Mattei, 48 - Tel. 0362/55111
 Telex 320511 - Telefax 0362/55112

fig. 8.3.1-d

- Antenas marca Andrew (fig. 8.3.2)
- rango 10.7 a 11.7 GHz
- diámetro 2.4 m.
- ganancia 46.5 db



10.5 — 10.7 AND 10.7 — 11.7 GHz ANTENNAS

TO ORDER

Specify Antenna Type Number. Refer to page 191 for information on options and additional ordering information.

SYSTEM PLANNING AND ACCESSORIES

	Pages		Pages
Description of Antenna Types	12, 13	Mounts	57-61
Characteristics and Definitions	18	Radomes	62-64
Typical System	19, 22, 23	Pressurization Equipment	146-153
Waveguides	70-90	Shipping Information	182-185

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR 10.5 — 10.7 GHz ANTENNAS

Frequency, GHz and Type	Type Number	Diameter Feet (m)	Gain, dBi			Beamwidth Degrees	Front-to-Back Ratio, dB	VSWR Maximum
			Bottom	Mid-Band	Top			
10.5 — 10.7 Single Polarized	LD2-105C	2 (0.6)	33.5	33.6	33.7	3.5	39	1.3
	LD4-105C	4 (1.2)	39.5	39.6	39.7	1.7	45	1.3
	LD6-105C	6 (1.8)	43.0	43.1	43.2	1.1	50	1.3

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR 10.7 — 11.7 GHz ANTENNAS

Frequency, GHz and Type	Type Number	Diameter Feet (m)	U.S. FCC Standard**	Gain, dBi			Beamwidth Degrees	Front-to-Back Ratio, dB	VSWR Maximum
				Bottom	Mid-Band	Top			
10.7 — 11.7 Dual Polarized	UHX6-107C	6 (1.8)	A	43.6	44.0	44.4	1.1	75	1.06
	UHX8-107D	8 (2.4)	A	46.0	46.5	46.8	0.8	75	1.06*
	UHX10-107D	10 (3.0)	A	48.0	48.4	48.7	0.7	75	1.06*
	UHX12-107D	12 (3.7)	A	49.4	49.8	50.2	0.5	75	1.06*
10.7 — 11.7 Dual Polarized	UGX10R-107E	10 (3.0)	A	48.6	49.0	49.4	0.6	71	1.06
10.7 — 11.7 Single Polarized	PL4-107D	4 (1.2)	B	40.1	40.5	40.9	1.8	46	1.06
	PL6-107D	6 (1.8)	B	43.6	44.0	44.4	1.0	51	1.04
	PL8-107E	8 (2.4)	B	46.0	46.4	46.8	0.8	53	1.04
	PL10-107E	10 (3.0)	B	47.8	48.2	48.5	0.7	54	1.04
	PL12-107F	12 (3.7)	B	49.4	49.8	50.2	0.5	55	1.04
10.7 — 11.7 Dual Polarized	PXL6-107C	6 (1.8)	B	43.6	44.0	44.4	1.0	49	1.06
	PXL8-107C	8 (2.4)	B	46.0	46.4	46.8	0.8	50	1.06
	PXL10-107C	10 (3.0)	B	47.9	48.3	48.6	0.7	52	1.06
	PXL12-107D	12 (3.7)	B	49.4	49.8	50.2	0.5	53	1.06

fig. 8.3.2
Antena Andrew

- Guías de Onda marca Anrew (fig. 7.7.2)
tipo EW122
atenuación 16.5 db / 100 m.

8.4) Relación Señal a Ruido.

La relación señal a ruido expresada en decibeles es la cantidad en la cuál el nivel de señal sobrepasa al nivel de ruido.

Esta relación varía con la sofisticación de la técnica de modulación; para tener un parámetro claro de comparación, se utiliza una tabla que nos relaciona probabilidad de error contra relación señal a ruido. Para obtener la relación señal a ruido del sistema en estudio, debe introducir se el dato de la probabilidad de error requerida para el estudio e interceptarlo con la curva que corresponde con el tipo de modulación utilizada (fig. 2.8.2).

Ejemplo:

$$P = 10^{-5}$$

Técnica de Modulación 8-PSK

$$S/N = 18 \text{ db.}$$

8.5) Potencia de Recepción de Umbral.

Dependiendo de la calidad requerida en la transmisión se escogieran los niveles de error permisibles (probabilidad de error). Valores típicos de la probabilidad de error son:

- para voz 10^{-4} ;
- para datos 10^{-7} .

En este estudio se eligió una característica de alta calidad para el enlace con una probabilidad de error de 10^{-6} para voz. Esta probabilidad de error marcará el umbral del error que no se debe sobrepasar.

La potencia de recepción de umbral será la requerida para lograr los niveles establecidos por el umbral de diseño y se calcula con la siguiente fórmula:

$$P_{r,u} = (S/N)_u \text{ db} + F \text{ db} + KTB \text{ db}_m.$$

Donde:

$(S/N)_u$ es la relación señal a ruido calculada a partir de la probabilidad de error de umbral.

F es la figura de ruido del radio transmisor; es dato del fabricante y esta dada en db.

KTB es también conocido como ruido térmico; esta en función de la constante de Boltzman, la temperatura de operación del radio y el ancho de banda.

Para el cálculo de $P_{r,u}$ deberán evaluarse todos los parámetros anteriores como se ejemplifica a continuación;

$$S/N \text{ para } P_e = 10^{-6} = 18 \text{ db.}$$

$$\text{Figura de ruido } F = 9 \text{ db (dato del fabricante).}$$

$$KTB: K = 1.38 \times 10^{-23}$$

$$T = 301.6 \text{ }^\circ\text{K}$$

$$B = 70.848 \times 10^6 \text{ bits/seg.}$$

Dado que se requiere tener KTB en db_m :

$$\begin{aligned} \text{KTB} &= 10 \log (1.38 \times 10^{-23} \times 301.6 \times 70.848 \times 10^6) \\ &= -125.30 \text{ db}_m. \end{aligned}$$

Sustituyendo en la fórmula de P_{r_u} :

$$P_{r_u} = 18 + 9 + (-125.30) = -98.3 \text{ db}_m.$$

8.6) Disponibilidad.

Este es un parámetro de diseño en el que se marcan los niveles de utilización en por ciento que deberá tener el equipo; los tiempos de utilización se verán afectados principalmente por interrupciones ocasionadas por fallas en el equipo, mantenimiento o caídas por desvanecimientos.

Valores típicos para porcentajes de utilización podrían ser 99, 99.9, 99.999, etc., dependiendo de las necesidades del usuario.

Las interrupciones debidas a equipo, se analizan con dos parámetros evaluados estadísticamente.

8.6.1) Tiempo Medio entre Fallas (TMEF).

Este parámetro indica el tiempo en horas que permanece el sistema funcionando correctamente sin presentar fallas o necesitar interrumpir la operación para mantenimiento. Estos tiempos son obtenidos en el laboratorio con pruebas efectuadas por el fabricante o con estadísticas proporcionadas por usuarios anteriores; valores típicos del TMEF son de 3000 a 5000 horas.

8.6.2) Tiempo Medio para Reparaciones (TMPR).

Este parámetro indica el tiempo en horas que el equipo estará fuera de servicio por falla o mantenimiento.

Al igual que el TMEF es un valor obtenido estadísticamente.

El porcentaje de tiempo en que el sistema esta fuera de servicio se conoce como U . U a su vez esta formado por el tiempo de interrupción debido al equipo (U_e), y el tiempo de interrupción debido al desvanecimiento (U_d).

$$\text{Por tanto } U\% = U_e\% + U_d\% \quad (\text{ec.8.6.1})$$

La disponibilidad del equipo estará, como se vió anteriormente, en base al TMEF y al TMPR, por tanto se representa como:

$$U_e \% = \text{TMPR} / (\text{TMEF} + \text{TMPR}) \times 100 (\%)$$

(ec.8.6.2)

El porcentaje total de tiempo fuera de servicio del equipo se obtendrá restando el porcentaje de utilización (D) del 100% del tiempo:

$$U \% = 100 \% - D \% \quad (\text{ec.8.6.3})$$

Ahora, si se conoce el valor de U_e % y U %, a partir de las formulas 8.6.2 y 8.6.3 y se sustituye en la ecuación 8.6.1 se obtendrá el valor de U_d %:

$$U_d \% = U \% - U_e \%$$

Ejemplo:

Disponibilidad = 99.9%

TMEF = 4000 horas

·TMPR = 1 hora

$U \% = 100 \% - 99.9 = 0.1 \%$

$U_e = 1 / (4000 + 1) = 2.5 \times 10^{-4} = 0.025 \%$

$U_d = 0.1 - 0.025 = 0.075 \%$.

La profundidad de desvanecimientos se obtiene de la tabla de la fig. 8.6.1, tomando en cuenta la U_d y la distancia entre estaciones.

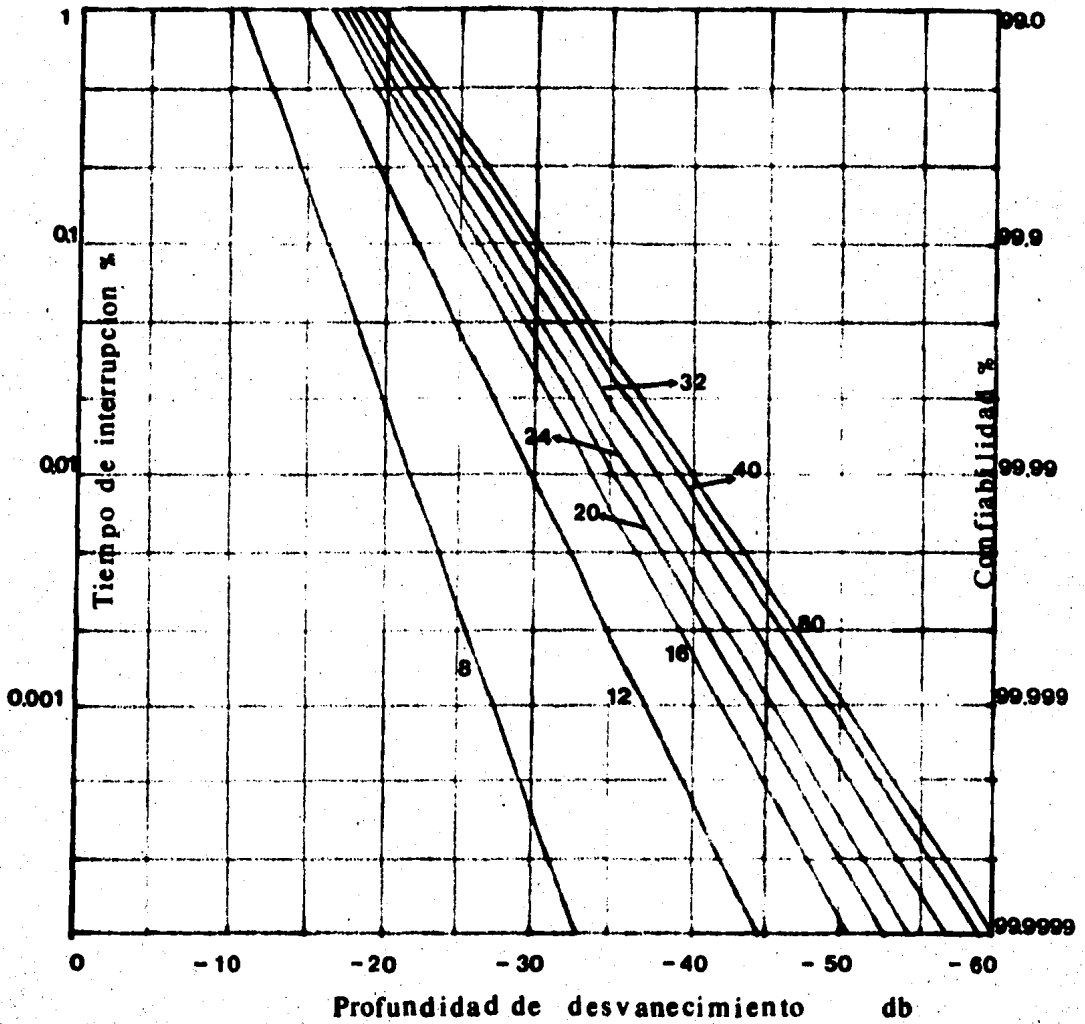


fig. 8.6.1
Profundidad de Desvanecimiento

8.7) Atenuación debido a Lluvia.

Debido a las altas frecuencias manejadas en los sistemas digitales, la lluvia afecta en gran medida.

Los valores de precipitación por regiones se tomaron de la publicación de la Secretaría de Agricultura y Recursos Hidráulicos, llamada "Centrales Climatológicas".

Con el valor de precipitación en milímetros por hora y la frecuencia de operación del sistema, se obtiene la atenuación por kilómetro debido a lluvia de la tabla de la fig. 8.7.1, 4.5.2.

Ejemplo:

- Tramo Piedras Negras - Aduana;
- Longitud 23.4 km;
- Frecuencia 11 GHz;
- Precipitación promedio 8.55 mm/hr;
- Atenuación 0.4 db/km;
- Atenuación por lluvia 0.4 db/km x 23.4 km
= 9.28 db.

Nota: La precipitación promedio se obtiene dividiendo la precipitación máxima en 24 horas por 24.

8.8) Atenuación Total.

La atenuación total es el factor en el que se concentran todas las atenuaciones y todas las ganancias del sistema.

$$A_t = \alpha_o + \alpha_b + \alpha_f + \alpha_d + \alpha_r - G_t - G_r,$$

donde:

α_o = atenuación del espacio libre,

α_b = atenuación en filtros.

α_f = atenuación en alimentadores,

α_d = atenuación por desvanecimientos,

α_r = atenuación por lluvia,

G_t = ganancia de la antena transmisora,

G_r = ganancia de la antena receptora.

todas las magnitudes expresadas en db.

8.9) Potencia Nominal de Recepción.

La potencia nominal de recepción es el nivel de potencia recibida en el receptor y será igual a la potencia de transmisión menos la suma de todas las atenuaciones acumuladas durante la trayectoria y expresadas por A , por tanto la fórmula se expresa como:

$$P_r \text{ db}_m = P_t \text{ db}_m - A_t .$$

8.10) Margen.

El margen de desvanecimiento es la comparación entre la potencia nominal de recepción (práctica) y la potencia de recepción de umbral (teórica). Este valor, por tanto nos indicará la desviación entre nuestros objetivos de diseño y los valores reales obtenidos.

$$M \text{ db} = (P_r) \text{ db}_m - (P_{ru}) \text{ db}_m .$$

SECRETARÍA DE AGRICULTURA Y GANADERÍA
DIRECCIÓN GENERAL DE GEOGRAFÍA Y METEOROLOGÍA

BOLETINES CLIMATOLÓGICOS

OBSERVATORIO CLAVE 04-0008 PIEDRAS NEGRAS, PIEDRAS NEGRAS, COAH.

LATITUD (N) 20-42 LONGITUD (W) 100-21 ALTITUD 220 MNNM

PERIODO GENERAL DE DATOS DESDE 1941 A 1965

P A R A M E T R O S	ENE	FEB	MAR	ABR	MAY	JUN	JUL	AGO	SEP	OCT	NOV	DIC	ANUAL
----- TEMPERATURAS -----													
MÁXIMA ESTADIA	22	35.0	35.0	30.1	29.9	27.1	25.7	26.1	27.2	29.0	30.5	30.0	30.1
-PEÇAÑA (DÍAS/ANOS)		22/03	09/00	20/06	11/00	21/03	10/00	20/00	10/03	01/02	00/00	00/00	00/00
MÍNIMO ESTADIA	22	16.0	16.2	25.0	30.0	30.1	30.2	32.9	37.5	36.1	29.0	22.6	20.0
-PEÇAÑA (DÍAS/ANOS)		11/01	10/02	10/02	22/00	28/00	29/00	30/00	30/03	27/02	22/02	13/00	11/00
MEDIA ESTADIA	22	25.9	25.6	27.6	30.0	28.6	27.9	29.6	32.3	32.5	29.5	26.3	26.7
-PEÇAÑA (DÍAS/ANOS)		11/02	02/01	03/05	06/03	03/00	10/03	11/00	20/00	20/00	10/00	00/00	00/00
MEDIA A LA INTENSIDAD	22	10.2	10.2	10.0	10.2	10.0	10.0	10.0	10.0	10.0	10.0	10.0	10.0
-PEÇAÑA (DÍAS/ANOS)		12/02	02/01	12/00	00/00	03/00	01/00	00/00	20/00	20/00	10/00	00/00	00/00
OSCILACION	22	13.1	13.2	14.7	16.9	17.4	12.5	13.1	12.5	12.5	10.1	10.1	12.4
----- HUMEDAD -----													
TEMPERATURA HUMID. MÁXIMA	22	6.0	10.0	13.7	10.0	21.0	20.0	20.0	22.7	10.0	12.0	9.1	17.0
HUMEDAD RELATIVA MÁXIMA	22	60	60	60	62	60	62	60	60	71	71	72	66
EVAPORACION TOTAL	22	100.0	100.2	175.0	147.9	235.2	240.0	270.0	200.0	170.2	100.7	70.0	210.0
TENSION MEDIA DEL VAPOR	22	9.3	11.0	12.9	17.5	22.3	25.0	26.0	27.0	26.0	20.0	10.1	10.1
----- PRECIPITACION -----													
TOTAL	22	21.0	25.0	17.1	27.5	22.7	20.0	27.0	40.1	81.1	67.2	10.0	20.5
MEDIA	22	02.1	02.0	02.0	02.0	02.0	02.0	02.0	02.0	02.0	02.0	02.0	02.0
-PEÇAÑA (DÍAS)		30	40	45	57	57	50	55	60	60	60	57	57
MEDIA EN 20 HORAS	22	50.1	70.1	43.3	120.1	90.2	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
-PEÇAÑA (DÍAS/ANOS)		17/00	20/00	10/00	10/00	10/00	10/00	10/00	10/00	10/00	10/00	10/00	10/00
MEDIA EN 1 HORA	22	20.0	20.0	20.0	20.0	20.0	20.0	20.0	20.0	20.0	20.0	20.0	20.0
-PEÇAÑA (DÍAS/ANOS)		17/00	17/00	10/00	10/00	10/00	10/00	10/00	10/00	10/00	10/00	10/00	10/00
MEDIA	22	0.9	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
-PEÇAÑA (DÍAS)		51	50	45	44	42	45	40	45	47	50	45	45
TOTAL HORAS INSOLACION	9	100.0	100.5	100.7	100.0	100.0	100.2	100.5	100.5	100.0	100.1	100.0	100.0
VISIBILIDAD MINIMANTE	22	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
----- FRECUENCIA DE ELEMENTOS Y FENOMENOS ESPECIALES -----													
NUM. DIAS CON LLUVIA APLIC.	22	3.00	3.00	3.00	3.01	3.01	3.00	3.01	3.00	3.00	3.00	3.00	3.00
NUM. DIAS CON LLUVIA (VAP.)	22	3.00	3.00	3.00	3.00	3.00	3.00	3.00	3.00	3.00	3.00	3.00	3.00
NUM. DIAS CON NEBLINAS	22	10.00	10.00	10.00	10.00	10.00	10.00	10.00	10.00	10.00	10.00	10.00	10.00
NUM. DIAS CON NEBLINAS FUERTES	22	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
NUM. DIAS CON NEBLINAS FUERTES	22	10.00	10.00	10.00	10.00	10.00	10.00	10.00	10.00	10.00	10.00	10.00	10.00
NUM. DIAS CON NEBLINAS FUERTES	22	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
NUM. DIAS CON NEBLINAS FUERTES	22	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
NUM. DIAS CON NEBLINAS FUERTES	22	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
NUM. DIAS CON NEBLINAS FUERTES	22	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00

fig. 8.7.1

Precipitación por Lluvia en Piedras Negras, Coahuila

CALCULO DEL DESVANECIMIENTO DE EL ENLACE: CIUDAD VICTORIA - PIEDRAS NEGAS

ENLACE NUMERO	ESTA- CION A	ESTA- CION B	S/N db	Figura de Ruido F (db)	Temperatura T (°K)	Ruido Térmico KTB (dbm)	Longitud del tramo L (km)	Potencia de Recep- ción de Umbral P _u (dbm)	Atenuación por Desvanecimiento A _d (db)	Precipitación por Lluvia promedio (mm/hr)	Atenuación por Lluvia A _r (db)	P _{rimo} - P _u	A _s + A _r	Atenuación total máxima A _t = P _u - P _{rimo} - A _s - A _r	Alimentador tipo EW-122 (db = 20dB/100m)	Atenuación en Alimentadores α ₁ (db = 20m)	Diámetro de Antenas (m)	Ganancia de Antenas G _A (db)	Atenuación en Filtros α ₀ (db)	Atenuación en el Espacio Libre α ₀ (db)	Atenuación Total A _t = α ₀ + α ₁ + α ₂ + α ₃ - G _A (db)	Margen de Desvanecimiento N = A _t - A _s (db)
1	Piedras Negras	Aduana	18	9	301.6	-128.31	23.2	-98.3	28	18	1392	131.3	41.92	89.38	18.5	3.3	1.2	49.8	0.8	140.8	63.3	26.08
2	Aduana	Cd. Allende	18	9	301.6	-128.31	24.4	-98.3	28	18	1464	131.3	42.64	89.66	18.5	3.3	1.2	49.8	0.8	140.8	63.76	24.99
3	Cd. Allende	Merendero	18	9	301.6	-128.31	27.3	-98.3	28	18	1638	131.3	44.38	89.92	18.5	3.3	1.2	49.8	0.8	141.04	61.24	25.88
4	Merendero	Sabinas	18	9	302.5	-128.29	41.2	-98.29	28	18	24.72	134.31	63.7	80.61	18.5	3.3	2.4	48.4	0.8	145.82	58.52	24.09
5	Sabinas	Pirineos	18	9	302.5	-128.29	29.5	-98.29	28	18	17.7	131.3	45.7	88.8	18.5	3.3	1.8	44	0.8	142.8	58.4	27.2
6	Pirineos	1° de Mayo	18	9	302.5	-128.29	18	-98.29	26	18	10.8	131.3	38.8	82.5	18.5	3.3	1.2	49.8	0.8	138.3	61.1	31.4
7	1° de Mayo	Monclova	18	9	302.5	-128.29	64.2	-98.29	31	18	38.52	136.31	69.52	88.78	18.5	3.3	3.7	48.8	0.8	149.4	53.6	18
8	Monclova	El Zago	18	9	302.5	-128.29	33.4	-98.29	28	18	20.04	134.3	48.04	85.28	18.5	3.3	1.8	44	0.8	143.7	59.5	28.76
9	El Zago	La Aurora	18	9	302.5	-128.29	4.2	-98.29	28	18	25.2	131.3	54.2	77.1	18.5	3.3	3.0	48.2	0.8	148.7	53.1	24
10	La Aurora	Pedernales	18	9	300.3	-128.31	34.4	-98.31	29	18	20.84	134.3	49.84	84.68	18.5	3.3	1.8	44	0.8	144	58.8	24.88
11	Pedernales	Ojase	18	9	300.3	-128.31	35.7	-98.31	29	18	21.42	134.3	50.42	85.86	18.5	3.3	1.8	44	0.8	144.3	58.9	24.88
12	Ojase	Monterrey	18	9	300.8	-128.31	53.4	-98.31	31	18	32.04	138.31	63.04	78.27	18.5	3.3	3.7	48.8	0.8	147.8	52	23.27
13	Monterrey	Papagayos	18	9	300.8	-128.31	59.3	-98.31	31	18	35.88	138.31	66.58	71.73	18.5	3.3	3.7	49.8	0.8	148.7	52.9	18.83
14	Papagayos	Montemorelos	18	9	300.8	-128.31	63.8	-98.31	31	18	38.28	138.31	69.28	69.03	18.5	3.3	3.7	49.8	0.8	149.3	53.5	18.83
15	Montemorelos	Linares	18	9	300.8	-128.31	41.7	-98.31	29	18	28.02	131.3	64.02	77.28	18.5	3.3	3.0	48.2	0.8	148.8	53	24.28
16	Linares	Villagran	18	9	303.4	-128.31	41.4	-98.31	29	18	24.84	131.3	53.84	77.48	18.5	3.3	3.0	48.2	0.8	148.4	52.8	24.68
17	Villagran	La Cruz	18	9	303.4	-128.31	49.4	-98.24	30	18	28.64	138.25	58.64	78.81	18.5	3.3	2.4	48.4	0.8	147.4	58.4	20.21
18	La Cruz	Cd. Victoria	18	9	308.4	-128.29	14.4	-98.24	26	18	8.64	131.2	34.64	88.58	18.5	3.3	1.2	49.8	0.8	138.0	57.8	38.78

9. CONCLUSIONES.

El presente trabajo ha sido desarrollado con la intención de comparar un sistema de microondas analógicas real contra un sistema digital calculado con parámetros similares y siguiendo la misma ruta.

El enlace que se tomó para llevar a cabo la comparación fue el tramo de la red federal de microondas de Ciudad Victoria a Piedras Negras, ya que la información sobre precipitación y topografía de esta región es bastante completa.

El diseño de una red analógica está fundamentado principalmente en el ruido que se adiciona durante la transmisión y que según la recomendación del Comité Consultivo Internacional para Telegrafía y Telefonía (CCITT), no debe sobrepasar los 36 db_{rnc}. Como puede observarse en la tabla del resultado del cálculo de ruido del enlace de referencia, todos los parámetros que intervienen en la transmisión fueron calculados de tal forma que el nivel de ruido no sobrepasó los 36 db_{rnc} en ningún caso.

Por otro lado las características de una transmisión digital hacen que el ruido no sea un factor determinante al diseñar el enlace, ya que en este tipo de transmisión se conoce la conformación de los pulsos por lo que es posible reconstruir la información con alto grado de efectividad en cada una de las estaciones repetidoras. Sin embargo en la transmisión digital, dadas las altas velocidades de transmisión de los pulsos, es importante tener muy bajas probabilidades de error; la recomendación 378-3 anexo 1 del CCIR marca una tasa de bits erróneos (BER) de 10^{-7} para datos y de 10^{-4} para voz. Tomando en cuenta que la red en cuestión sería utilizada primordialmente en voz, se propuso como parámetro de BER 10^{-5} con el objeto de dar un cierto factor de seguridad; otro parámetro importante es la

confiabilidad del sistema, la cuál esta relacionada directamente con los tiempos de interrupción y el desvanecimiento, y se propuso 99.9%.

Entrando ya directamente en la comparación se podría asegurar que el sistema digital es casi inmune al ruido como se explicó anteriormente por lo que en este aspecto el sistema digital es superior al analógico.

Por las características actuales de necesidad de comunicación los espectros de frecuencia se han saturado paulatina mente por tanto la multicanalización se convierte en un factor esencial. Tomando dos sistemas similares se llegó a la conclusión que por sus características (explicadas ampliamente en el cuerpo de la tesis) el TDM es mucho mas eficiente que el FDM y esto se demuestra al notar que el sistema FDM analógico maneja 120 canales de voz mientras que el sistema TDM digital puede conducir hasta 960 canales telefónicos. Esto también incide en la frecuencia que para analógico es de 2 GHz mientras que para digital es de 11 GHz transmitiéndose la última en un nivel del espectro mas despejado.

Por lo que respecta a la potencia, se observó que el radio digital es capaz de transmitir 960 canales de voz con 5 watts mientras que el analógico requiere de 2 watts para 120 canales, si se supusiera un crecimiento lineal, canales de voz vs potencia, el radio analógico requeriría aproximadamente 16 watts para transmitir 960 canales de voz.

Como se mencionó anteriormente la transmisión digital requiere de frecuencias de transmisión muy altas lo cuál para efectos de espectro y capacidad son muy convenientes, sin embargo estas altas frecuencias se hacen susceptibles a degradaciones por efectos atmosféricos (lluvia, niebla, etc.) en tramos relativamente largos (arriba de 60 km). Por este motivo en los tramos Primero de Mayo a Monclova

y Papagayos a Montemorelos se propone la instalación de una repetidora intermedia para asegurar la confiabilidad de la transmisión con condiciones atmosféricas adversas. Esta adición por supuesto repercute en el costo del enlace sin embargo si se considera que los dispositivos de transmisión digital son más económicos que los analógicos y su mantenimiento es mas sencillo se podría equilibrar este costo.

Por otro lado la adición de una etapa retransmisora más no afecta en absoluto la calidad de transmisión, por el contrario la beneficia ya que en cada etapa los pulsos son reconstruidos.

Por todo lo anterior se puede concluir que un sistema de microondas digitales es mas eficiente que un sistema analógico.

Con la comparación realizada en este trabajo se puede sugerir que una digitalización de los sistemas de microondas del país, representaría una mayor calidad de operación de los mismos, así como ventajas para los usuarios con sistemas digitales.

ANEXO 1

A continuación se muestra una cotización típica de un fabricante de equipo analógico y digital, con las mismas características de capacidad.

Radio CTR 147s, 2 GHz, 960 canales. Transmisión Analógica.

Descripción	T1	R1	T2	Total	Precio Unitario	Precio Total
Bastidor cableado	2	4	2	8	168,187	1,345,496
Transmisor 0.7 W	2	-	2	4	1,825,891	7,303,564
Transmisor 0.7 W con inserc. SBB	-	4	-	4	1,855,775	7,423,100
Fuente de alimentación DC (110 W)	4	4	4	12	99,466	1,193,592
Receptor	2	4	2	8	1,334,375	10,675,000
Circulador de derivación	4	8	4	16	51,134	818,144
Circulador de Antena	1	2	1	4	51,134	204,536
Accesorios de mantenimiento y reparación para terminales 1 + 1	1	-	1	2	262,976	525,952
Modulador TF	2	-	2	4	498,382	1,993,528
Demodulador TF	2	-	2	4	409,406	1,637,624
Bastidor auxiliar	1	-	1	2	146,762	293,524
Conjunto conmutación Tx / Rx	1	-	1	2	1,005,087	2,010,174
Equipo conmutación para banda de servicio	-	2	-	2	622,576	1,245,152
Unidad de inserción de SBB	-	4	-	4	77,034	308,136
Unidad de extracción de SBB	-	4	-	4	209,186	836,144
Bastidor auxiliar	-	1	-	1	146,762	146,762
Sub-bastidor CCTF 2	1	1	1	3	106,917	320,751

Descripción	T1	R1	T2	Total	Precio Unitario	Precio Total
Combinador HF	1	1	1	3	75,705	146,762
Generador 3825/50 Hz y op. local	1	1	1	3	123,851	371,553
Canal de servicio 8 - 12 KHz	1	1	1	3	227,780	683,340
Filtro 4 - 8 KHz	1	1	1	3	72,385	217,155
Microteléfono	1	1	1	3	13,282,	38,846
Sub-bastidor y equipo común de transmisión	-	1	1	2	311,122	622,244
Unidad de transmisión para 20 teleseñales	-	1	1	2	67,736	135,472
Sub-bastidor y equipo común de recepción	2	-	-	2	489,219	978,438
Unidad de recepción para 20 teleseñales	2	-	-	2	78,362	156,724
Estructura montaje en pared	1	-	-	1	57,111	57,111
Panel de conexiones para estructura	1	-	-	1	17,931	17,931
Material de instalación	1	-	-	1	835,774	835,774
Juego manuales de equipo	1	-	-	1	0	0
T O T A L (Moneda Nacional)						42,624,482

Radio CTR 178, 11 GHz, 960 canales.

Transmisión Digital.

Descripción	t1	r1	t2	Total	Precio	Precio
					Unitario	Total
Bastidor alambrado para terminal	1	-	1	2	784,297	1,568,594
Bastidor alambrado para repetidor	-	2	-	2	525,970	1,051,940
Transreceptor terminal con modem e inserción / extracción de bit 34 MB/s	2	-	2	4	2,514,121	10,056,484
Transreceptor repetidor con ensamble regenerador de 34 MB/s	-	4	-	4	2,216,024	8,864,096
Commutación BB/SBB para terminal 1+1	1	-	1	2	167,321	334,642
Commutación SBB para repetidor (1+1) dos vías	-	1	-	1	175,920	175,920
Facilidades de 704 KB/s para terminal (1+1)					opcional	
Facilidades de 704 KB/s para repetidor (1+1) dos vías					opcional	
Accesorios de mantenimiento y reparación	1	-	-	1	308,846	308,846
Derivación de transreceptor para diversidad de frecuencia (1+1)	1	2	1	4	571,114	2,284,456
--- Canal de servicio analógico ---						
Bastidor auxiliar	1	-	1	2	146,762	293,524

Descripción	t1	r1	t2	Total	Precio Unitario	Precio Total
Repisa alambrada CCTF 2	1	1	1	3	106,762	293,524
Unidad combinadora de HF	1	1	1	3	75,705	227,115
Generadores de 3825/50 Hz y op. local	1	1	1	3	123,851	371,553
Canal de servicio derivable 3825 Hz / 4W (4 - 60 KHz)	1	1	1	3	227,780	683,340
Filtro de 0 - 4 KHz (dos vias)	1	1	1	3	66,408	199,224
Diadema	1	1	1	3	18,262	54,786
Repisa alambrada con equipo común para transmisión (60 teleseñales)	-	1	1	2	311,122	622,244
Unidad de conexión para transmisión (20 teleseñales)	-	1	1	2	67,736	135,472
Repisa alambrada con equipo común para recepción (140 teleseñales)	2	-	-	2	489,219	978,438
Tarjeta de LEDs para 20 teleseñales	2	-	-	2	78,362	156,724
Estructura de montaje en pared	1	-	-	1	57,111	57,111
Terminal de conexión para estructura de montaje en pared	1	-	-	1	17,931	17,931
Material de instalación	1	-	-	1	575,264	575,264
Juego manuales de equipo	1	-	-	1	0	0
T O T A L (Moneda Nacional)						29,338,455

Como puede observarse la tendencia actual muestra que los equipos digitales tienden a disminuir sus precios, mientras que los analógicos a mantenerse constantes.

BIBLIOGRAFIA

I Artículos de Revistas.

- A. Vigants, Space Diversity Engineering.
The Bell System Technical Journal, January 1975,
pp. 103-141.
- Archie W. Straiton, The Absorption and Reradiation of
Radio Waves by Oxygen and Water Vapor in the Atmos-
phere.
IEEE Transactions on Antennas and Propagation, July
1975, pp. 595-597.
- Frank S. Boxall, Digital Transmission Via Microwave
Radio.
Telecommunications - Technical Feature - Part I,
April 1972, pp. 17-61.
- Frank S. Boxall, Digital Transmission Via Microwave
Radio.
Telecommunications - Technical Feature - Part II,
May 1972, pp. 41-54.
- J. D. Parsons, Diversity Technics for Mobile Radio
Reception.
IEEE Transactions on Vehicular Technology, August
1976, pp. 75-84.
- J. W. Ryde and D. Ryde, Attenuation of Centimeter
and Milimeter by Rain, Hail, Fogs and Clouds.
Res. Labs. of Gral. Electric (PNY) Wembley England
Report.
- Kamilo Feher, Digital Communications by Radio.
IEEE Transactions on Communications, December 1979,
pp. 1749-1759.
- Robert K. Crane, Attenuation Due to Rain - A Mini
Review.
IEEE Transactions on Antennas and Propagation,
September 1975, pp. 750-752.

- Robert K. Kwan, Advances on Digital Radio Systems. IEEE Transactions on Communications, February 1973, pp. 447-451.
- S. G. Allen, A Comparison of PCM and FDM-FM Microwave Radio Systems. The Radio and Electronic Engineer, Vol. 41-5, May 1971, pp. 195-205.
- Theodore Brening, Data Transmission for Mobile Radio. IEEE Transactions on Vehicular Technology, August 1978, pp. 77-85.
- W. D. Rummer, A Multipath Channel Model for Line of Sight Digital Radio Systems. Proc. Int. Cont. Rec., Vol.3, June 1978.

II Libros.

- Carlson, Communication Systems. Mc Graw-Hill.
- Johnson, Walter, Transmission Lines and Networks. Mc Graw-Hill.
- Jordan and Balmain, Electromagnetic Waves and Radiating Systems. Prentice Hall.
- Kennedy, George, Electronic Communication Systems. Mc Graw-Hill, 2nd. Edition.
- Krauss, John, Antennas. Mc Graw-Hill.
- Lathi, B.P., Sistemas de Comunicaciones. Limusa.
- Lenkurt, Demodulator Readings in Pulse Code Modulation. GTE Lenkurt.
- Marshal, G.J., Principles of Digital Communications. Mc Graw-Hill.
- Martin, Las Telecomunicaciones y la Computadora.

Limusa-Wiley.

- Schwartz, Mischa, Information, Transmission, Modulation and Noise.
Mc Graw-Hill, 3rd. Edition.
- Taub and Schilling, Electronic Communication Systems.
Mc Graw-Hill, 2nd. Edition.

III Publicaciones.

- Fundamentos de Propagación de Microondas.
Noboru Yamane, Secretaría de Comunicaciones y Transportes, Pub. Telecomex, México D.F. 1974.
- Instalaciones Técnicas de la DGT.
Dirección General de Telecomunicaciones, S.C.T., Pub. Telecomex, México D.F. 1979.
- Mapa de los Sistemas de Telecomunicaciones.
Dirección General de Telecomunicaciones, S.C.T., Pub. Telecomex, México D.F. 1978.
- Normales Climatológicas.
Servicio Meteorológico Nacional, Dirección General de Geografía y Meteorología, S.A.R.H., México 1976.
- Síntesis de Gestión.
Dirección General de Telecomunicaciones, S.C.T., Pub. Telecomex, México D.F. 1979.