



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

**ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
CAMPUS ARAGON**



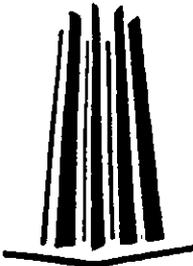
ENLACE DIGITAL

**ESTRUCTURA DE UN RADIOENLACE ENTRE OFICINAS
CENTRALES DE PETROLEOS MEXICANOS Y EL HOSPITAL
CENTRAL NORTE AZCAPOTZALCO PARA PROPORCIONAR
SERVICIOS DE VOZ Y DATOS A PETROLEOS MEXICANOS.**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P R E S E N T A:
JESUS APOLONIO REYES MORALES**

ASESOR : ING. DAVID B. ESTOPIER BERMUDEZ





Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

DEDICATORIAS

**PARA ALGUIEN MUY ESPECIAL, MIS
PADRES:**

- ❖ **JUAN REYES NAVARRO**
- ❖ **ROSA M. MORALES DE REYES**

EXISTEN MUCHAS PALABRAS EN EL MUNDO PARA MANIFESTARLES MI AGRADECIMIENTO POR EL APOYO QUE SIEMPRE ME HAN BRINDADO, PERO JAMAS ALCANZARAN TODAS ELLAS PARA EXPRESARLES EL INMENSO AMOR Y CARIÑO QUE SIENTO POR USTEDES. GRACIAS A AMBOS.

A LA JEFA:

MARIA LUISA OSORIO ESTRADA

CON TODO MI CARIÑO, POR SU GRAN APOYO, SU ABUNDANTE LEXICO Y POR ENSEÑARME QUE EN LA VIDA EL HOMBRE AL TROPEZAR Y CAER, DEBE LEVANTARSE CUANTAS VECES SEA NECESARIO, LUCHAR Y SEGUIR ADELANTE CON MAYOR FUERZA, PARA ALCANZAR LA REALIZACION DE SUS METAS.

A MIS HARMANOS Y SOBRINOS

ESPECIALMENTE PARA OSCAR Y CELIA

**PARA TODOS USTEDES, QUE SIEMPRE ME GUIARON EN LA VIDA, CONFIARON
EN MI Y ME AUXILIARON PARA HABER HECHO POSIBLE LA REALIZACION DE
ESTE TRABAJO.**

**SOLO ME RESTA DECIRLES QUE EL LAZO DE AMOR Y PAZ QUE NOS UNE SEA
MAS FUERTE HOY MAÑANA Y SIEMPRE.**

A MI ASESOR

ING. DAVID B. ESTOPIER BERMUDEZ

**A USTED, QUE ME DEDICO GRAN PARTE DE SU VALIOSO TIEMPO
BRINDANDOME SU APOYO, AMISTAD, CONFIANZA Y SUS GRANDES
CONOCIMIENTOS, PROFESIONALISMO Y FINEZA QUE ME LLEVARON A LA
REALIZACION DE ESTE TRABAJO Y ASI LOGRAR UNO DE MIS MAS GRANDES
ANHELOS.**

CON ADMIRACION

A MI QUERIDA U.N.A.M.

AGRADEZCO A LA UNIVERSIDAD
NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
Y EN ESPECIAL A LA ESCUELA
NACIONAL DE ESTUDIOS
PROFESIONALES "ARAGON" QUE
ME HIZO EL HONOR Y ME DIO LA
OPORTUNIDAD DE CURSAR MI
CARRERA PROFESIONAL.

A MIS SINODALES:

ING. RAUL BARRON VERA
ING. JUAN GASTALDI PERAZ
ING. NARCISO ACEVEDO HERNANDEZ
ING. DAVID M. TERAN PEREZ

Y A TODOS Y CADA UNO DE LOS
PROFESORES, LLEVO CONMIGO LOS
CONOCIMIENTOS ADQUIRIDOS
DURANTE MI FORMACION
PROFESIONAL, TAMBIEN POR EL
CONSTANTE APOYO QUE
DESINTERESADA Y PACIENTEMENTE
RECIBI.

A PEMEX

TAMBIEN A LA INTITUCION DE
PETROLEOS MEXICANOS POR
PERMITIRME UTILIZAR EN ESTE
TRABAJO UNO DE SUS
RADIOENLACES VIA MICROONDAS
POR LINEA DE VISTA Y
ESPECIALMENTE A LAS SIGUIENTES
PERSONAS:

ING. VICTOR SANCHEZ

ING. JAVIER GODOY

SR. LORENZO CRUZ

POR SU COMPRESION Y
ASESORIA A LO LARGO DE ESTE
TRABAJO.

A DIOS:

POR LA VIDA QUE ME OTORGO Y LA
OPORTUNIDAD QUE ME DA DE
CONVIVIR CON TODA ESTA GENTE
MARAVILLOSA.

ENLACE DIGITAL

**ESTRUCTURA DE UN RADIOENLACE ENTRE
OFICINAS CENTRALES DE PETROLEOS
MEXICANOS Y EL HOSPITAL CENTRAL NORTE
AZCAPOTZALCO PARA PROPORCIONAR
SERVICIOS DE VOZ Y DATOS A PETROLEOS
MEXICANOS.**

INDICE

CAPITULO I

1.1-	Objetivo de un Sistema de Telecomunicaciones.....	5
1.2-	Clasificación de los Sistemas de Comunicación.....	6
1.3-	Tipos de Enlaces.....	8

CAPITULO II

2.1-	Estructura Básica de un Radioenlace Digital.....	16
a)	Refracción Normal.....	17
b)	Refracción y Reflexión Anormal.....	21
c)	Línea de Vista.....	24
d)	Tipos de Modulación.....	26
e)	Propagación.....	55
f)	Zonas de Fresnell.....	62
2.2-	Radioenlaces Analógicos y Digitales.....	65
a)	Radioenlaces Analógicos.....	65
b)	Radioenlaces Digitales.....	66
2.3	Repetidores Activos y Pasivos.....	68
	Repetidores Activos.....	68
a)	Repetidores para Operación en Dos Hilos.....	69
b)	Repetidores para Operación de Cuatro Hilos.....	71
c)	Repetidores de Impedancia Negativa.....	72
d)	Repetidores Regenerativos.....	75
e)	Repetidores de Radioenlaces.....	76
f)	Repetidor Heterodino.....	78

g)	Repetidor por Detección.....	82
	Repetidores Pasivos.....	83
a)	Configuración de un Repetidor Pasivo.....	83
b)	Rigidez de los Repetidores Pasivos.....	84
c)	Estructura de los Repetidores Pasivos.....	85
d)	Ganancia de los Repetidores Pasivos.....	88

CAPITULO III

3.1	Plan de Frecuencias.....	93
a)	Bandas de Frecuencias.....	93
b)	Frecuencias de Portadora de Radiocanal.....	98
3.2	Plan de Disposición de Radiocanales.....	99
a)	Multicanalización por División de Tiempo.....	99
b)	Multicanalizadores de Intercalación y Relleno de Bits.....	102
c)	Jerarquía Digital.....	109
d)	Sistemas de Portadora Digital T 1.....	111
e)	Sistemas de Portadora Digital T 2 y T 3.....	115
f)	Entramado con Dígitos Agregados.....	116
g)	Formación de un Grupo Maestro U 600 y L 600.....	118
h)	Sistemas L 1.....	121
i)	Sistemas de Portadora Multicanalizada por División de Tiempo (MDT) y del Comité Consultivo Internacional de Telefonía y Telegrafía (CCITT).....	122
j)	Ventajas del TDM.....	124
k)	Multiplexión por División de Frecuencias (MDF).....	125
l)	Portadora L de Norteamérica.....	129
m)	Jerarquía de la MDF del CCITT.....	130

CAPITULO IV

4.1	Parámetros Básicos de un Radioenlace.....	135
a)	Densidad de Potencia.....	135
b)	Frente de Onda Esférica.....	136
c)	Ley Inversa Cuadrática.....	137
d)	Potencia Radiada Isotrópica Efectiva (PIRE).....	141
4.2	Relación Portadora Ruido.....	144
a)	Portadora a Ruido contra Señal a Ruido.....	145
b)	Probabilidad de Error y Tasa de Error de Bit.....	148
4.3	Ancho de Banda.....	153
a)	Ancho de Banda en las Transmisiones de las Ondas de FM.....	154
b)	Ancho de Banda de Radio Digital.....	157
c)	Condiciones de Ancho de Banda para las Bandas Digitales.....	157
d)	Eficiencia del Ancho de Banda.....	170

CAPITULO V

5.1	Etapas en el Diseño de un Enlace.....	174
a)	Reflexión en una Tierra Plana.....	174
b)	Difracción.....	181
c)	Selección de Sitios.....	183
d)	Confirmación de la Línea de Vista y Determinación de las Alturas Torres.....	186
e)	Desvanecimientos.....	187
f)	Características del Desvanecimiento.....	192
5.2	Dibujo del Perfil de la Trayectoria.....	208
5.3	Análisis de la Trayectoria.....	209
5.4	Análisis y mapeo del lugar de colocación de las Antenas.....	210
CONCLUSIONES.....		220
BIBLIOGRAFIA.....		223

Prólogo

El objetivo de este trabajo es poner al alcance los conocimientos de la Ingeniería de Telecomunicaciones, los recursos necesarios para profundizar en la ciencia de la radiocomunicación, particularmente en la teoría y práctica de un enlace digital utilizando la Readmisión y Propagación en la banda de VHF.

Se escogió la banda VHF como objeto de estudio, porque es la que se utiliza con más frecuencia en los sistemas de radiocomunicación privada.

Utilizando caracteres de control definidos, el protocolo de este enlace proporciona una forma ordenada y precisa de asegurar que, entre otras cosas, una terminal remota o un conmutador se encuentre pronto y que el dispositivo remoto envíe y reciba datos cuando se le instruya, y notifique a la terminal o conmutador emisor cuando reciba datos erróneos.

Dado que el mismo enlace físico transporta tanto datos (texto) como caracteres de control, el protocolo debe estar capacitado para distinguir, entre los datos y los caracteres de control.

La realización de un enlace, requiere la transferencia de energía del medio en el extremo receptor.

En todo proceso de radiocomunicación, las características físicas del medio que intervienen en la propagación de las ondas, presentan variaciones aleatorias, por lo que la señal recibida experimenta, así mismo, tales variaciones que, en ocasiones se denomina desvanecimiento. Ello obliga al desarrollo de modelos estadísticos que permitan el análisis de esta variabilidad y de distribuciones estadísticas generales más utilizadas en radiocomunicaciones.

Los órganos de transmisión, recepción y antenas, constituyen positivamente a la radiocomunicación. El medio de transmisión introduce en cambio pérdidas, y diversos tipos de perturbaciones, tales como distribución, ruido e interferencias.

Debido a las características de propagación de las ondas radioeléctricas, es muy frecuente que en el receptor estén presentes no sólo las interferencias del transmisor con el que se efectúa la radiocomunicación (señal deseada), sino también diversas señales emitidas por otras causas a las que se denominan, señales no deseadas o interferentes.

Un caso de la señal no deseada, es la perturbación debida al ruido, que puede ser de origen natural (radiación de cuerpos cósmicos, ruido atmosférico) o artificial (parásitos producidos por motores, ruido originado por los sistemas de ignición de vehículos etc.).

Existe otro tipo de perturbación inducida por la propagación de la onda radioeléctrica que es la distorsión generada por anomalías en dicha propagación, por ejemplo el fenómeno de múltitrayecto. Esta distorsión puede degradar substancialmente la señal e imposibilitar la recuperación de la información, por lo que debe compensarse mediante técnicas adecuadas como son la recepción por diversidad y la ecualización.

Introducción

La teoría básica de la radiación y propagación electromagnética sirve para analizar los radioenlaces, mediante el uso de ondas de radio (hertzianas) se utilizan en las telecomunicaciones para mandar y recibir información sin hilos, de un punto remoto a otro.

La radiocomunicación puede definirse como telecomunicación realizada por medio de ondas radioeléctricas. La Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT), define las ondas radioeléctricas como las ondas electromagnéticas que se propagan por el espacio sin guía artificial y cuyo límite superior de frecuencias es especificado, por la Secretaría de Comunicaciones y Transportes (SCT).

En el trabajo se determinan los aspectos más relevantes que se requieran para conocer el cálculo de los sistemas comprendido entre los equipos transmisor y receptor. Un sistema es una combinación de dispositivos y redes que se escogen para llevar a cabo la función que se desee. Debido a la sofisticación de los modernos sistemas de radiocomunicación, rara vez se diseña "en vivo", ya que hay que hacer una gran cantidad de análisis y experimentación con subsistemas de prueba antes de construir en realidad el sistema que se desea así que las herramientas del ingeniero de Radiocomunicaciones son modelos matemáticos para las señales y los sistemas. Es importante tener siempre en mente que un modelo no es ni la señal ni el sistema, sino una idealización matemática de ciertas características que tendrán la mayor importancia para el problema que se tenga entre manos es un hecho que diferentes modelos pueden ser apropiados para resolver el mismo problema, dependiendo del aspecto particular que se considere.

Quizá se pueda obtener una mejor apreciación del paso acelerado con el que se desarrollan las Radiocomunicaciones, por medio del esquema histórico de una selección de eventos relacionados con las Radiocomunicaciones aparecen en la siguiente tabla.

- 1826 Ley de Ohm
- 1838 Samuel F. B. Morse demuestra el telégrafo
- 1864 James C. Maxwell predice la radiocomunicación electromagnética
- 1876 Alexander Graham Bell patenta el teléfono
- 1887 Heinrich Hertz verifica la teoría de Maxwell
- 1897 Marconi patenta un sistema completo de telegrafía sin hilos
- 1904 Fleming inventa el diodo
- 1906 Lee DeForest inventa el amplificador de triodo
- 1915 El Sistema Bell termina una línea telefónica transcontinental
- 1918 B.H. Armstrong perfecciona el radioreceptor superheterodino
- 1920 J. R. Carson aplica el muestreo a las comunicaciones
- 1937 Alec Reeves concibe la modulación por impulsos codificados (PCM)
- 1938 Comienzan las transmisiones de televisión

II Guerra Mundial

Se desarrollan los sistemas de radar y microondas, se aplican los métodos estadísticos a los problemas de extracción de señales

- 1948 Se inventa el transistor, Claude Shannon publica la Mathematical Theory of Communication
- 1950 Se aplica a la telefonía el múltiplex por división de tiempo
- 1956 Primer cable telefónico transoceánico
- 1960 Maiman demuestra el rayo Láser
- 1970 Lanzamiento del primer satélite de comunicación, Telstar y (1962) a Reportaje de televisión en vivo de la exploración de luna sistemas PCM experimentales, comunicaciones láser experimentales, circuitos integrados, procesamiento de las señales digitales, TV en colores
- 1970 Comunicaciones comerciales para satélite de relevo (de voz y digitales) a relaciones de señales en gigabits, integración a gran escala, realización
- 1975 de los circuitos de comunicación por medio de circuitos integrados, redes intercontinentales de comunicación por computadora.

Después de esta breve introducción e historia se pasa a considerar, los diversos componentes que forman un sistema típico de Radiocomunicaciones.

CAPITULO

I

- 1.1- OBJETIVO DE UN SISTEMA DE TELECOMUNICACIONES.**
- 1.2- CLASIFICACION DE LOS SISTEMAS DE COMUNICACION.**
- 1.3.- TIPOS DE RADIOENLACES.**

1.2 CLASIFICACIÓN DE LOS SISTEMAS DE COMUNICACIÓN

El medio de transmisión es la facilidad física usada para interconectar juntas estaciones del usuario y dispositivos, para crear una red que transporte mensajes entre las mismas.

La utilización del medio físico a utilizar depende de:

- Tipo de ambiente donde se va a utilizar
- Tipo de equipo a usar
- Tipo de aplicación y requerimientos
- Capacidad económica (relación costo / beneficio esperado)

Se dividen los medios físicos según sean terrestres o aéreos

Enlaces Físicos Terrestres

- Par de cables torcidos
- Cable coaxial de banda angosta
- Cable coaxial de banda ancha
- Fibra óptica

Espacio Aéreo

- Microondas
- Infrarrojo
- Láser
- Radiofrecuencias

PAR DE CABLES TORCIDOS

Es el medio más común, usado también en PBX (Private Branch Exchange) centrales de comunicación de voz y datos.

Sus principales características son:

- Un par puede transportar de 12 a 24 canales de grado de voz
- Son válidos en cualquier topología anillo, estrella, canal, árbol.
- Una red típica puede tener conectados con este medio hasta 1000 dispositivos del usuario.
- Alcance, hasta 3 km. dependiendo del producto.
- Permiten trabajar en HDX (Half-Duplex) o FDX (Full-Duplex).
- Ancho de banda; hasta 4 Mbps. Puede considerarse bastante limitado.
- Bajo costo puede existir una instalación en la planta
- Alta tasa de error a grandes velocidades
- Baja inmunidad al ruido, interferencia, etc.
- Requiere protección especial, blindaje, ductos, etc.

CABLE COAXIAL DE BANDA ANGOSTA (BASE BAND)

- Existen diferentes tipos de cable coaxiales.
- Transmiten una señal digital simple, en HDX (Half Dúplex)
- No hay modulación de frecuencia
- Diseñados principalmente para comunicaciones de ductos. Pero pueden acomodar aplicaciones de voz (no tiene real) tal como "voicestore & forward" y "freeze video". Se transmite la voz en forma digital
- Es un medio pasivo donde la energía es provista por las estaciones del usuario
- Uso de enchufes especiales para conexiones físicas
- Se conectan al transmisor -receptor; transeptor.
- Se usa una unidad de interconexión a la red (NIU: Network Interfaces Unit) independiente o integrada, para conectar la estación del usuario a la red .
- Con el uso de repetidores, se alargan distancias (Regeneradores de señal)
- Generalmente usado con topología de canal (bus) lineal, árbol, y raramente anillo
- Una red típica contiene 200-1000 dispositivos
- Alcance de 1 a 10 Km
- Ancho de banda 10 Mbps.
- Bajo costo, simple de instalar y bifurcar
- Poca inmunidad a los ruidos. Puede mejorarse con filtros
- El ancho de banda puede transportar solamente un 40% de su carga para permanecer estable.

CABLE COAXIAL DE BANDA ANCHA

- Es el mismo usado en redes de televisión por cable
- Se usa FDM (Frequency División Múltiplex)
- Se combina voz y vídeo en tiempo real
- La señal en el cable es en modo analógico de radio frecuencia (RF) y por lo tanto los datos deben ser modulados antes de la transmisión usando un módem RF.
- Todas las señales son HDX (Half Dúplex), pero usando 2 canales se obtiene FDX (Full Dúplex).
- El cable coaxial de banda ancha se considera un medio activo ya que la energía se obtiene de los componentes de soporte de la red y no de las estaciones del usuario conectadas.
- Instalación más dificultosa que el de banda base. Componentes CATV.
- Se usan amplificadores y no repetidores (generadores)
- Debido a las amplificaciones y al alto número de canales, se puede conectar hasta 25,000 dispositivos con un alcance de 5 km.
- Topología: canal árbol
- Ancho de banda máximo: 400 Mhz. Puede transportar el 100.% de su carga
- Mejor inmunidad a los ruidos que el de banda base
- Es un medio resistente que no necesita conducto
- Su costo es alto se necesitan módem en cada estación del usuario, lo que aumenta aún más su costo y limita las velocidades, etc.

1.3 TIPOS DE ENLACES

FIBRAS OPTICAS

- Consiste en un núcleo central muy fino, de vidrio o plástico, que tiene un alto índice de refracción.
- Este núcleo es rodeado por otro medio que tiene un índice algo más bajo, que lo aísla del ambiente.
- Cada fibra provee un camino de transmisión único de extremo a extremo, unidimensional.
- Pulsos de luz se introducen en un extremo, usando un láser o led. La reflexión de los pulsos es la forma de transmisión de los datos.
- La transmisión es generalmente punto a punto, sin modulación.
- La fibra óptica no es afectada por interferencia eléctrica, ruidos, problemas energéticos, temperatura, radiación o agentes químicos.
- El ancho de banda es mucho más alto que con cualquier otro medio. Actualmente 50 Mbps a 10 km. Experimentalmente 1 Gbps.
- Se pueden transmitir datos, voz y vídeo.
- El cable es altamente confiable. Es muy difícil de bifurcar. Muy poca pérdida de señal.
- Físicamente la fibra es muy fina, liviana, durable y por lo tanto se instala en muy poco espacio.
- Sin embargo, todavía es muy cara
- Su capacidad multipunto es muy baja.
- Topología: anillo, estrella.
- Cantidad máxima de nodos por enlace: 2 (experimentalmente 8).
- Alcance 10 Km.
- Requiere un mantenimiento sólo realizable por personal entrenado.

PARAMETROS CARACTERISTICOS DE LAS FIBRAS OPTICAS

Así como hablaremos de ciertas características básicas para los cables, como medios de transmisión, en el caso de las fibras existen algunos parámetros que determinan las propiedades de las mismas.

Estos parámetros son:

- Atenuación
- Ancho de banda
- Apertura numérica.
- Perfil del índice de refracción
- Dimensiones geométricas

ATENUACION

Se opone al desplazamiento de una onda, haciéndole perder energía. Los factores que producen atenuación en la fibra óptica se dividen en intrínsecos y extrínsecos. Los intrínsecos serían:

- Absorción del material (Banda del infrarrojo y ultravioleta, del radical OH; defectos.)
- Esparcimiento del material (Dispersiones de Rayleigh y Mie).
- Flujo evanescente o/y modos fugado.
- Esparcimiento de las guías de ondas (Defectos geométricos y de perfil de índice de refracción).

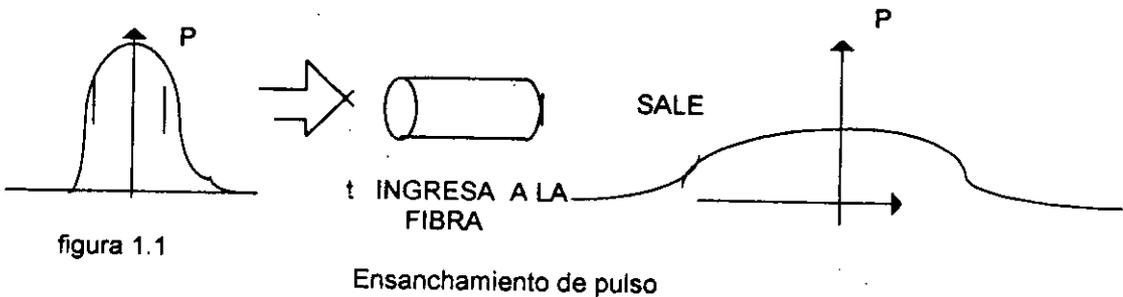
Los extrínsecos:

- Deformación mecánica (curvaturas y microcurvaturas).
- Radiación nuclear.

Mucho se ha avanzado últimamente en la eliminación de impurezas para reducir la absorción de potencia. (Disminución de atenuación de 20 dB en 1970 a menos de 0.16 dB / Km. en 1983).

Ancho de banda

Hemos mencionado que las fibras transmiten información de tipo digital. Cuando un pulso de la luz viaja por la fibra, se ensancha por factores propios de la transmisión.



La velocidad de los bits a la entrada de la fibra depende de la dispersión modal. Este ensanchamiento es el que limita la velocidad de la transmisión, dado de que es necesario separar más los pulsos para poder distinguirlos. Una simple ecuación relaciona el ancho de banda (AB) con el ensanchamiento del pulso (Δt), medido a mitad de altura.

$$AB = \frac{0.44}{\Delta t}, \text{ Medido en Mhz por Km.}$$

donde Δt = ensanchamiento del pulso

Apertura numérica

La apertura numérica se define como la mitad del ángulo sólido dentro del cual un haz de luz incidente de la fibra logra la condición de reflexión total interna (RTI).

Un rayo de luz que viaja por un medio con un índice de refracción n_1 (núcleo) mayor que n_2 (índice del recubrimiento), al llegar a la frontera de los medios, se refracta de manera que se cumple la ley de Snell.

Perfil del índice de refracción

Las fibras ópticas se construyen usando dos cilindros coaxiales de sílice, donde el del centro tiene una pureza muy elevada. Para que la luz se propague por este medio, debe darse que el núcleo tenga un índice de refracción $n_1 > n_2$, siendo n_2 el del cilindro exterior.

MICROONDAS

En un sistema de microondas se usa el espacio aéreo como medio físico de transmisión.

La información se transmite en forma digital a través de ondas de radio de muy corta longitud. Pueden direccionarse múltiples canales a múltiples estaciones dentro de un enlace dado, o pueden establecerse enlaces punto a punto.

Las estaciones consisten de una antena tipo plato y de un circuito que interconectan la antena con la terminal del usuario.

Cuando el sistema de microondas pertenece a la compañía de teléfonos, parte de la red telefónica por cables intervienen en el circuito.

Dependiendo de su país y de su legislación, a veces es necesario obtener una licencia especial para uso privado y esto puede constituirse en un contratiempo. También puede decirse que por el momento, los componentes resultan bastante costosos y no están disponibles fácilmente.

La transmisión es en línea recta y por lo tanto se ve afectada por accidentes geográficos, edificios, bosques, mal tiempo, etc. El alcance promedio es de 40 Km, en la Tierra.

Una de las ventajas importantes es la capacidad de poder transportar miles de canales de voz a grandes distancias a través de repetidoras, a la vez que permiten la transmisión de datos en su forma natural.

Tres son las formas más comunes de utilización en redes de procesamiento de datos.

- redes entre ciudades, usando la red telefónica pública (en muchos países latinoamericanos está basada en microondas) con antenas repetidoras terrestres;
- redes metropolitanas privadas y para aplicaciones específicas;
- redes de largo alcance con satélites.

En las redes intraciudades, se instalan antenas para un grupo de dispositivos en los puntos altos de la misma: edificios, cerros, etc.

En el caso de utilización de satélites, las antenas emisoras, repetidoras o receptoras pueden ser fijas (terrenas) o móviles (barcos, etc.).

INFRARROJO

El uso de la luz infrarroja se puede considerar muy similar a la transmisión digital con microondas.

El haz infrarrojo puede ser producido por un láser o un LED. Los dispositivos emisores y receptores deben ser ubicados "a la vista" uno del otro.

Velocidades de transmisión de hasta 100 kbps pueden ser soportadas a distancias de hasta 16 km. Reduciendo la distancia a 1.6 Km., se puede alcanzar 1.5 Mbps.

La conexión es un punto a punto (a nivel experimental se practican otras posibilidades). El uso de esta técnica tiene ciertas desventajas. El haz infrarrojo es afectado por el clima, interferencia atmosférica y por obstáculos físicos. Como contrapartida, tiene inmunidad contra el ruido magnético o sea, la interferencia eléctrica.

Si bien existen varias ofertas comerciales de esta técnica, su utilización no está muy difundida en redes locales, tal vez por sus limitaciones en la capacidad de establecer ramificaciones en el enlace, entre otras razones.

RUIDOS

Hemos hablado de los límites físicos de transmisión los cuales no son perfectos, sino que algunos de ellos son muy afectados por los ruidos.

Los ruidos son importantes en las comunicaciones de datos porque ellos son causa de errores de transmisión.

Comentaremos dos tipos de ruidos:

- Ruidos aleatorios
- Ruidos de impulsos

Dos tipos de distorsión:

- Atenuación
- Ecuilización y los ecos

Ruido aleatorio, blanco o gaussiano

Este ruido se extiende al azar sobre el espectro de frecuencias. Es causado por la actividad molecular del medio a través del cual el mensaje es transmitido.

La forma de corregir este efecto pernicioso, es ajustando la relación SEÑAL / RUIDO a un nivel suficientemente alto, como para que el ruido de fondo no sea detectado o pueda ser fácilmente filtrado.

Ruido de impulso

Causado por actividad eléctrica, llaves defectuosas, iluminación, etc.

Es la causa principal de los errores de transmisión y se corrige con un buen aislamiento y el uso de equipo no defectuoso.

Ruidos y protección de los cables

La siguiente figura 1.2 muestra la susceptibilidad a los ruidos de los tres tipos de cables mencionados: par coaxial angosto, coaxial ancho.

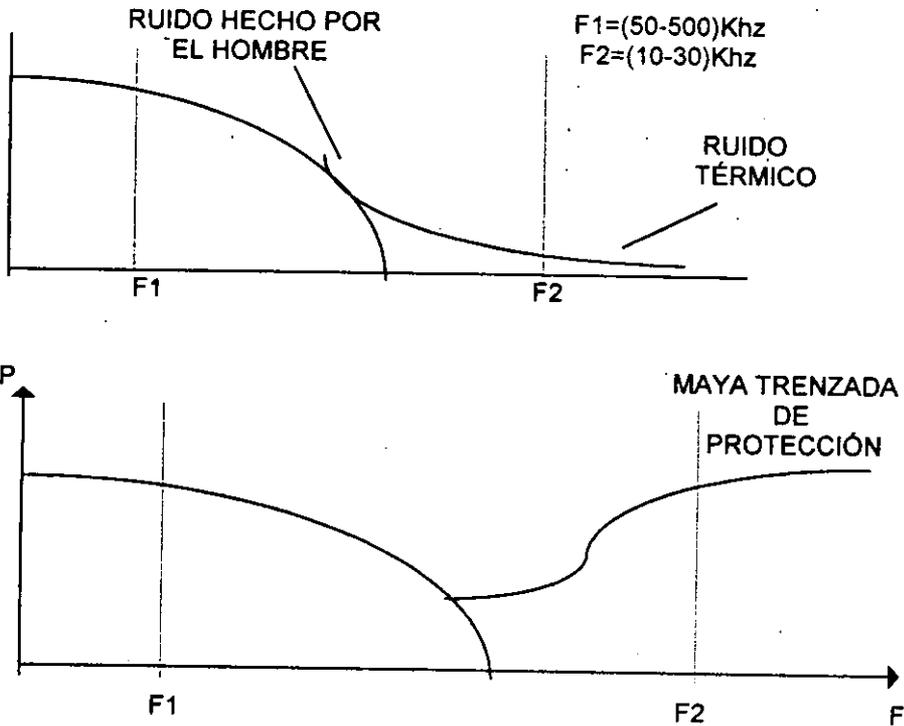


figura 1.2

Transmisión contra error v&s. error

En la siguiente figura 1.3 ejemplifica la forma en que la velocidad de transmisión afecta a la confiabilidad de la transmisión.

Como se muestra, a más alta velocidad de transmisión, resulta más probable que nuestros datos se vean afectados. Un ruido simple puede destruir toda una secuencia de bits.

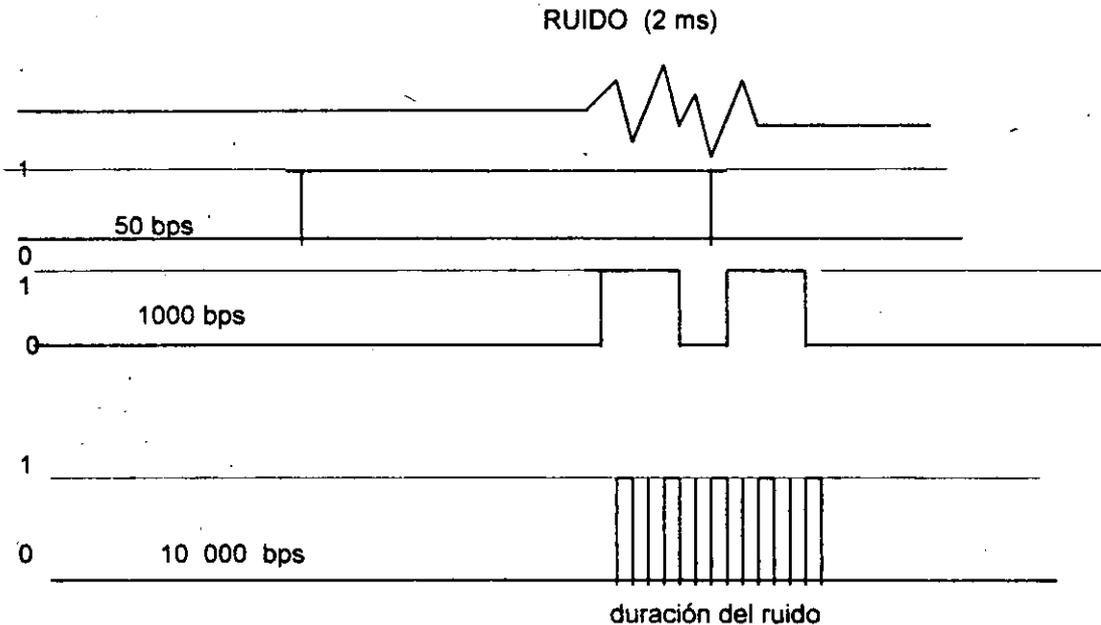


figura 1.3

50 bps \rightarrow 20 ms / bit $\rightarrow P_e = 1 / 10$, donde P_e = duración del bit

1000 bps \rightarrow 1 ms / bit \rightarrow alta probabilidad de error de uno o más errores

10,000 bps \rightarrow 0.10 ms / bit \rightarrow 20 bit / 2ms, muy alta probabilidad de uno o más errores.

ATENUACION

Uno de los mayores problemas de las transmisiones analógicas es la pérdida de amplitud en la señal a medida que crece la distancia de propagación.

Estas pérdidas aumentan a mayor frecuencia. Una de las razones principales de tales pérdidas, es la capacitancia que se crea entre dos circuitos, cuando la corriente fluye a través de los mismos.

si $RC = LG$, Resistencia x Capacitancia = Inductancia x Reactancia del circuito.

Si de hecho ésta relación se mantiene, la pérdida por atenuación será minimizada.

Sin embargo, la capacitancia causa que el lado izquierdo de la ecuación sobrepase el derecho. Incrementando la Inductancia, se corrige el efecto.

Esto se lleva a cabo insertando "bobinas de carga" en la línea, en los casos en que la distancia entre amplificadores sea mayor de 3-4 km. Estas bobinas son diseñadas para minimizar la distorsión por atenuación, solamente por encima del ancho de banda del canal de voz.

ECOS

Algunas compañías telefónicas proveen un servicio al suscriptor a través de dos, hilos pero usan convertidores 2-4 y transmiten las señales por "troncales" de 4 hilos. En el otro extremo del circuito, ocurren discrepancias en los valores de impedancia que causan el surgimiento de ecos, que retoman en dirección opuesta

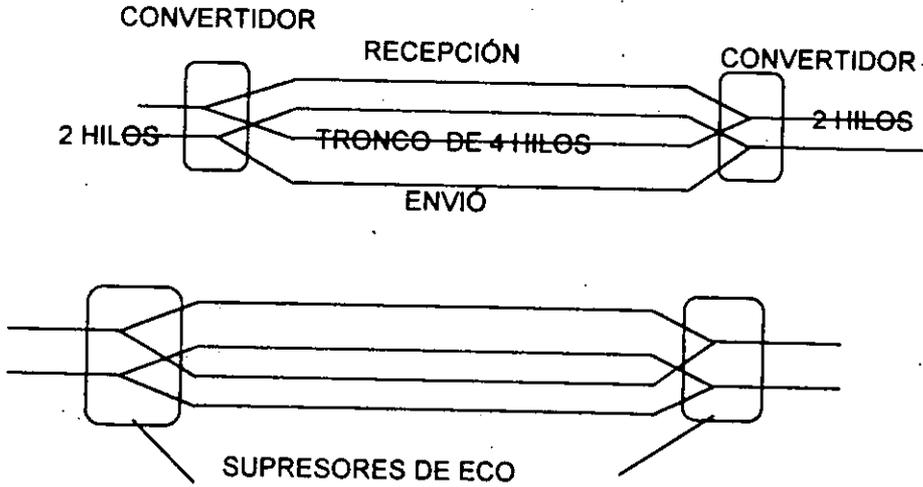


figura 1.4

CAPITULO

II

2.1- ESTRUCTURA BASICA DE UN RADIOENLACE

2.2- RADIOENLACES ANALOGICOS Y DIGITALES.

2.3- REPETIDORES ACTIVOS Y PASIVOS.

2.1 ESTRUCTURA BÁSICA DE UN RADIOENLACE DIGITAL.

Los elementos fundamentales de un sistema de comunicaciones son:

El transductor, el transmisor, un canal de comunicación, el receptor, y otro transductor en la recepción

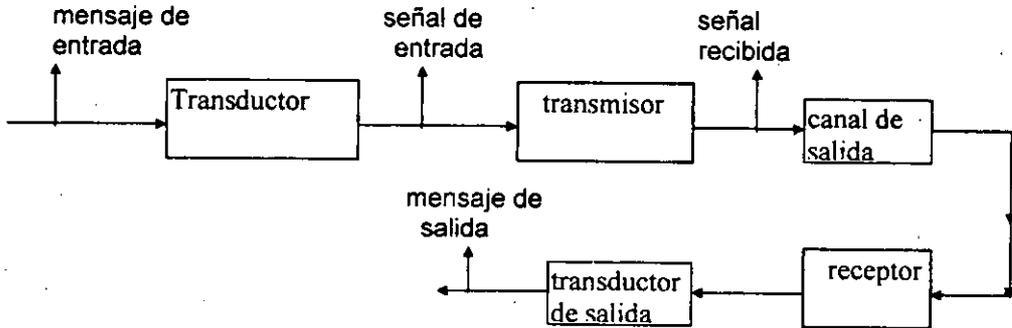


figura 2.1

El transductor se encarga de convertir en una señal el mensaje recibido, sea una corriente o un voltaje (una magnitud eléctrica variable) cuando se trata de transmitir y una para el caso de recepción, el transductor convierte la señal de salida a la forma apropiada del mensaje.

El transmisor pasa el mensaje al canal en forma de señal.

El canal de comunicación o medio es el enlace eléctrico entre el transmisor y el receptor, siendo el punto de unión de la fuente y el destino.

El receptor extrae del canal la señal deseada y la entrega al transductor de salida. Un sistema de microondas se puede explicar mediante la sig. Fig. 2.2.

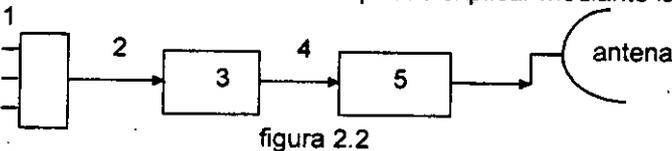


figura 2.2

- 1) Son los osciladores ó filtros, dependiendo si se trata de transmisión o recepción
- 2) Es la banda base o señal de información que se da de límite por norma.
- 3) Es el módem.
- 4) En esta parte se localiza la frecuencia intermedia (FI) y la frecuencia modular (FM)

5) Es la radiofrecuencia (equipo de radio).

Los sistemas de microondas se clasifican por su orden de antigüedad en:

- a) Sistema troposférico.
- b) Sistema por línea de vista.

El sistema troposférico está formado por dos estaciones transceptoras (que puede recibir y transmitir simultáneamente) y la capa troposférica es utilizada como repetidor pasivo. La distancia recomendada entre estaciones debe ser entre 75 y 100 km. Para un enlace confiable. La potencia que se maneja en este tipo de enlaces es aproximadamente de 10 a 25 kw. Y se han venido sustituyendo por enlaces mediante satélites.

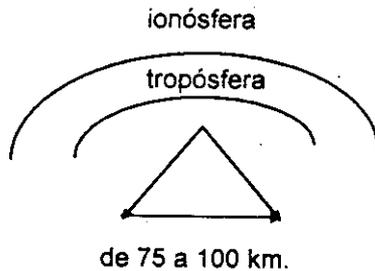


figura 2.3

A) Sistema troposférico

Se considera como tropósfera la región de la atmósfera adyacente a la tierra y que se extiende hasta unos 10 kilómetros de altura. La temperatura de la tropósfera disminuye con la altura al ritmo de unos 6.5°C por kilómetro hasta un valor de unos -50°C como límite superior. Puede existir la propagación de onda más allá de la línea visual dentro de la tropósfera debida a distintos mecanismos, que pueden clasificarse como difracción, refracción normal, reflexión y refracción anormales y dispersión troposférica.

a) REFRACCIÓN NORMAL.

Una onda radioeléctrica que viaja horizontalmente en la atmósfera de la tierra sigue una trayectoria que tiene una ligera curvatura descendente, debida a la refracción de la onda de la atmósfera. Esta curvatura de la trayectoria tiene a compensar parcialmente la pérdida de señal debido a la curvatura de la tierra, permitiendo que el rayo directo alcance puntos algo más allá del horizonte visible. Este efecto se tiene en cuenta en los cálculos, empleando un radio efectivo de la curvatura de la tierra, que es algo

mayor que el real, suponiendo entonces que las trayectorias son rectilíneas (es decir sin refracción).

La refracción de una onda radioeléctrica en la tropósfera se debe a la constante dieléctrica de la atmósfera, y por tanto su índice de refracción, varía con la altura sobre el suelo.

La constante dieléctrica del aire es ligeramente mayor que la unidad, que es el valor asignado al vacío, y la presencia del vapor de agua la aumenta aún más. Por esta razón la constante dieléctrica de la atmósfera es mayor que la unidad cerca de la superficie terrestre.

La refracción normal es la que resulta de esta disminución gradual de la constante dieléctrica de la atmósfera con la altura. El índice de refracción $n = v_e$ de la atmósfera tiene un valor aproximado de 1.0003 en la superficie de la tierra.

Como estamos tratando con cambios muy pequeños de n es usual el empleo de un valor $N = (n - 1)10^6$, llamado refractividad. Esta se calculará con la relación:

$$N = \frac{77.6}{T} p + 4810 \frac{e}{T}$$

donde p es la presión total en milibares, e es la presión parcial del vapor de agua en milibares y T es la temperatura absoluta en grados Kelvin.

Tiene gran importancia, por lo que respecto a la curvatura del rayo, el gradiente de índice de refracción, es decir, la velocidad de cambio de N con la altura. Si se supone un perfil lineal de N (o sea, de gradiente uniforme) la curvatura descendente de los rayos puede ser tenida en cuenta, empleando rayos rectilíneos y un radio "efectivo" de la tierra mayor que el real.

Para una "atmósfera estándar" el factor adecuado para tener el radio efectivo de la tierra es $k = 4 / 3$, de manera que el radio efectivo de la tierra es $4 / 3$ veces el real. Los radios efectivos de la tierra se ajustarán de un modo parecido para otros índices de refracción. Se ha encontrado que existe una gran correlación entre la pérdida mensual media de transmisión y los valores mensuales medios de VN . La cantidad VN es la diferencia de los valores N_1 a la altura de un kilómetro sobre el suelo, y N sobre el propio suelo.

Esta es una cantidad que puede obtenerse directamente de observaciones con radiosondas o pueden predecirse con buena precisión de N .

Existen preparados mapas de VN para los Estados Unidos en los diversos meses del año.

La relación entre el radio de curvatura de la trayectoria y el cambio del índice de refracción con la altura se obtiene como sigue: Sea p el radio de curvatura de la trayectoria y v la velocidad de propagación a una altura H sobre el suelo.

Entonces :

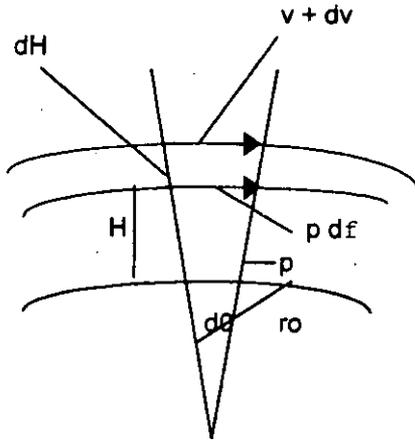


figura 2.4

$$\frac{df}{dt} = \frac{v}{p}$$

igualmente

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon_r \epsilon_v}} = k_1$$

A la altura $H + dH = H + dp$, la velocidad será

$$(v + dv) = \frac{(p + dH) df}{dt}$$

Por tanto, .

$$\frac{dv}{dH} = \frac{df}{dt} = \frac{v}{p}$$

$$p = \frac{v}{dv/dH} = \frac{k_1 \epsilon_r^{-1/2}}{-(1/2) k_1 \epsilon_r^{-1/2} \frac{d\epsilon_r}{dH}} = \frac{2\epsilon_r}{d\epsilon_r/dH}$$

Como

$$p = - \frac{2}{d\epsilon_r / dH}$$

El radio de curvatura de la trayectoria, al ser una función de velocidad de cambio de la constante dieléctrica con la altura, varía de hora en hora, día a día y estación a estación. Sin embargo, se emplea en la práctica un valor medio de cuatro veces el radio real.

A menudo es conveniente, al tratar los problemas de propagación, considerar los rayos como líneas rectas en lugar de curvas, como son en realidad, y compensar esto empleando un valor mayor para el radio efectivo de la tierra. Las relaciones adecuadas se indican en la figura 2.5 a) y b) . En la figura a) se muestra la trayectoria real sobre una tierra de radio a .

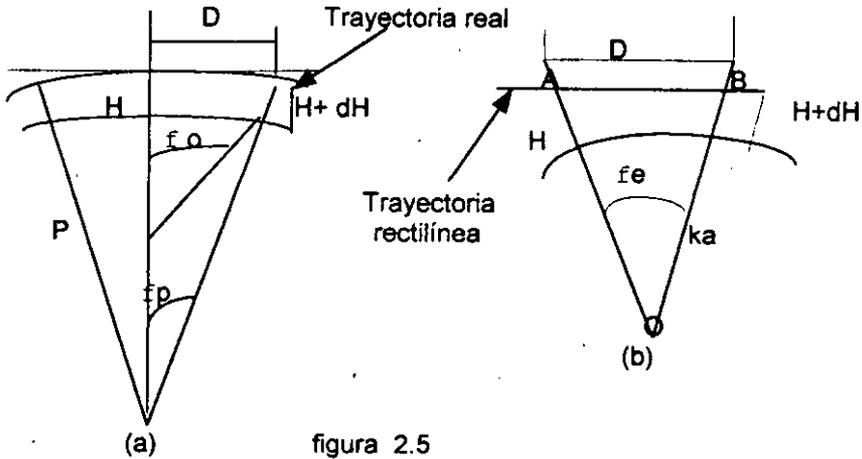


figura 2.5

Para que la trayectoria rectilínea de la figura b) sea equivalente a la indicada en la figura a) es necesario que el cambio en altura sea el mismo en ambos casos para la misma distancia horizontal D En la figura b).

$$dH = BO - AO = (ka + H) \left[\frac{1}{\cos f_e} - 1 \right]$$

Por ángulos pequeños

$$dH = \frac{ka f_e^2}{2}$$

Por tanto

$$dH = \frac{D^2}{2ka}$$

Por otra parte

$$dH = \frac{D^2}{2a} - \frac{D^2}{2p}$$

Para un radio de curvatura p , igual a cuatro veces el radio a de la tierra, el radio efectivo de la tierra es de $4/3$ veces el radio real. Empleando este radio efectivo, en lugar del real, al calcular las trayectorias de la onda de tierra, queda incorporada la curvatura sistemática de las ondas en la atmósfera, pudiéndose dibujar trayectorias rectilíneas.

b) REFRACCIÓN Y REFLEXIÓN ANORMAL.

Además de la refracción sistemática de las ondas que tiene lugar en la tropósfera en condiciones normales, hay también posibilidades de refracciones y reflexiones anormales en puntos en los que existan cambios abruptos del índice o de su gradiente. Es fácil demostrar, para una propagación en un medio dieléctrico de permitividad ϵ_1 , en el que la onda índice en el segundo medio de permitividad $\epsilon_2 = \epsilon_1 + \Delta\epsilon$, siendo $\Delta\epsilon$ su cambio en la capa de la tropósfera, para ondas polarizadas verticalmente se reduce a:

$$R_v = \frac{\Delta\epsilon}{2} - \frac{\Delta\epsilon}{4\cos^2 f_1}$$

Análogamente el coeficiente de reflexión para ondas polarizadas horizontalmente puede reducirse a:

$$R_h = \frac{\Delta\epsilon}{4\cos^2 f_1}$$

Pueden calcularse las intensidades de campos de las ondas troposféricas empleando estos coeficientes de reflexión y varias condiciones supuestas para $\Delta\epsilon$ y alturas de la capa reflectora. Estos cálculos muestran que cuando existen cambios abruptos en la permitividad de la troposfera, las reflexiones que resultan pueden producir señales utilizables a distancias considerablemente mayores que las que resultan al considerar solamente las trayectorias de la propagación de la onda de tierra.

La condición atmosférica a la que se debe la reflexión troposférica considerada es una condición anormal: hay muchos tipos diferentes de atmósferas anormales, afectando cada uno de ellos de un modo distinto a la propagación de las ondas. Ya ha sido definida la atmósfera standard sea como aquella cuya temperatura disminuye 6.5°C por kilómetro. Cuando la temperatura crece con la altura en cierto margen de alturas, se dice que existe una inversión de temperaturas. Realmente el contenido de vapor de agua de la atmósfera tiene mucho más efecto que la temperatura sobre su constante dieléctrica y sobre el modo en que afecta a las ondas radioeléctricas.

La atmósfera húmeda normal es la que tiene una presión de vapor de agua de 10 milibares al nivel del mar, disminuyendo con la altura a razón de un milibar por mil pies hasta los 10,000 pies. Si el contenido de vapor de agua por la temperatura difiere de las condiciones normalizadas aparece una propagación no standard. Los efectos que cabe esperar se estiman más fácilmente transformando los datos meteorológicos, temperatura, contenido de agua, etc., en las curvas M (modificadas). Las curvas M son las que muestran la variación del índice modificado de refracción con la altura. (La expresión modificado se refiere al hecho de haberse modificado el índice real para obtener en cuenta la curvatura de la tierra. Cuando se hace esto los rayos rectilíneos

aparecen como rayos curvados, con una curvatura ascendente, sobre una tierra plana. Este procedimiento, que simplifica los cálculos cuando deben tenerse en cuenta distintas curvaturas, es precisamente lo inverso a lo hecho anteriormente de convertir rayos curvos sobre una tierra curva en otros rectos sobre una curvatura de la tierra menor).

Cuando se dispone las curvas M es posible predecir, al menos a grosso modo, el tipo de trayectoria que puede esperarse para la transmisión. La propagación normal se presenta cuando el índice modificado de refracción aumenta linealmente con la altura. En este caso la curva M disminuye cerca de la superficie de la tierra, resultando una propagación subnormal, curvándose los rayos hacia arriba (sobre una tierra plana) más que en las condiciones normales. Si la pendiente de la curva M aumenta cerca de la superficie de la tierra, la curvatura ascendente de los rayos es menor, de modo que puede lograrse una mayor cobertura, resultando las condiciones supernormales.

Si la curva M se hace vertical (no hay cambio de índice modificado con la altura), los rayos sobre la tierra plana son rectos, pudiéndose lograr una gran cobertura.

(En estas condiciones los rayos reales tienen la misma curvatura de la tierra).

Si el índice modificado disminuye con la altura (la curvatura M se inclina a la izquierda en un margen de alturas, los rayos se curvarán hacia abajo (en una tierra plana), apareciendo la condición que se conoce como propagación canalizada. En estas condiciones la onda tiene a estar encerrada o guiada a lo largo de un conducto, como pudieran ocurrir dentro de un guía ondas con fugas. Si el lado inferior del conducto es la superficie de la tierra, se denomina conducto superficial. A veces, cuando la porción invertida de la curva M está elevada sobre el suelo, y con ello el lado inferior del conducto, éste se llama elevado. Si se eleva la antena receptora hasta alcanzar y penetrar en este conducto, la señal puede ser muy grande. Si por el contrario, la antena receptora está fuera del conducto, sea por encima o por debajo, la señal recibida puede ser muy pequeña. Los conductos elevados se deben a las grandes masas sedimentarias de aire, comunes en California meridional y ciertas áreas del Pacífico. Se encuentran en elevaciones de mil a cinco mil pies y pueden variar de espesor de unos pocos pies a un millar. Sobre el área del mar aparecen por vientos como un conducto continuo superficial de unos cinco pies de espesor. Los conductos se producen sobre zonas terrestres por el enfriamiento y radiación de la tierra.

Como en una propagación de un guía ondas ordinario hay cierta frecuencia crítica (que depende del grosor del conducto), debajo de la cual no hay frecuencias que puedan propagarse por el conducto. Como estos efectos de refracción anormal aparecen con ondas que forman un ángulo pequeño con la horizontal, es evidente que el grosor requerido para el conducto tendría que ser grande en longitudes de onda. Por esta razón es más probable que aparezca esta propagación por conducto en frecuencias ultra elevadas más que en las VHF.

Aunque este fenómeno de propagación por conducto sobre zonas del océano aparece con los vientos, se estima que sobre tierra, como en los Estados Unidos, aparece al menos el 25 % del tiempo. Como contraste, la dispersión de avance troposférico, que consideraremos seguidamente, puede dar una señal permanente y de fiar más allá del horizonte, hasta 300 o 400 millas.

DISPERSIÓN TROPOSFÉRICA.

La dispersión troposférica es otra clase más de alargamiento de la propagación troposférica. El mecanismo que la produce parece ser la dispersión y las reflexiones entre las inhomogeneidades del índice de refracción en la atmósfera, dentro del volumen común de la tropósfera ocupado por los haces transmisor y receptor (figura 2.6).

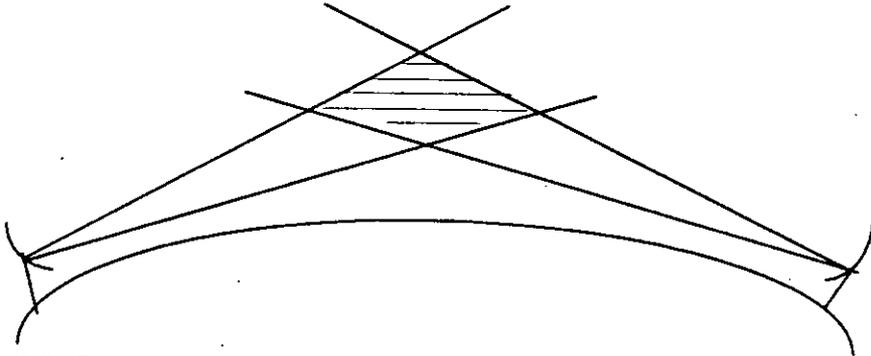


Fig. 2.6 Dispersión en el volumen con los haces transmisor y receptor

En distintas teorías que se han desarrollado sobre la dispersión, la señal recibida se atribuye a una dispersión en anillos de la atmósfera debido a su turbulencia, o inversamente a reflexiones no correlacionadas entre distintas capas de extensión limitada y aspecto arbitrario. Las medidas han mostrado que las variaciones relativamente bruscas de la constante dieléctrica efectiva aparecen tanto en planos horizontales como verticales.

Los resultados obtenidos en la transmisión más allá del horizonte pueden resumirse como sigue. Más allá del horizonte la potencia recibida disminuye según la séptima u octava potencia de la distancia. El nivel de la señal tiene variaciones estacionales de 10 db que parecen ser proporcionales a variaciones de k , factor efectivo del radio terrestre. Además, hay un rápido desvanecimiento que es esencialmente aleatorio, y cumple la distribución de Rayleigh. Aunque las pérdidas de transmisión aumentan ligeramente con la frecuencia, el margen de frecuencias de 100 a 10.000 Mhz parece ser útil. Se necesita antenas de gran ganancia, pero cuando el diámetro de la antena es mayor que unas 50λ las antenas dejan de tener plena ganancia por la incoherencia de las ondas a través de su apertura.

La recepción "diversity" es casi esencial y requiere antenas separadas por lo menos 100λ . La anchura de banda disponible puede ser suficiente para una transmisión de televisión en un enlace de más de 200 millas. En la fig. 2.7 se dan en función de la distancia las pérdidas estimadas básicas medias de transmisión.

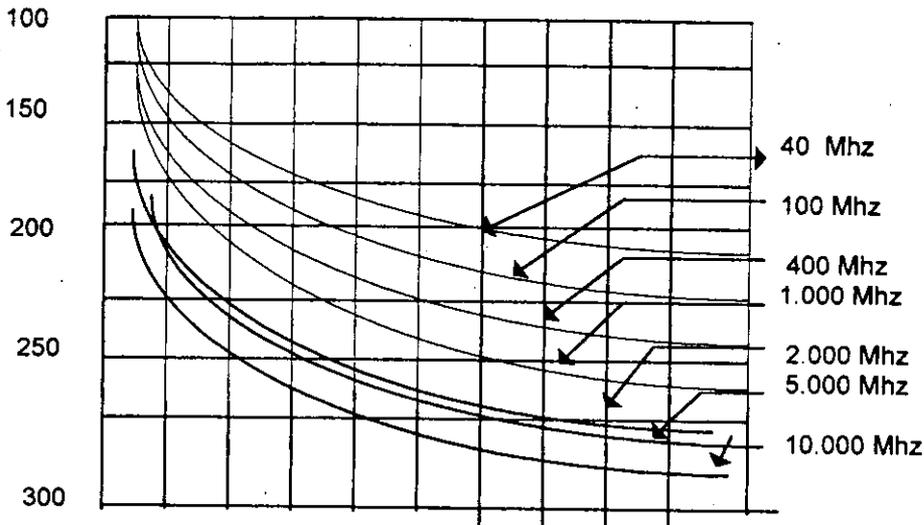


figura 2.7

Una regla "casera" para la propagación troposférica por dispersión de avance ha sido dada como sigue: En un margen de 100 millas la intensidad media del campo es aproximadamente de 57 db bajo el valor que tendría en el espacio libre, apareciendo una pérdida suplementaria de un 0.12 db por milla a grandes distancias. Según el grado de fiabilidad requerido, debe contarse con un margen de tolerancia de 8 a 16 db para desvanecimientos lentos, y otro margen de 3 a 8 db para el desvanecimiento tipo Rayleigh.

Esta forma de propagación es más eficaz en márgenes o alcances hasta unas 350 millas, pero se han recibido señales de banda estrecha hasta distancias de 600 millas. En la figura 2.7 se da una indicación de las distancias que pueden alcanzarse para una transmisión de banda ancha de alta calidad para distintos tamaños de antena. Empleando las figuras 2.6 y 2.7 junto con las conclusiones de esta sección, puede estimarse la potencia y antena necesarias para establecer una comunicación de alcance muy mejorado por dispersión troposférica.

c) LINEA DE VISTA.

Los sistemas por línea de vista emplean relativamente baja potencia de transmisión para enlazar dos puntos o estaciones adyacentes.

Teóricamente un sistema por línea de vista puede extenderse sobre terreno favorable y sin barreras naturales sobre una gran distancia por ejemplo 4500 a 6000 Km, empleando muchos puntos de repetición. Sin embargo, la distancia que debe cubrir por cada saltó esta limitado a distancias cortas tales como 35 a 75 Km, para sistemas de comunicación instaladas en tierra, ya que los sistemas por línea de vista también se emplean en las comunicaciones por satélite.

En los últimos años ha surgido un desarrollo radical en los métodos de transmisión por microondas, principalmente por el empleo de satélites como estaciones repetidoras, suscitando una enorme demanda de canales de comunicación, no solamente para telefonía sino también para canales de T. V. y para sistemas de transmisión de datos. Por tal razón los sistemas de comunicación por microondas con trayectoria por línea de vista, han adquirido un lugar de considerable importancia en el campo de las comunicaciones.

El rápido incremento de los sistemas de microondas por línea de vista puede atribuirse a las siguientes características.

- 1) Una gran capacidad de canales y la versatilidad para emplear sistemas con unos pocos canales de voz o sistemas con capacidad para varios canales de televisión.
- 2) Una fácil extinción en la capacidad.
- 3) Mejor adaptación a terrenos poco accesible y a barreras naturales.

Los campos principales de aplicación para los sistemas de comunicación por línea de vista son:

- 1) Sistemas fijos "integrados" para telefonía o televisión que forme parte de redes nacionales o internacionales.
- 2) Sistemas fijos "no integrados" para telefonía o televisión los canales están conectados ocasionalmente con las redes nacionales o internacionales.
- 3) Sistemas portátiles que se emplean generalmente para propósitos de televisión comercial en eventos especiales o para usos militares, los cuales pueden interconectarse a las redes nacionales e internacionales.

Las características de propagación de las microondas por línea de vista son totalmente estables, pero se ven afectadas por temperatura y la variación de la humedad en las capas atmosféricas cercanas a la tierra, por lo cual la cantidad de desvanecimientos aumenta cuando aumenta la frecuencia.

El efecto de reflexión de la tierra es menor, cuando aumenta la frecuencia, debido a que la primera zona de Fresnell es pequeña.

Este trabajo es uno de los más considerados por línea de vista.

Haciendo referencia a la fig. 2.1 al inicio del capítulo vemos que para un enlace de microondas son necesarios; un multiplexor, un módem y un equipo de radio.

El multiplexor se encarga de acomodar en un determinado ancho de banda los diferentes canales telefónicos que desean comunicarse a larga distancia.

El módem tiene la finalidad de modular (variar sistemáticamente una señal llamada portadora) o remodular (para detectar la señal de información) la señal dependiendo si se trata de transmisión o recepción respectivamente.

El aparato de radio tiene la finalidad de transmitir o recibir la radiofrecuencia por medio de una antena, la cual emite o capta la señal a través del espacio libre.

Para interconectar los servicios entre los diferentes centros de trabajo de Petróleos Mexicanos se cuenta con una red de microondas integrada por dos sistemas especiales. "Sistemas de microondas Troncal Ductos Sur-Centro" y "Sistema

microondas Troncal Ducto-Golfo", los cuales reciben estos nombres por seguir una ruta paralela a los sistemas de ductos respectivos. El primer sistema cuenta 47 estaciones en una longitud de 1740 Km tiene una capacidad de 2464 canales telefónicos.

Este sistema enlaza instalaciones industriales y centros administrativos en la ruta Ciudad Pemex - México - Salamanca (CPMS).

El segundo consta de un total de 75 estaciones a lo largo de 1812 km. y su capacidad es de 2100 canales telefónicos.

Este sistema enlaza centros administrativos e industrias de la ruta Cactus -Chiapas - Veracruz, Veracruz - Poza Rica ,Veracruz - México, D.F. - Poza Rica , Veracruz - CD. Madero, Tamaulipas - Reynosa ,Tamaulipas - Cadereyta , N.L.

Y como ramales secundarios de estos sistemas, se encuentran enlaces a baja capacidad (hasta de 48 canales telefónicos) llamados multicanales, que se utilizan para conectar campos de explotación y centros administrativos.

El enlace que analizaremos esta comprendido dentro de los llamados por línea de vista y que viene a sustituir a todos los sistemas anteriormente mencionados y es un Radioenlace Digital con el equipo de radio NEC.

d) TIPOS DE MODULACIÓN

Muchas señales no pueden ser enviadas directamente del transductor al canal de comunicación ya que no se adaptan al medio. Para esto se hace uso de una onda llamada portadora y se modifica de tal forma que sus propiedades se adaptan mejor al medio de transmisión para reproducir el mensaje, a éste proceso se le conoce como modulación. Podemos definir la modulación como el proceso de colocar la información contenida de una señal electrónica de baja frecuencia (señal moduladora) en una señal de alta frecuencia (señal portadora).

Existen diferentes razones para modular una señal:

- a) Por facilidad de radiación
- b) Para reducir el ruido y la interferencia
- c) Por asignación de frecuencias
- d) Para la multicanalización
- e) Para superar las limitaciones del equipo

También existen diferentes formas de modular una señal y se pueden agrupar en tres principales grupos:

- Modulación Analógica
- Modulación por Pulsos
- Modulación Digital

La modulación analógica o también llamada Onda Continua y denotado por C.W. (CONTINUE WERE) se divide en tres grupos .

- Modulación en Amplitud
- Modulación en Frecuencia
- Modulación en Fase

Estos dos últimos agrupadas en lo que se conoce como modulación exponencial.

La modulación por pulsos, cuyo nombre se debe a que la señal portadora que maneja es un tren de pulsos, se divide en:

- Modulación por amplitud de pulsos (PAM)
- Modulación por duración de pulsos (PDM)
- Modulación por posición de pulsos (PPM)
- Modulación por pulsos codificados (PCM)
- Modulación Delta

La Modulación Digital, en la cual una señal digital se imprime sobre una onda portadora, se divide en tres formas:

- Modulación por interrupción de amplitud (ASK)
- Modulación utilizando dos frecuencias (FSK)
- Modulación por cambio de fase (PSK)

En el presente trabajo se estudiará a la Modulación digital, sin embargo no se quiere decir con esto que tanto la Modulación por pulsos como la Modulación analógica sean de menor importancia aunque esta última ya casi no se utiliza

MODULACIÓN DIGITAL

Para los sistemas digitales de comunicación que emplean canales pasabanda, resulta ventajoso modular una señal portadora con la corriente digital de datos antes de la transmisión. Las tres formas básicas de la Modulación digital correspondiente a la AM, la FM y la PM, se conocen como Modulación por interrupción de amplitud (ASK amplitude -shift keyign), Modulación utilizando dos frecuencias (FSK frequency shift keying) y modulación por cambio de fase (PSK phase shift keying) .

MODULACIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE AMPLITUD (ASK)

La amplitud de una señal portadora de alta frecuencia se alterna entre dos o más valores en respuesta al código PCM. En el caso binario, la elección habitual es el conmutador encendido apagado (abreviado a veces OOK). La onda de amplitud modulada resultante consiste en pulsos RF, que representan al binario 1, y espacios que representan al binario 0. En la figura 2.8 se muestra una onda ASK para un código PCM dado. Como en el AM, el ancho de banda básica se duplica en el ASK. Las ondas ASK para un pulso puede escribirse:

$$\phi(t) = \begin{cases} A \text{ seno } \omega t & 0 < t \leq T \\ 0 & \text{en cualquier otro caso} \end{cases}$$

La respuesta a un impulso del filtro acoplado para la detección óptima de esta onda ASK en presencia de un ruido es:

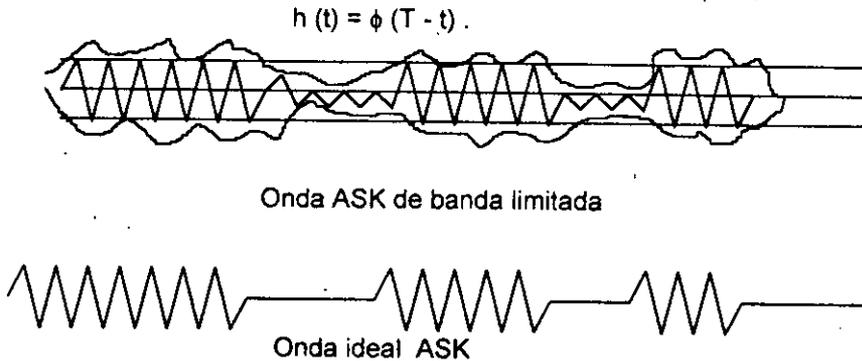


figura 2.8

La salida del filtro acoplado para la entrada $\phi(t)$ es:

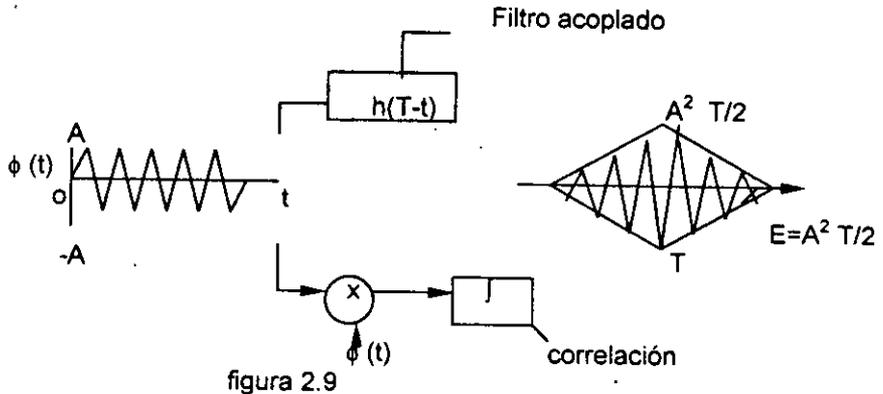
$$\begin{aligned} y(t) &= \phi(t) \phi h(t) \\ &= r \phi(T - t), \end{aligned}$$

donde $r(t)$ es la función autocorrelación en el tiempo de la señal de energía finita $\phi(t)$. El tiempo óptimo de decisión es en $t = T$, de forma que:

$$y(t) = r \phi(0) = E$$

En la figura 2.9 se muestra un esquema de la salida del filtro acoplado. La energía de la señal es:

$$E = \int_0^T A^2 \text{sen}^2 \omega_0 t \, dt = A^2 T / 2$$



DÉTECCIÓN DE FILTRO DE ONDAS ASK.

El receptor debe tomar la decisión en $t = T$ basándose en las dos probabilidades $y(T) = n_0(T)$ y $y(T) = E + n_0(T)$. Para iguales probabilidades de unos y ceros y ruido con función densidad probabilística simétrica, el umbral óptimo de decisión se ajusta en $E/2$. Por tanto, el cálculo de la probabilidad neta de error se reduce al de un sistema encendido - apagado de banda básica. Para ruido con distribución gaussiana, se halla que esto da:

$$P_e = \text{Erfc} \sqrt{\frac{E}{2n}}$$

Con el propósito de comparar con otros sistemas, la probabilidad de error se expresa en términos de la energía media de la señal por bit $E_{med} = ST$ por lo que la ecuación anterior puede escribirse como:

$$P_e = \text{Erfc} \sqrt{\frac{E_{med}}{n}}$$

La potencia media de la señal es $S = (1/2)(A^2/2)$; como antes, $N = nB$, y si se supone muestreo de Nyquist, $B = 1/(2T)$, por lo que puede reinscribirse la ecuación en términos de la razón media señal a ruido:

$$P_e = \text{Erfc} \sqrt{\frac{S}{2n}}$$

De este resultado se deduce que el sistema ASK es equivalente a un sistema encendido - apagado de banda básica en términos de la razón señal a ruido media

para una probabilidad de error dada. Sin embargo, nótese que la razón señal pico a ruido se multiplica por dos (es decir, aumenta 3 dB). La dirección por filtro acoplado del ASK esencialmente sincrónica, como se observó en la figura 2.9 anterior. Para unos y ceros equiprobables el resultado es:

$$P_e = (1/2) \exp \frac{-E}{4n} + (1/2) \operatorname{Erfc} \sqrt{\frac{E}{2n}}$$

Se halla que, para $P_e < 10^{-4}$; las razones señal a ruido son tan altas que sólo debe sacrificarse 1 dB por usar la detección de envolvente.

La densidad espectral de potencia de la ASK se centra en w_c y tiene una forma idéntica a la de la correspondiente señal apagado - encendido de banda básica. Como en el proceso de Modulación se ha duplicado el ancho de banda, la máxima eficiencia teórica de ancho de banda es 1 bps / Hz. Típicamente, los sistemas operativos utilizan dos o tres veces esta cantidad de ancho de banda.

MODULACIÓN UTILIZANDO DOS FRECUENCIAS (FSK).

En este, la frecuencia instantánea de la señal portadora se alterna entre dos (o más) valores en respuesta al código PCM. La figura siguiente 2.10 (a) muestra una señal FSK idealizada correspondiente al código PCM. Esto sugiere que la onda FSK puede considerarse compuesta por dos ondas ASK de diferentes frecuencias portadoras, como se muestra en la figura 2.10 (b).

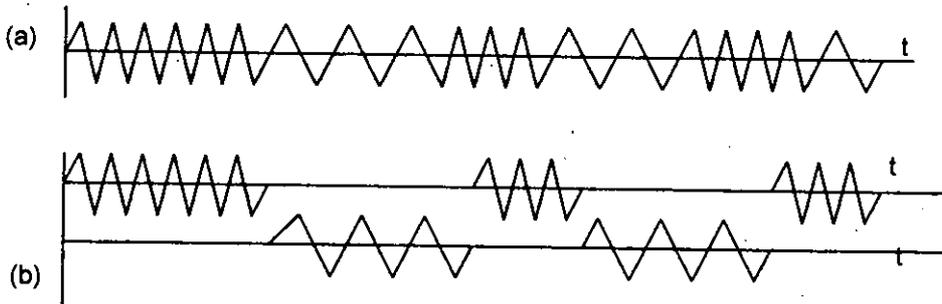


Figura 2.10 (a) Onda FSK idealizada y (b) su descomposición en dos ondas ASK.

Por lo tanto, para enviar cualquiera de los símbolos binarios pueden elegirse dos ondas:

$$\phi_1(t) = \begin{cases} A \operatorname{sen} m\omega t & 0 < t \leq T \\ 0 & \text{en cualquier otro caso} \end{cases}$$

$$\phi_2(t) = \begin{cases} A \operatorname{sen} n\omega t & 0 < t \leq T \\ 0 & \text{en cualquier otro caso} \end{cases}$$

Las dos ondas recibidas son ahora diferentes, por lo cual se usan dos filtros acoplados.

En la siguiente figura 2.11 se muestran dos posibles receptores con filtro acoplado para FSK.

La energía media por dígito binario es

$$E = \int_0^T A^2 \sin^2 \omega t \, dt = A^2 T/2.$$

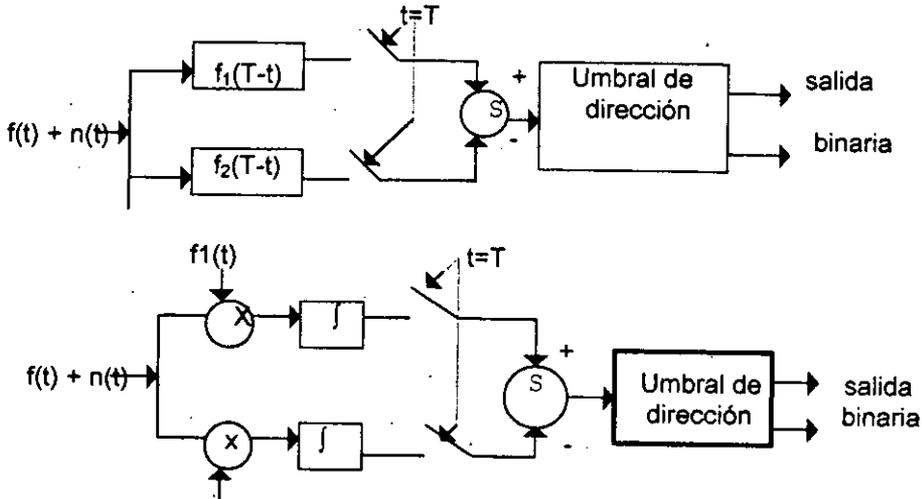


figura 2.11 Dirección de ondas FSK con filtro acoplado

Si existe una frecuencia de la señal en ausencia de ruido, se supone que la salida de un filtro acoplado es cero y la del otro es E . Inversamente si está presente la segunda frecuencia de la señal, la salida del primer filtro es cero y, debido a la sustracción la salida neta es $-E$.

Esto podría parecer análogo al caso polar de banda básica, de no ser por el hecho de que los voltajes de ruido se restan a las salidas de los dos filtros acoplados. Si se supone que la respuesta de frecuencias de los filtros no se solapan, los voltajes de ruido de salida son estadísticamente independientes y se suman con base en la potencia (cuadrática media). Si las bandas de los dos filtros son iguales (lo usual), la varianza puede duplicarse por $\sigma_n^2 = nE/2$ a $\sigma_n^2 = nE$. Para ruido de distribución gaussiana y unos y ceros equiprobables, se obtiene:

$$P_e = \text{Erfc} \sqrt{\frac{E}{n}}$$

donde E es la energía por dígito binario. Por tanto, sobre una base señal a ruido promedio, la probabilidad de error en el FSK es igual que en el ASK. Por otra parte,

para los mismos requisitos de potencia pico, el FSK tiene una ventaja de 3 dB sobre el ASK debido a que este está apagado aproximadamente la mitad del tiempo.

Como ya se apuntó, la dirección de filtro acoplado es en realidad sincrónica. Esto requiere de la sincronización tanto en frecuencia como en fase de dos osciladores, uno a cada frecuencia de la señal. La gama de frecuencias para cada lazo se restringe y el filtro pasa bajos es lo bastante estrecho como para que los osciladores de voltaje controlado (VCO) no cambien apreciablemente de frecuencia durante una pausa. A menudo un lazo cerrado de fase se ajusta para que siga la frecuencia de entrada.

La FSK no coherente causa un costo S/N no mayor de 1 dB sobre el de la FSK ortogonal con detección coherente para razones de error importantes. Es una elección frecuente en sistemas operativos. Con este método, el espacio de frecuencias -para evitar un traslape significativo de los pasa banda de los dos filtros -deben ser, por lo menos, $2 \Delta f T = 1$, donde $2 \Delta f$ es la diferencia entre las dos frecuencias utilizadas y T la duración del símbolo. Otro posible método es usar un discriminador para convertir las variaciones de frecuencia en variaciones de amplitud, seguido de una detección de envolvente. Este segundo método suprime la restricción del primero a $2 \Delta f T$, pero tiene un rendimiento algo más pobre. Aún hay otro método que es el uso de un detector de cruces de cero, que también tiene un rendimiento ligeramente más pobre. El ancho de banda total de la transmisión FSK depende de la separación de frecuencias usada. Para ver esto, ambas frecuencias de la señal se refiere a una frecuencia central por lo que la señal modulada puede expresarse como:

$$\phi(t) = A \sin \left\{ \int_0^t [w_c + (\Delta w) p(t)] dt \right\}$$

donde $2 \Delta w = (m-n)w_0$ y $p(t)$ es una función binaria de conmutación cuyos posibles estados son $+ - 1$ en $(0, T)$. Para el caso de unos y ceros alternos, $p(t)$ es una onda simétrica cuadrada. Se puede mostrar fácilmente que la separación de frecuencias mínima es de que por lo menos haya una diferencia de medio ciclo en el intervalo de un bit entre las dos a frecuencias de señalización para que $\phi_1(t)$, $\phi_2(t)$ sean ortogonales en $(0, T)$.

Para sistemas pasa banda en los que $w \gg \Delta w$ y $wT \gg 1$ es:

$$P = \text{Erfc} \sqrt{[1 - \text{Sa}(2\Delta w T)] E/n}$$

El factor entre coherentes es máximo cuando $(2\Delta w T) = (3\pi)/2$, de forma que la separación de frecuencias $2\Delta f$ para una probabilidad de error mínima requiere unos tres cuartos de una diferencia de ciclo en un intervalo de señalización T (es decir, $(2 \Delta f T) = (3/4)$). Con este valor, se halla que el factor entre coherentes da $1 + 2/(3\pi) = 1.21$ o:

$$P_e = \text{Erfc} \sqrt{\frac{E}{1.21 n}}$$

Los sistemas de FSK coherentes pueden aprovechar estos 0.8 dB adicionales de S/N efectiva, pero la condición de ortogonalidad $\Delta f T = m$ (siendo m un entero).

La derivación de la densidad espectral de potencia de la FSK para entrada de ondas aleatorias es bastante complicada. Para valores bajos de $2 \Delta f T$, la densidad espectral de potencia tiene un sólo pico. A medida que aumenta $2\Delta f T$ el pico central disminuye y

empiezan a aparecer picos cerca de las frecuencias de desviación $f_c \pm \Delta f$. Para valores aún mayores de $2 \Delta f T$, la densidad espectral de la potencia de la FSK tiende a dos grupos espectrales separados identificables centrados en $f \pm \Delta f$. La densidad espectral de potencia es continua para entradas de ondas binarias aleatorias, excepto que contendrán impulsos si $2 \Delta f T = m$, siendo m un entero. En el caso particular $2 \Delta f T = 1$, el 50 % de la potencia total de la onda FSK está en componentes de línea a las dos frecuencias transmitidas, por lo que esta opción se evita generalmente para evitar la posible interferencia intercanal.

Los sistemas proyectados para los menos costosos receptores no coherentes utilizan $2 \Delta f T > 1$, mientras que los proyectados originalmente para la detección coherente usan a menudo valores en el intervalo $1/2 < 2 \Delta f T < 1$ para obtener cierta ventaja en S/N y minimizar el ancho de banda necesario.

Podría parecer tentador tratar de aproximar el ancho de banda requerido para la FSK utilizando las aproximaciones descubiertas en la modulación de frecuencia. Recordando que en la modulación analógica, el ancho de banda de la señal modulada no es menor que el ancho de banda bilateral de la señal moduladora y que el ancho de banda de una señal de frecuencia modulada es igual o mayor que el de una señal de amplitud modulada. Sin embargo, en la modulación digital, ninguna de estas conclusiones es necesariamente válida, por lo que se debe ser cauto al aproximar el ancho de banda requerido para la FSK. Para $2 \Delta f T > 1$, puede obtenerse una aproximación tosca del ancho de banda usando la regla de Carson con $f_m = 1/T$. Sin embargo, para $2 \Delta f T < 1$, el ancho de banda requerido, aunque siempre será mayor de $2 \Delta f$, puede ser menor que el ancho de banda bilateral de la señal moduladora. Estos son anchos de banda de predetección. Un ancho de banda de postdetección puede estrecharse hasta el orden de $1/T$.

Como es relativamente eficiente en términos de los requerimientos de potencia pico y también relativamente simple de construir, la FSK se utiliza casi universalmente para módem de baja velocidad. Para la señalización binaria de hasta 300 bps en los canales telefónicos comerciales, las frecuencias de transmisión usualmente elegidas son 1070, 1270 Hz y 2025, 2225 Hz. El uso de dos pares de frecuencias permite la operación dúplex total en un canal telefónico. Para módem que operan a 1200 bps en canales telefónicos, las frecuencias de transmisión son 1200, 2200 Hz y sólo pueden transmitir en modo semidúplex. Los módem FSK destinados a la transmisión de datos hasta 1800 bps se utilizan a veces, pero generalmente requieren de líneas telefónicas condicionadas.

Es fácil imaginar dos osciladores que se conmutan en respuesta a una entrada binaria, pero en sistemas operativos, es más frecuente la aplicación de una onda binaria a la entrada de un oscilador de voltaje controlado (VCO), haciendo que la frecuencia de la salida del oscilador varíe en respuesta a la entrada. En los tiempos de conmutación, ambos métodos tienen transiciones de fase súbita, de magnitud aleatoria, que pueden controlarse filtrando y limitando la amplitud. Una alternativa al último método es limitar la banda de la entrada al VCO.

El FSK no es realmente modulación en frecuencia y, de hecho, es más similar a la AM. Por tanto, no produce la reducción de ruido de la banda ancha asociada usualmente con la FM. Toda reducción de ruido proviene de la codificación PCM y no del conmutador de desplazamiento de frecuencia.

MODULACIÓN POR CAMBIO DE FASE (PSK)

Aunque en la característica de operación del FSK se obtuvo una distribución simétrica con respecto a cero, no pudo obtenerse el rendimiento de probabilidad de error superior del sistema polar de banda básica. Es conveniente detenerse a examinar el problema global de la detección de la PCM binaria para adquirir cierto criterio de que por qué esto es así.

El receptor óptimo para PCM binaria sólo necesita decidir sobre la diferencia entre dos posibilidades basándose en la observación en un intervalo de tiempo finito. Ahora se volverá a investigar la detección de la diferencia entre dos señales con un filtro acoplado. Primero, se hace :

$$g(t) = f_1(t) - f_2(t) \quad 0 < t < T$$

donde $f_1(t)$ y $f_2(t)$ son dos señales elegidas para transportar la información binaria, la razón señal pico a ruido correspondiente a la salida del filtro acoplado es :

$$\left| \frac{g(T)}{n_0^2(t)} \right|^2 = \frac{1}{\pi n} \int_{-\infty}^{\infty} |G(w)|^2 dw$$

La clase óptima de señales se llama antipódica; es decir, las dos señales que denotan los dos posibles símbolos de información tienen exactamente la misma forma pero polaridad opuesta. En canales invariables con el tiempo, adulterados sólo por ruido aditivo blanco gaussiano, a las señales antipódicas son óptimas en el sentido de que requieren E/n mínima para una probabilidad de error específica.

En este, la fase de la señal portadora se alterna entre dos (o más) valores en respuesta al código PCM. Para PCM binaria, es conveniente un desfase de 180° porque simplifica el diseño del modulador y por ello se emplea a menudo. Esta elección particular se conoce comúnmente como modulación inverso de fase (PSK). La onda PSK puede expresarse como:

$$\phi_1(t) = A \sin w_c t, \quad \phi_2(t) = -A \sin w_c t$$

En la figura 2.12 se muestra una onda PSK.



figura 2.12 Onda PSK.

Una representación más general de la señal para la PSK binaria (BPSK) es

$$\phi(t) = A \sin (w_c t + \Delta f p(t))$$

donde Δf es la desviación de fase pico y $p(t)$ es una función binaria de conmutación con los posibles estados ± 1 . Además es conveniente definir un índice de modulación m para la BPSK como:

$$m = \cos \Delta f$$

donde $0 < m < 1$

$$\phi(t) = mA \sin \omega_c t + p(t) \sqrt{1 - m^2} A \cos \omega_c t$$

El primer término de la ecuación es la componente portadora y el segundo la componente de modulación.

La potencia media de la componente portadora de la onda BPSK es $m^2 A^2 / 2$ y la potencia en la de modulación es $(1 - m^2) A^2 / 2$. Por tanto, la portadora tiene la fracción m^2 de la potencia total de la señal modulada. Se deduce que la componente portadora es cero en una onda PSK (es decir, en la que $\Delta f = \pi / 2$).

Para el cálculo de la probabilidad de error se hace:

$$P_e = \text{Erfc} \sqrt{2E(1 - m^2)/n}$$

Por tanto, el efecto de asignar la fracción m^2 de la potencia total transmitida a la portadora es degradar P_e en una pérdida equivalente de S/N de $10 \log_{10}(1 - m^2)$ dB.

Junto con el rendimiento superior del PSK está la desventaja de la necesidad de la detección sincrónica porque la información está en fase. Una ventaja de retener un componente portador en la onda del PSK es que se puede usar para recibir sincronización. Por ejemplo se puede usar un bucle de enganche de fase (PLL, phase-locked loop) para demodular el BPSK si está presente un componente portador suficiente. Sin embargo, esto se obtiene a expensas de la degradación de P_e a menos que se asigne más potencia al transmisor. Una reducción de Δf de 90° a 63° tendrá un costo de 1 - dB de S/N para P_e fija mientras que proporciona $m^2 = 21\%$ de la potencia total de la componente portadora para la sincronización de la portadora.

La densidad espectral de potencia de la PSK se centra en ω_c y tiene una forma idéntica a la densidad espectral moduladora de doble banda lateral.

$$S_\phi(\omega) = (1/2) A^2 T \text{Sa}^2((\omega + \omega_c) T / 2) + (1/2) A^2 T \text{Sa}^2((\omega - \omega_c) T / 2)$$

Aunque la densidad espectral de potencia de la señal PRK modulada aleatoriamente es más alta alrededor de la portadora, no hay líneas espectrales (o impulsos) a la frecuencia portadora. Por tanto, la PRK es realmente una técnica de modulación de doble banda lateral y portadora suprimida. De hecho, el modulador de fase binaria puede disponerse simplemente como un mezclador balanceado con una entrada polar binaria.

En la BPSK con $\Delta f < \pi / 2$, hay una componente portadora y por tanto, la densidad espectral tiene una línea espectral discreta (un impulso) a la frecuencia portadora. En este caso, la densidad espectral es análoga a la de la doble banda lateral con portadora, aunque la componente portadora no necesita ser grande comparada con las bandas laterales. La eficiencia teórica de ancho de banda de los sistemas BPSK es 1 bps / Hz.

Para modulación NRZ, el ancho de banda de los primeros ceros es $2/T$, que se utiliza comúnmente en el diseño de sistemas operativos.

Se han propuesto varios métodos para generar una señal portadora de referencia de una onda PRK recibida. Una posible solución es elevar al cuadrado la onda PRK de entrada.

La fase del término de doble frecuencia resultante se determina independientemente de que la fase sea 0 o $\pm \pi$ radianes. Para obtener la portadora de referencia deseada se usa un divisor de frecuencias. El divisor puede ser realizado con un bucle de enganche de fase y un divisor en el lazo de retroalimentación. El bucle cuadrático tiende a incrementar el ruido cerca del componente operador deseado de doble frecuencia, por esto se necesita un BPF muy estrecho. Por esta razón se usan bucles enganchadores de fase (PLL) o bucles enganchadores de fase controlados por cristal. La elección de la modulación NRZ es muy frecuente para los sistemas PRK. Sin embargo, si se usa NRZ, debe usarse un sistema para recobrar la sincronía de los símbolos y así regenerar la frecuencia del reloj del símbolo. Para ello puede construirse un circuito de forma similar al descrito para la recuperación de la portadora. La primera etapa en el ciclo de recobrado de la sincronía de símbolos es aplicar la corriente de bits a un circuito no lineal (por ejemplo, cuadrático). Una línea espectral discreta aparece a la razón de símbolo en la salida del circuito no lineal y puede filtrarse con un BPF o un PLL. Para demodular la corriente de bits puede utilizarse la señal de reloj del símbolo recobrando con un circuito de umbral de integración y descarga.

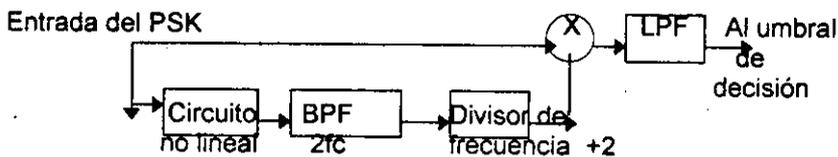


Figura 2.13 Sistema de detección PRK.

Es imposible filtrar toda la indeseada potencia de ruido en torno de la línea espectral de la referencia deseada de reloj del símbolo. Estos componentes espectrales no deseados, cerca de la frecuencia del reloj deseada son causa frecuente de la imprecisión cronométrica en la señal recobrada del símbolo del reloj. Esta imprecisión provoca una degradación del rendimiento porque el muestreo no se hace en los tiempos óptimos (es decir en la máxima apertura ocular de la corriente de bits demodulada). Además, tiende a acumularse desde los repetidores regenerativos y es un problema bastante serio en los sistemas de larga distancia, poniendo a menudo una cota superior a la distancia total de transmisión. Para ayudar a mantener una imprecisión cronométrica lo más baja posible, puede utilizarse circuitos llamados ("dejitterizer"). Como regla empírica, la imprecisión máxima permisible no debe exceder el 30 % de la duración del símbolo.

Otro método, llamado lazo de costas, utiliza tanto detectores en fase como de cuadratura para mantener el VCO centrado en la frecuencia de la portadora suprimida.

Para una entrada de la forma $p(t) \cos(\omega_c t + \epsilon)$, donde $p(t) = \pm 1$ el lazo seguirá a ϵ siendo insensible el signo de $p(t)$.

Ambos métodos tienen una ambigüedad de fase de $\pm \pi$ radianes que puede resolverse enviando un código previo conocido que establezca la identidad del estado inicial. Una alternativa es utilizar una forma modificada de la PSK llamada codificada diferencialmente (DEPSK)

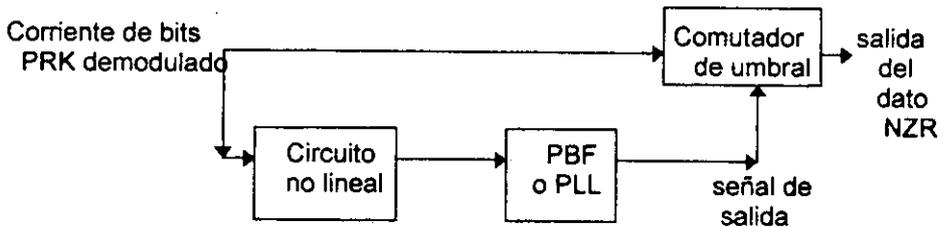


figura 2.14 Sistemas de recuperación del cronométraje del símbolo para modulación NZR.

En esta, la información se conduce por medio de transiciones de la fase portadora (por ejemplo, sin transición para un espacio y una transición de 180° para una marca). Como un error de decisión sobre el bit presente inducirá otro error en el subsiguiente, el rendimiento de la DE-PSK es algo inferior al de la PSK coherente. Los métodos anteriores pueden también extenderse a la detección de PSK multinivel.

Una manera de soslayar el problema de la sincronización es una modificación del PSK conocida como PSK diferencial (DPSK), en el cual la información se codifica usando las diferencias entre fases en dos intervalos sucesivos de bit.

Del mensaje binario de entrada en el transmisor, se genera una secuencia binaria diferencial, que tiene un dígito adicional de comienzo arbitrario y que aquí se supone que es uno. Los dígitos sucesivos del código diferencial se determinan por la regla de que no hay cambio en el estado de salida si está presente un 1, y hay cambio si está presente un 0.

En la figura 2.15 (b) se muestra un sistema para la detección de DPSK. La fase del dígito previo sirve de señal de referencia. Si las fases son iguales, ocurre una salida positiva, si difieren, la salida es negativa. En la figura 2.15 (a) se ve que esto decodifica exactamente el mensaje original. Una ventaja del DPSK es que la rapidez de señalamiento la fija el retraso empleado. Además como se determina un bit sobre la base de la señal recibida en dos intervalos sucesivos de bit, los errores de bit tienden a ocurrir en pares. La probabilidad de error de la DPSK es.

$$P_e = \frac{1}{2} \exp \frac{-E}{n}$$

Entrada del código PCM	1 0 1 1 0 1 0 0 1
Código diferencial	1 1 0 0 0 1 1 0 1 1
Fase	0 0 π π π 0 0 π 0 0

(a)

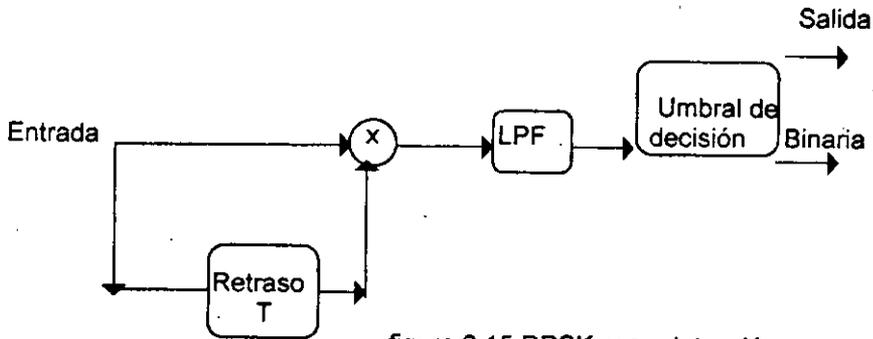


figura 2.15 DPSK y su detección

Comparado con los sistemas PSK, los que utilizan la DPSK sufren una merma de 1 dB (o menos) en la potencia de la señal para $P_e < 10^{-4}$.

COMPARACIÓN DE SISTEMAS DE MODULACIÓN BINARIA DIGITAL

Las curvas de probabilidad de error de los sistemas ASK, FSK y PSK, tal como se presentaron en las secciones precedentes, están trazadas en la siguiente figura 2.16 sobre un intervalo de razones de error de interés en sistemas operativos típicos. Este gráfico se hace contra la energía de bit E dividida entre n , la densidad espectral de potencia (unilateral) del ruido.

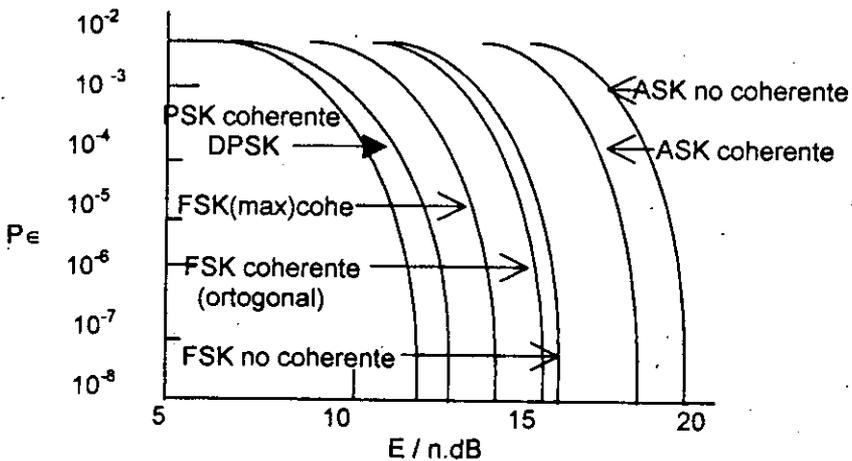


Figura 2.16 Probabilidades de error para sistemas de modulación digital binaria

En esta comparación se supone la misma potencia pico para todos los sistemas. (Si la comparación se hiciera en términos de las necesidades de potencia media, los esquemas de la ASK se desplazarían a la izquierda 3 dB y requeriría casi la misma cantidad de potencia que los esquemas FSK).

La figura 2.16 muestra que la señalización PSK coherente es la que menos potencia necesita. A continuación, en orden ascendente, están la DPSK, la FSK coherente, la FSK no coherente, la ASK coherente y la ASK no coherente. Aunque la diferencia entre algunas curvas son sólo del orden de 1 - 2 dB, en los intervalos de interés práctico, un cambio de 1 dB en la potencia de la señal provoca un cambio correspondiente aproximado del orden de magnitud de P_e .

Los transmisores de los sistemas ASK son muy fáciles de construir y tienen la ventaja de que no se transmite potencia cuando no se envían datos (si se usa un OOK). Estos sistemas se aplican en sistemas telemétricos miniatura. Una desventaja del ASK es que el umbral de decisión del receptor debe variarse con cambios en pérdidas de propagación (desvanecimiento). Normalmente, esto se maneja con un control automático de ganancia.

Los sistemas FSK, a diferencia de los ASK, operan simétricamente con respecto a un nivel de umbral de decisión cero, prescindiendo de la fuerza de la señal portadora. La complejidad del receptor depende principalmente de si se usa un método de modulación coherente o no coherente. La FSK no coherente es una elección frecuente para razones de transmisión de datos de bajas a medias, como en el teletipo. La transmisiones FSK concebidas para demodulación no coherente requieren de más ancho de banda para una razón de bits dada que las ASK o PSK. El ancho de banda de las transmisiones FSK para demodulación coherente puede hacerse tan pequeño como se desee controlando Δf . Estos últimos anchos de banda suelen ser casi iguales o ligeramente mayores que los requeridos para ASK o PSK.

Los sistemas PSK son superiores a los ASK y FSK ya que necesitan menos potencia transmitida para una probabilidad de error dada. Sin embargo, hace falta detección sincrónica y los sistemas de recuperación de la portadora son más difíciles (y por ende más costosos) de construir. Los sistemas DPSK son a menudo un buen compromiso que sacrifica algo del comportamiento en cuanto a errores pero permite un receptor más económico. Los tres métodos de modulación digital más ampliamente utilizados para sistemas de comunicación son la PSK, la DPSK y la FSK no coherente.

Ninguno de los métodos de modulación digital descritos es particularmente eficiente en términos del ancho de banda empleado. Un método que no se ha mencionado es el uso de la formación de la señal de banda básica con una modulación lineal (como la VSB). Este método proporciona un medio de modulación que economiza más ancho de banda que cualquiera de los anteriores.

La elección final del tipo de modulación digital depende de los intercambios entre rendimiento, costo, ancho de banda, etc. Además, las distorsiones de propagación (por ejemplo las distorsiones de retraso), el desvanecimiento, los espectros de ruido no blanco, el ruido no gaussiano (la interferencia) etc. pueden afectar dicha elección.

AM DE CUADRATURA (QAM) Y PSK CUATERNARIA (QPSK)

Los sistemas de modulación digital se ha considerado que sólo pueden transmitir una de dos señales posibles durante cada intervalo de señalización. Tales sistemas tienen una eficiencia teórica de ancho de banda del 1 bps / Hz. En muchas aplicaciones, un sistema de transmisión resulta más económico si, en un ancho de banda determinado,

pueden transmitirse más bits por segundo. Esto conduce al examen de métodos de modulación M - aria en los que se transmite una M posibles señales durante cada intervalo de señalización.

En el primer intento de aumentar la eficiencia espectral es utilizar el principio de la Multiplexión de cuadratura, en la que se combinan dos señales moduladas en cuadratura de fase. En la figura 2.17 se muestra un sistema básico para conseguir esto, llamado AM de cuadratura (QAM).

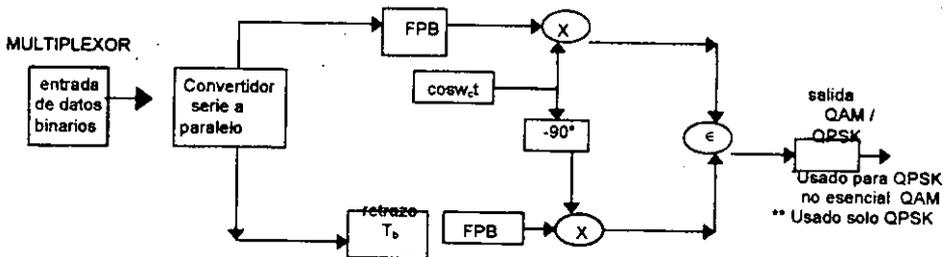


Figura 2.17

Tras la conversión de serie paralelo, se utilizan filtros pasa bajo para restringir el ancho de banda y proporcionar la forma espectral deseada. Las señales de datos I y Q se modulan por medio de DSB-SC; la señal I usando la referencia portadora en fase y la señal Q con la frecuencia portadora en cuadratura. Las señales moduladas I y Q se suman para formar la señal QAM resultante.

$$S_x(\omega) = C \left[\frac{\text{sen}(\omega - \omega_c) T_s / 2}{(\omega - \omega_c) T_s / 2} \right]^2$$

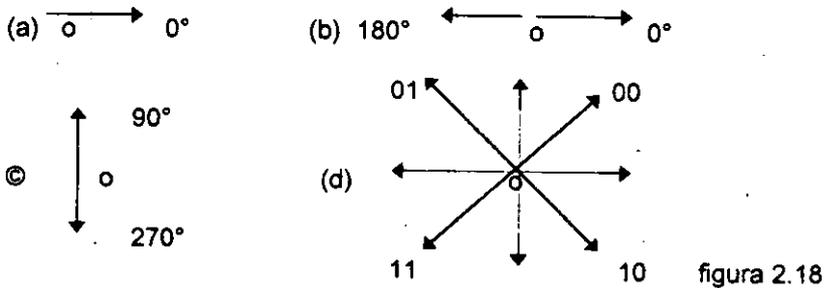
Donde C es una constante proporcional a la potencia media QAM transmitida. Como $f_b = f_b / 2$, la eficiencia de ancho de banda de la QAM es de 2 bps / Hz.

En la QPSK toda la información es conducida por la fase y es deseable una envolvente constante. Los filtros paso bajo se utilizan simplemente para restringir el ancho de banda de la corriente de datos a menos de la frecuencia portadora. La principal formación espectral en los sistemas QPSK se obtiene con un filtro pasabanda después de la suma de las señales Q e I. Una diferencia entre la QAM cuaternaria y la QPSK es que los sistemas QAM emplean filtrado de premodulación (paso- bajo) para la formación espectral, mientras que los QPSK utilizan filtrado de postmodulación (pasa banda) e intentan mantener una envolvente constante en la onda modulada. Teóricamente, ambos sistemas tienen idénticas densidades espectrales de potencia y probabilidades de error.

En la QPSK, durante cada intervalo de símbolo T_s se transmite una de cuatro posibles ondas de señal que son las siguientes :

$$\begin{aligned}
 S_1(t) &= A \cos \omega_c t \\
 S_2(t) &= -A \sin \omega_c t \\
 S_3(t) &= -A \cos \omega_c t \\
 S_4(t) &= A \sin \omega_c t
 \end{aligned}$$

Estas ondas corresponden a corrimientos de fase de 0°, 90°, 180°, y 270°. Como la señal transmitida en un sistema QPSK puede verse como la suma de dos señales BPSK en cuadratura, es razonable separar que la demodulación y la detección comprendan dos receptores BPSK, o correladores en paralelo, uno para cada portadora de cuadratura.



La figura 2.18 son diagramas fasoriales de la modulación QAM /QPSK: (a) portadora sin modular; (b) señal modulada en fase (I); (c) señal modulada en cuadratura (Q) ; (d) señal compuesta QAM / QPSK (se indican los valores del código de Gray).

Las posibles salidas del primer correlador en ausencia del ruido son:

$$y_1(T_s) = \frac{\pm A^2 T_s}{2\sqrt{2}} = \frac{\pm E_s}{\sqrt{2}}$$

donde E_s es la energía por símbolo, las posibles salidas del segundo correlador son :

$$y_2(T_s) = \frac{\pm E_s}{\sqrt{2}}$$

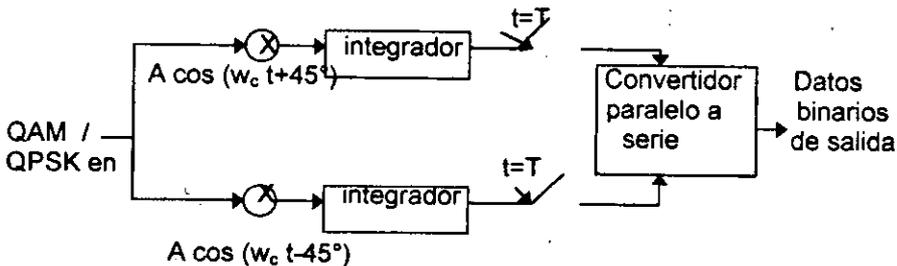


figura 2.19 Diagrama de bloques simplificado de un demodulador QAM / QPSK.

La probabilidad de error a la salida del primer correlador cuando existe ruido aditivo blanco gaussiano se calcula de la misma manera que en la PRK.

$$P_{e1} = \text{Erfc} \sqrt{\frac{E_s}{n}}$$

La probabilidad de error a la salida del segundo correlador es:

$$P_{e2} = \text{Erfc} \sqrt{\frac{E_s}{n}}$$

La probabilidad de que el receptor QPSK identifique correctamente la señal transmitida es igual las probabilidades de ambos correladores den resultados correctos, es decir :

$$P_c = (1 - P_{e1})(1 - P_{e2})$$

Como $P_{e2} = P_{e1}$. La probabilidad de error del sistema QPSK es:

$$P_e = 1 - P_c \quad P_e \approx 2 P_{e1} = 2 \text{Erfc} \sqrt{\frac{E_s}{n}}$$

La probabilidad de error de la QPSK es mayor que la de la BPSK (PRK). Si se toma en cuenta que se transmiten el doble de datos, el rendimiento de probabilidad de error es el mismo para ambos sistemas. Como puede surgir cierta confusión en el uso de E para la energía por símbolo y por bit, los cálculos de sistemas se refieren a menudo específicamente a la razón de bit, BER.

Un objetivo de la señalización QPSK es mantener una envolvente constante de la onda, dejando que la información sea conducida por la fase. Las transiciones de fase en cada mezclador de frecuencias ocurren en el intervalo del símbolo y son suavizadas por el filtro pasabanda. En la práctica, las restricciones en la realización del filtro hacen que la envolvente fluctúe durante el filtrado de esas transiciones de fase. Muchos sistemas QPSK diseñados para usarse en satélites o en la tierra, operan con etapas de salida no lineales. El amplificador no lineal reduce las fluctuaciones de la envolvente a expensas de dispersar el espectro, lo que destruye el propósito del filtro pasabanda y puede causar una interferencia inaceptable en bandas de frecuencia adyacentes.

Para reducir las fluctuaciones de la envolvente tras el filtrado algunos sistemas QPSK un retraso de un bit (T_b) en la corriente de datos de cuadratura antes de la modulación. Con este retraso, las transiciones de fase en los dos mezcladores de frecuencia se separan por $T_b = T_s / 2$ segundos. Tales sistemas se llaman QPSK de conmutación compensada (u QPSK). La transición máxima, de fase en cualquier punto de la onda OQPSK es $\pm 90^\circ$ (aunque estas transiciones pueden ocurrir dos veces más a menudo que en las ondas QPSK). La señal compuesta OQPSK tiene menores fluctuaciones de la envolvente después del filtro pasabanda. Otro método es derivar la frecuencia portadora de un múltiplo del reloj sincronizador del símbolo de forma que

los tiempos de transición de fase pueden controlarse. Este método ofrece fluctuaciones mínimas con cierto aumento en la complejidad del equipo. En resumen los sistemas QAM y QPSK tienen eficiencias de ancho de banda de hasta 2 bps / Hz. Ofrecen un atractivo balance entre razones más altas de datos con buenas características de rendimiento (una potencia aceptable contra intercambio de ancho de banda) y son de relativamente fácil conformación. Se utilizan ampliamente en la práctica para transmisión de datos a velocidad media.

FSK DE FASE CONTINUA (CPFSK) Y MODULACIÓN DE MÍNIMO CORRIMIENTO DE (MSK).

Se recuerda que en la transmisión de información, la fase de la FSK no se aprovechaba, excepto para proveer la posible sincronización del receptor con el transmisor. Ahora se muestra como se puede utilizar completamente la fase para reducir el contenido espectral fuera de banda. Para hacerlo, se controla la fase de tal manera que se evita toda discontinuidad en la señal modulada mientras se utiliza el corrimiento de frecuencia para conducir la información. Este tipo de modulación digital se llama FSK de fase continua (CPFSK). Resulta que la densidad espectral de potencia de la CPFSK disminuye a una razón proporcional, al menos, a w^{-4} lejos de la frecuencia portadora. Además, la CPFSK ofrece la posibilidad de una eficiencia teórica de banda de 2 bps / Hz. Estas ventajas se obtienen a expensas de cierto aumento en la complejidad del equipo para la modulación y la detección.

La onda CPFSK se define como:

$$F(t) = A \cos [w_c t + \gamma(t)]$$

donde la fase con respecto a la portadora, $\gamma(t)$, es una función continua del tiempo. La fase es una función lineal del tiempo en el intervalo $0 < t = T_b$.

$$\gamma(t) = \pm \Delta w t + \gamma(0) \quad 0 < t = T_b$$

La fase inicial, $\gamma(0)$, depende del desarrollo anterior del proceso de modulación y debe elegirse en forma tal que se evite toda discontinuidad.

Como este es el mínimo espaciado de frecuencias entre w_1 y w_2 que permite que las ondas de señal FSK sean ortogonales entre sí, esta selección particular de la CPFSK se llama modulación de corriente mínimo (MSK).

Para la MSK se tiene:

$$\gamma(t) = \pm \frac{P}{2T_b} t + \gamma(0) \quad 0 < t = T_b$$

Elijiendo por conveniencia $\gamma(0) = 0$, los posibles valores de $\gamma(t)$ para $t > 0$ se muestra como un diagrama de entramado de fase en la figura 2.20 para varios intervalos de bit sucesivos.

Cada línea de izquierda a derecha a través del entramado corresponde a una secuencia binaria de entrada específica. En la figura 2.20 se muestra que, sobre cada

intervalo de bit, la fase de la onda MSK se adelanta o retrasa 90° exactamente, dependiendo de si el dato en ese intervalo es 0 ó 1, con respecto a la fase portadora en el intervalo de bit precedente. Como todos los corrimientos de fase son de módulo 2π , la fase sólo puede tomar 2π , la fase sólo puede tomar los valores $\pm \pi / 2$ en múltiplos impares de T_b y sólo los valores 0, π en múltiplos pares de T_b .

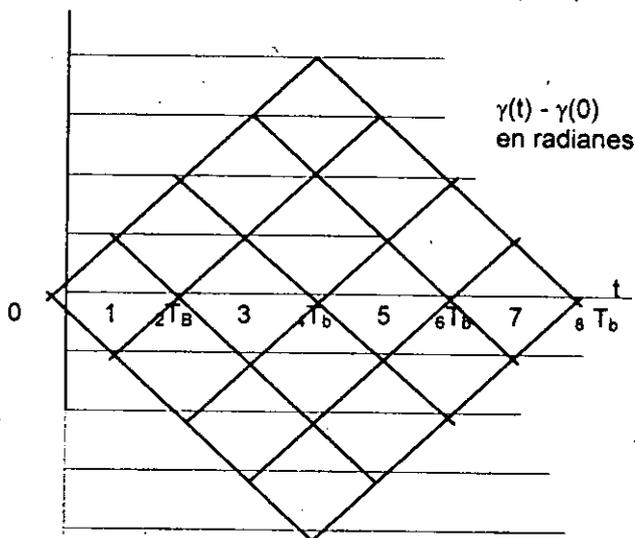


figura 2.20 Trama de exceso de fase para MSK

MODULACIÓN FSK ORTOGONAL M-ARIA

Se señalaron métodos espectralmente eficientes de modulación digital que tenían aplicación en canales de banda limitada. En esta sección, la atención se centra en la señalización M - aria ortogonal, que puede ser más útil en canales de potencia limitada para conservar la potencia transmitida a costa de mayor ancho de banda y mayor complejidad del equipo.

En una serie de señales M-arias, se transmite cada una en el intervalo $(0, T_s)$, y hace falta identificar únicamente cada símbolo en el receptor. Para hacer esto, se utiliza un conjunto de M señales ortogonales, $\phi_n(t)$. Estas señales se toman como de igual energía E_s y satisfacen la condición de ortogonalidad.

$$\int_0^{T_s} \phi_n(t) \phi_m(t) dt = \begin{cases} 0 & n \neq m \\ E_s & n = m \end{cases}$$

Aunque podría elegirse muchos conjuntos de diferentes de funciones ortogonales, interesa particularmente la conmutación de corrimiento de frecuencia y por tanto, se elige el conjunto de sinusoides.

$$\phi_n(t) = A \cos w_n t \quad 0 < t \leq T_s$$

Se requiere una separación mínima de frecuencias entre las señales $\phi_n(t)$ de

$$(w_m - w_n)_{\min} = \frac{\pi}{T_s}$$

Con este resultado se halla que el mínimo ancho de banda neto necesario en la señalización que utiliza $\phi_n(t)$ es

$$B_{\min} \approx \frac{M}{2T_s}$$

donde

$$T_s = T_b \log_2 M$$

El receptor óptimo para este conjunto de señales ortogonales consiste en un banco de M filtros acoplados como se muestra en la figura siguiente 2.21.

En los tiempos $t = k T_s$, se halla cuál salida del filtro acoplado es la mayor, y ese símbolo se toma como el correcto para un intervalo de símbolo. En presencia de ruido, ocurrirán algunos errores de selección. Si el ruido es aditivo blanco gaussiano con media cero y densidad espectral de potencia $S_n(w) = n/2$, puede demostrarse que la probabilidad de que sea correcto es;

$$P_c = \frac{1}{\pi^{M/2}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-z^2} \left(\int_{-\infty}^{-z + \sqrt{E_s/n}} e^{-y^2} dy \right)^{M-1} dz$$

Entonces, la probabilidad de error puede hallarse de:

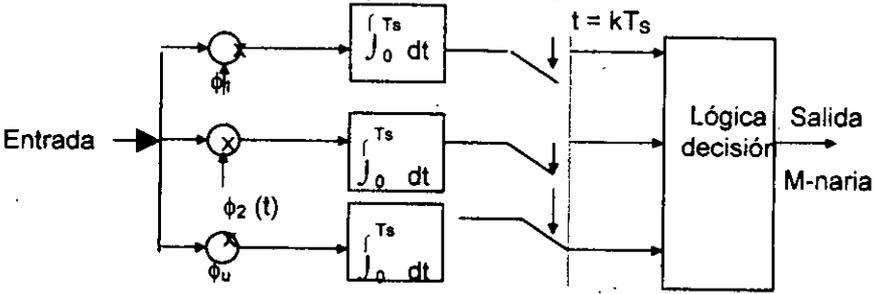


Figura 2.21 Receptor óptimo para señalización M-aria ortogonal

La integración debe evaluarse numéricamente en términos de E_s / n . Algunos resultados aparecen en la siguiente figura 2.22 contra $E_s / (n \log_2 M)$. Utilizando tanto $E_s = S t_b$, donde S es la potencia media de la señal ($A^2 / 2$), puede escribirse

$$\frac{E_s}{n \log_2 M} = \frac{S t_b}{n}$$

Se concluye que los requisitos de potencia media para n , T_b , y P_e fijos en la señalización M -aria ortogonal, decrecen a medida que crece M . Sin embargo, el ancho de banda requerido crece en proporción a M y mayores valores de M tienden a aumentar la complejidad del equipo transmisor y receptor. Por tanto, la señalización ortogonal M -aria conserva la potencia a costa de ancho de banda y complejidad del equipo.

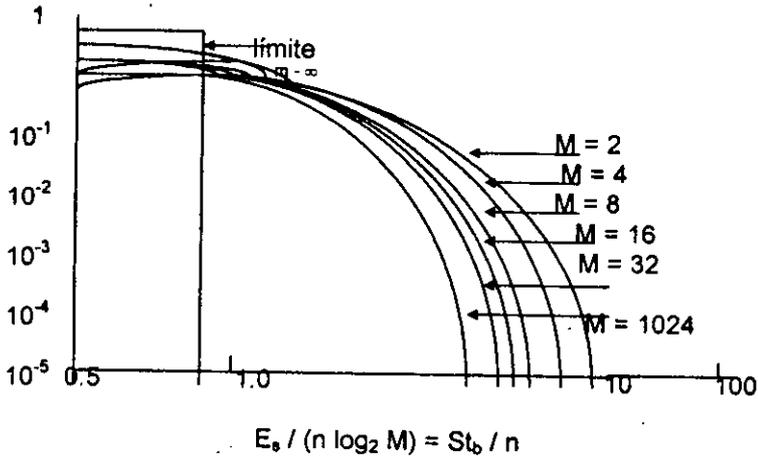


Figura 2.22 Probabilidad de error de la señalización M -aria ortogonal.

$\log_2 M$	M	$E_s / (n \log_2 M)$	
		$P_e = 10^{-4}$	$P_e = 10^{-5}$
1	2	13.8	18.2
2	4	7.94	10.1
3	8	5.82	7.29
4	16	4.72	5.83
5	32	4.04	4.94
6	64	3.58	4.34
7	128	3.25	3.91
8	256	3.00	3.58
9	512	2.81	3.33
10	1024	2.65	3.12
∞	∞	0.69	0.69

Tabla 2.23 Requerimientos de S/N de la señalización ortogonal M -aria para razones de error fijas.



Un resultado más sorprendente es que cuando $M \rightarrow \infty$, el método de señalización M-aria es capaz de transmitir información sin errores ($P_e \rightarrow 0$) si $E_s / (n \log_2 M) > 1/(\log_2 e)$. Por el contrario, la probabilidad de error se hace indudable ($P_e \rightarrow 1$) si:

$$\frac{E_s}{n \log_2 M} < \frac{1}{\log_2 e}$$

en estas condiciones, el sistema fracasa completamente en cualquier intento de transmitir información. Por tanto, la razón de bit f_b cuando $M \rightarrow \infty$ es:

$$\lim f_b = \frac{S}{n} \log_2 e$$

El ancho de banda es proporcional a M , para la capacidad de canal de un sistema idealmente codificado que opera sin limitación de ancho de banda.

MODULACIÓN PSK M-ARIA

Hay un creciente interés en los métodos de modulación multinivel para sistemas de comunicación digital que se requieren para manejar altas razones de datos dentro de restricciones de ancho de banda fijas.

Un conjunto de señales para PSK M-aria es:

$$\phi_i(t) = A \cos(\omega_c t + \theta_i), \quad 0 < t \leq T_s$$

donde los M posibles ángulos de fase θ_i se eligen como:

$$\theta_i = 0, \quad \frac{2\pi}{M}, \quad \frac{4\pi}{M}, \quad \dots, \quad \frac{2(M-1)\pi}{M}$$

La densidad espectral de potencia unilateral para PSK M-aria, para una entrada binaria aleatoria con 1 y 0 equiprobables a una razón de bit $f_b = 1/T_b$ es:

$$S_\phi(\omega) = A^2 T_s \text{Sa}^2 \left[(\omega - \omega_c) \frac{T_s}{2} \right]$$

donde T_s es la duración de un símbolo unitario dada por:

$$T_s = T_b \log_2 M.$$

Como el ancho de banda mínimo requerido es $B = f_s$, la eficiencia potencial de la banda de la PSK M-aria es:

$$\frac{f_b}{B} = \log_2 M \quad \text{bps / Hz.}$$

Por ejemplo, los sistemas de señalización $M = 8$ PSK pueden transmitir datos con eficiencias de banda de hasta 3 bps / Hz.

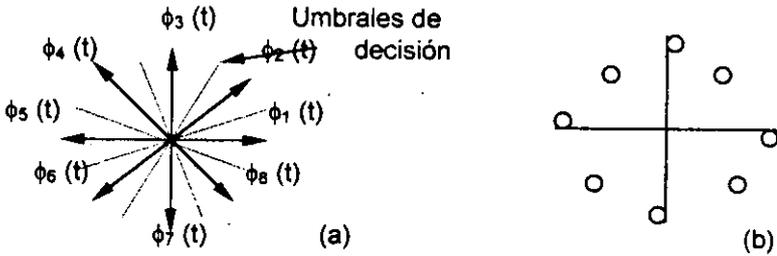


Figura 2.24 Diagramas de PSK M-naria, $M = 8$ (a) diagrama fasorial; (b) constelación de estado de la señal.

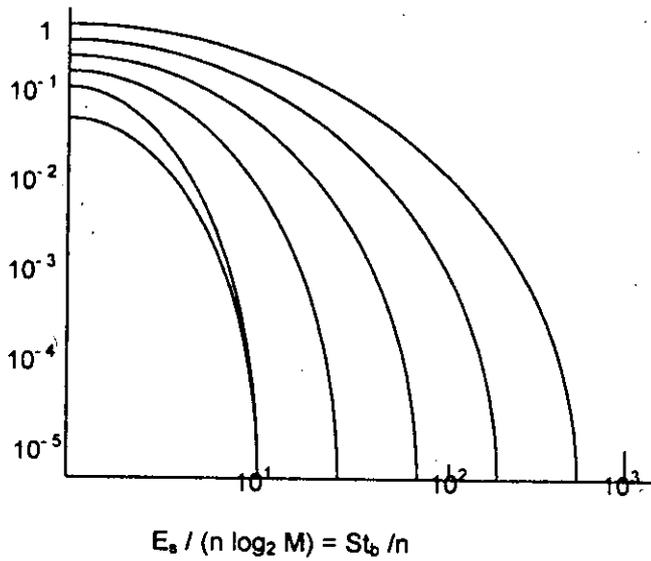


Figura 2.25 Probabilidad de error de PSK M- naria.

Esto es bastante difícil de calcular exactamente. En la figura 2.25 anterior están graficados algunos resultados numéricos contra $E_s / (n \log_2 M)$. En la siguiente tabla 2.26 se dan algunos valores de $E_s / (n \log_2 M)$ para una probabilidad de error dada, la probabilidad de error de la PSK M- naria puede aproximarse por:

$$P_e \approx 2 \text{ Efec} \sqrt{\frac{2E_s}{n} \frac{\pi}{M} \sin^2 \frac{\pi}{M}} \quad M > 2$$

Para M fija, esta aproximación mejora a medida que aumenta E_s / n . Debe notarse que estos resultados son para la probabilidad de error. En particular si se usa un código de Gray:

$$P_{be} \approx P_e / \log_2 M$$

Tabla 2.26 Requerimientos de S/N de la PSK M- naria para razones de error fijas

$\log_2 M$	M	$E_s / (n \log_2 M)$	
		$P_e = 10^{-4}$	$P_e = 10^{-5}$
1	2	6.92 (8.40 dB)	9.10 (9.59dB)
2	4	7.57 (8.79 dB)	9.75 (9.89dB)
3	8	17.2 (12.4 dB)	22.2 (13.5dB)
4	16	49.7 (17.0 dB)	64.1 (18.1dB)
5	32	158.0 (22.0 dB)	203.0 (23.1dB)
6	64	523.0 (27.2 dB)	673.0 (28.3dB)

Los valores mostrados en la tabla 2.26 indican que en la QPSK ($M = 4$) ofrece un buen intercambio entre potencia y ancho de banda, requiriendo de aumentos muy modestos (0.3 - 0.4 dB) en la potencia transmitida para una potencial duplicación de la eficiencia de banda sobre la de la PSK coherente ($M = 2$). Por esta razón, la QPSK se utiliza ampliamente en la práctica para transmisiones a razones medias de datos en canales de banda limitada, aún en algunas situaciones en que la potencia transmitida es también de mayor importancia (por ejemplo, las transmisiones por satélite de alta razón de datos). Para razones más altas de transmisión de datos en canales de banda limitada, suele usarse la elección $M = 8$ Aunque esta elección ofrece una eficiencia de banda potencial de 3 dps / Hz, tiene un costo de casi 4 dB en S/ N sobre la requerida para la PSK coherente ($M = 2$) a razones de error entre 10^{-4} y 10^{-5} . Elecciones de $M > 8$ se usa rara vez en la señalización PSK M - naria debido a los excesivos requerimientos de potencia adicional.

Cuando se compara con la señalización BPSK, el uso de PSK M - naria requiere de equipo más complejo para la generación y detección de señales, incluyendo el de recuperación de la portadora.

Los requerimientos para recuperar la portadora de detección coherente pueden reducirse utilizando una comparación entre la fase de dos símbolos consecutivos.

Una deducción de la probabilidad de error en la PSK diferencia M- naria es bastante complicada; una aproximación para grandes razones señal a ruido es:

$$P_e \approx 2\text{Erfc} \sqrt{\frac{2E}{n} \frac{\pi}{\sqrt{2M}} \text{sen}^2 \frac{\pi}{2M}}$$

MODULACIÓN DE AMPLITUD - FASE (APK)

La necesidad de aumentos en la razón de transmisión de datos en canales de banda limitada conduce a la consideración de los sistemas de comunicación digitales en que se usan tanto la modulación de amplitud como la de fase. Esta categoría general de modulación digital se llama modulación de amplitud - fase (APK, amplitud - fase keyig). La APK ofrece la ventaja de menor potencia necesaria que la PSK para una probabilidad de error y un tamaño del alfabeto M datos, aunque a costa de una mayor complejidad del equipo y de la sensibilidad a posibles no linealidades en el canal.

En la siguiente figura 2.27 se muestran dos posibles constelaciones de estado de la señal para sistemas 16-narios APK. Nótese que cada uno implica una combinación de modulación de amplitud y fase. La constelación de la figura 2.27 (a) usa tres amplitudes, dos con 4 fases y una con 8 fases. Por el contrario la constelación de la figura 2.27 (b) usa 4 amplitudes y 4 fases. Ambos son ejemplos de constelaciones de señales usadas en diseños de módem de 9600 bps para canales telefónicos condicionales sobre el intervalo de frecuencias 300 - 3000 Hz, usando 1650 Hz como frecuencia portadora.

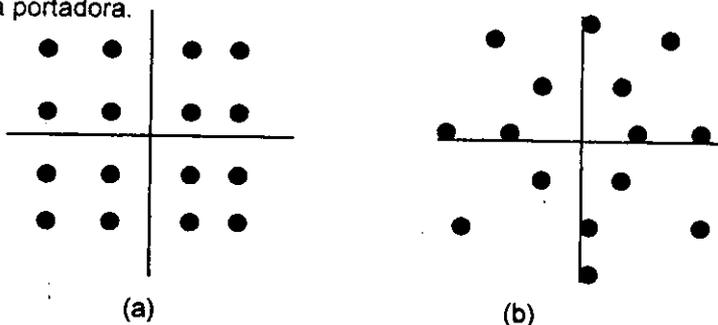


Figura 2.27 Dos ejemplos de la señal APK 16 -naria.

En general, la APK puede generarse usando convertidores de binario a $L = \sqrt{M}$ -niveles en cada una de las trayectorias de señal I y Q en un modulador QPSK. En este sentido, la APK puede considerarse también como una QAM M - naria. En la siguiente figura 2.28 se muestra el diagrama de bloques de un demodulador APK M naria que

usa la detección en fase y en cuadratura. Cada codificador de nivel L (A / D flash) contra de (L - 1) comparadores, que se ajustan a los diversos niveles de umbral.

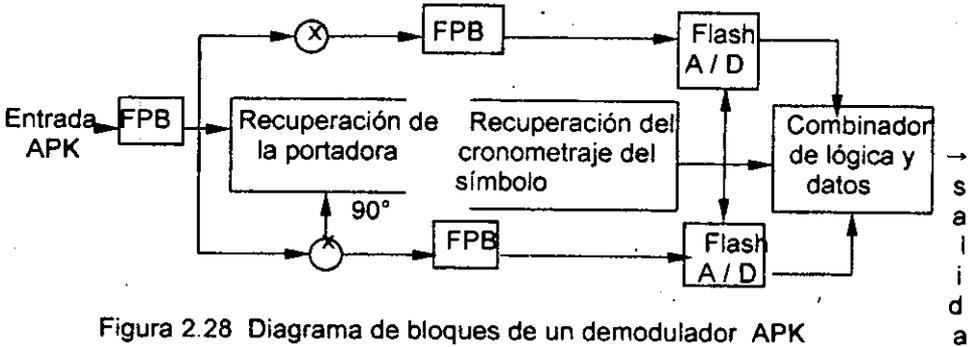


Figura 2.28 Diagrama de bloques de un demodulador APK

La probabilidad de error de símbolo de varios sistemas SPK y APK se muestran en la figura 2.29. Nótese que los sistemas APK 8-narios pueden requerir de alrededor de 1 dB menos de potencia que el PSK 8-nario para la misma probabilidad de error, mientras los sistemas APK 16-narios pueden requerir de un 3.5 dB menos de potencia que la PSK 16-naria.

Por lo tanto, hay una definitiva ventaja en el uso de APK para $M > 8$. La eficiencia de banda de los sistemas APK M-narios es la misma que en los PSK M-narios.

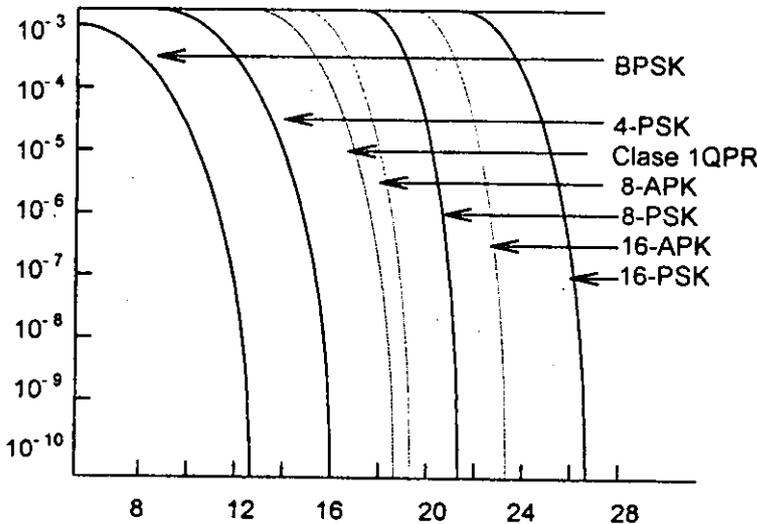


Figura 2.29

En general, los problemas de recuperación de la portadora en los sistemas APK M-naria son similares a los de la PSK M-naria. Una excepción es que el lazo multiplicador

de frecuencias $\times M$ no se presta a aplicaciones en las que la constelación de estados de la señal no tenga simetría circular.

Aunque las PSK y FSK M-arias son métodos de modulación digital muy comunes y ampliamente utilizados en los actuales sistemas de transmisión de datos, los métodos APK y QPR están recibiendo mucha atención recientemente. Los siempre crecientes requerimientos de la transmisión de datos a través de canales de banda limitada son de esperar que hagan de éstos elecciones comunes de diseño en nuevos sistemas operativos.

COMPARACIÓN DE MÉTODOS DE MODULACIÓN DIGITAL

La elección de los métodos de modulación digital depende, en primer término, de la eficiencia del ancho de banda (en bps / Hz), el desempeño de errores (P_e , S/N) y la complejidad del equipo (costo). La potencia transmitida necesaria y la complejidad del equipo aumentan generalmente con el aumento en la eficiencia de banda, y los métodos representativos de modulación digital se ordenan de acuerdo a la complejidad inherente del equipo como se muestra en la figura 2.30

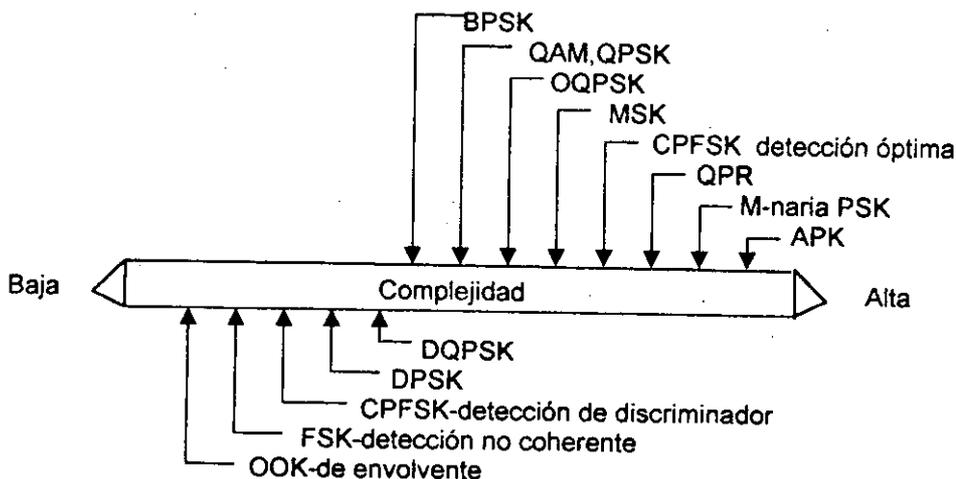


Figura 2.30 Complejidad relativa de esquemas de modulación representativos.

No todos los canales son lineales y un factor que influirá en la selección del método de modulación digital es si puede haber no linealidades del tipo de saturación (por ejemplo, las resultantes de utilizar un amplificador operado con características de ganancia no lineales).

En tales canales, FSK, BPSK, DPSK, OQPSK y MSK mantienen su rendimiento notablemente bien, mientras que los sistemas PSK M-nario y APK M-nario son una mala elección a este respecto.

Otro tipo de deterioro del canal es la distorsión de retraso. Si la respuesta de magnitud de un filtro lineal invariable del tiempo no varía con la frecuencia, la pendiente de la característica fase-frecuencia puede identificarse con un retraso en el tiempo.

En los filtros no ideales, es conveniente definir el retraso como la pendiente. Cualquier desviación de la derivada de la característica fase-frecuencia de esta constante se define como distorsión de retraso. La OOK y la BPSK mantienen un buen rendimiento en presencia de distorsión de retraso lineal, mientras que el comportamiento en errores de la QPR y los métodos de señalización coherente biortogonales (es decir, QAM, QPSK, OQPSK, MSK) se degrada significativamente. Para distorsión de retraso de tipo cuadrático, la FSK es una buena elección, mientras que la DQPSK sufre una severa degradación.

En presencia de desvanecimiento, los comportamientos en errores de la OOK y los sistemas coherentes biortogonales no se degradan tan rápidamente como los otros, mientras que la FSK y los sistemas diferencialmente coherentes son peores que el promedio. Los sistemas BPSK, DPSK, FSK, VSB y los coherentes biortogonales tienen una tolerancia por encima de la media a la interferencia de otras señales, mientras que los sistemas OOK y PSK M-nario están por debajo de la media en este aspecto. Los sistemas BPSK, VSB y los coherentes biortogonales tienen una tolerancia por encima de la media a la ISI, mientras que la PSK M-naria está por debajo de la media. A la fecha, no se han publicado muchos datos de los métodos más nuevos y, por tanto, no pueden hacerse muchos comentarios acerca de ellos.

Las características de rendimiento de las secciones anteriores se referían a casos idealizados. Los comportamientos en errores y rapidez de señalización de algunos sistemas reportados en la literatura son típicas las devaluaciones de 1.0 -1.1 dB de E_b / n y 80-90 % en rapidez de señalización (eficiencia de ancho de banda).

MÉTODOS DE MODULACIÓN DIGITAL

Los métodos de modulación digital se usan para la transmisión de señales PCM por medio de canales pasabanda. Los métodos de modulación binaria que se usan son de modulación de corrimiento de amplitud, ASK, modulación por corrimiento de frecuencia FSK y modulación de corrimiento de fase, PSK. En estos métodos, la amplitud, la frecuencia, o la fase de una senoidal se conecta en respuesta a la entrada PCM.

El uso del filtro acoplado en la detección de ruido blanco gaussiano, hace que el PSK requiera hasta 3 dB menos de potencia media de la señal que el ASK o el FSK para una probabilidad de error dado. Sin embargo, el PSK necesita una detección coherente, mientras que para el ASK y FSK la detección que se use puede ser coherente o no. El PSK diferencial (DPSK) se usa para ganar la mayor ventaja del PSK, e incluso evitar la necesidad de la sincronización en la detección. Para un rendimiento de error dado, el FSK necesita de 3 dB menos de potencia pico que el ASK, aún cuando su promedio de potencia necesaria sea similar.

Las elecciones más comunes de sistemas son PSK, DPSK, y FSK no coherente.

La PSK de cuadratura (QPSK) utiliza los principios de la Multiplexión de cuadratura para ofrecer el doble de la capacidad de la razón de bit que de la PSK binaria (BPSK) dentro del mismo ancho de banda. El retraso de un bit en la señal de fase (I) o en cuadratura (Q) produce la QPSK de modulación compensada (OQPSK). Una ventaja de la OQPSK es que tiene una envolvente más constante que la QPSK después del filtrado pasabanda. Ambos métodos ofrecen una eficiencia de banda de 2 bps / Hz.

La modulación de mínimo corrimiento (MSK) es un ejemplo de FSK coherente en que la fase de la onda modulada es continua y el corrimiento de frecuencia es tal que hay una diferencia de medio ciclo en un intervalo de bit. La MSK tiene características de señalización similares a las de la OQPSK. Una diferencia es que la densidad espectral de potencia de la MSK tiene un lóbulo principal más amplio pero disminuye más rápidamente al alejarse de la frecuencia portadora.

En la PSK M-naria, el modulador genera señales de amplitud constante con espaciamientos de fase de $2\pi(M-1)/M$ para transmitir información M-naria. Tras el filtrado pasabanda, tales señales no tienen necesariamente una envolvente constante. Para una potencia de ruido fija, la detección con bajas razones de error requiere de substanciales aumentos en la potencia de la señal a medida que M se aumenta. Los sistemas PSK 8 -narios son elecciones comunes, pero los requerimientos de potencia para $M > 8$ resultan excesivos en muchas aplicaciones.

Los sistemas de modulación de amplitud - fase (APK) requieren menos potencia para una M dada que la PSK M-naria, para una determinada probabilidad de error. La envolvente de la señal generada no es constante y se requiere de un canal de línea. Tanto los sistemas APK como PSK M-nario ofrecen eficiencias de banda de $\log_2 M$ bps /Hz. Ambos son sensibles a distorsiones del canal y hace falta la ecualización para buenas características de transmisión.

En un tipo particular de señalización APK, llamado respuesta parcial de cuadratura (QPR), se usa la señalización de respuesta parcial tanto en las señales I como en las Q con modulación de amplitud de cuadratura (QAM).

A diferencia de los métodos anteriores, la FSK M-naria ortogonal ofrece ahorros de potencia transmitida a expensas de un mayor ancho de banda para una razón de error dada.

La FSK M-aria ortogonal puede generalizarse para incluir otros conjuntos de señales ortogonales. El comportamiento de la señalización M-aria se aproxima al resultado de Hartley Shannon para la capacidad de canal cuando $M \rightarrow \infty$.

Los conceptos de espacio vectorial pueden usarse para dar interpretación geométrica a problemas de comunicación digital. El concepto de una señal estado constelación es útil en una señalización M-aria. La probabilidad condicional puede usarse para una prueba de razón de probabilidad. Esta prueba proporciona un algoritmo de procesamiento de señal que da por resultado una probabilidad mínima de error, en la detección de señales de ruido.

e) PROPAGACIÓN.

Una de las características de las ondas electromagnéticas para trasladarse de un punto a otro empleando como medio de transmisión el espacio libre es la propagación.

Al espacio libre se le conoce como atmósfera y se puede definir en términos generales como una masa gaseosa que rodea la tierra y cuya composición varía de acuerdo a la altura con respecto a la superficie.

- La atmósfera terrestre según su distancia a la superficie se divide en cuatro regiones principales y son:

-La Homósfera, la cual se divide en Tropósfera y Estratosfera (10 km. y 70 u 80 km. respectivamente). En la Homósfera el nitrógeno y el oxígeno constituyen el 90 % del volumen del aire.

-La Ionosfera, cuya altura va desde 80 a 400 km. y existe en ella capas de aire cargadas eléctricamente.

-La siguiente capa es la Metásfera, que está más de los 400 km. de altura y sólo contiene Hidrógeno.

- 400 km. por encima de la anterior está la Protósfera donde los moléculas están modificadas debido a las radiaciones solares.

Cuando una onda se propaga en el espacio libre sufre diferentes cambios debido a las variaciones del medio. Su velocidad de propagación será la distancia que recorre la perturbación en cada unidad de tiempo. Así, si consideramos que la onda recorre una distancia igual a la longitud de onda (λ) en un intervalo de tiempo igual al periodo, la velocidad de propagación será:

$$V = \lambda / T = f$$

La razón de avance de la onda electromagnética, o velocidad de propagación está determinada por las constantes del medio. Permitividad (ϵ), Permeabilidad (μ), y conductividad (σ). Se sabe que en el espacio la velocidad de propagación de la onda electromagnética es igual a la velocidad de la luz (3×10^8 m / s).

Podemos dividir en cuatro los cambios que sufre la onda en el medio:

- ATENUACIÓN
- REFLEXIÓN
- REFRACCIÓN

-DIFRACCIÓN

ATENUACIÓN:

Cuando la onda electromagnética sale de la antena transmisora en dirección a la receptora lleva una intensidad de radiación determinada, sin embargo al viajar a través del espacio libre, dicha intensidad disminuye. Así, la atenuación se refiere precisamente a la pérdida de intensidad de la señal entre el transmisor y el receptor considerando una atmósfera normal y sin obstáculos. La atenuación se puede presentar en dos formas:

- 1) Atenuación por dispersión
- 2) Atenuación por absorción

ATENUACIÓN POR ABSORCIÓN

En el fenómeno de Atenuación por Absorción nos referimos también a la pérdida en la intensidad de la señal recibida, sólo que en este caso este fenómeno afectará a la señal únicamente, cuando nos referimos a frecuencias mayores de 10 Ghz. El fenómeno se puede describir de la siguiente manera:

En el espacio libre existen moléculas de diferentes gases (Nitrógeno, Hidrogeno, Oxigeno, bioxido de carbono, etc.).

Cuando dos moléculas coinciden en su separación con la longitud de onda (λ); estas se comportan como un sistema resonante cuya función es absorber energía, esta energía se transfiere de par a par de moléculas dejando el espacio a través del cual viajan enrarecido (ionizado); y esto terminará cuando la señal deje de viajar ahí. Un circuito equivalente de este fenómeno se representa en la siguiente figura.

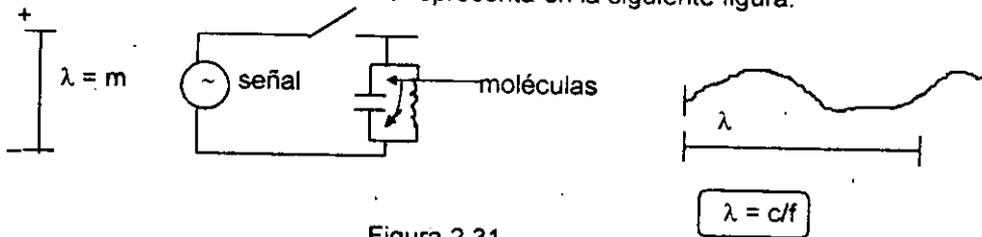


Figura 2.31

ATENUACIÓN POR DISPERSION

La atenuación por dispersión es el fenómeno mediante el cual la energía se distribuye en frentes de onda las cuales son mayores conforme se alejan de la fuente que los genera, ocasionándose con esto que sólo una porción de la potencia transmitida llegue al punto receptor, es decir, que la energía no se pierde sino se distribuye en todo el frente de onda tal como se observa en la figura 2.32.

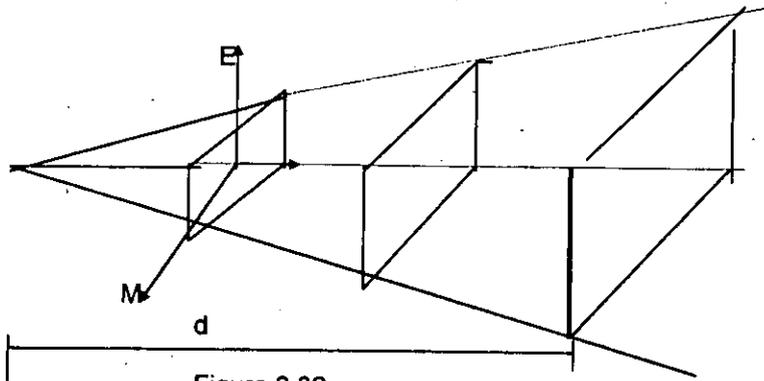
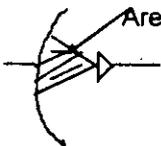


Figura 2.32

Calculo de la Atenuación por Dispersión en el espacio libre



$$\text{Area efectiva} = \frac{P_r}{P_o}$$

P_r = potencia disponible en las terminales de la antena receptora

P_o = potencia por unidad de área del campo incidente en la antena receptora

También debemos considerar un patrón de radiación (forma de distribución de la energía en el espacio) de una antena isotópica y posteriormente la multiplicamos por la propiedad de direccionalidad de la antena (Ganancia).

Dándole la siguiente expresión:

$$A_{efec} = (A_{efec_{iso}}) (G)$$

Recordando que una antena isotópica es aquella que irradia y recibe potencia en la misma magnitud y todas direcciones:

$$G = \frac{A_{efec}}{A_{iso}} \quad (\text{Ghz})$$

$$G = \frac{4 \pi d^2}{4 \pi d^2} = 1 \quad \text{para una antena ideal}$$

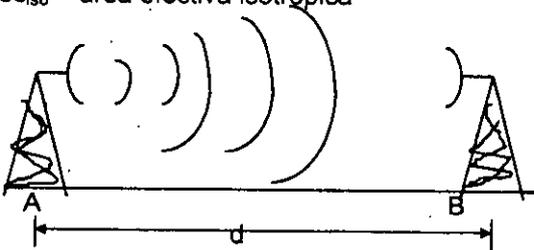
La densidad de potencia disponible del cual depende el area efectiva es:

$$P_0 = \frac{P_t}{4 \pi d^2} \leftarrow A_{\text{efec}_{\text{iso}}}$$

P_0 = flujo de potencia por unidad de área del campo incidente en la antena receptora

P_t = potencia de transmisión

$A_{\text{efec}_{\text{iso}}}$ = área efectiva isotrópica



Si A_r = área efectiva, de la antena receptora entonces :

$$A_r = \frac{P_r}{P_0} \quad \text{por lo tanto} \quad P_0 = \frac{P_r}{A_r}$$

Para convertir esa relación a una que involucre una antena directiva es necesario agregarle el término de ganancia, como se indica en la siguiente ecuación:

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

Si consideramos que el área efectiva de, toda antena se define por :

$$A_{\text{efec}} = \frac{\lambda^2 G}{4\pi}$$

Como lo que nos interesa es la atenuación de la señal, usamos una relación de atenuación:

$$\frac{P_t}{P_r} = \frac{d^2 \lambda^2}{A_r A_t} = \alpha \quad \alpha = \text{atenuación}$$

Haciendo arreglos la fórmula de la atenuación por dispersión nos queda:

$$\alpha = \left(\frac{4 \pi d}{\lambda} \right)^2$$

El calculo isotrópico de la atenuación partiendo de una antena ideal es:

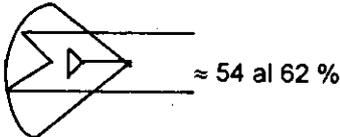
$$\alpha = 32.44 + 20 \log [(d \text{ km})] + 20 \log (f \text{ Mhz }) \quad [\text{dBi}]$$

El cálculo anterior permite calcular la atenuación por dispersión cuando las antenas son ideales, sin embargo en la realidad se utilizan antenas directivas cuya ganancia partiendo del cálculo de una antena isotrópica se expresa por la expresión siguiente:

$$G \text{ dBi} = 10 \log (0.54) (\pi d / \lambda)^2$$

d = diámetro de la antena

El factor 0.54 se obtiene



REFRAXIÓN

Es el cambio de dirección o desviación que sufre la señal debido a los efectos atmosféricos o sea al paso de la señal de un punto a otro durante su propagación. Los efectos de la atmósfera en los enlaces de microondas se deben a las variaciones de la constante dieléctrica, del índice de refracción del medio, ya que se considera que la atmósfera esta formada por capas atmosféricas que dependen de la temperatura, de la presión atmosférica y la humedad. En una atmósfera normal la temperatura disminuye lentamente con la altura en tanto que la presión atmosférica aumenta. Al existir estas variaciones el haz electromagnético sufre un dobles hacia arriba o hacia abajo. Normalmente el haz electromagnético tiende a doblarse hacia la superficie de la tierra debido a las características del índice de refracción ya que éste disminuye con la altura dando como resultado que la parte superior del frente de onda, se propague más rápidamente que la parte inferior.

Si suponemos que en la tierra no hubiera obstáculos el haz electromagnético se propagaría en línea recta desde la antena transmisora, pero debido a las variaciones del índice de refracción, el haz electromagnético tiende a reflejarse en distintas direcciones.

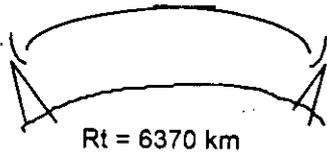
Para llevar a cabo los cálculos necesarios en un enlace real, además del índice de refracción se deberá considerar la curvatura de la tierra.

Arreglo de la Curvatura de la Tierra;

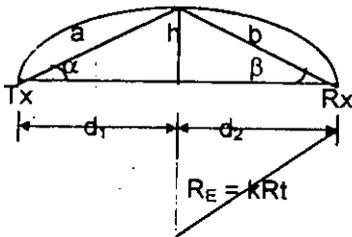
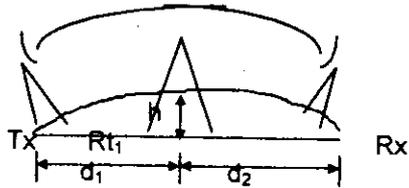
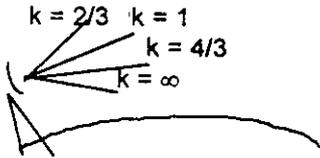
Dado que los datos de los obstáculos se llevan a cabo mediante un análisis matemático, requerimos una ecuación que nos permita considerar plana la superficie de la tierra.

Esto se logra haciendo relacionar el radio terrestre ($R_t = 6370 \text{ km}$) con un radio equivalente " R_E " lo cual se logra utilizando una constante denominada factor "k" el cual nos dará la dirección y el valor de la curvatura del haz con respecto a la superficie de la tierra.

Cualquier cambio de "k" equivale una variación de las condiciones en el índice de refracción (N), el índice de refracción será proporcional a la curvatura donde se encuentra el haz electromagnético, y esto se representa matemáticamente como una densidad cuyo valor estándar es 3.66×10^{-8} con lo que se tiene lo siguiente:



$$k = \frac{R_E}{R_t} ; \quad \frac{dN}{dh} = -3.66 \times 10^{-8}$$



si consideramos; $\alpha = \beta$ y $d_1 \neq d_2$

$$\text{sen } \alpha = h / a \quad \text{sen } \beta = h / b$$

por lo tanto: $\text{sen } \beta = b / 2R_E$

donde $2R_E$ es el diámetro

si $d \gg h$; $a \approx d_1$; $b \approx d_2$

$$\text{como : } \alpha = \beta \Rightarrow (h / a) = b / (2R_E)$$

$$h = (ab) / (2R_E) = (d_1 d_2) / (2kR_t) = (d_1 d_2) / (2 \times 6370)(k)$$

$h \rightarrow$ se calculará en las peores condiciones

$$h = d_1 d_2 / 12740 = (0.00007849 d_1 d_2) / k$$

Así para los valores de "k" podemos obtener a "h"

$$h = (2/3) = 0.0001177 d_1 d_2$$

$$h = (4/3) = .00005887 d_1 d_2$$

d_1 y d_2 en km

Ejemplo:

Datos:

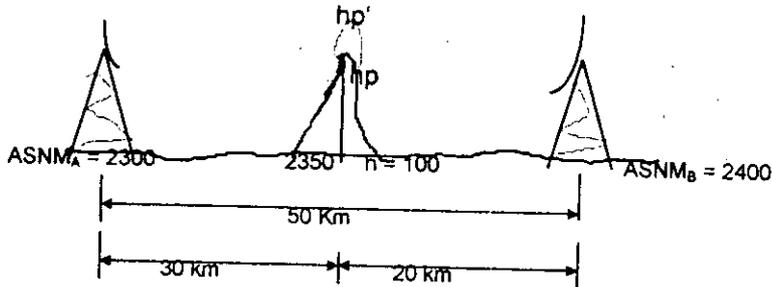
ϕ = diámetro de la antena = 3m

$f = 2 \text{ Ghz}$

$P_t = 1 \text{ w}$

$N = 0.3$

ASNMA = altura sobre el nivel del mar



$$n \lambda / 2 \quad \text{donde } n = 0.3 \Rightarrow \lambda = 0.3 / 2 = 0.15$$

¿Calcular Atenuación (α_t) = ? ; Potencia recibida (P_r) = ?

Altura de las Torres

$$hp' = N \times \sqrt{(\lambda \times d_1 \times d_2 / (d_1 + d_2))} + hp_{ASNMA} + h(2/3)$$

$$hp' = 0.3 \times \sqrt{((0.15 \times 30000 \times 20000) / (30000 + 20000))} + 2350 + 66.66$$

$$hp' = 12.7279 + 2350 + 66.66 = 2429.3879$$

$$h_A = hp' - ASNMA = 2429.3879 - 2300$$

$$h_A = 129.3879 \text{ m}$$

$$h_B = hp' - ASNMA_B = 2429.3879 - 2400 =$$

$$h_B = 29.3879 \text{ m}$$

La Atenuación (α_t)

$$\alpha = 32.44 + 20 \log(d) + 20 \log(f) = \text{dB}$$

$$\alpha = 32.44 + 20 \log(50) + 20 \log(2 \text{ Ghz})$$

$$\alpha = 132.44 \text{ dB}$$

La Potencia (P_t)

$$\alpha = P_t / P_r \Rightarrow P_r = P_t / \alpha \quad \text{pero } 132.44 \text{ dBi} = 1w / P_r$$

convertir los wats a dB

$$\text{PdB} = 10 \text{ LOG} (1w / 1 \times 10^{-3}) \Rightarrow 10 \log (P_t / 1 \times 10^{-3})$$

$$\text{PdB} = 10 \log (1w / 1 \times 10^{-3}) = 30 \text{ dBm} \quad \text{si } 132.44 \text{ dBi} = 30 \text{ dBm} / P_r$$

$$P_r = 30 \text{ dBm} / 132.44 \text{ dBi} = 30 - 132.44$$

$$P_r = -102.44 \text{ dBm} \Rightarrow P_t > P_r$$

(+) (-)

f) ZONAS DE FRESNELL

La tierra cambia las condiciones de propagación ya que la señal recibida depende no solamente de la señal propagada por el espacio, sino también de las ondas que se reflejan en el terreno.

Las pruebas de propagación, se efectúan principalmente, para determinar los obstáculos y las reflexiones de los tramos del sistema de microondas. Dichas pruebas consisten en variar de manera determinada las alturas de las antenas del transmisor y del receptor, todo esto, para determinar posteriormente las alturas finales del conjunto de torres del sistema.

En la siguiente figura 2.32. Se ve, el efecto de la reflexión por un obstáculo en el sistema de transmisión, una vista frontal de la distribución de las Zonas de Fresnell y gráfica de la variación de la altura de la antena receptora contra el nivel de la señal recibida.

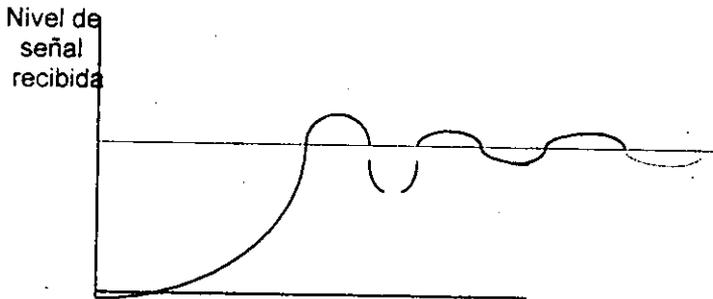


figura 2.32 b)

1a zona de

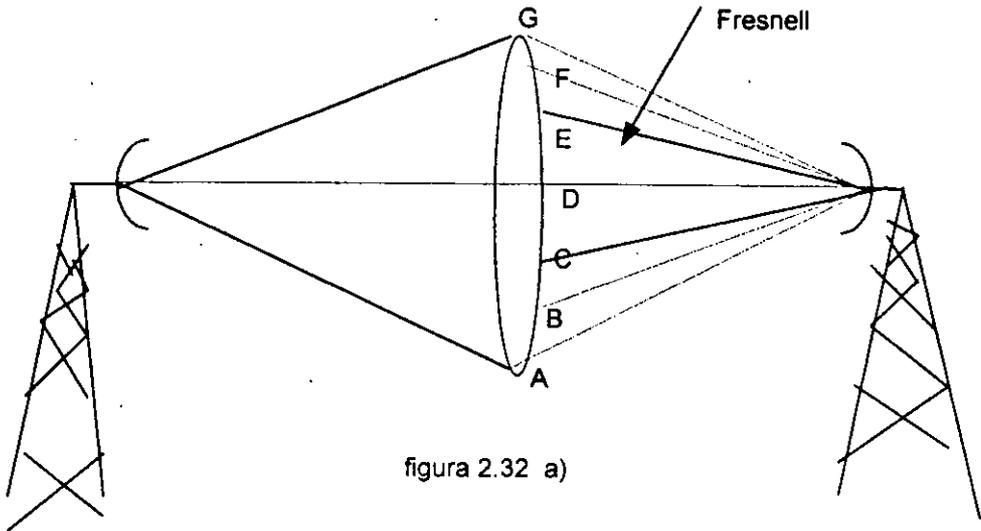


figura 2.32 a)

Las Zonas de Fresnel son aquéllas que dependen de la diferencia de fase entre las ondas directa y reflejada; los máximos y mínimos que se obtienen por interferencia. Todos los puntos en que la diferencia es hasta media longitud de onda (λ) se denominan la primera Zona de Fresnel. Los límites de la zona de Fresnel número "n" consisten en todos los puntos en que la onda reflejada difieren por $n(\lambda/2)$ de la onda directa ($n = 1, 2, 3, \dots$).

Considerando que la onda sufre un defasamiento de 180° ($\lambda/2$) al reflejarse, las zonas de Fresnel 1, 3, 5, 7, ... aumentarán la señal recibida hasta su máximo (6 db) y las zonas de Fresnel 2, 4, 6, 8, ... bajarán la señal y pueden en caso dado, cancelar por completo la señal dependiendo de las características del terreno.

Los valores teóricos del coeficiente de reflexión R pueden oscilar de 0 (para Difracción de un filo agudo) a -1.0 para una superficie suavemente esférica.

En la práctica se puede decir que el promedio del coeficiente de reflexión R es de -0.2 a -0.3, el cual corresponde a un terreno con vegetación normal. Los valores negativos de R son debidos al defasamiento de 180° que sufre la onda al reflejarse.

La mayoría de la energía transmitida está contenida dentro de la primera zona de Fresnel. Consecuentemente, para mantener el nivel de la señal, no debe permitirse que el haz, durante las más diversas condiciones de la atmósfera, tenga una claridad menor que 0.3 de la primera zona de Fresnel.

Los mínimos no deben de llagar a ser mayores que 8 db abajo del valor del espacio libre.

Para lograr una confiabilidad del 99.99% la condición de la claridad debe mantenerse arriba de cualquier obstáculo con un valor de 0.3 de la primera zona de Fresnell al variar k hasta 2 / 3 .

FORMULA PARA CALCULAR EL RADIO DE LAS ZONAS DE FRESNELL

Para la deducción de esta formula nos auxiliaremos de la sig. Figura 2.33 Que nos representa la condición de propagación libre a través de una atmósfera con índice de refracción constante entre los puntos E y R.

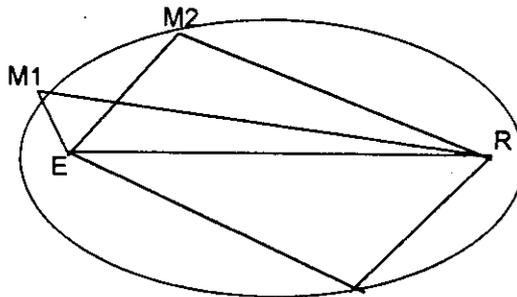


figura 2.33

La primera zona de Fresnell tiene un papel muy importante en la propagación de las ondas radioeléctricas a partir de la banda VHF.

La primera zona de Fresnell es un elipsoide de revolución, como se muestra figura 2.33 con focos en la punta de emisión E y de recepción R y de una trayectoria que es el lugar geométrico de todos los puntos M del espacio, tales que:

$$EM + MR = ER + \lambda / 2$$

Es decir un rayo que parte de E y alcanza a R reflejándose en un punto de la elipsoide recorre $\lambda / 2$, más distancia que un rayo que siga la trayectoria directa.

Es muy importante poder conocer el radio de la 1ª. zona de Fresnell en cualquier punto de la trayectoria ver figura 2.34 con miras a una buena elección de los sitios de un enlace.

El radio de esta zona esta determinado por:

$$h_o = \frac{\sqrt{\lambda d_1 d_2}}{d}$$

donde λ = longitud de onda

d1 = distancia al extremo cercano de la trayectoria

d2 = distancia al extremo lejano

d = distancia total de E a R

El cálculo de h_o se facilita con los monogramas.

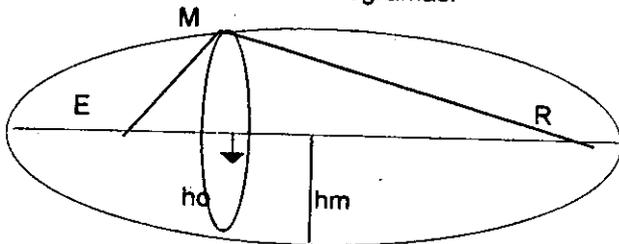


Figura 2.34

Generalmente, los sistemas de radioenlaces se explotan entre unos 800 Mhz y 22 Ghz, dependiendo de su capacidad. Como la mayoría de los sistemas de radioenlaces del servicio fijo utilizan frecuencias superiores a 1 Ghz, en la región de las microondas, se les llama también radioenlaces de microondas.

Aunque existen radioenlaces monocanales, lo usual es que transporten señales múltiplexadas, constituyendo importantes arterias de transmisión. Por lo tanto los radioenlaces guardan cierta similitud con los sistemas de transmisión múltiplex por línea, aunque el portador es radioeléctrico, en vez de metálico u óptico. Ello implica que no sean posibles, en radioenlaces, los sistemas de transmisión en banda de base, siendo que necesariamente, deben ser sistemas con modulación de portadora.

Los radioenlaces establecen circuitos de telecomunicación de tipo dúplex, por lo que deben transmitirse dos portadoras moduladas, una para cada sentido. Se denomina radical a la pareja de portadoras de ida y de retorno.

Puede caracterizarse un radioenlace por el número de radiocanales principales y de reserva habilitados para cursar el tráfico previsto.

Según el tipo de modulación, pueden clasificarse los radioenlaces en dos amplias categorías, cada una de las cuales utiliza una tecnología específica:

2.2 RADIOENLACES ANALÓGICOS Y DIGITALES.

a) RADIOENLACES ANALÓGICOS.

En estos radioenlaces la portadora se modula en frecuencia (FM).

La señal moduladora puede ser la información de:

- Un múltiplex telefónico MDF de capacidad variable entre 12 y 27000 canales, con sus pilotos de continuidad y circuitos de servicio (cts.), telecontrol (TC), y telemando.
- Una señal video en banda base, de 0 a 5 MHz.
- Un múltiplex constituido por una señal video en banda de base y de 1 a 4 subportadoras de audio moduladas en frecuencia.
- Una señal radiofónica, formada por subportadoras de audio moduladas en frecuencia.

b) RADIOENLACES DIGITALES.

La modulación en la portadora es digital, de tipo binario o múltinivel. Se utilizan muchas variantes de la modulación de fase coherente: PSK binaria, PSK cuaternaria, PSK diferencial, PSK desplazada ("offset -PSK"), así como modulaciones múltinivel mixtas de amplitud y fase del tiempo QFSK, QPSK, QAM.

La señal moduladora es un múltiplex digital de algunas de las jerarquías normalizadas por el CCITT, ésto es la señal básica de 2 Mbits / s, o los múltiplex a 8, 34 o 140 Mbits / s. Estas jerarquías son las velocidades con las que operan los multiplexores que más adelante se explicaran con más detalle; un ejemplo de esto es la de 2 Mbps que analizaremos.

La organización de la formación o estructura básica que agrupa la información de los 30 canales telefónicos y los 2 canales para señalización y sincronización (Trama PCM), se le denomina trama. Cada trama esta constituida por una muestra de 8 bits de cada uno de los 30 canales más dos palabras también de 8 bits que representan la información de señalización y sincronización. La duración de una trama es de 125 μ s de acuerdo con el siguiente razonamiento, si el número de bits transmitidos en una trama 30 + 2 es de 256 (32 x 8 bits) entonces, el tiempo de duración de una trama es de 125 μ s (256 bits x 8000 seg. = 2.048 Mb/seg). Las jerarquías de 8, 34, 140 Mbits/s se analizarán más adelante con el título Planes de Frecuencia.

Asociada a la clasificación anterior, existe otra en función de la capacidad del radioenlace que se mide por el número de canales telefónicos para los analógicos o por la velocidad de bits para los radioenlaces digitales.

Con arreglo a la capacidad, pueden establecerse tres tipos de radioenlaces :

1) Baja capacidad, hasta unos 30 canales o 2 Mbits / s.

2) Capacidad media, hasta unos 240 canales u 8 Mbit / s

3) Alta capacidad de 300 a 2700 canales y por encima de 34 Mbits / s:

Los radioenlaces del servicio fijo hacen uso de la propagación troposférica en condiciones de visibilidad directa. En consecuencia, para salvarlas limitaciones de alcance impuestas por la redondez de la tierra y los obstáculos geográficos del terreno , se requiere la utilización de estaciones repetidoras , de manera que un radioenlace esta constituido por dos estaciones terminales y un conjunto de estaciones repetidoras intermedias, o simplemente, repetidores, a través de las cuales la señal transmitida efectúa un tránsito.

Se denomina vano a la sección de enlace radioeléctrico entre una terminal y un repetidor o entre dos repetidores. Como el trayecto del rayo debe estar despejado al menos en el 60% de la primera zona de Fresnell para el obstáculo peor y en condiciones normales de refractividad atmosférica, la longitud de los vanos tiene un limite superior, que es del orden de los 80 Km. para frecuencias inferiores a unos 10 Ghz . Por encima de esta frecuencia, la atenuación por lluvia puede limitar la longitud de los vanos a unos 30 km. Por razones económicas, es conveniente que el número de

vanos de un radioenlace sea mínimo, lo que implica que éstos tengan la mayor longitud posible. Sin embargo, además de la probabilidad de desvanecimiento. Uno de los aspectos más importantes de la ingeniería de radioenlaces es la determinación de la longitud óptima de los vanos.

Las limitaciones de los recursos espectrales exige que los radioenlaces deban atenerse a planes estrictos de canalización, aun a costa de sacrificar otras características cuyo restablecimiento obliga a recurrir a técnicas especiales de tratamiento de la señal.

VENTAJAS E INCONVENIENTES DE LOS RADIOENLACES

Los radioenlaces digitales a través de redes de microondas, se continúa desarrollando debido a las ventajas que se presentan en comparación con otros sistemas de comunicación que emplean bajas frecuencias y a los sistemas de portadora por medio de líneas aéreas. Las ventajas de los radioenlaces digitales son las siguientes:

- a) Volumen de inversión generalmente más reducido.
- b) Instalación más rápida y sencilla.
- c) Conservación generalmente más económica y de actuación rápida.
- d) Pueden superarse las irregularidades del terreno.
- e) La regulación sólo debe aplicarse al equipo, puesto que las características del medio de transmisión son esencialmente constantes en la anchura de banda de trabajo.
- f) Alta ganancia de la antena.

Si el área de la antena es constante, su ganancia será inversamente proporcional al cuadrado de la longitud de la onda. Por lo tanto es fácil hacer una antena con alta ganancia en la región de las microondas debido a que la longitud de onda es pequeña. De esta manera la pérdida de propagación es compensada en parte, con la cual la potencia de salida requerida del transmisor de microondas para comunicación por línea de vista será de unos cuantos watt para la transmisión de 960 canales telefónicos o de T.V.

- g) Alta directividad de la antena.

En el rango de las microondas es fácil obtener una antena altamente directiva con la cual la interferencia en una estación repetidora con varias antenas parabólicas es más pequeña en la región de las microondas, que a frecuencias bajas.

En el plan de dos frecuencias en sistemas de microondas, las frecuencias de transmisión en ambas direcciones de una estación repetidora son las mismas al igual que las frecuencias de repetición, mientras que las frecuencias de transmisión y recepción para una sola dirección a través de toda la ruta son diferentes.

En el caso de ramificar la ruta de radio en una estación repetidora, se puede emplear también las mismas dos frecuencias para la transmisión y recepción de la ruta ramificada, si el ángulo entre la ruta ramificada es mayor de 60° .

- h) Características de propagación.

Las características de propagación de los radioenlaces digitales son totalmente estables, pero se ven afectadas por la temperatura y la variación de la humedad en las

capas atmosféricas cercanas a la tierra, por lo cual la cantidad de desvanecimientos aumenta cuando aumenta la frecuencia.

En efecto la reflexión de la tierra es menor, cuando aumenta la frecuencia debido a que la primera zona de Fresnell es pequeña.

En cuanto a los inconvenientes, podemos citar los siguientes:

a) explotación restringida a tramos con visibilidad directa para los enlaces convencionales.

b) Necesidad de acceso adecuado a las estaciones repetidoras en las que hay que disponer de energía y de acondicionamiento para los equipos y establecer algún tipo de mantenimiento.

En radioenlaces de baja capacidad suelen utilizarse generadores autónomos y baterías de células solares.

c) La segregación, aunque es posible y se realiza, no es tan flexible como en los sistemas por cable.

d) La gran linealidad requerida en los repetidores supone un importante problema de diseño en radioenlaces analógicos.

e) La anchura de banda de un radioenlace digital es muy superior a la de otro analógico de capacidad comparable.

Esto es así por la alta redundancia de la señal múltiple MIC. Sin embargo, tal anchura se está reduciendo progresivamente con la introducción de sistemas de modulación de mayor rendimiento espectral (Bits / seg. / Hz) y técnicas de codificación más perfeccionadas, como por ejemplo la interpolación digital de la voz en radioenlaces digitales por satélite.

2.4 REPETIDORES ACTIVOS Y PASIVOS

REPETIDORES ACTIVOS.

Repetidores Telefónicos: Fundamentalmente consisten de un amplificador y de dispositivos asociados como bobinas híbridas, redes de balance, correctoras, etc. que elevan el nivel de la energía que se transmite. A continuación se tratarán algunos de los arreglos para repetidores, sin entrar al detalle de los circuitos que, por lo general, están constituidos por circuitos amplificadores de voz convencionales.

Una de las más importantes aplicaciones de los puentes, se halla en el repetidor telefónico bidireccional de las líneas telefónicas. Al aumentar la longitud de un circuito telefónico, su atenuación alcanza pronto un límite más allá del cual la transmisión deja de tener valor comercial. Pasado este límite, es preciso introducir amplificación a fin de compensar la atenuación de la línea; el amplificador debe operar también en ambos sentidos. La primera idea que se le ocurriría a un experimentador, es la de conectar dos amplificadores de modo que uno opera en un sentido y el otro en el opuesto como se indica en la figura 2.35. Desgraciadamente, el circuito de la figura 2.35 no funcionaría, por cuanto entraría a producir una oscilación o "canto". La salida de uno de los

amplificadores quedaría impresa en la entrada del otro, y la salida de este último volvería a la entrada del primero. Es preciso, por lo tanto, aislar la salida de un amplificador con respecto a la entrada del otro; así como también separar las ondas que circulan por la línea en un sentido, y amplificarlas con uno de los amplificadores, mientras que las que circulan en sentido opuesto sufren la acción del segundo amplificador.

a) REPETIDORES PARA OPERACIÓN EN DOS HILOS.

La conversación telefónica requiere inherentemente la transmisión en ambos sentidos. Cuando se transportan las dos direcciones sobre el mismo par de hilos se dice que la transmisión es por dos hilos. Los teléfonos en casa y oficinas se conectan al centro de conmutación local (central) por medio de circuitos a dos hilos. La definición más apropiada para los fines de transmisión y conmutación es denominarla operación a dos hilos cuando por el mismo medio de transmisión eléctrico o trayectoria se manejen las señales de una sola conversación en ambos sentidos.

Por razones de economía en las líneas conductoras, en las conexiones de L.D de corto alcance (máximo 300 km.); se emplean los circuitos de comunicación a 2 hilos. Esto, desde luego, requiere del empleo de amplificadores bidireccionales, que compensen las pérdidas por atenuación de los cables. Uno de los primeros arreglos que se empleó para este propósito es el que se ilustra en la siguiente figura 2.35. A este circuito también se le denomina "circuito repetidor tipo 22", ya que los circuitos repetidores se caracterizan mediante un número de dos cifras, de las cuales la primera corresponde al número de sentidos, y la segunda al número de elementos (amplificadores) utilizados. El transformador empleado recibe los nombres de "bobina híbrida" y "transformador diferencial".

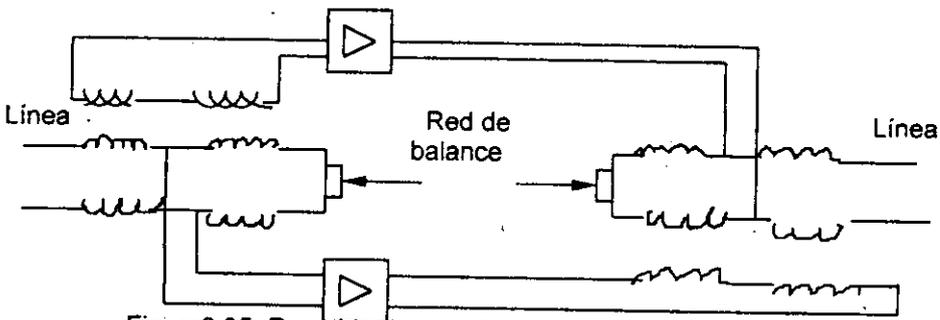


Figura 2.35 Repetidor bidireccional para operación a 2 hilos.

Este repetidor impone restricciones en cuanto al número de estaciones repetidoras, ya que siendo la bobina híbrida la principal fuente de oscilaciones por imperfecciones prácticas del balance, propensión de la conexión a la oscilación es mayor entre mayor sea el número de puntos repetidores. Nótese que este repetidor emplea amplificadores unidireccionales, obteniéndose la bidireccionalidad mediante las bobinas híbridas. La red de balance es un circuito lineal, se diseña de tal manera que su impedancia posible a la de la línea.

Se entiende por sección de repetidor una línea entre dos repetidores que tiene conectado en cada uno de sus extremos medio repetidor como se ilustra en la figura 2.36.

Esta división se hace suponiendo que los amplificadores del repetidor se pueden separar en dos amplificadores en serie. En esta forma, las propiedades de la sección de repetidor se determinan por:

A = Atenuación total de la sección, es decir, la atenuación en la dirección de transmisión a-b o en dirección de recepción c-d.

AR = Atenuación de retorno en la sección, es decir, la atenuación en la dirección de transmisión entre los polos a y d y también entre c y b.

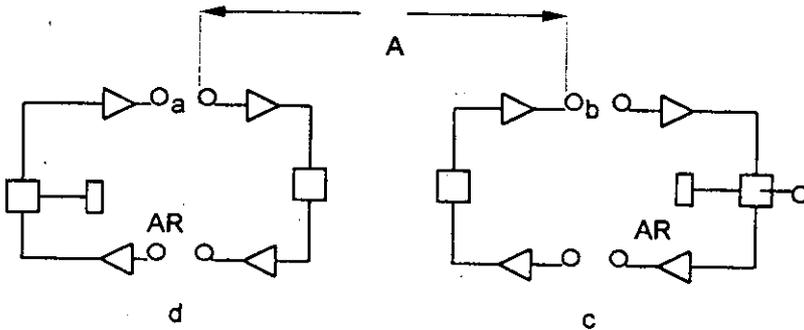


Figura 2.36 Esquema de enlace bifilar dividido en secciones de repetidor.

Con frecuencia, en un enlace bifilar, las reflexiones que surgen por falta de homogeneidad en la línea y adaptación defectuosa en el transformador híbrido son tan pequeñas que no afectan la atenuación total; pero al acoplarse en secciones de este tipo de repetidor, la atenuación total del enlace será de:

$$A_T = n A$$

Esto significa que no es necesario tener en cuenta las corrientes que sufren más de una reflexión. Pero como cada repetidor contribuye con su corriente reflejada, el caso más desfavorable se tiene cuando todas las corrientes de eco de cada sección están en fase. Con esto, la atenuación de retorno se reduce si aumenta el número de secciones de repetidor, lo cual empeora la estabilidad del enlace y limita su longitud.

REPETIDORES DE DOS SENTIDOS Y UN ELEMENTO O TIPO 21

Otro arreglo bidireccional que emplea una sola bobina híbrida y un sólo amplificador es el que se muestra en la figura 2.37. Es posible construir repetidores en los cuales la línea misma sirva de circuito equilibrador. En tal caso un solo amplificador puede actuar en ambas direcciones, y se obtiene el tipo 21. Un repetidor tipo 21 sólo puede usarse entre dos líneas que posean características similares. Además, envía la mitad de la energía amplificada de vuelta hacia la estación emisora, y por lo tanto, da lugar a un eco muy pronunciado.

Esta característica contraindica su empleo en líneas largas, que requieren más de un repetidor. Una conexión de L.D que emplea repetidores de este tipo está menos propensa a la oscilación.

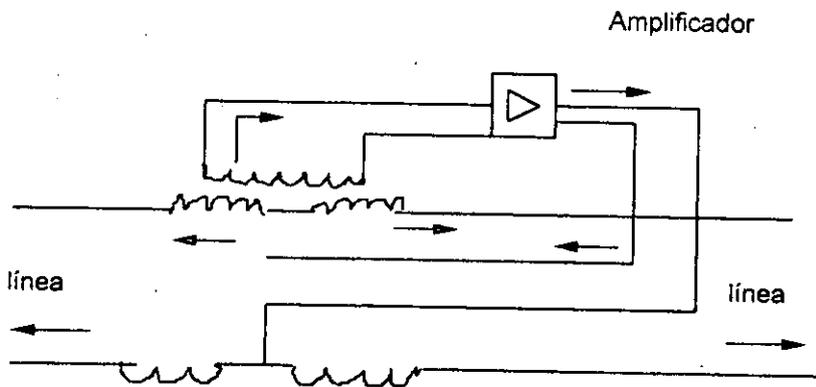


Figura 2.37 Repetidor bidireccional con un sólo amplificador.

b) REPETIDORES PARA OPERACION DE CUATRO HILOS.

La ventaja de este circuito reside en la mayor ganancia que proporcionan los repetidores unilaterales; a causa de la ausencia de pérdidas por circuitos equilibradores, y de la imposibilidad de que oscile un repetidor unilateral correctamente proyectado. Ello permite reducir el número de estaciones repetidoras y la sección de los conductores. Muchos circuitos alámbricos de gran longitud funcionan de este modo.

El arreglo más sencillo de un repetidor es el que se emplea para operación en 4 hilos con dos amplificadores independientes, uno para cada dirección de transmisión, como se muestra en la figura 2.38-a.

La figura 2.38-b ilustra el arreglo que se requiere en cada uno de los extremos de un enlace a 4 hilos y que permite acoplar la parte de 4 hilos con la parte de 2 hilos de la conexión total.

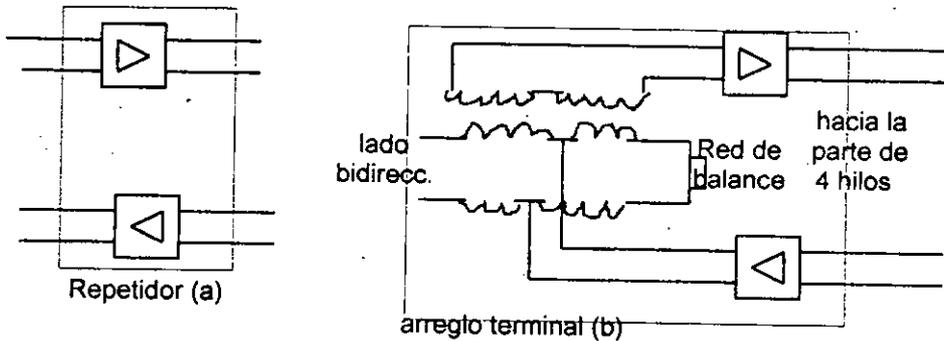


Figura 2.38 Repetidor para operación en 4 hilos.

Este método es el más empleado para comunicación de L.D. de gran alcance, así como en sistemas de O.P. que manejan ambas direcciones de transmisión por canales diferentes, es decir, la señal que se transmite ocupa una banda de frecuencia diferente a la banda de la señal que se recibe.

c) REPETIDORES DE IMPEDANCIA NEGATIVA.

El repetidor bidireccional que se emplea en la actualidad es el repetidor de impedancia negativa o conversor. Su esquema se muestra en la siguiente figura 2.39, puede notarse que dicho repetidor no interrumpe la continuidad de la línea pues se acopla a ella a través de un transformador.

El conversor es un dispositivo dinámico que tiene la habilidad de convertir impedancias positivas a impedancias negativas. Esto se lleva a cabo acoplando la salida de un tipo especial de amplificador a su entrada, formando un arreglo particular como el que se muestra en la siguiente figura 2.40

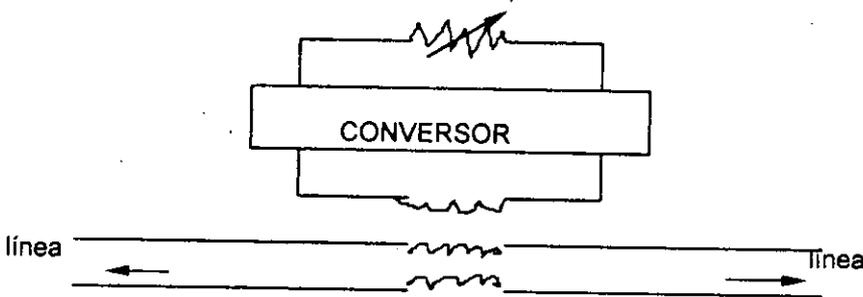


Figura 2.39

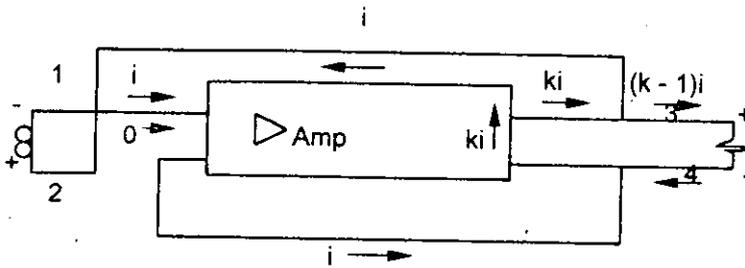


Figura 2.40

En este repetidor el amplificador debe tener una impedancia de entrada tan baja que prácticamente se puede despreciar. La impedancia de salida, por el contrario, es sumamente alta y su razón de amplificación de corriente es K . En las terminales de salida (3,4) se conecta una impedancia positiva Z . La salida del amplificador se regresa a la entrada a través de la fuente conectada en las terminales 1-2. Si suponemos que una corriente i fluye hacia la entrada del amplificador, como se indica en la figura 2.40, la corriente de salida del amplificador será ki y la corriente a través de Z será $ki - i = (k - 1)i$. La caída de voltaje a través de Z es por lo tanto $iZ(k - 1)$. Pero, como la impedancia de entrada del amplificador es casi 0, este mismo voltaje debe existir a través de las terminales 1-2. La impedancia en 1-2 es por lo tanto $iZ(k - 1) / i = Z(k - 1)$. La dirección de la corriente y el voltaje en 1-2 es tal, que ahora la energía se inyecta a la fuente en lugar de tomar de ella. Por lo tanto, la impedancia vista por la fuente debe ser considerada como negativa y su valor es $-Z(k - 1)$.

Un amplificador que llena los requisitos especiales especificados en el análisis anterior se obtiene usando dos transistores de unión en el arreglo que ilustra la figura 2.41. A este arreglo se le conoce como convertor serie y constituye la base de un repetidor de impedancia negativa.

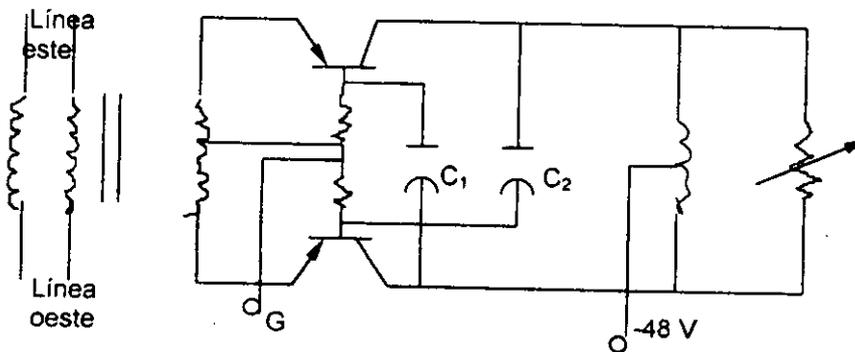


Figura 2.41

La conexión de retroalimentación se obtiene a través de las capacidades relativamente altas C_1 y C_2 . La razón de corriente entre emisor y colector es muy cercana a 1, de modo que la amplificación total de corriente k es aproximadamente 2. Así, la impedancia en el lado que da el convertidor del transformador de línea es casi la impedancia Z , pero negativa. La cantidad de impedancia negativa que efectivamente se inserta en la línea mediante el convertidor, reduce la impedancia normal de la línea misma causando el incremento correspondiente en la corriente de línea para un voltaje dado. La reducción efectiva de la atenuación total de la línea significa, desde luego, que el convertidor está abasteciendo energía a la línea, como en el caso de cualquier otro repetidor. La cantidad de ganancia que puede obtenerse con el convertidor serie, está limitada por el echo de que por sí solo, el convertidor tiende a introducir cierta irregularidad en la impedancia de la línea en el punto en donde está conectado.

La severidad de esta irregularidad (mejor acoplamiento de impedancia), así como mayor ganancia, se puede asegurar incluyendo en el repetidor un segundo convertidor, el cual se conecta a través de las derivaciones centrales del transformador de línea, como se muestra en la figura 2.42

El convertidor paralelo, emplea un circuito ligeramente diferente al de serie, pero opera con el mismo principio para introducir admitancia negativa, la cual, junto con la impedancia negativa del convertidor serie, presenta la impedancia neta hacia la línea en ambas direcciones de 900Ω más $2 \mu f$. Con este arreglo, las impedancias Z ajustable pueden ser puramente resistivas, pudiéndose ajustar fácilmente en pasos de $1/2$ dB, para obtener como ganancia total del repetidor cualquier valor deseado hasta un máximo de 12 dB. Debido a estas ventajas, los diseños actuales de los repetidores de impedancia negativa siempre incluyen los dos convertidores.

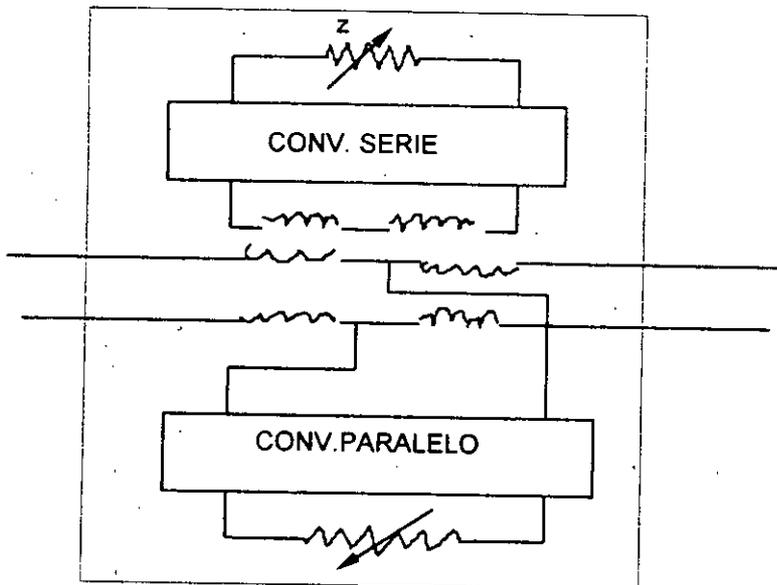


Figura 2.42

d) REPETIDORES REGENERATIVOS.

Una de las ventajas más significativas de los sistemas digitales sobre los analógicos es su capacidad para reconstruir el tren de pulsos transmitido en intervalos a lo largo del canal, con el fin de combatir la acumulación de distorsión (o dispersión) de la señal y el ruido.

Las características más importantes de los sistemas MCP se encuentra en su capacidad para controlar los efectos de distorsión y de ruido producidos en la transmisión de una onda MCP a través de un canal.

Esta capacidad se logra a reconstruir la onda MCP por medio de una cadena de repetidores regenerativos que se localizan en un espaciamiento suficientemente cercano a lo largo de la ruta de transmisión como en la figura 2.43, un repetidor regenerativo realiza tres funciones básicas que son: ecualización (compensación), cronización y toma de decisiones.

El ecualizador da forma a los pulsos recibidos de manera que se compensen los efectos de las distorsiones de amplitud y de fase que producen las características de transmisión del canal.

El circuito de toma de tiempo o cronización proporciona un tren periódico de pulsos que se derivan de los pulsos recibidos, para el muestreo de los pulsos ecualizados en los instantes de tiempo en que la relación de señal a ruido es máxima.

El dispositivo de decisión permite, en el momento del muestreo determinado por el circuito de tiempo, que la amplitud del pulso ecualizado más el ruido sea superior a un nivel de voltaje predeterminado.

Así, por ejemplo, en un sistema MCF con señalización de encendido y apagado el repetidor, toma una decisión en cada intervalo de bit ya sea que un pulso esté presente o no.

Si la decisión es "sí", se transmite un nuevo pulso limpio al siguiente repetidor. Si por otra parte la decisión es "no", se transmitirá una línea de base limpia.

De esta manera, la acumulación de distorsión y de ruido en un tramo del repetidor será eliminada por completo, siempre y cuando la perturbación no sea demasiado grande para que cause un error en el proceso de toma de decisiones. Idealmente, excepto por retardo, la señal que se regenera es exactamente igual a la original transmitida, sin embargo, en la practica, la señal regenerada difiere de la señal original por dos razones principales:

1) La presencia de ruido de transmisión y de interferencia hace que el repetidor tome en ocasiones decisiones erróneas, introduciendo errores de bit en la señal regenerada.

2) Si el espaciamiento entre los pulsos que se reciben se desvía de su valor asignado, se introduce una fluctuación en la posición del pulso regenerado, y se produce distorsión.

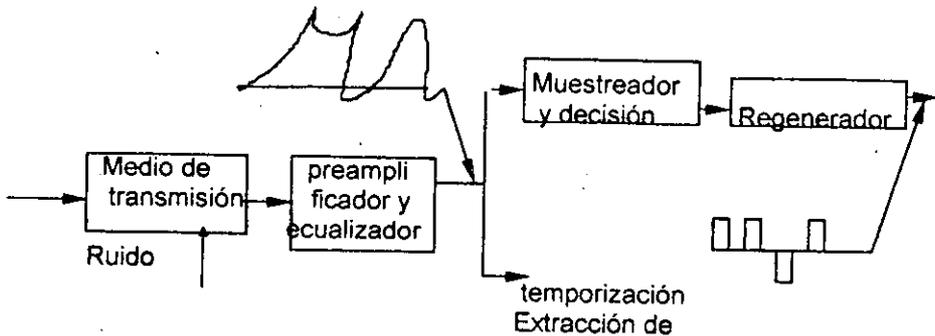
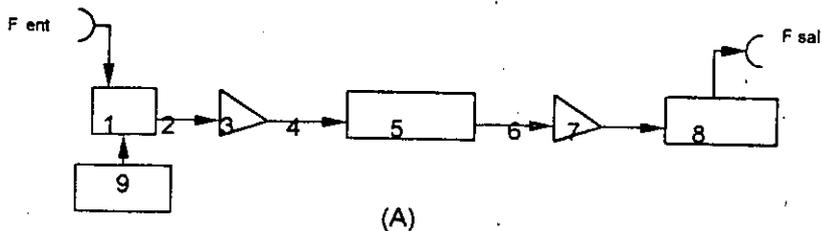


Figura 2.43 un repetidor regenerativo.

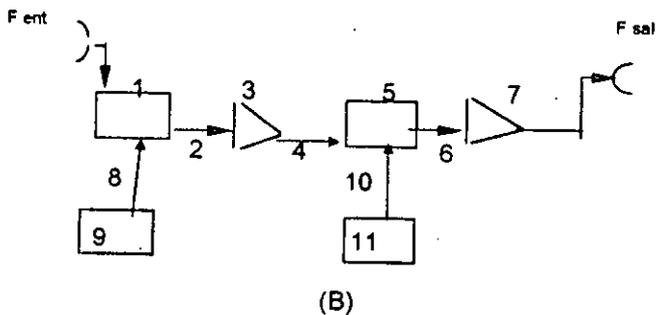
e) REPETIDORES DE RADIOENLACES.

Los repetidores de radioenlaces han sido de banda base. Estos repetidores demodulan completamente la señal de RF entrante a banda base. En la configuración más simple la banda base que se demodula se usa para modular el transmisor. Este tipo de repetidor se presta también para la derivación e inserción de canales de voz, grupos y supergrupos. También es deseable que se pueda demultiplexar la banda base completa a canal de voz para conmutar, insertar y derivar un nuevo arreglo de canales de voz para multiplexar. La nueva banda base modula al transmisor de la siguiente sección de enlace. En la figura 2.44-A se muestra el diagrama simplificado a bloques de un repetidor de banda base. Existen otros dos tipos de repetidores: el repetidor heterodino FI (figura 2.44-B) y el repetidor heterodino RF (figura 2.44-C). Es conveniente que se utilice el repetidor FI en sistemas troncales largos donde se deben minimizar el ruido o la ganancia o fase diferencial.

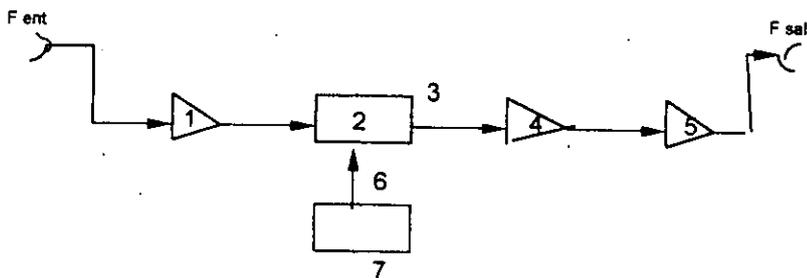
Generalmente tiene poco ruido un sistema con pocas etapas o pasos de modulación - demodulación. El repetidor FI elimina dos etapas de modulación. El repetidor simplemente traslada la señal de entrada a al FI mediante el oscilador local y mezclador adecuados, amplifica la FI que se obtiene, y entonces, la convierte a una nueva frecuencia de RF. La frecuencia que se convierte se amplifica mediante el tubo amplificador de onda viajera (TOV). El repetidor heterodino RF se ilustra en la figura 2.45-C. Con este tipo de repetidor la amplificación se hace directamente a frecuencias de RF. La señal de entrada se traslada a una frecuencia diferente a una frecuencia diferente, se amplifica por lo general mediante un TOV y, entonces, se emite. Los repetidores de radiofrecuencias son complicados en su diseño en partes como la selectividad, limitación y control automático de ganancia y métodos para corregir el retardo de envolvente. Sin embargo, actualmente hay repetidores de RF disponibles, en particular para operación a menos de 6 Ghz.



- | | |
|---------------------------|------------------------------------|
| 1) Mezclador | 6) Amplificador |
| 2) $F_I = 70 \text{ Mhz}$ | 7) Banda Base |
| 3) Amplificador | 8) Transmisor (modulador-exitador) |
| 4) Discriminador | 9) Oscilador local |
| 5) Banda Base | |



- | | |
|---------------------------------------|------------------------------------|
| 1) Mezclador | 6) Frecuencia de salida |
| 2) $F_I = 70 \text{ MHz}$ | 7) Amplificador (TWDM) |
| 3) Amplificador | 8) F_{olr} |
| 4) $F_I = 70 \text{ Mhz}$ | 9) Oscilador local |
| 5) Convertidor de subi
(Mezclador) | 10) F_{olt} |
| | 11) Conv.de subida Oscilador local |



(C)

- | | |
|------------------------------------|------------------------------------|
| 1) Amplificador TWT de bajo nivel | 5) Amplificador TWT de nivel medio |
| 2) Mezclador | 6) F oc |
| 3) Frecuencia de salida | 7) Convertidor Oscilador |
| 4) Amplificador TWT de nivel medio | |

$$F_{oc} = F_{sal} - F_{ent} \quad \text{o}$$

$$F_{oc} = F_{ent} - F_{sal}$$

Figura 2.44. Repetidores de un radioenlace : A) repetidor de banda base; B) repetidor heterodino de FI; C) repetidor heterodino de RF : F_{ent} = frecuencia de entrada al receptor; F_{sal} = frecuencia de salida del transmisor; F_{oc} = frecuencia que sale del oscilador del conversor local; F_{olr} = frecuencia del oscilador local del receptor; F_{olt} = frecuencia del oscilador local del transmisor; F_{ol} = frecuencia del oscilador local: top = tubo de onda progresiva.

f) REPETIDOR HETERODINO.

En este tipo de repetidor las frecuencias de microondas recibidas son trasladadas a frecuencias intermedias, amplificadas por etapas de frecuencias intermedias hasta el nivel requerido y trasladadas de nuevo a frecuencias de microondas para su emisión. Para ello, el repetidor de este tipo está provisto de dos conversores de frecuencia. Es menester que se elija la frecuencia intermedia de tal manera que las frecuencias de vídeo y de oscilación local no causen gran interferencia a otros canales de radio. Según los planes de asignación de frecuencias generalmente adoptados, la frecuencia está comprendida dentro de la banda de seguridad de las frecuencias asignadas, y la frecuencia de oscilación local se sitúa en el extremo de la banda de paso. Un ejemplo, de lo antes mencionado puede expresarse por la fórmula siguiente:

$$f_F = \Delta f (2n + 1) / 4$$

donde:

- Δf es la separación entre frecuencias de transmisión y recepción.
- n es un número entero positivo.

El valor de n está determinado principalmente por el factor de ruido de los circuitos empleados en los repetidores, la banda relativa y la ganancia. La mayoría de los sistemas modernos en servicio, adoptan 70 Mhz para la FI.

En la siguiente figura 2.45 se ilustra el diagrama esquemático fundamental de un repetidor heterodino.

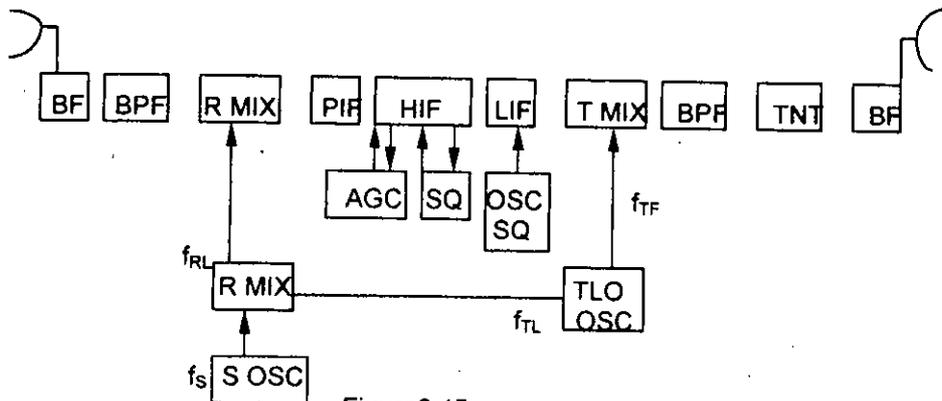


Figura 2.45

- | | | | |
|-----------|---|------|------------------------------|
| BPF | Filtro de paso de banda | BF | Filtro de derivación |
| R MI | Mezclador de recepción | T MI | Mezclador de transmisión |
| PIF | Preamplificador | MIF | Amplificador principal de FI |
| LIF | Amplificador de FI posterior | SQ | Circuito de silenciamiento |
| TLO OSC | Oscilador local de transmisión | | |
| S OSC | Oscilador de frecuencia de desplazamiento | | |
| TWT O TOP | Tubo de onda progresiva | | |

Como puede observarse, la señal f_R que entra en el equipo vía la antena y el filtro de derivación, pasa primero por el filtro de paso de banda, que sirve para evitar la recepción de señales no deseables y la fuga de señales de oscilación local. En el mezclador de recepción la señal f_R es mezclada con la frecuencia de oscilación local f_{RL} y convertida en la frecuencia intermedia f_{IF} . La señal de IF entra en el mezclador principal de FI y el amplificador de FI posterior. El citado preamplificador es un circuito de bajo nivel de ruido.

La señal de FI que entra al mezclador de transmisión, es mezclada con la frecuencia de oscilación local f_{TL} , dando como resultado la frecuencia de transmisión f_T lo cual pasa por el filtro de paso de banda (BPF), y es amplificada por el amplificador de tubo de onda progresiva (TWT o TOP) para obtener el nivel de potencia adecuado.

La señal f_T pasa a la entrada de transmisión para su retransmisión a través del filtro de derivación BF.

El circuito está previsto de control automático de ganancia, que regula la ganancia del amplificador principal de FI para que la potencia de salida de FI quede constante.

En caso de caída del campo eléctrico de recepción por debajo del nivel de umbral, se irradian en la antena de transmisión ruidos de banda ancha, dando interferencias a los

radioenlaces instalados en paralelo. En atención a ello, el circuito está previsto de silenciamiento (squelch) que al caer la potencia de salida de FI por debajo de cierto nivel, desconecta el circuito de la etapa final del amplificador principal de FI para suprimir ruidos, y al mismo tiempo, excita el oscilador de silenciamiento (onda sin modular de 70 Mhz), evitándose en esta forma que el funcionamiento de los equipos instalados en las estaciones subsiguientes sea afectado adversamente. La señal de oscilación local de recepción se obtiene, por lo general, desplazando la señal de oscilación local de transmisión en la porción correspondiente "fs" entre las frecuencias de transmisión y recepción. Por consiguiente, la relación entre estas frecuencias de señal resulta como sigue:

$$f_R = f_{RL} - f_{IF} , f_T = f_{TL} - f_{FI} ; f_{RL} = f_{TL} \pm f_S$$

f_R = frecuencia de recepción f_{RL} = frecuencia de oscilación local

f_{FI} = frecuencia intermedia f_T = frecuencia de transmisión

f_{TL} = frecuencia de transmisión local

$f_S = \pm$ la separación de las frecuencias de transmisión y recepción.

De las ecuaciones anteriores, se obtiene la siguiente ecuación .

$$f_R - f_T = \pm f_S$$

Con el método de repetición heterodina, la estabilidad de la frecuencia de recepción en la estación terminal de recepción de un radioenlace depende solamente de la frecuencia de transmisión que emite la terminal de transmisión. Pero la desviación de la frecuencia de oscilación local correspondiente a cada repetidor intermedio, si hay, se transforma en la desviación de la frecuencia intermedia, causando el deterioro de las características de transmisión.

El repetidor heterodino ofrece las siguientes ventajas:

a) Debido a que no se efectúa modulación - demodulación en cada punto de repetición, esta exento de distorsión.

Las características de transmisión que en otro tipo de repetidores tendrán lugar a causa del proceso de modulación - demodulación.

Esto significa gran ventaja especialmente en el caso de la transmisión de televisión, que demanda por su naturaleza, derivación e inserción de señales en numerosos puntos. Además, resulta sencilla la configuración del circuito.

b) Permite obtener máximo provecho de la particularidad de la transmisión de FM, que se caracteriza por poca variación de nivel.

c) Facilita la interconexión de distintos sistemas de transmisión, por ejemplo entre los de 4000 Mhz, y 6000 Mhz , con tal de que sean iguales sus respectivas bandas de frecuencias intermedias .

En vista de las citadas ventajas, este sistema de repetición está en uso para los equipos repetidores de troncales básicos en casi todas las partes del mundo.

El sistema de repetición heterodino ha venido pasando diferentes etapas de desarrollo,tales como :

El repetidor del sistema SF-1B japonés, empleaba un tubo de Klystron para la oscilación local, y parte de su potencia de salida, en unión con la potencia de salida del oscilador de cristal, se utilizaba para desviar la frecuencia de recepción en 40 Mhz. Más este repetidor necesitaba un tubo de microondas para la oscilación local, y también un mecanismo de control automático de frecuencia para estabilizar la frecuencia de oscilación.

Otro repetidor del sistema es SF-B2 que siguió al anterior,adoptó el método común de oscilación y amplificación aprovechando las características de banda ancha de un tubo de onda progresiva.

Las características más sobresaliente de este sistema radican en que el empleo del tubo de onda progresiva común para la oscilación y amplificación ha permitido omitirse el tubo de microondas y el complicado mecanismo de control automático de frecuencia. Esto fue un adelanto trascendental. Pero lo acompañaban por otro lado, varias desventajas, una de las cuales consistía en que la potencia del tubo de onda progresiva, que servía en común para la oscilación y la amplificación, tuvo que emplearse en su mayoría, para el proceso de oscilación, quedando en consecuencia insuficiente la potencia de amplificación. Mas a pesar de ello, era atrayente la ventaja de oscilación por tubo de onda progresiva, que no necesita del mecanismo AFC, y por consiguiente, los repetidores posteriores han pasado a emplear tubos de onda progresiva por separado para la oscilación y la amplificación de potencia. Recientemente se ha desarrollado otro sistema más avanzado gracias al adelanto de semiconductores, según este sistema, la potencia de salida del oscilador de cristal es amplificada a una frecuencia relativamente baja, y se obtienen las señales de oscilación local mediante la multiplicación escalonada de frecuencia con ayuda de un diodo de capacitancia variable que causa poca pérdida en la transmisión. Este sistema se ilustra en la siguiente figura 2.46

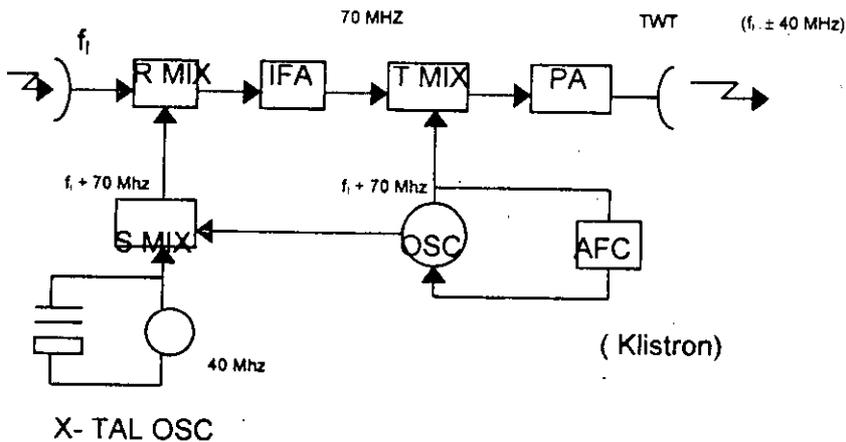


Figura 2.46

g) REPETIDOR POR DETECCIÓN.

Este sistema discrimina la señal de radio frecuencia al nivel de banda base, modulándola nuevamente para su retransmisión. Por esta razón, el proceso de modulación y demodulación en cada punto de repetición origina deterioro acumulativo en las características de la señal de transmisión. A pesar de esto, es un sistema de gran utilidad para enlaces telefónicos de corta distancia para enlazar ciudades pequeñas. Se puede usar repetidores de un mismo tipo tanto en las estaciones terminales como en las repetidoras intermedias, lo que facilita la derivación e inserción de circuitos. La figura 2.47 siguiente representa el diagrama esquemático de una estación repetidora por detección normal.

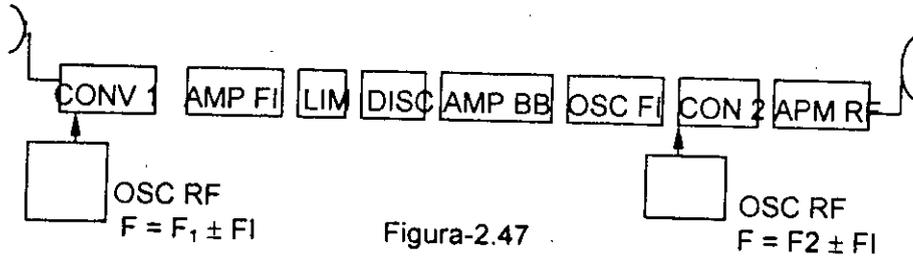


Figura-2.47

REPETIDOR DIRECTO:

Este sistema amplifica las frecuencias de microondas directamente sin trasladarlas en otras bandas de frecuencia. La siguiente figura 2.48 representa el diagrama a cuadros de un repetidor de este tipo.

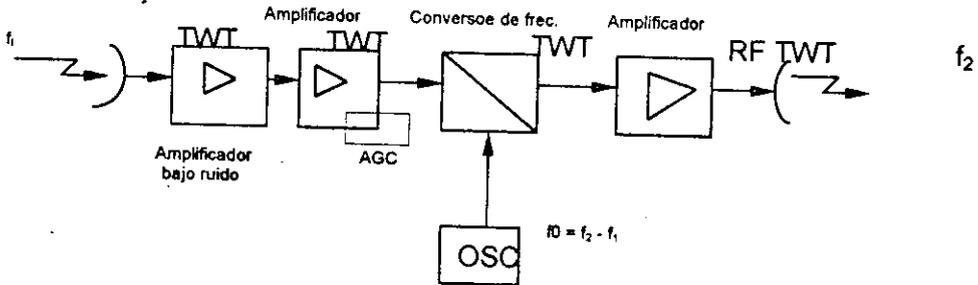


Figura 2.48

Este tipo de repetidor se caracteriza por las siguientes ventajas:

- a) No requiere de numerosos tubos de vacío para frecuencias bajas o para frecuencia intermedia.
- b) Las características de transmisión de señales quedan óptimas y estables.

A pesar de dichas ventajas, se utiliza poco este tipo de repetidor, debido a la dificultad de interconexión con los repetidores de tipo heterodino existente y de derivación e inserción de señales en las repetidoras.

REPETIDORES PASIVOS.

Un repetidor pasivo tiene como función, interceptar el haz de ondas electromagnéticas que viajan en una dirección y redirigir la señal hacia otra dirección, basándose en las características de reflexión que presentan los conductores y también en la ley de Snell.

La diferencia de éste tipo de repetidor con un repetidor activo, es que en el repetidor pasivo la señal que incide no recibe ningún tratamiento como: Preamplificar, amplificar y cambiar la frecuencia como lo hace una estación repetidora de tipo activo.

A pesar de estas condiciones de trabajo, se emplean repetidores pasivos en enlaces de microondas por línea de vista, tomando en cuenta que la atenuación de la señal, será mayor al llegar a una estación repetidora activa.

Existen algunas condiciones que deben tomarse en cuenta para decidir emplear un repetidor pasivo y estas son entre otras:

- a) Lugares en los cuales no es posible instalar alimentación eléctrica.
- b) Lugares de muy difícil acceso para su mantenimiento.
- c) Si es corta la distancia a la cual se encuentra la estación repetidora (ó terminal) más próxima, también se puede emplear un repetidor pasivo y así disminuir los efectos de atenuación que puede presentar un cable coaxial de más de 70 m, de largo ó una guía de ondas. Este efecto se observa en las antenas tipo periscopio que analizaremos más adelante.

Pudiera pensarse que el costo de un repetidor pasivo es menor que un repetidor activo, pero con el análisis siguiente nos daremos cuenta de que los costos son aproximadamente iguales y que ésta no sería una razón justificada para elegir el uso de un repetidor pasivo.

a) CONFIGURACIÓN DE UN REPETIDOR PASIVO.

Como el repetidor pasivo intercepta la radiación electromagnética que proviene de una estación activa (terminal ó repetidora), hay que tomar en cuenta que al irradiarse una onda electromagnética, su intensidad se distribuye en áreas cada vez más grandes. Por ésta razón entre más grande sea el área del reflector, mayor cantidad de señal se redirigirá hacia el nuevo punto de recepción. Pero ésta área no deberá de ser demasiado grande ya que hay que considerar, que las velocidades del viento pueden mover al reflector y cambiar así su ángulo de reflexión y su área efectiva.

Los repetidores pasivos son de aluminio y pueden construirse por secciones ó paneles, los cuales son unidos mediante remaches de alta rigidez como los empleados en la fabricación de aviones. Estos remaches se colocan en los dobleces o pestañas al rededor del área que forma el panel.

En la cara reflectora del pasivo no deben de existir imperfecciones, esto quiere decir que deberá ser una superficie pulida y sin bordes, para evitar reflexiones en otras direcciones, por esta razón al unir paneles de aluminio cuyo grueso sea de 0.064

(0.0192 m). Se empleará una resina epoxica en vez de soldadura de aluminio, ésta resina, tiene la finalidad de evitar el fenómeno de corrosión.

La calidad del trabajo debe ser excelente y esto se prueba haciendo rodar uniformemente un alambre delgado sobre la superficie. También se checa que la presión ejercida por el viento, sea soportable por la superficie sin sufrir deformaciones.

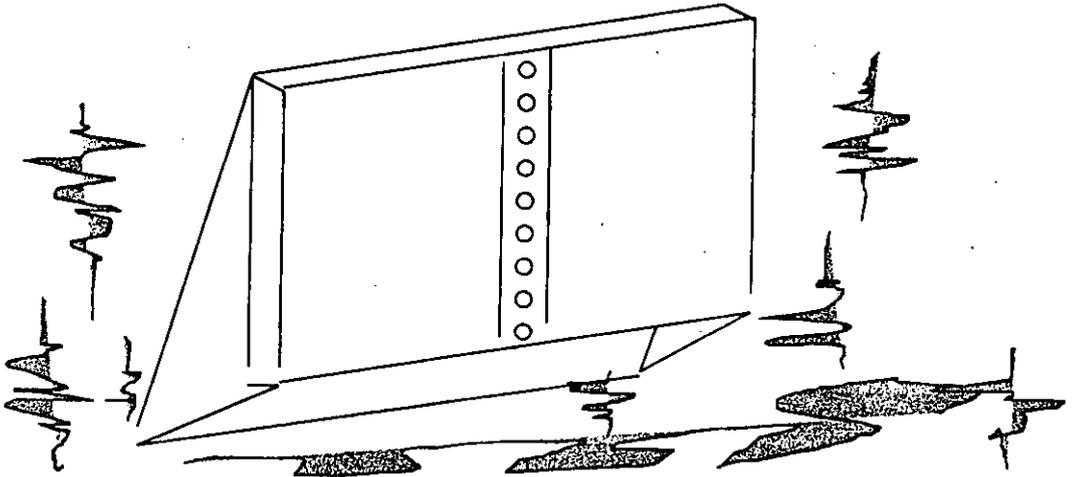


Figura 2.49 Vista frontal de un repetidor pasivo que muestra la posición de los puntos de igual presión.

b) RIGIDEZ DE LOS REPETIDORES PASIVOS.

A la superficie reflectora de un pasivo se la puede permitir una irregularidad que esté dentro de $\lambda / 8$. Existen estudios acerca de ésta irregularidad en la superficie y se ha logrado determinar que a diferentes frecuencias de operación se le permiten diferentes valores en la irregularidad superficial, como son: $\frac{3}{4}''$ (0.018 m) para 2 Ghz, $\frac{1}{4}''$ (6.25×10^{-3} m) para 6 Ghz y $\frac{1}{8}''$ (3.125×10^{-3} m) para 11 Ghz.

En la práctica se trata de evitar una superficie convexa mediante especificaciones típicas y por ejemplo para 6 Ghz se especifica una superficie reflectora de $+0, -\frac{3}{4}''$ el signo negativo indica concavidad de la cara.

Las especificaciones para la rigidez de un repetidor pasivo se basan en el ancho del haz de la señal reflejada. El ancho del haz entre puntos a media potencia de un reflector pasivo iluminado completamente, se representa por la siguiente ecuación.

$$\phi = \left(\frac{58.7 \lambda}{L} \right) ^{\circ}$$

donde:

λ = Es la longitud de onda en pies.

L = Es la dimensión lineal efectiva del pasivo en pies (en la dirección del haz).

Por lo tanto las especificaciones de rigidez, deben de considerar frecuencia y dimensión del pasivo. Los pasivos de deben diseñar para observar un alto grado de exactitud en su posición, aún bajo las peores condiciones atmosféricas.

Suponiendo un pasivo de 20' (6 m²) y considerando que la pérdida de potencia es de 50 % (-3 db), la rigidez estructural deberá ser de $\pm 0.72^\circ$ para 2 Ghz, $\pm 0.24^\circ$ para 6 Ghz y $\pm 0.13^\circ$ para 11 Ghz.

Dimensiones de la Superficie Reflectora

Los repetidores pasivos se construyen en 14 medidas estándar que va de 6' x 8' (4.32 m²) a 30' x 32' (86.4 m²).

Estas dimensiones se pueden lograr con el ensamblado de pánelas ó modelos fabricados en 4 medidas estándar que son:

- 6' x 8' x 1' (4.32 m² de área y pestaña de 30 cm);
- 7' x 8' x 1' (5.04 m² de área y pestaña de 30 cm);
- 8' x 10' x 2' (7.2 m² de área y pestaña de 30 cm);
- 8' x 10' x 2' (7.2 m² de área y pestaña de 30 cm).

Por ejemplo se recomienda un pasivo de 9 paneles de 8' x 10' x 2' para lograr una superficie reflectora de 24' x 30' (64.8 m²).

Los repetidores se prueban en la fábrica armando la superficie con remaches de menor calidad ó con tornillos, después se desarma y trasladada al campo en donde se procederá al armado con remaches de alta rigidez y dando al acabado de cara pulida ya explicado.

c) ESTRUCTURA DE LOS REPETIDORES PASIVOS.

La superficie reflectora se debe montar sobre una estructura de acero galvanizado tratando de emplear en la mayor cantidad de uniones, soldadura y evitar así el uso de tornillos que pueden aflojarse con golpe del viento. El compromiso que debe cumplir el diseñador de la estructura.

Esto es con el objeto de disminuir el tiempo de montaje en el campo.

Al diseñar una estructura deberán tomarse en cuenta el ángulo de reflexión y requisitos de pendiente.

El mecanismo de ajuste se coloca entre los paneles y la estructura de acero galvanizado.

La estructura de acero galvanizado es sostenida sobre cuatro soportes ó pilares que deberán ser diseñados para soportar el peso muerto del reflector, y la estructura y garantizar la mayor rigidez.

Para esto se requiere de una obra civil según se observa en la siguiente figura 2.51

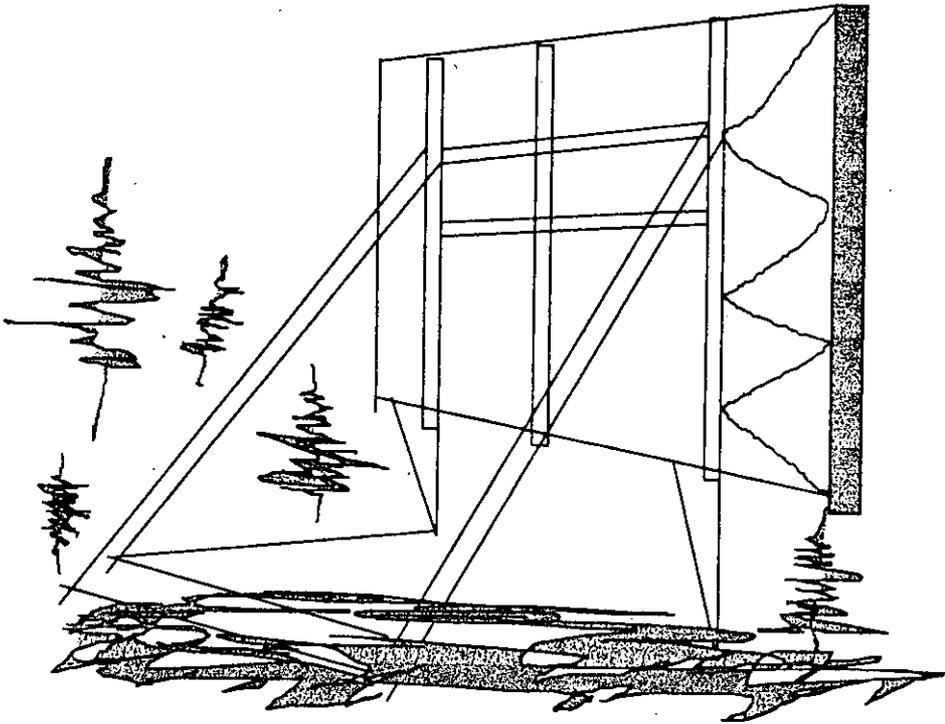


Figura 2.50 Detalle de la sujeción de vientos para la protección del repetidor pasivo contra vientos que afecten la estabilización.

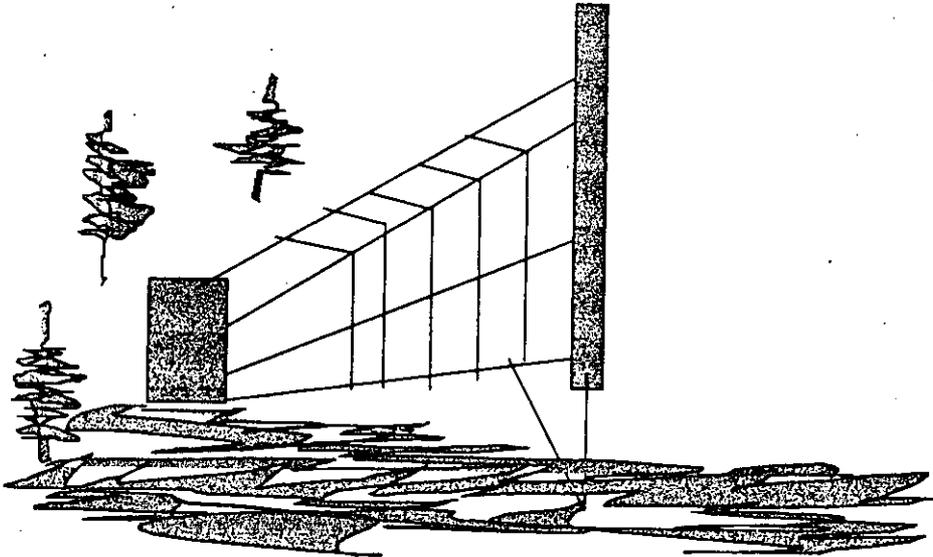


Figura 2.51 Vista de un repetidor pasivo en operación.

Por medio de las figuras 2.50 y 2.51 anteriores se presenta el proceso de montaje de un repetidor pasivo de 16' x 20' (2.88 m²) de dos paneles.

ÁNGULOS VERTICAL Y HORIZONTAL EN REPETIDORES PASIVOS

En un repetidor pasivo se manejan dos ángulos importantes que son: ángulo vertical θ que se fija mediante los mecanismos de ajuste y que nos dan la inclinación de la superficie reflectora del pasivo con respecto al plano de tierra y que se muestra en la figura 2.52

Ángulo horizontal α que se define con las trayectorias del haz incidente y reflejado según se muestra en la figura 2.53.

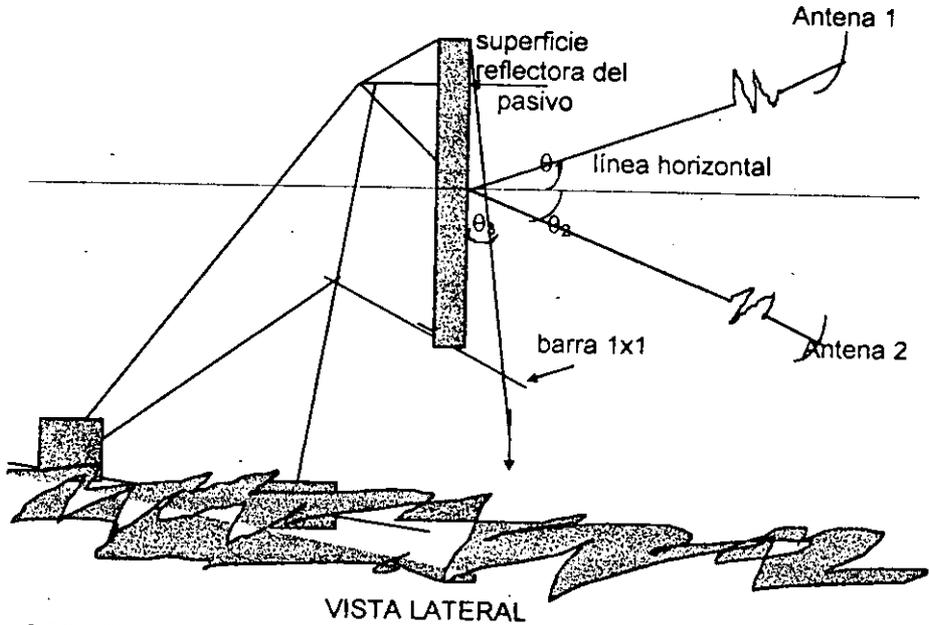


Figura 2.53 Vista lateral de un repetidor pasivo que muestra el ángulo vertical (θ)

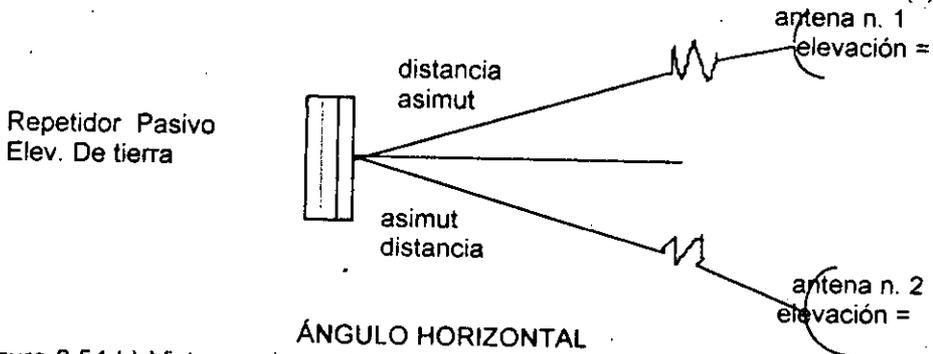


Figura 2.54 b) Vista en planta de un repetidor pasivo que muestra el ángulo horizontal (2α).

A la contribución del campo eléctrico en el receptor, no le afecta tanto las variaciones del ángulo vertical como las variaciones del ángulo horizontal, por esta razón analizamos el ángulo α .

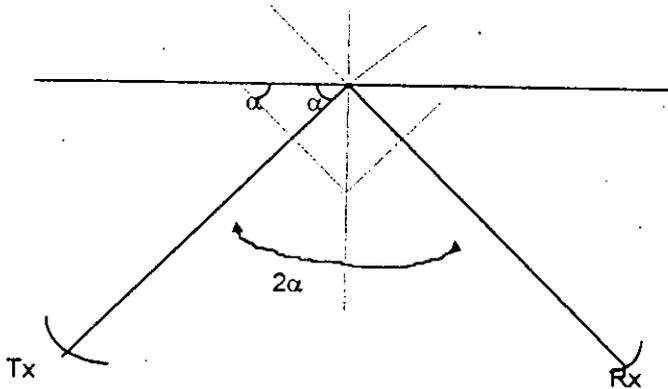


Figura 2.54 Análisis gráfico del ángulo horizontal

Área Efectiva

Es la porción del área del reflector que ve el haz al incidir normalmente y está dada por:

$$A_r \cos a = A_{efe} = a^2$$

$$\cos a = \frac{A_{efe}}{A_r}$$

d) GANANCIA DE LOS REPETIDORES PASIVOS.

Recordando la definición de ganancia que nos dice que es la habilidad de concentrar una cantidad de energía en una dirección; se ve que el pasivo cumple con ésta definición, por lo tanto un pasivo si tiene ganancia.

Un repetidor pasivo tiene la ganancia de dos antenas parabólicas que estuviesen conectadas espalda con espada. La ganancia de una de apertura cuya área efectiva sea de a^2 , está dada por la siguiente expresión:

$$G = \frac{A_{efe}}{A_{iso}}$$

La ganancia del reflector pasivo con respecto a la antena isotrópica, está dada por la siguiente ecuación.

$$G_p = \left[\frac{A_{efe \text{ Pasivo}}}{A_{iso}} \right]^2$$

"a" se puede calcular si se conoce el ángulo y la dirección del haz.

$$\text{si } A_{\text{efe pasivo}} = a^2$$

$$G_p = \frac{\left[\frac{a^2}{\lambda^2} \right]^2}{4\pi}$$

$$G_p = \frac{\left[4\pi \cdot a^2 \right]^2}{\lambda^2}$$

expresando las ganancias en db se tiene que:

$$G_p = \frac{\left[4\pi a^2 \right]^2}{\lambda^2}$$

$$G_p = 20 \log \left(\frac{4\pi A_r \cos a}{\lambda^2} \right)$$

Localización de un Pasivo con Respecto a las Antenas de Apertura

1°- CASO

$$a_T = -G_{Tx} + a_n + a_2 - G_{Rx}$$

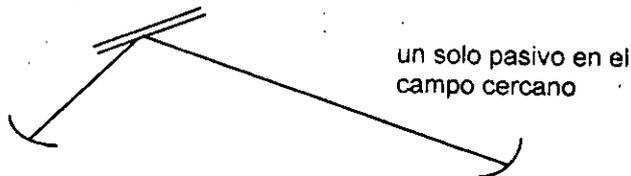


Figura 2.55

En este primer caso el pasivo se encuentra dentro del campo cercano de una de las antenas parabólicas. Un ejemplo de este caso es la antena tipo periscopio.

2°- CASO

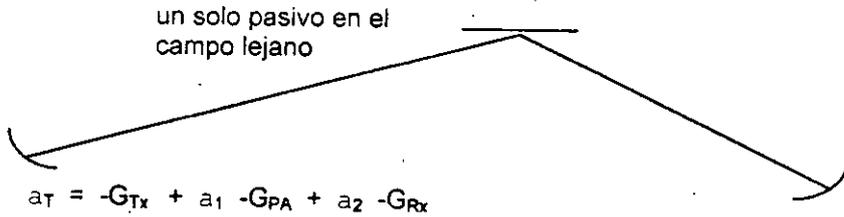


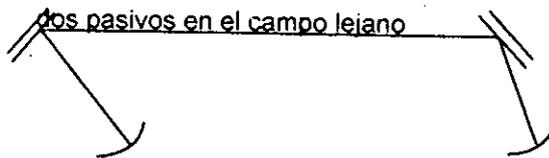
Figura 2.56

En este segundo caso el pasivo está en el campo lejano de las dos antenas parabólicas.

Doble Pasivo:

En un enlace de microondas, pueden emplearse dos pasivos para una trayectoria punto a punto. Estos pasivos pueden colocarse de las siguientes tres formas:

3°- CASO



$$a_T = -G_{Tx} + a_1 - G_{PA} - a_3 - G_{PB} + a_2 - G_{Rx}$$

Figura 2.57

En el caso mostrado en la figura 2.57 anterior se puede observar que los dos pasivos se encuentran en el campo lejano de las parábolas y el campo lejano de ellos mismos.

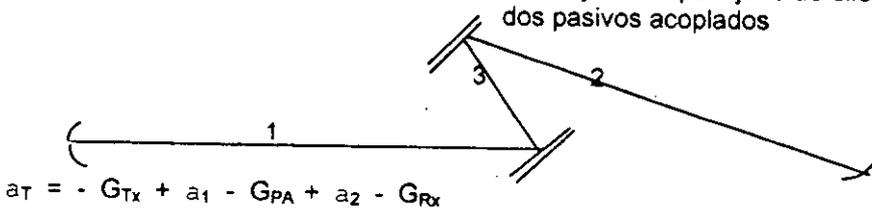


Figura 2.58

En el caso mostrado en la figura 2.58 puede observarse que los pasivos están en el campo cercano uno del otro y en el campo lejano de las parábolas.

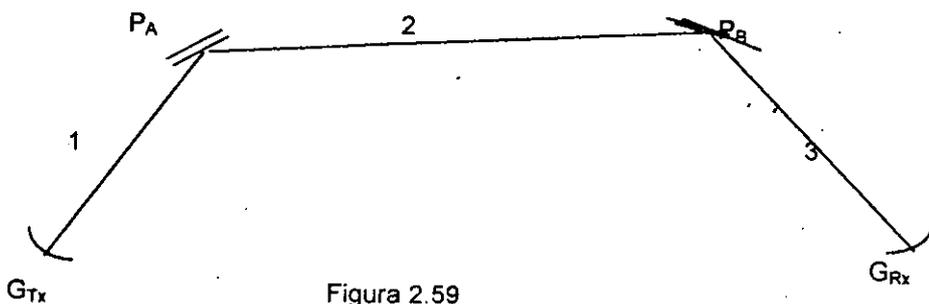


Figura 2.59

En este último caso que se mostró en la figura 2.59 puede notarse que los pasivos están el campo lejano uno del otro y cada uno, en el campo cercano de las parábolas.

Antena Tipo Periscopio

Nos interesa conocer la atenuación total que sufrirá la señal al viajar por la trayectoria (Tx - P - Rx). La atenuación total se calcula considerando la contribución individual de todos los elementos que entran en juego en éste enlace.

CAPITULO III

3.1- PLAN DE FRECUENCIAS.

3.2- PLAN DE DISPOSICION DE RADIOCANALES.

3.1 PLAN DE FRECUENCIAS.

a) BANDAS DE FRECUENCIAS.

La distribución de frecuencias de los canales de los enlaces de microondas que emplean repetidores (relevadores), está basado en las recomendaciones del Comité Consultivo Internacional de Radiocomunicaciones (CCIR). Se define un plan de frecuencias para cada banda destinada a las comunicaciones en el espectro de super altas frecuencias (SHF), en función de la capacidad del sistema, esto es, el número de canales de radiofrecuencia que pueden acomodarse en una banda, el espacio entre ellos y la frecuencia de canales principales y suplementarios.

La gama de los 1000 Mhz a los 10,000 Mhz está destinada particularmente para sistemas de microondas por línea de vista pero, pueden emplearse frecuencias superiores eficientemente bajo condiciones apropiadas.

Cuando se opera en la región de los 10,000 Mhz, la lluvia, niebla o nieve originan una fuerte absorción de la señal; y a frecuencias más elevadas del orden de 20 Mhz la absorción también es bastante elevada debido al vapor de agua y oxígeno.

La banda de frecuencias asignada en la Convención Internacional de Génova en 1959 para enlaces de punto a punto es la siguiente:

335 a	420 Mhz
1700 a	2300 Mhz
3400 a	4200 Mhz
5925 a	8500 Mhz
10500 a	13250 Mhz

La selección de la frecuencia depende de muchos factores.

Las altas frecuencias proporcionan más directividad de las antenas, menos juego de la primera zona de Fresnell y mayor ancho de banda disponible para la información que se requiere transmitir. Por otro lado la pérdida de propagación, el desvanecimiento y la figura de ruido del receptor aumenta con la frecuencia. Además la potencia de transmisión tiende a disminuir cuando la frecuencia aumenta.

El ruido atmosférico y el generado por el hombre son mayores en el extremo inferior de la banda de UHF. Debido a este inconveniente, los enlaces de microondas por línea de vista han sido agrupados en la banda de frecuencias de 1000 a 10,000 Mhz.

Los planes de frecuencia dan también recomendaciones para el número de canales de radiofrecuencia que pueden operarse en paralelo empleando la misma antena, e incluyen sugerencias para la polarización apropiada que debe emplearse.

Al seleccionar un plan de frecuencias, el CCIR, nos permite:

a) En enlaces internacionales, la única forma de que coincidan las frecuencias de operación de sistemas, lográndose con esto la interconexión y el empleo de las facilidades de las redes existentes en diferentes países.

b) Reducir los efectos de la interferencia entre sistemas paralelos, lo cual es bastante más problemático en regiones fronterizas.

En países con alta densidad de tráfico telefónico o de TV, requieren de muchos sistemas en paralelo para que cubran los requisitos exigidos, por lo que para evitar

interferencias mutuas entre sistemas, se requiere de una cuidadosa planificación en la distribución de frecuencias, para los canales de radiofrecuencias (RF).

c) Un mejor empleo del espectro electromagnético.

Un plan de frecuencias es de gran valía para el fabricante de subsistemas y sistemas de microondas, ya que con estos datos puede diseñar sus dispositivos o equipos para que sean compatibles con otros fabricantes de diferentes países.

Disposición de Frecuencias de Canales de Radiofrecuencia para Sistemas Digitales de Baja y Mediana Capacidad con Ancho de Banda Equivalente Operando en la Banda de 2 Ghz. (Recomendación 283-3).

1) La disposición de esta recomendación para 960 canales telefónicos sólo se aplica para la banda de 2500 a 2700 Mhz.

2) Esta recomendación se aplica únicamente a los sistemas con visibilidad directa o casi directa.

de 1700 a 1900 Mhz
 1900 a 2100 Mhz
 2100 a 2300 Mhz
 2500 a 2700 Mhz

En cada segmento de banda, se recomienda acomodar seis canales radioeléctricos de ida y seis de retorno como máximo, cada uno de ellos con capacidad de 60, 120, 300 ó hasta 960 canales telefónicos ó para sistemas digitales con ancho de banda equivalente.

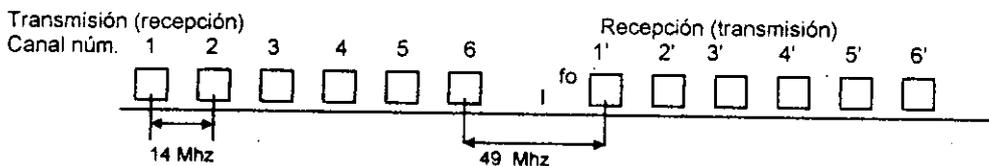


Figura 3.1 Disposición de los canales radioeléctricos en la banda de 2 GHz, en el caso de interconexiones internacionales.

3) La banda de 2690 a 2700 Mhz esta destinada exclusivamente para radioastronomía y la frecuencia por debajo de 2500 Mhz.

Las frecuencias de cada canal, se expresan en Mhz, mediante las siguientes relaciones:

Mitad inferior de la banda $f_n = f_0 - 108.5 + 14 n$

Mitad superior de la banda $f_n = f_0 - 10.5 + 14 n$

Como:

$f_0 = 1800$ Mhz para el segmento de 1700 a 1900 Mhz

$f_0 = 2000$ Mhz para el segmento de 1900 a 2100 Mhz

$f_0 = 2200$ Mhz para el segmento de 2100 a 2300 Mhz

$f_0 = 2600$ Mhz para el segmento de 2500 a 2700 Mhz

f_0 - Es la frecuencia central del segmento de frecuencias considerado, cuyo ancho de banda es de 200 Mhz.

f_n - Es la frecuencia central del canal radioeléctrico n , localizado en la mitad superior de éste segmento.

$n = 1, 2, 3, 4, 5, \text{ y } 6$

4) La mayoría de los países, prefieren expresar las frecuencias de los canales en Mhz y mediante las siguientes relaciones:

Mitad inferior de la banda: $f_n = f_0 - 94.5 + 14 n$

Mitad superior de la banda: $f_n = f_0 - 3.5 + f_n$

$n = 1, 2, 3, 4, 5, \text{ y } 6$

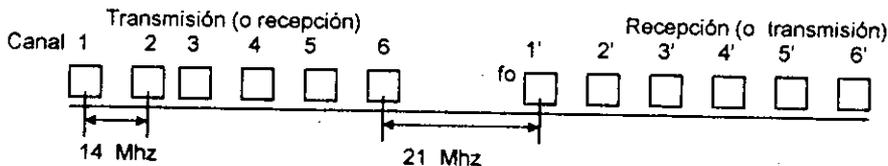


Figura 3.2 Disposición de los canales radioeléctricos.

Los canales intercalados deben ubicarse 7 Mhz por debajo de los canales principales correspondientes.

Se pueden utilizar canales de RF, adicionales intercalados con los de la disposición principal, los cuales deben ubicarse a 7 Mhz por encima de las frecuencias de los canales principales correspondientes, o en sistemas digitales de ancho de banda equivalente, no es práctico utilizar frecuencias intercaladas, debido al ancho de banda ocupada por el espectro de la portadora modulada en frecuencia.

Los sistemas de relevadores radioeléctricos pueden funcionar con el máximo de excursión de frecuencia (Rec. 404 - 2) para sistemas de hasta 600 canales telefónicos, mientras que para los 960 canales, debe emplearse una excursión de frecuencia más reducida con el fin de mejorar la utilización del espectro.

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

1) Todos los canales de ida estén situados en una mitad de la banda y todos los de retorno en la otra.

- 2) Utilizar polarizaciones diferentes de modo alternativo para canales de radiofrecuencia adyacentes situados en la misma mitad de la banda.
- 3) Si se utilizan antenas para transmitir y recibir y se transmiten tres canales de radiofrecuencia por una sola antena, es preferible que las frecuencias de los canales se escojan utilizando la combinación $n = 1,3,5$ en las dos mitades de la banda o la combinación $n = 2,4,6$ en las dos mitades de la banda.
- 4) Si utiliza un sistema de 960 canales telefónicos, se utilizarán de preferencia los siguientes valores:

Valor eficaz de la excursión por canal: 140 KHz.

Frecuencias de la señal piloto de continuidad: 4715 KHz.

Valor eficaz de la excursión para la señal piloto de continuidad: 100 KHz.

La banda de frecuencias destinada para el empleo de 600 y 1800 canales telefónicos, en 2 y 4 Ghz, tiene un ancho de banda de 400 Mhz, en los cuales es conveniente interconectar hasta seis canales radioeléctricos de ida y seis de retorno.

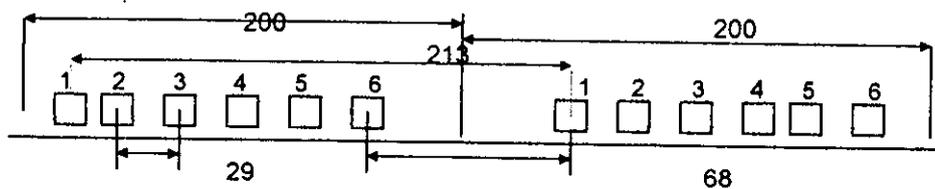


Figura 3.3 Disposición de los canales radioeléctricos para capacidades de 600 a 1800 canales y que trabajan en la banda de 2 y 4 Ghz.

Las frecuencias de los canales de RF se expresan en Mhz mediante las siguientes relaciones:

Mitad inferior de la banda: $f_n = f_0 - 208 + 29 n$

Mitad superior de la banda: $f_n = f_0 - 5 + 29 n$

Donde los valores de las frecuencias centrales son las siguientes:

$f_0 = 1903 \text{ Mhz}$ ó 2101 Mhz en la banda de 2 Ghz

$f_0 = 4003.5 \text{ Mhz}$ en la banda de 4 Ghz

f_0 - Es la frecuencia central de la banda de frecuencias ocupada, en Mhz.

f_n - Es la frecuencia central de canal radioeléctrico n , localizado en mitad inferior de la banda en Mhz.

f_n - Es la frecuencia central de canal radioeléctrico n , localizado en la mitad superior de la banda en Mhz .

Para la estandarización de los sistemas de transmisión múltiple se formuló un plan de modulación normal por grupos de canales para lo cual se normalizó primero el espaciamento entre portadoras de canal a 4 KHz, que incluye cierta banda de protección entre canales, pues la anchura de banda de frecuencias de voz se normalizó de 300 a 3400 Hz. Esto se explica en la siguiente figura 3.4- en donde existen dos portadoras de canal (4 y 8 KHz) las cuales son moduladas por la banda de frecuencia de voz de .3 a 3.4 KHz. Considerando que, mediante filtros adecuados se seleccionan las bandas laterales inferiores (los filtros suprimen las superiores que se indican con rayas punteadas en la figura 3.4-anterior) el espacio dado por la diferencia $4.6 - 3.7 = .9$ KHz es la banda de protección entre los canales 1 y 2. Esta banda de protección entre canales es necesaria pues los filtros que se emplean para suprimir una de las bandas laterales no son ideales pudiendo, de otra manera, existir traslape entre canales que provocaría interferencias indeseables entre ellos.

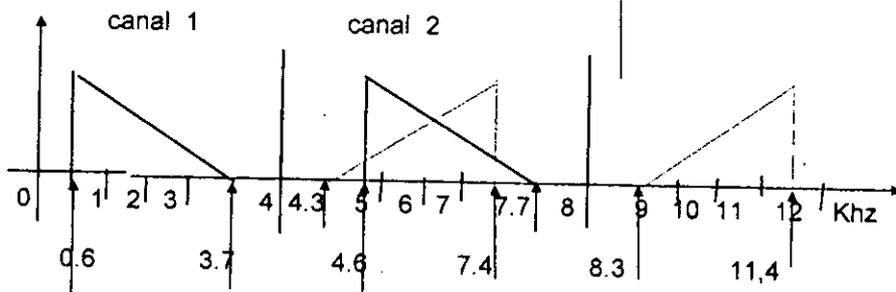


Figura3.4

Por otro lado, se formuló un plan básico de modulación factible de utilizarse para sistemas por líneas aéreas, por cable coaxial de banda ancha y para sistemas por cable múltiple. Los grupos normalizados para sistemas por línea aérea son de dos tipos: el grupo primario básico (GB) A de 12 canales que operan en la banda de 12 a 60 KHz y el grupo primario básico B de 12 canales que opera en la banda de 60 a 108 KHz. Mediante el empleo de varias etapas de modulación éstos grupos básicos de 12 canales se utilizan como bloques de estructura para la información de sistemas con capacidad hasta de varios miles de canales, los cuales, requieren de medios de transmisión de banda ancha como el cable coaxial o por microondas, por ejemplo, el cable múltiple de fabricación especial para transmisión de larga distancia, permite el empleo de sistemas de Onda Portadora (O.P) que manejan 60 canales en la banda de 12 a 252 KHz. Dicho cable permite la transmisión de frecuencias hasta de 60 Ghz. El cable coaxial que transmite eficientemente señales en el rango de 60 KHz a 60 Ghz, permite el empleo de los sistemas actuales con capacidad de 10800 canales telefónicos en la banda de 4 a 60 Ghz.

b) FRECUENCIAS DE PORTADORAS DE RADIOCANAL.

Las frecuencias de la portadora para los bancos de canales se determinan de la siguiente expresión:

$$f_c = 112 - 4n \text{ khz}$$

en donde n es el número de canal la siguiente tabla indica las frecuencias de la portadora para los canales del 1 al 12. Por lo tanto, para el canal 1, una banda de frecuencias de 0 a 4 Khz modula una portadora de 108 Khz. Matemáticamente, la salida de un filtro pasa banda de canal es:

$$f_{\text{salida}} = f_c - f_m \text{ a } f_c$$

en donde: f_c = frecuencia de la portadora de canal (112 - 4n Khz)

f_m = espectro de frecuencias para canales (0 a 4 khz)

para el canal 1:

$$f_{\text{salida}} = 108 \text{ Khz} - (0 \text{ a } 4 \text{ Khz}) = 104 \text{ a } 108 \text{ Khz}$$

para el canal 2:

$$f_{\text{salida}} = 104 \text{ Khz} - (0 \text{ a } 4 \text{ Khz}) = 100 \text{ a } 104 \text{ Khz}$$

para el canal 12:

$$f_{\text{salida}} = 64 \text{ Khz} - (0 \text{ a } 4 \text{ Khz}) = 60 \text{ a } 64 \text{ Khz}$$

Las frecuencias de la portadora de grupo se derivan de la siguiente expresión:

$$f_c = 372 + 48 n \text{ khz}$$

en donde n es el número de grupo. Para el grupo 1, una señal de grupo de 60 a 108 Khz modula una frecuencia de la portadora de grupo de 420 Khz. Matemáticamente, la salida de un filtro pasa - banda de grupo es:

$$f_{\text{salida}} = f_c - f_g$$

en donde f_c = frecuencia de la portadora de grupo (372 + 48 n Khz)

f_g = espectro de frecuencias de grupo (60 a 108 Khz)

para el grupo 1,

$$f_{\text{salida}} = 420 \text{ Khz} - (60 \text{ a } 108 \text{ Khz}) = 312 \text{ a } 360 \text{ Khz}$$

para el grupo 2,

$$f_{\text{salida}} = 468 \text{ Khz} - (60 \text{ a } 108 \text{ Khz}) = 360 \text{ a } 408 \text{ Khz}$$

para el grupo 5,

$$f_{\text{salida}} = 612 \text{ Khz} - (60 \text{ a } 108 \text{ Khz}) = 504 \text{ a } 552 \text{ Khz}$$

Las salidas de los cinco moduladores de grupos se suman, en el combinador lineal, para producir el espectro total del supergrupo mostrado (312 a 552 Khz) Obsérvese que el ancho de banda total del supergrupo es igual a 240 Khz (60 canales x 4 Khz).

Además el plan de frecuencias, nos permite evitar interferencias entre sistemas de comunicación gracias a la planeación de la distribución del plan de frecuencias y es la única manera de que coincidan las frecuencias de operación de sistemas de TV lográndose con esto la interconexión y el empleo de las facilidades de las redes existentes en diferentes países.

En sistemas de microondas existen 3 tipos de sistemas que son:
Integrados; No integrados y Portátiles.

Se entiende por sistemas integrados aquel que da servicio de comunicación internacional, como la Secretaría de Comunicaciones y Transporte.

Un sistema no integrado es aquel que da servicio de comunicación únicamente a empresas, por ejemplo: Petróleos Mexicanos, Ferrocarriles Nacionales de México, Comisión Federal de Electricidad, etc.

En un sistema portátil la estación de microondas que sirve como enlace no esta fija, sino que es posible transportarla de un punto a otro, como Televisa, Banda Civil, etc. En sistemas de microondas con línea de vista y con relevadores, se pueden acomodar hasta 2700 canales telefónicos. Existen dos métodos para acomodar estos canales telefónicos y son:

LA MULTICANALIZACIÓN POR DISTRIBUCIÓN DE FRECUENCIA (FDM).
LA MULTICANALIZACIÓN POR DIVISIÓN DE TIEMPO (TDM).

3.2 PLAN DE DISPOSICIÓN DE RADIOCANALES.

a) MULTICANALIZACIÓN POR DIVISIÓN DE TIEMPO (TDM)

Multicanalización es la transmisión de información (ya sea de voz o de datos), de más de un destino, por el mismo medio de transmisión. Las transmisiones ocurren en el mismo medio, pero no necesariamente en el mismo tiempo. El medio de transmisión puede ser, un par de cables metálicos, un cable coaxial, un sistema de radio de microondas terrestre, un radio de microondas por satélite, o un cable de fibra óptica.

Una característica importante del proceso de muestreo es la conservación del tiempo; es decir, la transmisión de las muestras de mensaje ocupa el canal de transmisión sólo durante una fracción del intervalo de muestreo, sobre una base periódica, y de esta forma algo del intervalo de tiempo entre muestras adyacentes queda despejado para ser utilizado por otras fuentes independientes de mensaje, sobre de una base de tiempo compartido. Se obtiene así un sistema de multiplexión por división de tiempo (TDM) que permite la utilización conjunta de un canal común de transmisión por una pluralidad de fuentes independientes de mensaje, sin interferencia mutua.

El concepto de TDM se ilustra mediante el diagrama a bloques de la figura 3.5. Cada una de las señales de mensaje de entrada se restringe primero en ancho de banda mediante un filtro de pasabajas, a fin de suprimir las frecuencias que no son

esenciales para una representación adecuada de la señal. A continuación, las salidas del filtro de pasabajas se aplican a un conmutador que usualmente está formado por circuitos de conmutación electrónica. La función del conmutador es doble: 1) tomar una muestra angosta de cada uno de los N mensajes de entrada a una razón de $1/T_s$, que es ligeramente mayor que $2W$, en donde W es la frecuencia de corte del filtro de pasabajas de entrada, y 2) intercalar secuencialmente esas N muestras en un intervalo de multiplexión por división de tiempo. Siguiendo el proceso de conmutación, la señal multiplexada se aplica a un modulador de pulsos, el propósito del cual es transformar la señal multiplexada en una forma adecuada para su transmisión por el canal común.

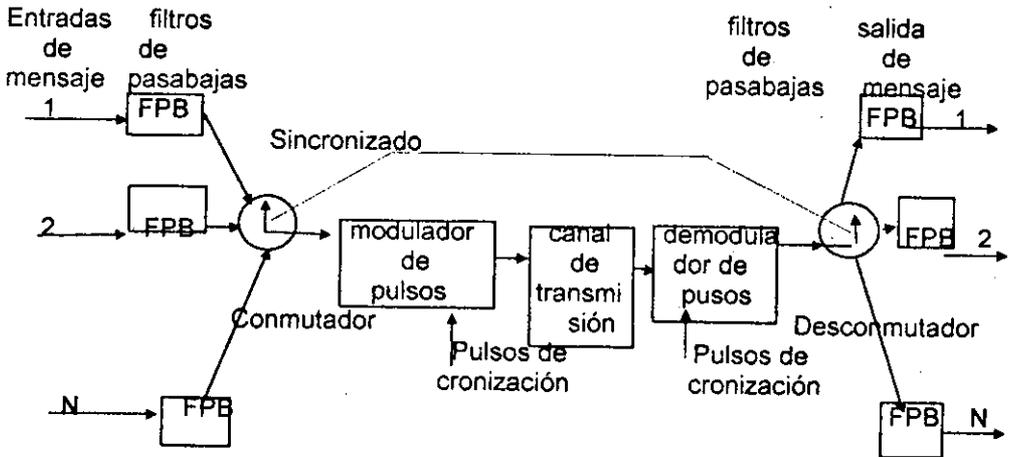


Figura 3.5

La facilidad de la transmisión de la información completa de una señal analógica a través de muestras de su amplitud tomadas a intervalos de tiempo regulares de acuerdo con Teorema de Nyquist, permite que el medio de transmisión sólo se encuentre ocupado durante periodos correspondientes a cada muestra. Es posible por tanto, permitir el tráfico a través del medio de transmisión a otras señales durante el tiempo en que no este ocupado el medio de transmisión. La transmisión de varias señales a través del mismo medio bajo el concepto de tiempo compartido se designa como multiplexaje por división de tiempo. El TDM se consigue al efectuarse el muestreo de todas las señales a transmitir e intercalando las muestras como se observa para el caso de 3 señales en la figura 3.6 siguiente:

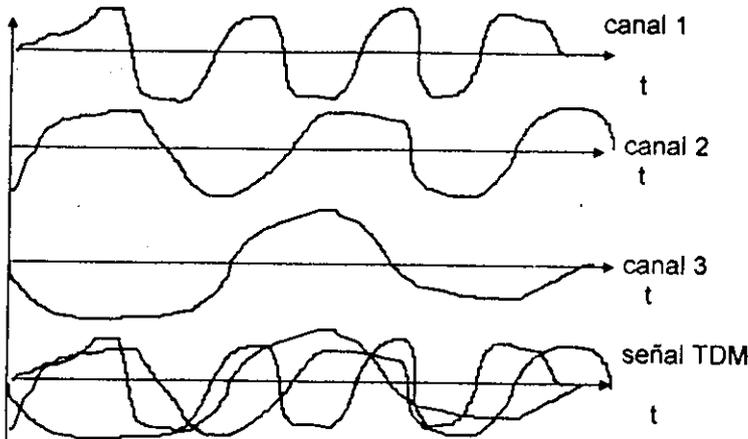


Figura 3.6

Con la Modulación por Distribución de Tiempo (TDM), las transmisiones para fuentes múltiples ocurren sobre el mismo medio pero no al mismo tiempo.

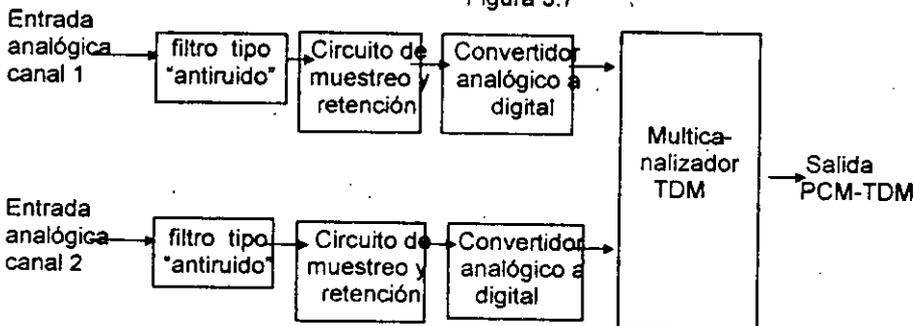
El tipo más común de modulación utilizada con los sistemas TDM es el PCM. Con un sistema de PCM-TDM, se muestran dos o más canales de banda de voz, convertidos a código PCM, y luego se utiliza el proceso de multicanalización por división de tiempo.

La siguiente figura 3.7 muestra un diagrama a bloques simplificado de un sistema de portadora para PCM-TDM de dos canales. Cada canal, de manera alternada se usa y se convierte a un código PCM. Mientras que el código PCM para el canal 1 se está transmitiendo, el canal 2 se está usando y convirtiendo a un código PCM. Mientras el código PCM del canal 2 se está transmitiendo, la siguiente señal se toma del canal 1 y se convierte al código PCM. Este proceso continúa y se toma de manera alternativa señales de cada canal, se convierten a códigos PCM y se transmiten.

El proceso de multicanalización es simplemente un interruptor electrónico con varias entradas y una salida. Los canales se seleccionan de manera alterna y se conectan a la salida del multicanalizador.

El tiempo que toma transmitir una señal de cada canal se llama **tiempo de trama**.

Figura 3.7



La entrada a un sistema digital se encuentra en la forma de una sucesión de dígitos. Podría ser la salida de un conjunto de datos, o de una computadora, o una señal de voz digitalizada (PCM) facsímil digital o TV, o datos de telemetría, etc. La mayor parte se restringe al caso binario, esto es, los esquemas de comunicación que utilizan sólo dos símbolos, 0 y 1.

Las señales que provienen de varias fuentes digitales se pueden combinar mediante un multiplexor digital utilizando el proceso de intercalación. La salida del multiplexor se codifica en pulsos eléctricos para el propósito de transmisión a través de una línea digital.

Existen varias formas posibles de lograr esto, la transmisión más simple o código de línea, es la de encendido -apagado, donde 1 se transmite mediante un pulso $p(t)$ y 0 se transmite mediante ningún pulso. Otro código es el polar, donde 1 se transmite como un pulso $p(t)$ y 0 se transmite como el pulso $-p(t)$. Este es el código más eficiente, para una potencia dada de transmisión, ya que es el más inmune al ruido. Otro código de línea que se utiliza en la PCM es el bipolar o el pseudoternario, donde 0 se transmite por ausencia de pulso y 1 se transmite como un pulso $p(t)$ o $-p(t)$, dependiendo si el 1 anterior se transmitió como $-p(t)$ o $p(t)$.

En resumen, los pulsos que representan 1's consecutivos se alternan como se indica en la figura 3.8. Este código presenta la ventaja de que un sólo error en la detección de los pulsos viola la regla bipolar de los pulsos alternados, y el error se detecta rápidamente (aunque no se corrige).

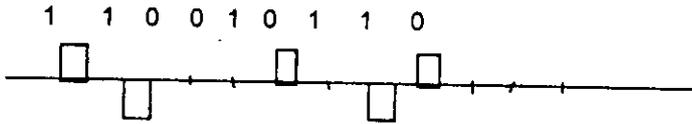


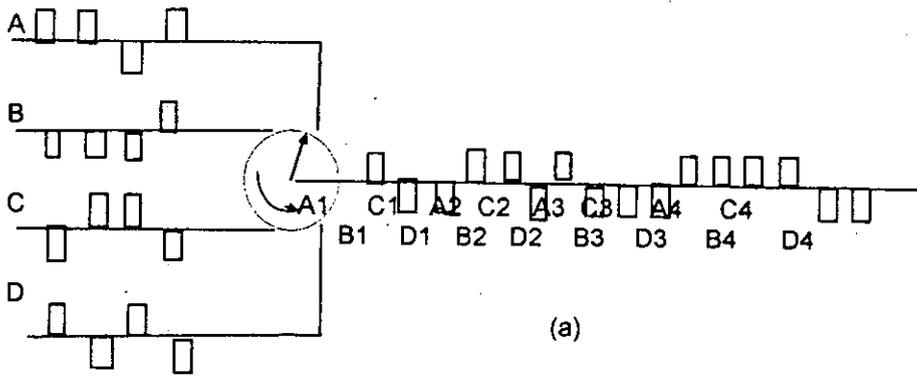
figura 3.8

b) MULTICANALIZADORES DE INTERCALACIÓN Y RELLENO DE BITS.

Consideremos el caso de todos los tributarios con índices de bit idénticos. Se puede efectuar la multiplexión sobre una base de bit a bit (que se conoce como bit o intercalación digital) como se muestra en la figura 3.9 a, o sobre una base de palabra a palabra (que se conoce como byte o intercalación de palabra). La figura 3.9 b, muestra a la intercalación de palabras, o bytes, formada por 4 bits. El portador T1 utiliza intercalador de palabras de 8 bits. Cuando el índice de bit de los canales de entrada no es idéntico, el canal de otro índice de bit se distribuye de manera proporcional en más espacios. La figura 3.9 c, muestra la multiplexión de cuatro canales que constan de tres de idéntico índice de bit B y un canal con un índice de bit de $3B$. Se puede lograr resultados similares al combinar palabras de diferentes longitudes. Es evidente que la longitud mínima del cuadro de multiplexión debe ser un múltiplo del mínimo común múltiplo de los índices de bit de los canales de entrada y, en consecuencia, este tipo

de esquema es práctico solamente cuando existe alguna relación simple entre estos índices.

Canal



Canal

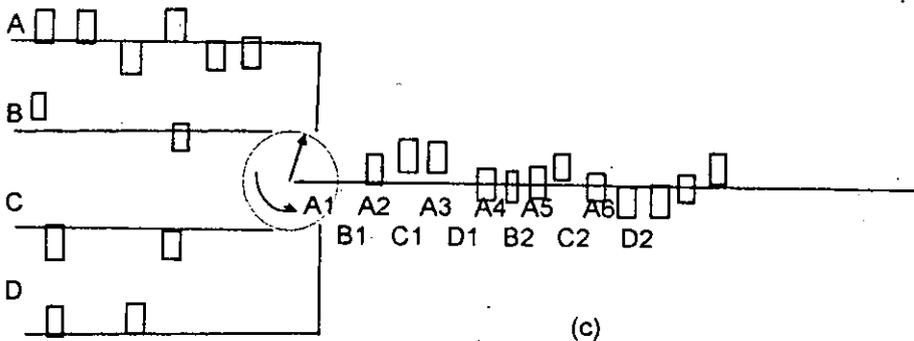
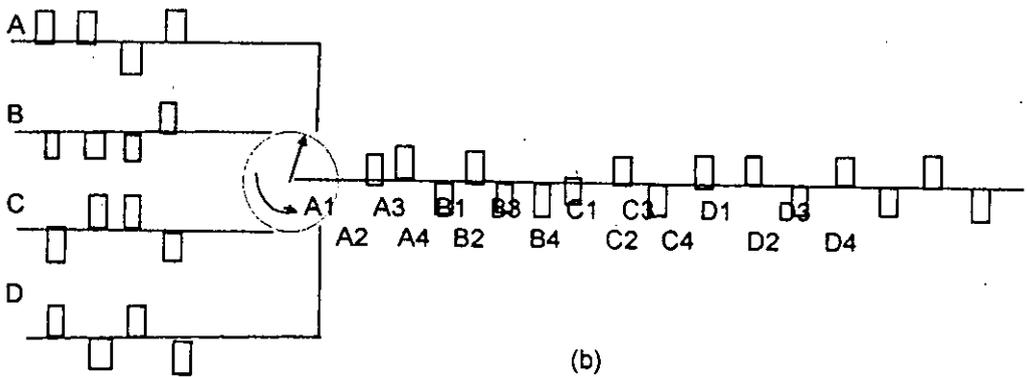


Fig.3.9. Multiplexión por división de tiempo de señales digitales.

En los multicanalizadores de intercalado de bits los espacios dedicados a los canales individuales son de uno o más bit de largo. El multicanalizador debería tener, el número apropiado de bits disponibles y listos para la transmisión cuando llegara un intervalo de tiempo correspondiente a una fuente de datos de entrada.

Sin embargo, la fuente de datos independientes, puede suponerse, presentarán variaciones en sus velocidades de variación de datos.

Una velocidad nominal de datos de entrada de 2 400 bits/s puede caer en ocasiones hasta 2 390 bits/s, o subir hasta 2 410 bits/s.

Un multicanalizador de 9 600 bits/s se combina 4 de estas entradas deben acomodarse a tales variaciones. De lo contrario, pueden presentarse severos problemas de desajuste y de sincronía.

Este problema se maneja en el caso del intercalado de bit, primero, haciendo funcionar el multicanalizador a una velocidad ligeramente superior a la suma de las máximas velocidades esperadas de los canales de entrada.

Segundo, para tratar las pequeñas reducciones de las velocidades de entrada, así como para manejar las velocidades nominales que han sido diseñadas algo menores a la velocidad de multicanalización, se utiliza con frecuencias el relleno de bit por canal.

El hecho concreto de que los pulsos estén multicanalizados a una velocidad mayor que la que se espera en la entrada es equivalente a "rellenar" ocasionalmente la salida con pulsos adicionales que no contienen información.

Un ejemplo del proceso de relleno de bits, que usa dos señales multicanalizadas aparece en la siguiente figura 3.10

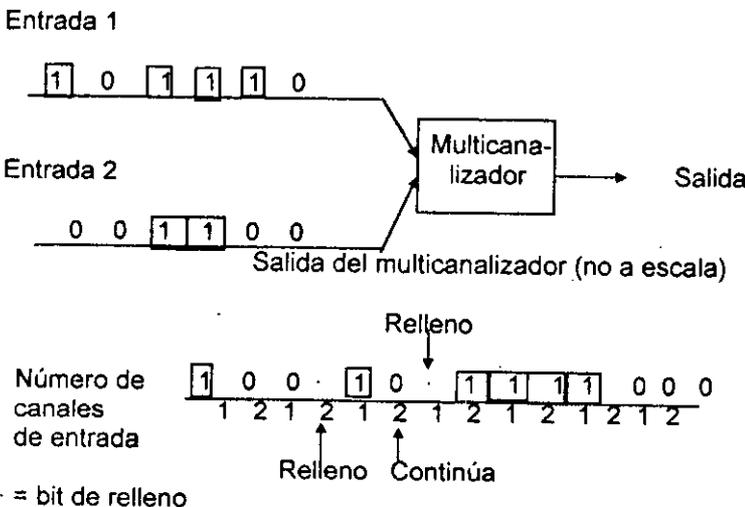


Figura 3.10-. Multicanalización por intercalado de bits usando relleno de bits.

Ambos canales de entrada se supone que operan a la misma velocidad nominal de bits. Se encuentran intercalados, bit por bit y en orden, como se muestra. En este ejemplo, primero el canal 2 y después el canal 1 disminuye su velocidad un poco, con respecto a la velocidad de salida, por lo que se insertan bits de relleno en ella. Estos podrían ser muy bien ceros o unos, de acuerdo con alguna convención previa. En el otro lado de la línea, en el desmulticanalizador, los bits de relleno deben ser obviamente eliminados de la hilera de datos. Esto significa que se requiere un método de identificación de los bits de relleno.

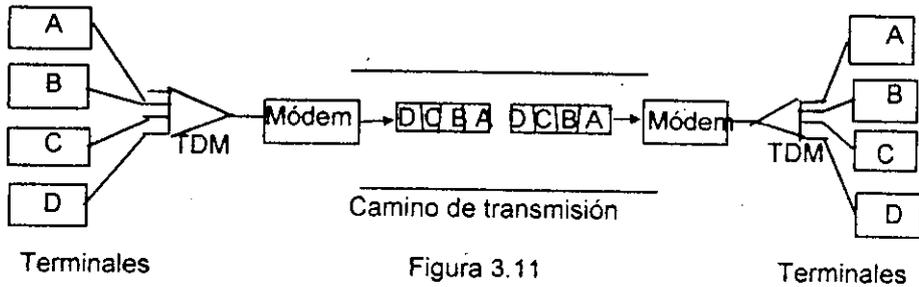


Figura 3.11

La siguiente figura 3.12 ilustra un formato típico, el del multiplexor M12. Tenemos aquí intercalación bit a bit de cuatro canales, cada uno un índice de 1.544 Mbits/segundo. El cuadro principal consta de cuatro subcuadros. Cada subcuadro tiene seis dígitos de control: por ejemplo, el subcuadro 1 (primera línea de la figura 3.13) tiene los dígitos de control M_0 ,

M_0 (48) C_A (48) F_0 (48) C_A (48) F_1 (48)
 M_1 (48) C_B (48) F_0 (48) C_B (48) F_1 (48)
 M_1 (48) C_C (48) F_0 (48) C_C (48) F_1 (48)
 M_1 (48) C_D (48) F_0 (48) C_D (48) F_1 (48)

Figura 3.12. Formato multiplexor M12

C_A , F_0 , C_A , C_A y F_1 . Entre estos dígitos de control están 48 bits de datos intercalados procedentes de los cuatro canales. (Doce bits de datos de cada canal). Se comienza así con el dígito de control M_0 seguido de 48 bits de datos multiplexados, después se agrega un segundo bit de control C_A seguido de los siguientes 48 bits multiplexados, y así sucesivamente. De esta manera habrá un total de $48 \times 6 \times 4 = 1152$ bits de datos y $6 \times 4 = 24$ bits de control, lo que hace un total de 1176 bits/cuadro. La eficiencia es de $1152/1176 \approx 98\%$. Los bits de control que tienen subíndice 0 son siempre 0 y los de subíndice 1 serán siempre 1. De esta manera, M_0 , F_0 son todos ellos 0 y M_1 y F_1 serán todos 1. los dígitos F son periódicos 010101... y proporcionan el patrón principal de

encuadramiento. El multiplexor utiliza esto para la sincronización en el cuadro. Después de enganchar con este patrón, el multiplexor busca el patrón **0111** formado por los dígitos de control M_0, M_1, M_1, M_1 . Esto identifica aún más los cuatro subcuadros, cada uno correspondiente a una línea. Es posible, aunque poco probable, que los bits de la señal puedan tener también un patrón **101010**. . . . El receptor podría enganchar con esta sucesión errónea. La presencia de M_0, M_1, M_1, M_1 proporciona la verificación de la sucesión genuina F_0, F_1, F_0, F_1 .

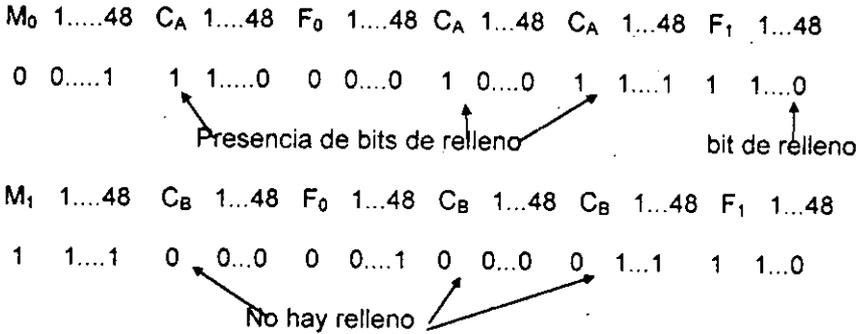


Figura 3.13

La secuencia de 3 bits C que se usa para denotar la presencia o ausencia de un bit de relleno es necesaria para reducir la posibilidad de perder dicho bit a un valor apropiadamente bajo. Cuando un bit de relleno se considera equivocadamente como información, al no borrarse de la lista en el demultiplexor, todos los bits en cuestión serán erróneos. Habiendo 3 bits para denotar el relleno, un error en cualquiera de los tres podrá ser reconocido, usándose lógica de decodificación por mayoría. Esto quiere decir simplemente que la mayoría de los bits C en este caso dos de tres, determinan si se trata de una secuencia de unos o de ceros (denotándose en esta forma si hay o no un bit de relleno en la secuencia de información que sigue) lo que se ha transmitido. Cualquier combinación de dos unos y un cero, o la presencia de tres unos, significa que hay un bit de relleno presente. Análogamente, cualquier combinación de dos ceros y un uno, o la presencia de tres ceros, significa que no se está usando ningún bit de relleno. Los errores que se produzcan sólo en un bit se descartarán automáticamente.

Los dígitos C , se usan para transmitir información de relleno. Sólo se permite un canal relleno de bit / entrada por cuadro. Esto es suficiente para acomodar las variaciones que se esperan en relación de la señal de entrada. Los bits C_A llevan información acerca del llenado en el canal A y los bits C_B llevan información acerca del llenado en el canal B , y así sucesivamente. La inserción de cualquier pulso relleno en cualquier submarco se representa mediante el ajuste de las tres C en esa línea a 1. La ausencia de llenado se indica usando 0 para las tres C . Si un bit ha sido relleno, la posición de este bit es el primer bit de información asociado con el canal inmediato que sigue al bit F_1 , esto es, el primer bit de la última sucesión de 48 bits dentro de ese subcuadro. Este análisis de relleno de bits puede hacerse más preciso y generalizado para incluir la magnitud de las variaciones esperadas en el reloj de entrada, mediante el siguiente

argumento. Supóngase que m hileras de señales de entrada (mejor conocidas como canales) cada uno de las cuales tiene una velocidad nominal de bits R_1 , bits / s, se utilizan en conjunto. La estructura consta de Y bits de información y X bits de control. Si el máximo aumento fraccional esperado en R_1 es δ , la velocidad de salida del multicanalizador R_0 requerida para acomodar los posibles incrementos en la velocidad del reloj de entrada está dada por.

$$R_0 = mR_1 \left(1 + \delta \left(\frac{I + X}{I}\right)\right)$$

Es evidente que aunque todos los m canales de entrada estén operando a las velocidades nominales de datos, ocasionalmente se producirá relleno de bits para fijar la velocidad de salida superior R_0 . Si al menos puede usarse un bit de relleno por estructura y por canal de entrada, la velocidad promedio de relleno de bits será menor que 1 bit entre los I / m transmitidos por canal en cualquier estructura. Sea S el número promedio de bits de relleno por canal en cualquier estructura S . Entonces se desea que $S < 1$. En realidad es deseable tener S , para acomodar las velocidades del reloj de entrada reducidas por una fracción δ por debajo de la velocidad nominal. Cuando $S = 1$, el relleno de bits se producirá, en medio, una vez cada dos estructuras con los relojes de entrada operando a sus valores nominales. En particular, sería bueno tener:

$$S = \delta \left(\frac{I}{m}\right) \leq \frac{1}{2}$$

Considérese nuevamente el ejemplo del multicanalizador M12. En este caso, $m = 4$, $(I + X) / I = 49 / 48$ (aparase un bit de control por cada 48 bits de información) e $I / m = 288$ bits / estructura / señal de entrada. Entonces :

$$R_0 = 4R_1 \times \frac{49}{48} \times \left(1 + \frac{S}{288}\right) \quad 288$$

Con $R_0 = 6.132$ Mbits / s (ésta es una decisión de diseño para hacer la frecuencia equivalente del reloj un múltiplo de 8 KHz ⁴⁹) y $R_1 = 1.544$ Mbits / s, $S = 1/3$. Esta elección de la velocidad de bits de salida satisface entonces la condición $S \leq 1/2$ con alguna capacidad adicional de relleno.

Cada uno de los 24 intervalos de una superestructura tiene una dirección de 6 bits, según se muestra en la figura 3.14, los que corresponden al puerto cuyo carácter en espera debe sacarse hasta la troncal, o leerse hasta el puerto de la línea de baja velocidad, dependiendo de la dirección de la transmisión. (Dos bits adicionales indican si se trata de datos sincrónicos o asincrónicos. Al controlar las direcciones de la tabla, los puertos pueden explorarse el número adecuado de veces por estructura: los puertos de mayor velocidad se explotan con mayor frecuencia que los de baja velocidad.

En la terminal receptora, la corriente de dígitos que llega debe dividirse y distribuirse hacia el canal de salida apropiado. Para este propósito, la terminal receptora deberá ser capaz de identificar correctamente cada bit. Esto requiere que el sistema de recepción se sincronice unívocamente en el tiempo con el inicio de cada cuadro, con

cada espacio dentro de cuadro y cada bit dentro de cada espacio. Esto se lleva a cabo agregando bits de encuadramiento y de sincronización a los bits de datos. Estos bits forman parte de los llamados bits de control.

En los sistemas de multiplexados en forma sincronizada, los datos raramente se reciben a una relación sincronizada. Siempre necesitamos de un almacenamiento (que se conoce como almacenamiento elástico) y de un llenado de pulsos (que se conoce también como justificación) para ajustarse a esta situación. Este método de almacenamiento elástico y de llenado de pulsos trabajará aun cuando los canales sean asincrónicos.

Existen tres variantes del esquema de llenado de pulsos: 1) llenado de pulsos positivos, 2) llenados de pulsos negativos, y 3) llenado de pulsos positivos / negativos.

En el llenado de pulsos positivos, el índice del multiplexor es más alto que el que se requiere para acomodar a todos los tributarios de entrada a su máximo índice. En consecuencia, los espacios de tiempo en la señal multiplexada quedarán disponibles a una relación que excederá a la de los datos entrantes de tal forma que los datos tributarios tendrán a retrasarse (fig.3.14). En alguna etapa, el sistema decidirá que este atraso se ha vuelto lo bastante grande para requerir un llenado de pulsos. La información acerca de la posición de los pulsos de relleno se transmite a través de los dígitos de control. Por los dígitos de control, el receptor sabe la posición de los pulsos de relleno y los elimina.

El llenado de pulsos negativos es un complemento de llenado de pulsos positivos. Los espacios de tiempo en la señal multiplexada aparecen ahora a una relación ligeramente más lentos que las de los tributarios, de manera que algunos de los pulsos tributarios no pueden acomodarse dentro de la señal multiplexada. La información acerca de los pulsos que se dejan fuera y de su posición se transmite a través de los dígitos de control.

El llenado de pulsos positivos / negativos es una combinación de los dos esquemas anteriores. Aquí la relación nominal del multiplexor es igual a la relación nominal que se requiere para acomodar a todos los canales de entrada. En consecuencia, podemos necesitar llenados de pulsos positivos en algunas ocasiones y llenado de negativos en otras.

Toda esta información se envía a través de los dígitos de control.

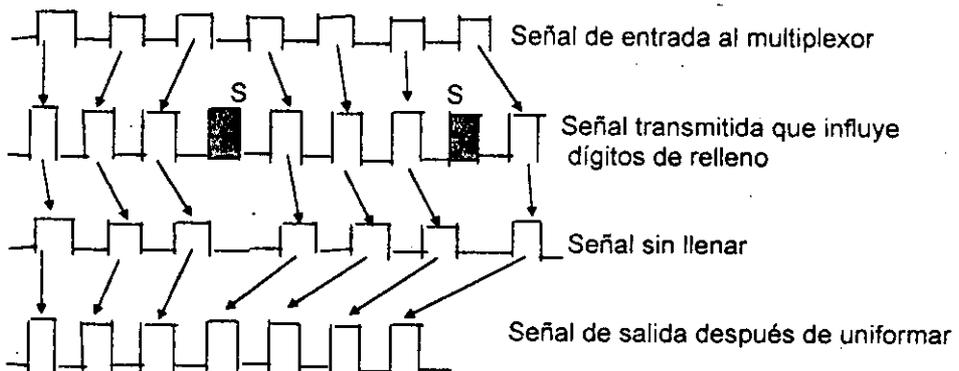


Figura 3.14. Relleno de pulsos

CODIFICACION DE LA LINEA

Los datos digitales se pueden transmitir mediante diferentes códigos de transmisión o de línea, tales como encendido-apagado, polar, bipolar y otros. Cada uno presenta sus ventajas e inconvenientes.

Entre otras propiedades deseables, un código de línea debe tener las propiedades siguientes:

1. Contenido adecuado de cronización.

Debe ser posible extraer información de cronización o de reloj de la señal.

2. Eficiencia.

Para un ancho de banda y una potencia de transmisión dados, el código debe tener la mínima probabilidad de error de detección (o sea la máxima inmunidad al ruido de canal y a la interferencia intersimbólica (IIS)).

3. Capacidad de detección y de corrección de errores.

Debe ser posible detectar y de preferencia corregir, el error de la detección. En el caso bipolar, por ejemplo, un sólo error ocasionará violación bipolar y puede ser detectado fácilmente.

4. Densidad espectral de potencia favorable (DPE).

El espectro de la señal debe igualarse a la frecuencia de canal. Por ejemplo, si un canal posee alta atenuación en las frecuencias más bajas, el espectro de la señal debe tener una densidad espectral de potencia pequeña dentro de ese rango para evitar excesiva distorsión de la señal. Es también deseable tener DPE cero cuando $w = 0$ (cd), ya que el acoplamiento a ca se utiliza en los repetidores. Una potencia significativa en las componentes de baja frecuencia hace que la cd vague dentro de la corriente de pulsos cuando se use el acoplamiento de ca.

5. Transparencia :

Debe ser posible transmitir correctamente una señal digital independiente del patrón de 1's y 0's. Anteriormente vimos que una larga sucesión de 0's podía ocasionar errores en la extracción de temporización. Si los datos se codifican de manera que para toda sucesión posible de datos la señal codificada se reciba fielmente, el código será transparente.

c) JERARQUIA DIGITAL

En la práctica se utilizan dos clases de multiplexores. La primer categoría se emplea para combinar canales de índice bajos de bit. Multiplexa canales de índice hasta 4800 bits / segundo en una señal de índice de datos de hasta 9600 bits / segundo. La señal multiplexada finalmente se transmite a través de un canal de grado de voz. La

segunda clase de multiplexores se encuentra a un índice de bit mucho más alto. La siguiente figura 3.15 indica la jerarquía digital que desarrolló la Bell System. Este sistema es el estándar telefónico en Estados Unidos.

Existen cuatro órdenes o niveles, de multiplexión.

El primer nivel es el multiplexor T-1, que consta de 24 canales de 64 kbits cada uno.

Estos canales no necesitan restringirse sólo a canales de voz digitalizados. Cualquier señal digital de 64 kbits de formato apropiado puede ser transmitida. El caso de los niveles más altos es similar; por ejemplo, todos los canales de entrada del multiplexor T-2 no necesitan ser señales T-1 obtenidas al multiplexar 24 canales de 64 kbits / segundo cada uno. Algunos de ellos pueden ser señales digitales de 1.544 Mbits / segundo de formato apropiado.

Esta jerarquía se propone para Norteamérica y Japón.

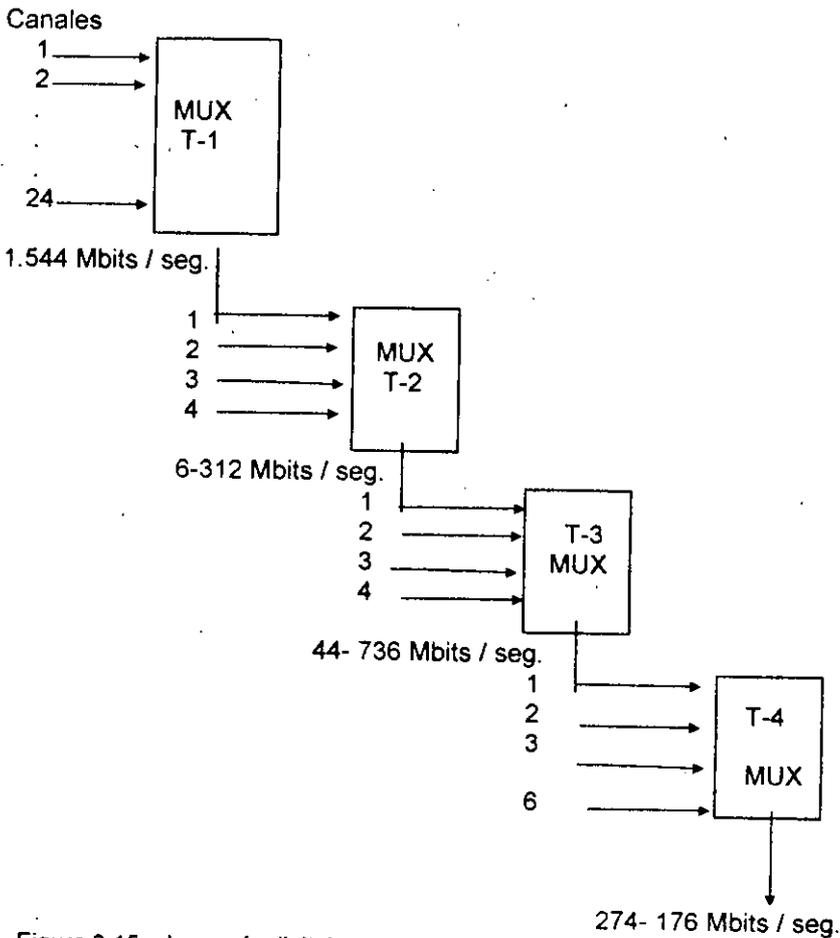


Figura 3.15. Jerarquía digital norteamericana propuesta (sistema AT & T).

d) SISTEMAS DE PORTADORA DIGITAL T 1

Una portadora T-1 multicanaliza por división de tiempo tiene 24 entradas y una salida. Simplemente, multicanalizando por división de tiempo 24 canales de banda de voz no constituyen en sí una portadora T-1, hasta que sus líneas estén codificadas y colocadas en los pares de cables, acondicionados especialmente, llamadas líneas T-1.

Cada canal de voz tiene asignado un espacio de tiempo en la siguiente figura 3.17, el canal 1 es asignado al primer segmento de tiempo de 8 bits el 2 al siguiente segmento de 8 bits, y así sucesivamente, hasta el canal 24, que es asignado al último segmento de tiempo de 8 bits. Se utiliza un bit al final, el bit de sincronismo, para sincronizar el sistema. Puesto que cualquier señal analógica debe ser muestreada a una frecuencia doble de la máxima contenida en la señal para obtener una representación digital exacta del contenido de información, y puesto que cada canal tiene un ancho de banda máximo de 4 KHz, el canal de voz debe ser muestreado 8000 hertzios. Esto quiere decir que cada muestra de 8 bits debe ser examinada cada 125 microsegundos.

Para 24 canales se suceden 193 bits ($24 \times 8 + 1$ bit de sincronismo), 8000 veces por segundo, lo que da lugar a una velocidad de transmisión de 1.544 megabytes / segundo.

Esta velocidad de transmisión de bits puede ser manejada por canales conectados por pares de hilos con repetidores espaciados aproximadamente una milla. Comparemos los 1544 megabits / segundo con el límite de unos 2400 bits / segundo que puede enviar un canal analógico estándar de banda de voz utilizando técnicas de FSK. Por tanto, en el caso de datos digitales de ordenador de datos de televisión u otra información que no sea de voz, la transmisión por canales digitales ofrece una versatilidad y una velocidad de transmisión mucho más alta que lo que puede ofrecer un canal analógico. Además, la señal digital es mucho más inmune al ruido que la señal analógica.

En el sistema T-1 se utiliza un sistema de distribución, primeramente, la información de voz de la persona que llama debe ser convertida en forma digital de 8 bits una vez cada 125 microsegundos. Esto se realiza con un convertidor A/D. Cada uno de los bits de los códigos de 8 bits producidos por los convertidores A/D es puesto en una de las líneas de entrada del multiplexador de forma secuencial.

Esto se realiza por medio de un contador, que cuenta hasta 8 y empieza otra vez, así se generan 8 códigos distintos para seleccionar el bit que es colocado en la línea de entrada del multiplexador, a una frecuencia de 1544 megahertzios. Cuando el contador de 8 acaba un ciclo, envía un impulso al contador de 24 (cuenta hasta 24 y repite) y ésta avanza un paso.

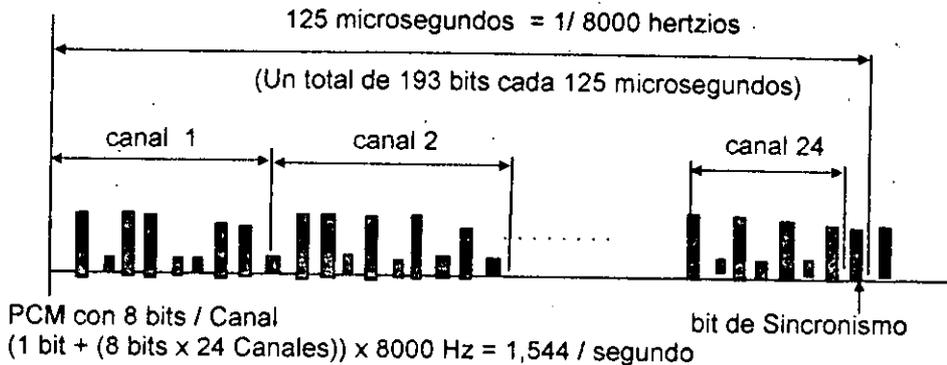


Figura 3.16

La razón de señalización de 8 kbps, utilizada con bancos de canales D1, es excesiva para la transmisión de voz. Por lo tanto, con los bancos de canales D2 y D3, un bit de señalización se sustituye sólo en el bit menos significativo (LSB), cada sexta trama. Por lo tanto, cinco de cada seis tramas tienen resolución de 8 bits, mientras que una de cada seis tramas (la trama de señalización) sólo tiene resolución de 7 bits. En consecuencia, la razón de señalización en cada canal es 1.333 kbps ($8000 \text{ bps}/6$), y el número efectivo de bits por muestra es realmente $7 \frac{5}{6}$ bits y no 8.

Ya que solamente cada sexta trama incluye un bit de señalización, es necesario que todas las tramas estén numeradas para que el receptor sepa cuando extraer la información de señalización. Además, porque la señalización se realiza con una palabra binaria de 2 bits, es necesario identificar el bit más significativo y el bit menos significativo (MSB y LSB respectivamente), de la palabra de señalización.

En consecuencia, se inventó el formato de supertrama mostrado en la siguiente figura. 3.17. Dentro de cada supertrama, hay 12 tramas numeradas consecutivamente (1-12). Los bits de señalización se sustituyen en las tramas 6 y 12, el MSB en la trama 6 y el LSB en la trama 12.

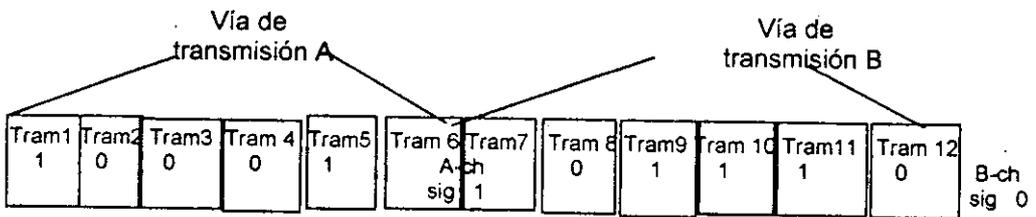


Figura 3.17. Secuencia de bits de tramas o el formato de supertrama T-1, utilizando los bancos de canales D2 o D3. (Alineación de tramas compuestas).

Dentro de cada trama se agrega un bit adicional llamado bit de trama o de sincronización. El bit de trama ocurre a una velocidad de 8000 bps (bits por segundo) y se recupera en los circuitos del receptor y se utiliza para mantener la sincronización de la trama y la señal, entre el transmisor y receptor TDM. Como resultado, cada trama TDM contiene 193 bits.

$$\frac{8 \text{ bits}}{\text{muestra}} = \frac{8000 \text{ muestra}}{\text{segundo}} = 64 \text{ kbps}$$

$$\frac{8 \text{ bits}}{\text{canal}} \times \frac{25 \text{ canales}}{\text{trama}} = \frac{192 \text{ bits}}{\text{trama}} + \frac{1 \text{ bit de trama}}{\text{trama}} = \frac{193 \text{ bits}}{\text{trama}}$$

Como resultado, la velocidad de la línea (bps) para la portadora T-1 es:

$$\text{velocidad de línea} = \frac{193 \text{ bits}}{\text{trama}} \times \frac{8000 \text{ tramas}}{\text{segundo}} = 1.544 \text{ Mbps}$$

Además de los bits de alineación de multitrama y los bits de muestra PCM, ciertas ranuras de tiempo se utilizan para indicar condiciones de alarma. Por ejemplo en el caso de una falla en el suministro de potencia para la transmisión, una falla de equipó común, o la pérdida de alineación de multitramas, el segundo bit de cada canal se convierte a 0, hasta que se quita la condición de alarma.

Además el bit de trama, en la trama 12, se complementa cada vez que se pierde la alineación de multitramas (esto se asume cada vez que se pierde la alineación de las tramas).

Los bancos de canal D4, multicanalizan por división de tiempo 48 canales de banda de voz y operan a una velocidad de transmisión de 3.152 Mbps.

Esto es ligeramente más del doble de la velocidad de línea para los bancos de canales D4, en lugar de transmitir un solo bit de trama con cada trama, se utiliza un patrón de sincronización de tramas de 10 bits.

En consecuencia, el número total de bits en una trama TDM D4 es:

$$\frac{8 \text{ bits}}{\text{canal}} \times \frac{48 \text{ canales}}{\text{trama}} = \frac{384 \text{ bits}}{\text{trama}} + \frac{10 \text{ bits sincronización}}{\text{trama}} = \frac{394 \text{ bits}}{\text{trama}}$$

y la velocidad de línea es:

$$\text{velocidad de línea} = \frac{394 \text{ bits}}{\text{trama}} \times \frac{8000 \text{ tramas}}{\text{segundo}} = 3.152 \text{ Mbps}$$

El sistema de portadora T-1 utiliza la técnica PCM-TDM para proporcionar una transmisión de trayectoria corta de 24 señales de banda de voz. La longitud de los sistemas de portadora T-1 varían, desde aproximadamente 5 a 50 millas.

Las portadoras T-1 utilizan codificación inversión de marca alterna con regreso a cero bipolar (BPRZ-AMI) con repetidores de regeneración colocados, cada 6000 pies se seleccionó la cantidad de 6000 pies, porque las cajas de registro de las compañías telefónicas se localizan a intervalos de 6000 pies aproximadamente y estas mismas cajas de registro se utilizan para colocar los repetidores, facilitando una instalación conveniente el mantenimiento y la reparación.

Las señales DS-1 pueden estar multicanalizadas o codificadas en líneas y colocadas en líneas acondicionadas, especialmente, llamadas líneas T1.

Las señales DS-2, DS-3, DS-4 Y DS-5 se pueden colocar en líneas T2, T4, T4M Y T5, respectivamente.

Tabla 3.18 Resumen de la Jerarquía Digital Estadounidense

Tipo delinea	Señal digital	Tasa de bits (Mbps)	Capacidad de canales	Servicios que ofrece
T1	DS-1	1.544	24	Teléfono de banda de voz
T1C	DS-1C	3.151	48	Teléfono de banda de voz
T2	DS-2	6.312	96	teléfono de banda de voz y teléfono de imágenes
T3	DS-3	46.304	672	teléfono de banda de voz, de imagen y televisión
T4M	DS-4	274.176	4032	igual que T3, con más capacidad
T5	DS-5	560.160	8064	igual que T4, con más capacidad

Con los sistemas de portadora T1 y T1C, se toman las provisiones necesarias para evitar que ocurran más de 14 ceros consecutivos. Las transmisiones de cada trama se monitorean para ver si están presentes 15 ceros consecutivos o cualquier muestra PCM (8 bits) con, por lo menos, un bit sin cero. Si ocurre cualquiera de estas condiciones, se sustituye un 1 en la posición del bit apropiado. Las condiciones del peor caso son como sigue:

Señal original DS-1	MSB 1000	LSB 0000	MSB 0000	LSB 0001	14 ceros consecutivos (no hay sustitución)
Señal original DS-1	MSB 1000	LSB 0000	MSB 0000	LSB 0000	15 ceros consecutivos
Señal sustituida DS-1	1000	0000	0000	0010	
				↑ bit sustituido	

El proceso mostrado se utiliza para los sistemas de portadora T1 y T1C. Además, si en cualquier momento se reciben 32 ceros consecutivos, se supone que el sistema no está generando pulsos y, por lo tanto, está fuera de servicio, esto es, porque la ocurrencia de 32 ceros consecutivos está prohibida.

e) SISTEMAS DE PORTADORA DIGITAL T2 Y T3.

La portadora T2 utiliza PCM para los canales de 96 bandas de voz multicanalizadas por división de tiempo en una sola señal de datos de 6.312 Mbps para transmisión hasta de 500 millas en un cable LOCAP especial (baja resistencia). Una portadora T2, también se utiliza para cargar una sola señal de teléfono de imágenes. La portadora T2, también utiliza codificación regreso a cero bipolar con inversión de marca alterna (BPRZ-AMI). Sin embargo, debido a la velocidad de transmisión más alta, la sincronización del reloj se vuelve más crítica. Una secuencia de 6 ceros consecutivos podría ser suficiente para causar la pérdida de la sincronización del reloj. Por lo tanto, los sistemas de portadora T2 utilizan un método alternativo para asegurarse que ocurran transiciones amplias en los datos. Este método se llama sustitución binaria de 6 ceros (B6ZS).

Con un B6ZS, cada vez que ocurren seis ceros consecutivos, uno de los siguientes códigos se sustituye en su lugar: 0 - + 0 + - o 0 + - 0 - -. El + y el - representan unos lógicos positivos y negativos.

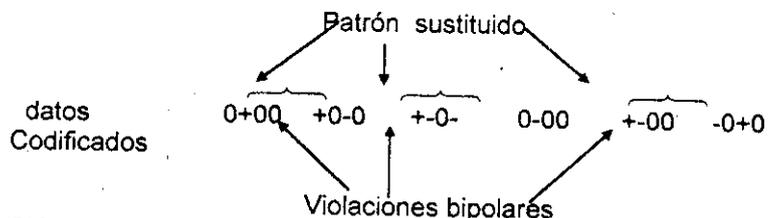
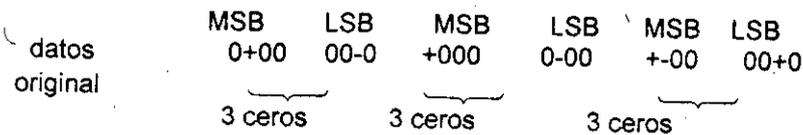
	MSB	LSB	MSB	LSB	MSB
Señal datos original DS-1	+ 000	- 0 + 0	000 -	0000	XX-.....
					⏟ 6 0'S

	MSB	LSB	MSB	patrón sustituido	
Señal datos original DS-1	+ 000	- 0 + 0	000 -	⏟	⏟
				0 - + 0	0 - - 0 -
				↙ ↘ violaciones bipolares	

SISTEMAS DE PORTADORA T3

Una portadora T3 multicanaliza por división de tiempo 672 canales de voz codificados por PCM para transmisión en un solo cable metálico. La velocidad de transmisión para las señales T3 es 46.304 Mbps. La técnica de codificación utilizada con las portadoras es la sustitución binaria de tres ceros (B3ZS). Se hacen sustituciones para cualquier ocurrencia de tres ceros consecutivos. Se utilizan cuatro patrones de sustitución 00-, -0-, 00+, y +0+. El patrón seleccionado deberá causar un error bipolar en el tercer bit sustituido.

Un ejemplo de esto es como sigue:



SISTEMAS DE PORTADORA T4M

Una portadora T4M multicanalizada por división de tiempo 4032 canales de banda de voz codificados, con PCM para transmisión, en un solo cable coaxial, hasta 500 millas. La velocidad de transmisión es suficientemente alta que son imprácticos los patrones de sustitución. En lugar de esto, las portadoras T4M transmiten señales digitales no regreso a cero (NRZ) unipolares codificadas; las funciones de codificar y decodificar se realizan en el equipo terminal del suscriptor.

SISTEMAS DE PORTADORA T5

Una portadora T5 multicanaliza por división de tiempo 8064 canales de banda de voz codificados con PCM y los transmite a una velocidad de 560.16 Mbps en un solo cable coaxial.

SINCRONIZACIÓN DE TRAMA

Con los sistemas TDM es imperativo que una trama se identifique y que las ranuras de tiempo individuales (muestras) dentro de la trama también se identifiquen. Para conseguir la sincronización de tramas, tiene que aumentarse a la transmisión una cierta cantidad de sobrecarga. Se utilizan comúnmente cinco métodos para establecer la sincronización de tramas: entramados de dígitos agregados, entramado de dígito robado, entramado con un canal agregado, trama de estadística, y entramado de señal de línea única.

f) ENTRAMADO CON DÍGITOS AGREGADOS.

Se agrega a cada trama un dígito para especial entramado (pulso para entramar). En consecuencia, para una razón de muestreo de 8 Khz (trama de 125 μs), se agregan 8000 dígitos por segundo. Con las portadoras T1, se utiliza un patrón para la sincronización de tramas 1/0 alternadas.

Para adquirir la sincronización de sus tramas, la terminal receptora busca, entre los datos que estén entrando, hasta encontrar la secuencia 1/0 alternativa utilizada para el patrón de bits para entramado.

La sincronización inicial de las tramas depende del tiempo total de tramas, del número de bits por trama, y el periodo de cada bit.

Buscar en todas las posiciones de bits posibles requiere de N pruebas, en donde N es el número de posiciones de bits de la trama.

En promedio, la terminal receptora se mantiene en una posición de trama falsa, para dos periodos de tramas durante una búsqueda; por lo que, el tiempo de sincronización promedio máximo es:

$$\text{tiempo de sincronización} = 2NT = 2N^2 t$$

en donde T = periodo de trama de Nt

N = número de bits por trama

t = tiempo de bits

Para la portadora T1, N = 193, T = 125 μ s, y t = 0.648 μ s; por lo tanto, un máximo de 74,498 bits se deben probar y el tiempo de sincronización, promedio máximo, es de 48.25 ms.

ENTRAMAR CON UN CANAL AGREGADO

Esencialmente, entramar con un canal agregado es igual que entramar con dígitos agregados, excepto que los dígitos se agregan en grupos, o palabras, en lugar de bits individuales. El tiempo promedio para la sincronización de tramas para entramar con un canal agregado es:

$$\text{tiempo de sincronización (bits)} = \frac{N^2}{2(2^L - 1)}$$

en donde N = número de bits por trama

L = número de bits en el código de tramas

TRAMA DE ESTADISTICA

Con la trama de estadística, no es necesario ni robar ni agregar dígitos. Con el código Gray, el segundo bit es 1, en la mitad central del rango de código y 0 en los extremos. Por lo tanto, una señal que tiene una distribución de amplitud, con pico en el centro genera una alta probabilidad de un 1, en el segundo dígito. Una señal de grupo maestro tiene una distribución así. Con un codificador de grupo maestro, la probabilidad que el segundo bit será un 1 es 95 %. Para cualquier otro bit, es menor que 50%. Por consiguiente, el segundo bit se puede utilizar para un bit de tramas.

ENTRAMAR EL CODIGO DE LINEA UNICA

Con el entramado de código de línea única, el bit de tramas, es diferente a los bits de información. Se hace más alto o más bajo en amplitud o de una duración de tiempo diferente. Los primeros sistemas PCM/TDM utilizaron el entramado de código línea única. Con el entramado de código de línea única puede utilizar el entramado de palabras o dígitos agregados o se pueden utilizar bits de control para transportar simultáneamente información y llevar señales para sincronizar.

La ventaja de entramar el código de línea única, es que la sincronización es inmediata y automática. La desventaja es el procedimiento adicional, los requisitos necesarios para generar y reconocer el bit de entramado único.

Tabla 3.19- Especificaciones para el sistema telefónico T carrier TDM/PCM.

Sistemas *	Razón (Mb/s)	Capacidad de canal		Espaciamiento de las repetidoras TV (millas)	Longitud máxima del sistema (millas)	Razón de error del sistema
		MUX †	Canales de voz			
T1	1.544	T1	24	---	1	10^{-6}
T2	6.312	4(T1)	96	1	2.5	10^{-7}
T3	44.736	7(T2)	672	7	‡	‡
T4	274.176	6(T3)	4032	42	6	10^6
T5	560.160	2(T4)	8064	84	12	4×10^{-7}
WT4	18,500.0	58(T4)	233,000	2436	348 25	10^{-8}

* La designación correspondiente del banco de canales usa "D" en vez de "T".

† Abreviatura usada comúnmente para multiplexor,

‡ Sólo niveles de multiplexión; no sirve para transmisión.

g) FORMACIÓN DE UN GRUPO MAESTRO U600 Y L600.

Hay dos tipos de grupos maestros: tipo L600 y U600: El grupo maestro se utiliza para sistemas de microondas de baja capacidad, mientras que el grupo maestro U600 puede ser multicanalizado aún más y ser usado para sistemas de radio de microondas de mayor capacidad.

Grupo maestro U600. En la siguiente figura 3.20 se muestra cómo se forma un grupo maestro U600, con un banco de supergrupos y una red combinada. Diez supergrupos se combinan para formar un grupo maestro. El espectro de frecuencias para cada supergrupo es de 312 a 552 KHz.

Cada supergrupo se mezcla con una frecuencia portadora de supergrupo diferente a un modulador balanceado. La salida se limita luego en banda a la banda de frecuencias de diferencia (banda superior limitada LSB) para formar una señal banda lateral única con portadora suprimida (SSBSC). Las frecuencias de la portadora de los 10 supergrupos se indican en la tabla 3.21.

La salida de los 10 moduladores de supergrupo se suman al sumador lineal para producir el espectro total del grupo maestro.

Como se observará entre cualquiera de los dos supergrupos adyacentes, hay una banda de frecuencias vacía, que no se incluye dentro de ninguna banda de supergrupo. Estos vacíos se llaman **bandas de guarda**.

Las bandas de guarda son necesarias, porque el proceso de multicanalización se realizan a través de la filtración y la conversión descendiente. Sin las bandas de guarda, sería difícil separar un grupo del supergrupo adyacente. Las bandas de guarda reducen el factor de calidad (Q), requerido para realizar la filtración necesaria. La banda de guarda es de 8khz, entre todos los supergrupos, excepto el 18 y D25, en donde es de 56 khz. En consecuencia, el ancho de banda de un grupo maestro U600 es de 2520 khz (564 a 3084 khz), que es mayor que lo necesario para apilar 600 canales de banda de voz ($600 \times 4 \text{ khz} = 2400 \text{ khz}$). Las bandas de guarda no eran necesarias entre grupos adyacentes, porque las frecuencias de grupos son lo suficientemente bajas y es relativamente fácil construir filtros pasa - bandas para separar un grupo de otro.

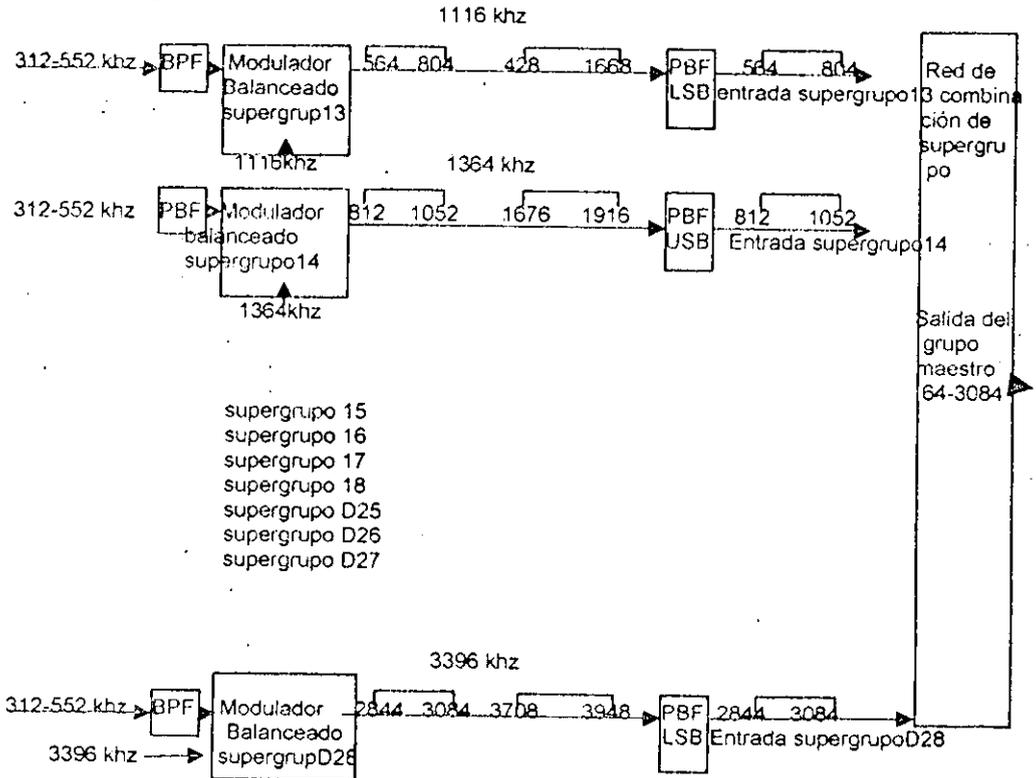


Figura 3.20 Diagrama a bloques de banco de supergrupos para la formación de un grupo maestro U600

GRUPO MAESTRO L600

Con un grupo maestro L600, los 10 supergrupos se combinan, como en el grupo maestro U600, excepto que las frecuencias de la portadora de supergrupos son más bajas. La tabla 3.21 siguiente indica las frecuencias de portadora de supergrupos, para un grupo maestro L600. Con un grupo maestro L600, el espectro compuesto de banda base ocupa una banda de frecuencias menor que el grupo maestro tipo U600. Un grupo maestro L600 no usará más la multicanalización. Por lo tanto, la capacidad máxima del canal para un sistema de microondas o de cable coaxial, utilizando un sólo grupo maestro L600, es de 600 canales de banda de voz.

Tabla 3.21 Frecuencias Portadoras de Supergrupos para un grupo maestro L600

Supergrupo	Frecuencias de la portadora (khz)
1	612
2	Directo
3	1116
4	1364
5	1612
6	1860
7	2108
8	2356
9	2724
10	3100

0

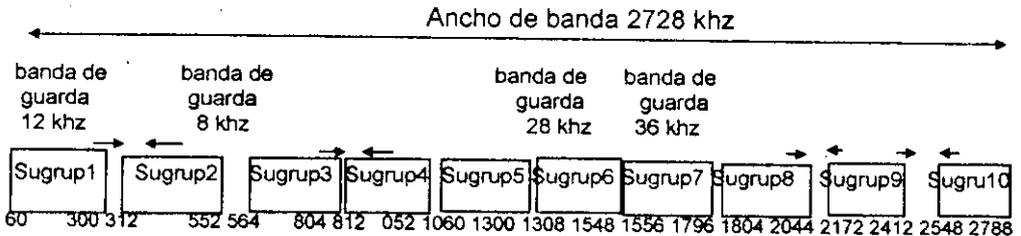


Figura 3.22 Grupo maestro L600.

FORMACIÓN DE UN CANAL DE RADIO

Un canal de radio abarca, o un sólo grupo maestro L600 o, hasta tres grupos maestros U600 (1800 canales de voz). La siguiente figura muestra como una señal compuesta de banda base, de 1800 canales, se forma para su transmisión en un sólo canal de radio de microondas. El grupo maestro 1 se transmite directamente como está, mientras que los grupos maestros 2 y 3 experimentan un paso adicional de multicanalización. Los tres grupos maestros se suman, en una red combinada de

grupos maestros, para producir el espectro de salida mostrado en la figura 3.23 siguiente. La banda de guarda es de 80 KHz que se encuentra entre los grupos adyacentes.

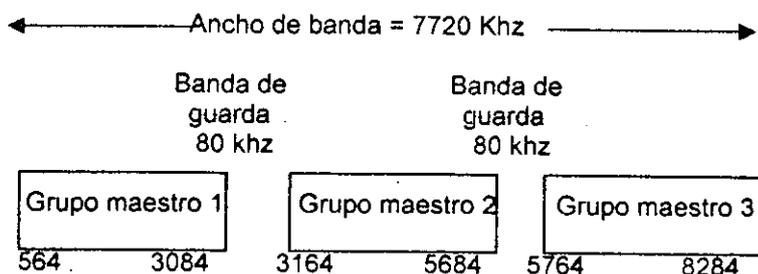


Figura 3.23

El sistema mostrado en la figura 3.23 puede incrementarse, desde 1800 canales de banda de voz hasta 1860, agregando un supergrupo adicional (supergrupo 12), directamente al grupo maestro 1. El supergrupo adicional de 312 a 552 KHz extiende el espectro compuesto de salida de 312 a 8284 KHz.

h) SISTEMAS L1

El sistema capaz de transmitir un grupo maestro por un único par de hilos se denomina sistema L1. Los cables L1 proporcionan tres vías bidireccionales de este tipo con una capacidad total de 1800 canales de voz entre centrales.

Si el espaciado entre repetidores que se tiene es de cuatro millas, el par de hilos puede manejar un ancho de banda de tres grupos maestros, más un supergrupo, con un total de 1860 canales de voz por par de hilos.

Este sistema se denomina sistema L3. Cada cable L3 contiene cinco pares de este tipo dedicados a comunicaciones bidireccionales, con un total de 9300 canales de voz bidireccionales sobre el mismo cable L3. Utilizando cables coaxiales y repetidores espaciados a dos millas, cada cable coaxial puede manejar seis grupos maestros, lo cual constituye lo que se llama un grupo gigante, dando lugar a 3600 canales de voz por cable coaxial del tipo anterior, dedicados a la transmisión bidireccional de 32400 canales de voz entre centrales.

En el sistema L5 se juntan tres grupos gigantes en un margen de frecuencias que va de 3124 a 60556 KHz, con 10800 canales de voz por cable coaxial. La línea L5 proporciona 10 pares de cables coaxiales bidireccionales con esta capacidad de ancho de banda, utilizando un espacio entre repetidores de una milla, con un total de 108000 canales de voz bidireccionales por cada línea L5. Cada central debe tener los equipos electrónicos necesarios para poder obtener la modulación que asocia los grupos, supergrupos, grupos maestros y grupos gigantes, y para poder separar los

correspondientes ancho de banda en la recepción. En compensación de esto, se incrementa tremendamente la capacidad de comunicación entre centrales y coste de líneas entre las centrales.

Toda esta técnica de multiplexión se puede utilizar también en enlaces de microondas y por satélite. Como ejemplo en la figura 3.24 se da unos datos sobre la capacidad del sistema **WT4**, con guía de onda helicoidal, con un espaciado entre repetidores de unas quince millas y con capacidad para 230 000 canales de voz bidireccionales simultáneos.

Sistema portador	canales de voz	Espacio (en millas) entre repetidores	Ancho de banda aproximada(khz)
L1	1800	8	2500
L3	9300	4	8500
L4	32,400	2	17,500
L5	108,000	1	60,500
WT4	230,000	15	3,000,000

i) SISTEMAS DE PORTADORA MULTICANALIZADA POR DIVISION DE TIEMPO (MTD) DEL COMITE CONSULTIVO INTERNACIONAL DE TELEFONIA Y TELEGRAFIA (CCITT).

La figura 3.24 muestra la alineación de tramas para el sistema PCM-TDM, de estándares europeos de CCITT (Comité Consultivo Internacional de Telefonía y Telegrafía).

Con el sistema CCITT, una trama de 125 μ s se divide en 32 ranuras de tiempo iguales. La ranura de tiempo 0 se utiliza para un patrón de alineación de trama y para un canal de alarma. La ranura de tiempo 17 se utiliza para un canal de señalización común. La señalización para todos los canales de banda de voz se realiza en el canal de señalización común. En consecuencia, 30 canales de banda de voz son utilizados en la multicanalización por división de tiempo en cada trama CCITT.

Considerando que para una señal de telefonía la cual está limitada a una banda de 0.3 a 4 KHz, la frecuencia de muestreo es de 8 KHz el tiempo que existe entre dos muestras sucesivas de una misma señal será:

$$T = 1/8 \text{ KHz} = 1/8000 \text{ (hz}^{-1}\text{)} = 125 \times 10^{-6} \text{ seg.} = 125 \mu\text{s}$$

T = tiempo de muestreo

Lo cual significa que existe un espacio de 125 μ s menos la duración del pulso de muestreo, para colocar muestras de otras señales (canales) por lo que cada muestra de la trama dispondrá de un tiempo de:

$$128 \mu\text{s} / 32 = 3.91 \mu\text{s}$$

Después del proceso de cuantificación (empleando la norma internacional de $2^8 = 256$ niveles de cuantificación) y del proceso de codificación (empleando 8 bits para

representar cada uno de los 256 niveles) tenemos que cada muestra de la trama está formada por un grupo de 8 bits, por lo que el tiempo de $3.91 \mu\text{s}$ correspondiente a cada muestra se divide entre los 8 bits que forman el código de cada muestra :

$$3.91 \mu\text{s} / 8 \mu\text{s} = 0.488 \mu\text{s}$$

que es la duración de cada bit para una trama de 30 canales * 2 canales de señalización y sincronización.

Por lo tanto, en cada segundo tendremos:

$$1 / 0.488 \text{ (bits / } \mu\text{s)} = 2.048 \text{ Mega bits/ segundo -----E1}$$

Lo que constituye la velocidad binaria de transmisión B.

B = frecuencia de muestreo X longitud de código X número de canales

$$B = 8000 \text{ hz} \quad \times \quad 8 \text{ bits} \quad \times \quad 32 \text{ canales}$$

o también:

B = Velocidad binaria de muestreo por canal X número de canales

$$B = 64 \text{ (kbits / seg.)} \times 32 = 2.048 \text{ Mbit / seg.-----E1}$$

Multitrama.

Cada trama dura $128 \mu\text{s}$, por lo que una multitrama dura:

$$128 \mu\text{s} \times 16 = 2 \text{ m seg.}$$

Que es la velocidad con que se muestrea cada canal de señalización, por lo que la frecuencia con la que se muestrea la señalización es de:

$$1 / 2 \text{ milisegundos} = 500 \text{ Hz}$$

PARA 120 CANALES DE VOZ O DATOS E2.

B = velocidad binaria

B = frec. de muestreo X longitud de código X número de canales + señalización por cada trama + señalización para separar cada trama

$$B = 8000 \text{ Hz} \times 8 \text{ bits} \times 120 \text{ canales} + 32 \text{ canales de señalización de cada trama} + 32 \text{ canales de señalización para separar cada trama} = 8.448 \text{ Mega bits / seg.-----E2}$$

PARA 480 CANALES E3

$B = \text{frec. de muestreo} \times \text{longitud de código} \times \text{número de canales} + \text{señalización por cada trama} \times 4 \text{ tramas} + \text{señalización para separar cada trama} \times 4 \text{ tramas}$

$B = 8000 \text{ Hz} \times 8 \text{ bits} \times 480 \text{ canales} + 32 \text{ canales de señalización de cada trama} \times 4 \text{ tramas} + 32 \text{ canales de señalización para separar cada trama} = 34.368 \text{ Mb / seg.} \text{-----E3}$

$B = 8000 \text{ Hz} \times 8 \text{ bits} \times (32 \text{ canales} \times 16 \text{ tramas}) + 32 \text{ canales de señalización de cada trama} + 32 \text{ canales de separación de cada trama} = 34.368 \text{ Mb / seg.} \text{-----E3}$

Ranura de tiempo 0 Ranura de tiempo 1 Ranura de tiempo 2-16 Ranura de tiempo 17 Ranura de tiempo 18-30 Ranura de tiempo 31

Canal de trama y alarma 8 bits	canal de voz 1 8 bits	canales de voz 2-15 112 bits	canal de señalización común 8 bits	canales de voz 16-29 112 bits	canal de voz 30 8 bits
-----------------------------------	-----------------------------	------------------------------------	---------------------------------------	-------------------------------------	------------------------------

Orden Velocidad de transmisión Mbit / seg. Canales digitales 64 kbits / seg.

Primero	2.048	30
Segundo	8.448	120
Tercero	34.368	480
Cuarto	139.264	1920

j) VENTAJAS DEL TDM.

Entre las ventajas de la modulación de pulsos con multiplexión por división de tiempo (TDM) está el hecho de que los circuitos necesarios son digitales, proporcionando alta confiabilidad y eficiente operación. Estos circuitos son más simples que los moduladores y demoduladores requeridos en la multiplexión por división de frecuencia (fdm). La multiplexión de muchos canales de datos a relativamente baja frecuencia puede efectuarse muy eficientemente usando TDM si las entradas tienen anchos de banda comparables.

Otra ventaja de los sistemas TDM es la relativamente baja diafonía entre canales debida a las alinealidades de los amplificadores que manipulan las señales en el transmisor y el receptor. Estas alinealidades producen armónicos que afectan a los canales de mayor frecuencia en los sistemas FDM. Por tanto, los requisitos de linealidad de fase y de amplitud de los amplificadores FDM son más estrictos mientras se agreguen más canales. Por el contrario, en los sistemas TDM las señales de los

canales diferentes no se manejan simultáneamente pero se les asignan diferentes intervalos de tiempo. O sea que los requisitos de linealidad no se hacen más estrictos si se aumenta el número de canales y los efectos de la distorsión se distribuye equitativamente entre todos ellos.

Las desventajas del TDM incluyen el hecho de que la precisión del pulso y el desajuste del tiempo son un problema primordial a altas frecuencias, por lo cual los sistemas TDM operan normalmente a frecuencias del reloj inferiores a 100 Mhz. Además, no necesita sincronización entre el transmisor y el receptor.

k) MULTIPLEXIÓN POR DIVISIÓN DE FRECUENCIAS (MDF).

Múltiplex por división de frecuencia (MDF) es un método para asignar una banda única de frecuencias a cada canal de comunicación dentro de un espectro de frecuencias comparativamente ancho del medio de transmisión en base a su continuidad en el tiempo.

El canal de comunicación puede ser un canal de voz con 4 KHz de ancho de banda, un canal telegráfico de 120 Hz, un canal de radiodifusión de 15 KHz, un canal de datos de 48 KHz o un canal de televisión de 4.2 Mhz.

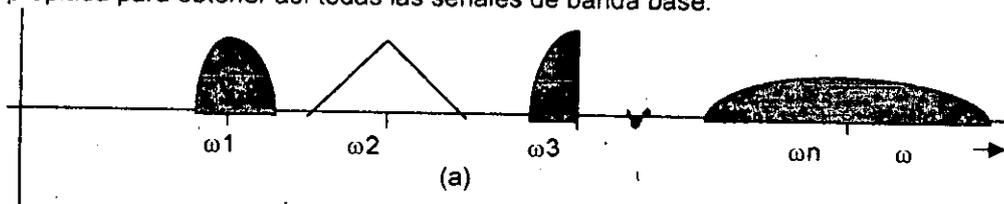
Antes de entrar de lleno en el multiplexaje, se debe tener en cuenta que todos los sistemas múltiplex trabajan a cuatro hilos.

En la multiplexión por división de frecuencia (MDF) varias señales comparten la banda de un canal. Cada señal se modula mediante una frecuencia portadora diferente. Las diversas portadoras se separan adecuadamente para evitar traslapes (o interferencia) entre los espectros de las diferentes señales moduladas como se muestra en la siguiente figura 3.25

Estas portadoras se conocen como subportadoras. Los espectros de las señales moduladas pueden separarse mediante una pequeña guardabanda para evitar interferencia y facilitar la separación de las señales del receptor.

Cuando se suman todos los espectros modulados, tenemos una señal compuesta que puede considerarse como una señal de banda base que modulará posteriormente a una portadora de alta frecuencia (radiofrecuencia, o RF) con el propósito de transmisión.

En el receptor, la señal entrante se demodula primero por la portadora de RF para recuperar la banda base compuesta, la cual se hace pasar después a través de un filtro de pasabanda para separar cada una de las señales moduladas. Luego, cada una de estas señales se demodula individualmente por medio de una subportadora apropiada para obtener así todas las señales de banda base.



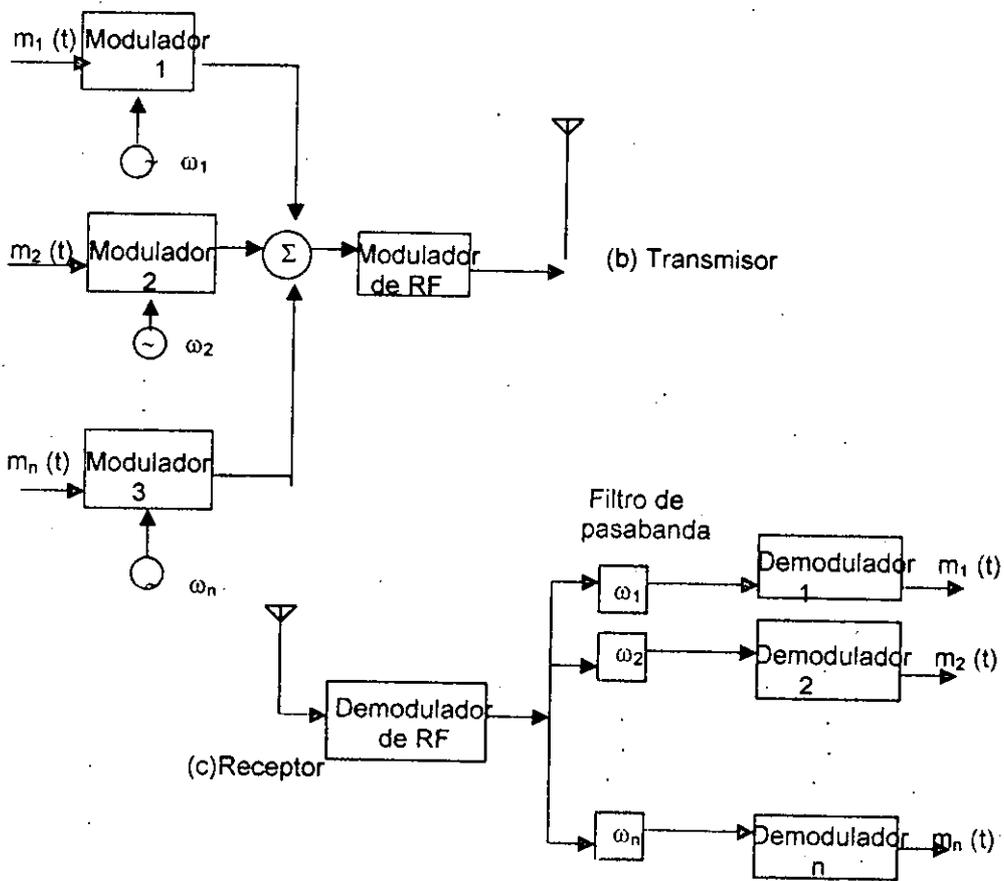


Figura 3.25 Multiplexión por división de frecuencia

En el plan de modulación se establece el desarrollo de una banda de frecuencias que se llama frecuencia de línea (es decir, lista para su transmisión sobre la línea u otro medio de transmisión). El plan de modulación es generalmente un diagrama en el que se muestran la mezcla apropiada, las frecuencias de inserción del oscilador local, las bandas laterales que se seleccionaron en un proceso paso a paso desde que entra el canal de voz hasta que sale la frecuencia de línea.

Como se sabe toda modulación en amplitud produce dos bandas laterales que contienen, ambas, los componentes de frecuencia de la señal moduladora. La banda a la derecha de la portadora se conoce como banda lateral superior (BLS) o canal directo en tanto que la banda de izquierda se conoce como banda lateral inferior (BLI) o canal invertido. la figura 3.26 ilustra el concepto de la inversión de frecuencias de la

banda lateral inferior. En dicha figura, se ilustra una señal de banda baja formada por tres frecuencias (1, 2 y 3 KHz). Si esta señal de banda baja (de voz) se modula con la portadora de 12 KHz que se ilustra, las bandas laterales inferior y superior serán de 9 a 12 KHz y de 13 a 15 KHz con se ilustra.

Sin embargo, por lo que se refiere a las frecuencias de voz contenidas en el espectro de radiofrecuencia (RF), se observa que en la banda lateral superior (BLS) las frecuencias de voz aparecen en el orden ascendente de 1 a 3; en tanto que la banda lateral inferior (BLI) aparecen en el orden descendente de 3 a 1, es decir, con el orden invertido con respecto al orden de las frecuencias de la señal de voz.

Es por esto que normalmente se emplean triángulos para representar las bandas laterales producto de toda modulación en amplitud; o sea, el esquema de la figura 3.26 se sustituye por la figura 3.27. El triángulo descendente (izquierdo) representa la banda lateral inferior que siempre contienen las frecuencias de la señal de voz en orden invertido.

El efecto de inversión de frecuencias es volver inteligible la información de la señal de voz, el oyente la percibe como ruido. De aquí que esta propiedad de la modulación en amplitud se emplee frecuentemente para reducir en forma efectiva la diafonía que se produce entre líneas contiguas que utilizan el mismo tipo de sistema de onda portadora (OP). Mediante la elección apropiada de las frecuencias portadoras en los moduladores y demoduladores de canal, es posible obtener la banda lateral superior para un sistema y viceversa.

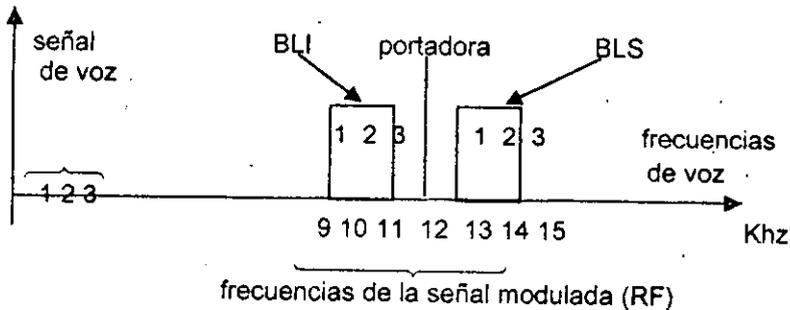


Figura 3.26 Concepto de inversión de frecuencias

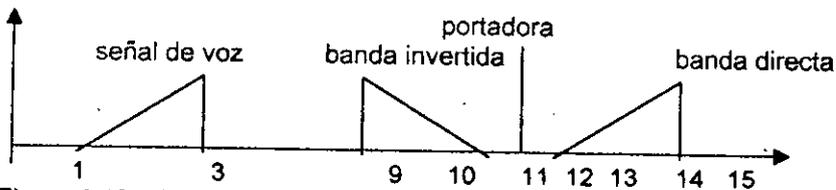


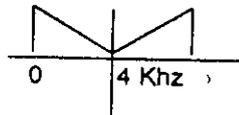
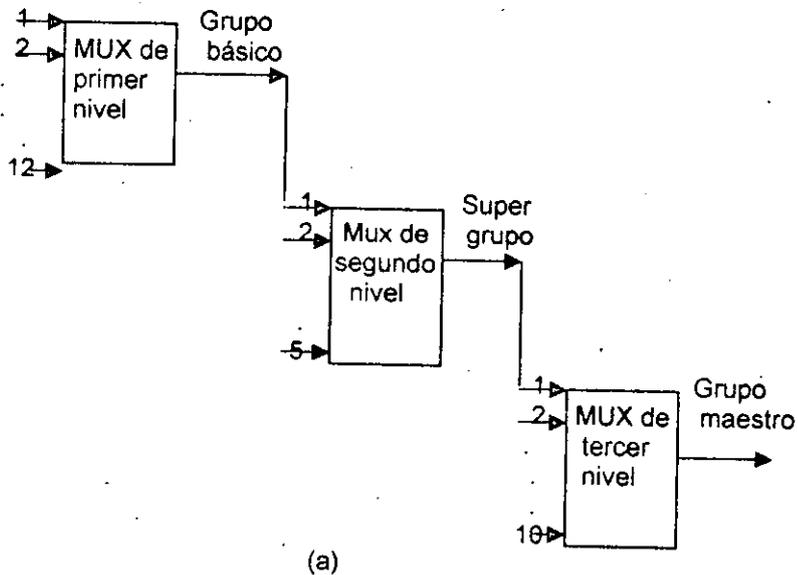
Figura 3.27 Forma normal de representar la banda directa e invertida del proceso de modulación en amplitud.

MULTIPLEXIÓN DE CANALES TELEFONICOS

Hasta fechas recientes, casi todos los canales telefónicos de larga distancia se multiplexaban por **MDF** utilizando señales de banda lateral única (BLU). Esta técnica de multiplexión, estandarizada por la CCITT, proporciona considerable flexibilidad en la distribución, atenuación o en la inserción de bloques de canales en puntos sobre ruta. El arreglo típico en la jerarquía telefónica por MDF norteamericana, aparece en la figura 3.28-a). Un grupo básico consta de 12 canales de voz de banda lateral única (BLU) multiplexados por división de frecuencia, cada uno con un ancho de banda de 4khz (multiplexión de primer nivel). Un grupo básico utiliza espectros de banda lateral inferior (BLI) y ocupa una banda de 60 a 108 KHz. se usa también una configuración alterna de grupo de 12 señales de voz de banda lateral superior (BLS), ocupando una banda de 148 a 196 KHz (figura 3.28--b).

Un supergrupo básico de 60 canales se forma al multiplexar cinco grupos básicos y ocupa una banda de 312 a 552 KHz. Se muestra asimismo una configuración alterna de supergrupo que usa espectros de BLS (figura 3.28--c).

Canal de voz



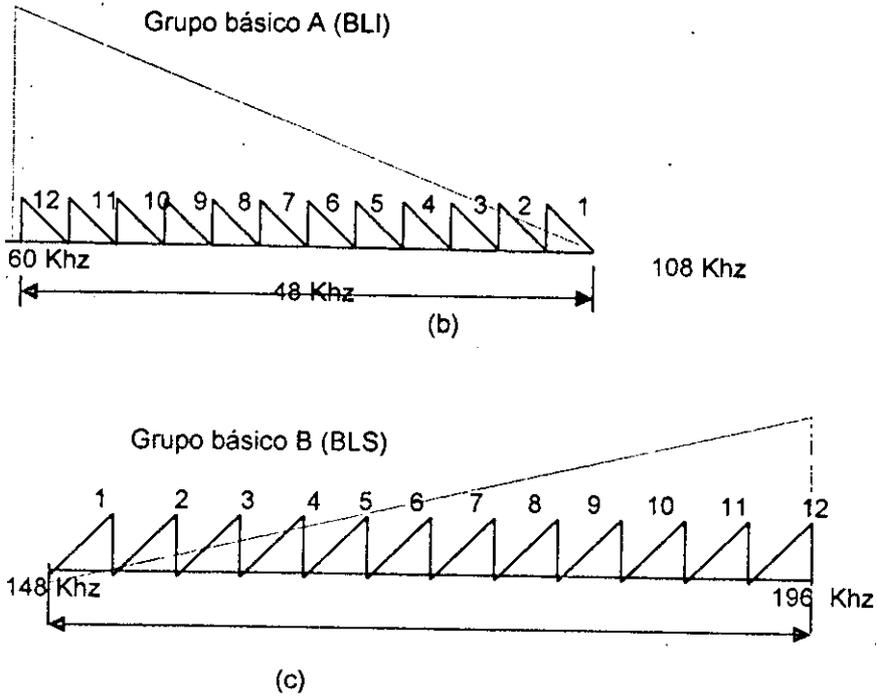


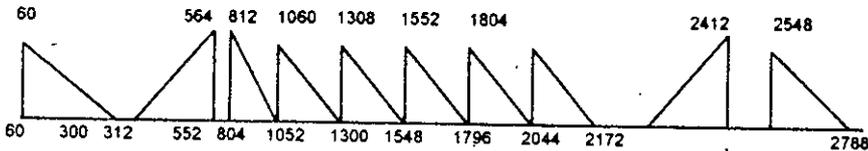
Figura 3.28

I) PORTADORA L DE NORTEAMERICA.

"Portadora L" es el nombre genérico con que Bell System de Norteamérica designó a su sistema de portadora de Banda lateral única (BLU) de gran alcance. El desarrollo de su grupo básico y de su conjunto de supergrupos es fundamentalmente el mismo que en el CCITT, pero hay diferencias en los niveles y frecuencias del tono del piloto. Sin embargo, el grupo maestro es diferente. Este consta de 600 canales de frecuencia de voz (FV; es decir, 10 supergrupos estándar). La configuración **L600** ocupa la banda de 60 a 2788 KHz y la **U600** la de 564 a 2084 KHz.

En la figura 3.29 se muestran los principales arreglos de grupos maestros.

GRUPO MAESTRO L600



Grupo Maestro U600

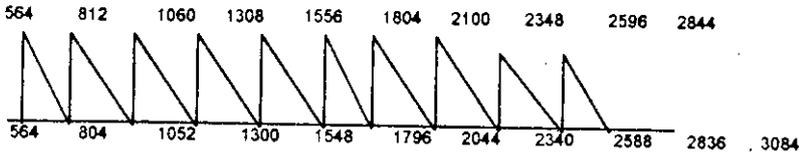
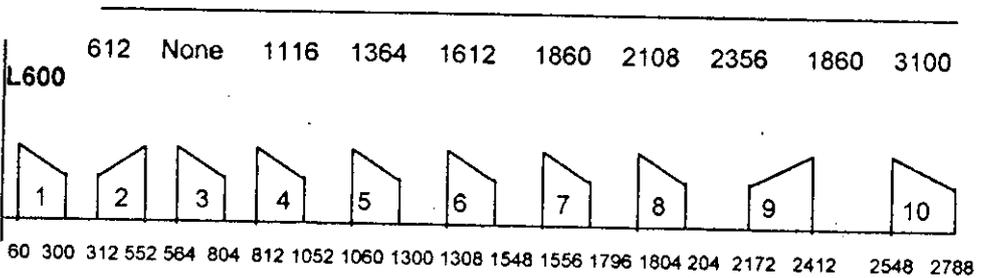


Figura 3.30 e) Grupos Maestros 600

La Bell System ATT (Asociación de Telefonía y Telegrafía) identifica la frecuencia de línea de una configuración de gran alcance específica mediante la adición de un número simple después de la letra "L", por ejemplo, la portadora L3 que se usa sobre cable coaxial y un tipo de microondas ATT, tiene tres grupos maestros (ver figura 3.31siguiente) más un supergrupo, con lo que contiene un total de 1800 canales de voz en la línea que ocupan la banda de 312 a 8284 Khz.

Frecuencia de portadora de supergrupo (khz)



Frecuencia de portadora de supergrupo (khz)

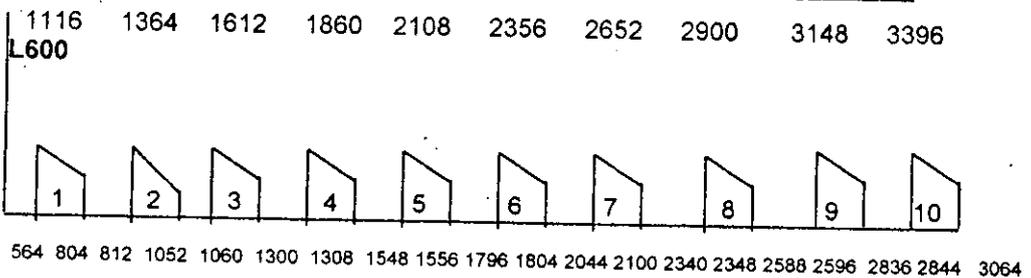


Figura 3.31 Arreglos de grupos maestros del L- carrier

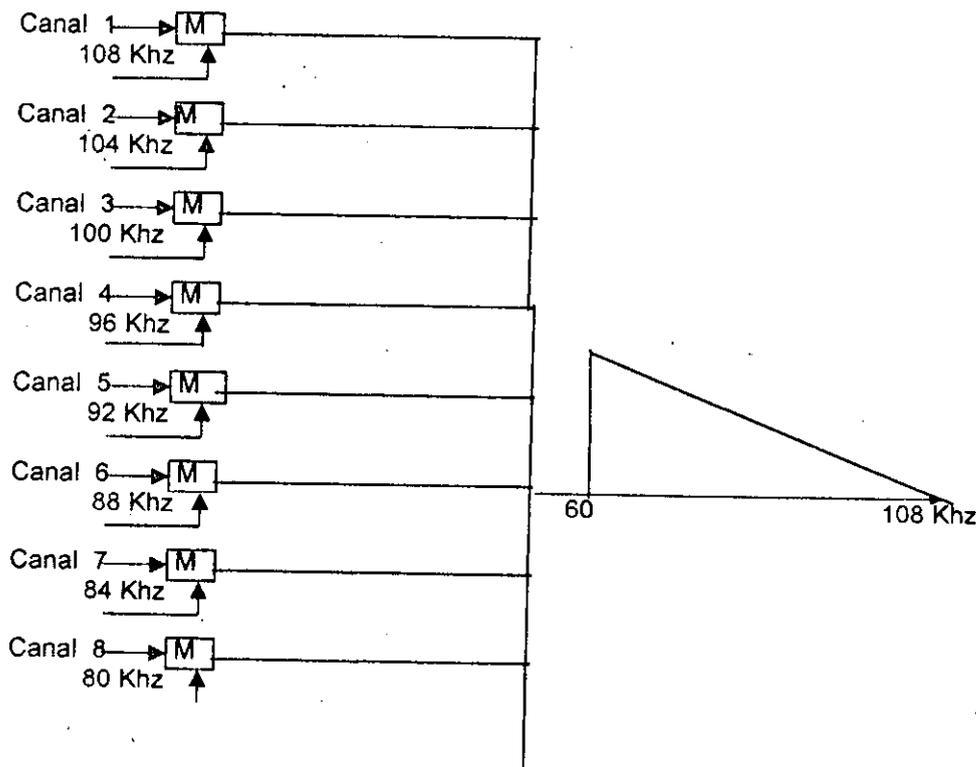
Los grupos maestros pueden multicanalizarse aún más en bancos de grupos maestros para formar *grupos jumbo*, *multigrupos jumbo*, y *supergrupos jumbo*. Un canal de radio de microondas, FDM-FM básico, lleva tres grupos maestros (1800 canales de banda de voz VB), un grupo jumbo tiene 3600 canales VB, y un supergrupo jumbo tiene tres grupos jumbo (10,800 canales de VB).

m) JERARQUÍA DE LA MDF DEL CCITT.

Los grupos normalizados para sistemas de línea aérea son de dos tipos: el grupo primario básico (GB) A de 12 canales que opera en la banda de 12 a 60 KHz y el grupo primario básico B de 12 canales que opera en la banda de 60 a 108 KHz. Mediante el empleo de varias etapas de modulación estos grupos básicos de 12 canales se utilizan como bloques de estructura para la formación de sistemas con capacidad hasta de varios miles de canales, los cuales, requieren de medios de transmisión de banda ancha como el cable coaxial o por microondas.

La banda del grupo primario básico B de 60 a 108 KHz se ha adoptado como bloque de construcción para los sistemas de onda portadora (OP) de gran alcance siendo, además, recomendada por el CCITT (comité consultivo de telefonía y telegrafía) para emplearse en los circuitos internacionales.

El grupo se forma por la mezcla de cada uno de los 12 canales de voz con la frecuencia portadora particular que se asocia al canal; se eligen las bandas laterales inferiores. En la siguiente figura 3.32 se muestra la manera básica (preferible) de formar el grupo CCITT estándar.



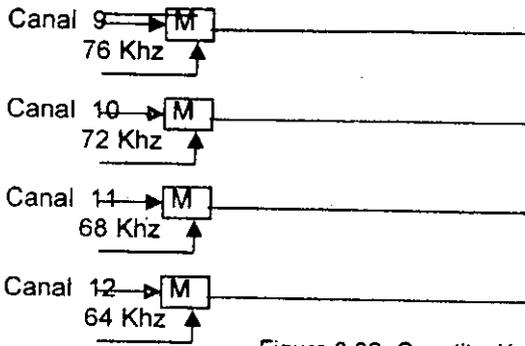


Figura 3.32- Constitución del grupo CCITT estándar.

Se notará que, por convención, en la banda de 60 a 108 KHz el canal de voz 1 ocupa el segmento de frecuencias más alto, los 104 a 108 KHz. En todos los casos se usa la técnica de modulación de banda lateral única y portadora suprimida (BLUPS).

FORMACION DEL SUPERGRUPO CCITT ESTANDAR

El supergrupo contiene cinco grupos CCITT estándar, equivalentes a 60 canales de voz.

Antes de su translación, el super grupo estándar ocupa la banda de frecuencias de 312 a 552 KHz. Cada grupo que forma el supergrupo se traslada en frecuencia a la banda del supergrupo al mezclarse con la frecuencia portadora que le corresponde. Las frecuencias portadoras son: 420 KHz para el grupo 1; 468 KHz para el grupo 2; 516 KHz para el grupo 3; 564 KHz para el grupo 4; y 612 KHz para el grupo 5. En el proceso de mezcla se eligen las bandas laterales inferiores como se muestra en la figura 3.34 el proceso de traslación.

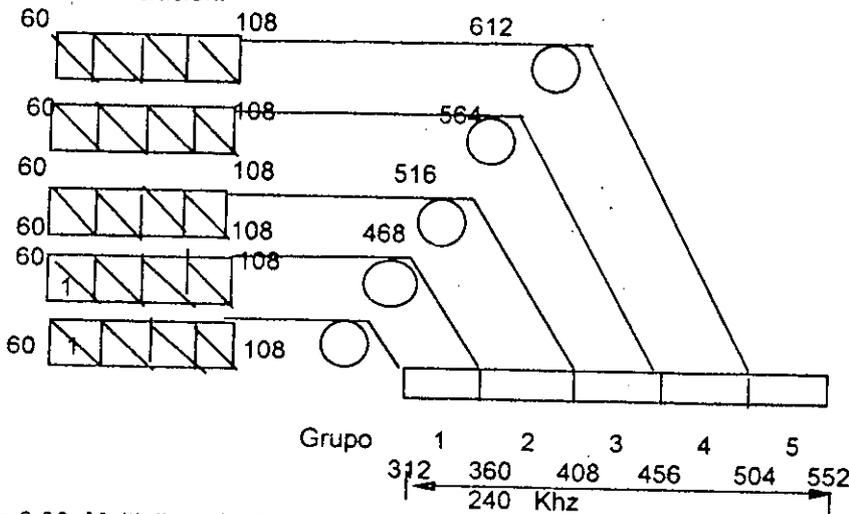


Figura 3.33 Multiplicación de 60 canales de voz con distribución de frecuencia.

FORMACION DEL GRUPO MAESTRO Y DEL SUPERGRUPO MAESTRO BASICOS CCITT ESTÁNDAR

Un grupo maestro básico contiene cinco supergrupos (330 canales de voz) y ocupa el espectro de 812 a 2044 KHz. Se forma por la traslación de los cinco supergrupos estándar y cada uno de ellos ocupa la banda de 312 a 552 KHz, por el proceso similar al que se usó para formar el supergrupo a partir de los cinco grupos CCITT estándar. Este proceso se muestra en la figura 3.34.

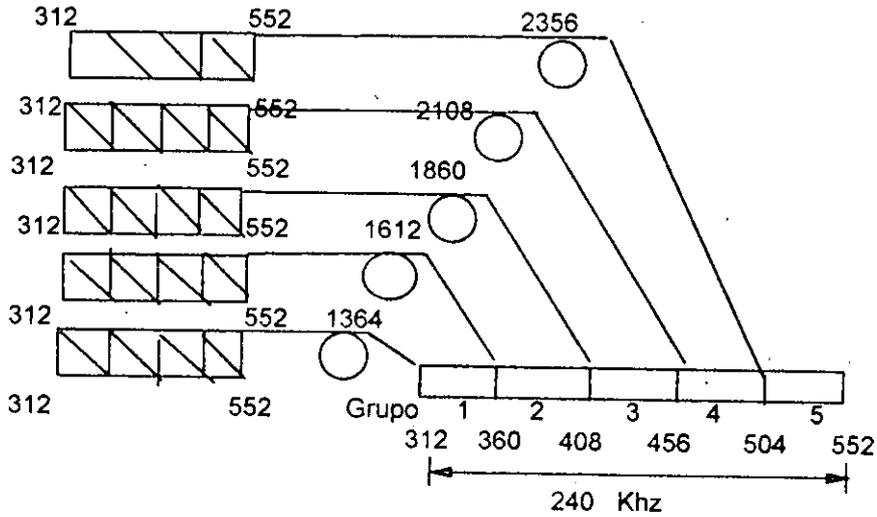


Figura 3.34

CAPITULO IV

4.1- PARAMETROS BASICOS DE UN RADIOENLACE.

4.2- RELACION PORTADORA RUIDO.

4.3- ANCHO DE BANDA.

4.1 PARAMETROS BASICOS DE UN RADIOENLACE

a) DENSIDAD DE POTENCIA.

Las ondas electromagnéticas representan el flujo de energía en la dirección de propagación. La proporción en la cual la energía cruza por una superficie dada, en el espacio libre, se llama **densidad de potencia**. Por lo tanto, la densidad de potencia es energía por unidad de tiempo por unidad de área y normalmente se da en wats por metro cuadrado.

La intensidad de campo es la intensidad de los campos eléctricos y magnéticos de una onda electromagnética propagándose en el espacio libre. La intensidad de campo eléctrico normalmente se da en volts por metro y la intensidad de campo magnético en amperes vuelta por metro. Matemáticamente, la densidad de potencia es:

$$P = E \times H \quad \text{wats por metro cuadrado}$$

en donde P = densidad de potencia (W / m^2)

E = intensidad de campo eléctrico en rms (V / m)

H = intensidad del campo magnético en rms (At / m)

Las intensidades de los campos eléctrico y magnético de una onda electromagnética en el espacio libre, se relacionan por la impedancia característica (resistencia) del espacio libre. La impedancia característica de un medio de transmisión sin pérdidas es igual a la raíz cuadrada de la relación de su permeabilidad magnética con su permitividad eléctrica. Matemáticamente, la impedancia característica del espacio libre (Z_s) es:

$$Z_s = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$$

en donde Z_s = impedancia característica del espacio libre (ohm)

μ_0 = permeabilidad magnética del espacio libre ($1.26 \times 10^{-6} H / m$)

ϵ_0 = permitividad eléctrica del espacio libre ($8.85 \times 10^{-12} F / m$)

con esto tenemos que:

$$Z_s = \sqrt{\frac{1.26 \times 10^{-6}}{8.85 \times 10^{-12}}} = 377 \Omega$$

Por lo tanto, utilizando la ley de Ohm, obtenemos:

$$P = \frac{E^2}{377} = 377 H^2 \quad w / m^2$$

$$H = \frac{E^2}{377} \quad At / m$$

b) FRENTE DE ONDA ESFERICA.

En la siguiente figura 4.1 se muestra una fuente puntual que radia potencia a una proporción uniformemente constante, en todas direcciones. Dicha fuente se llama radiador isotrópico.

Un verdadero radiador isotrópico no existe. Sin embargo, se aproxima bastante a una antena omnidireccional. Un radiador isotrópico produce un frente de onda esférica de radio R.

Todos los puntos a la distancia R están en la superficie de la esfera y la tienen densidades de potencia iguales. Por ejemplo, en la figura 4.1 los puntos A y B están a la misma distancia de la fuente.

En cualquier instante de tiempo, la potencia total radiada, P_r watt, está uniformemente distribuida, sobre toda la superficie de la esfera (esto asume un medio de transmisión sin pérdidas). Por lo tanto, la densidad de potencia en cualquier punto de la esfera es la potencia total radiada dividida por el área total de la esfera. Matemáticamente, la densidad de potencia en cualquier punto de la superficie de una frente de onda esférica es:

$$P_a = \frac{P_r}{4\pi R_a^2}$$

en donde P_r = potencia total radiada (watt)

R = radio de la esfera (el cual es igual a la distancia desde cualquier punto en

en la superficie de la esfera a la fuente)

$4\pi R^2$ = área de la esfera

y por una distancia R_a metros de la fuente, la densidad de potencia es:

$$P_a = \frac{P_r}{4\pi R_a^2}$$

Igualando las ecuaciones de potencia que tenemos nos da:

$$\frac{P_r}{4\pi R^2} = \frac{E^2}{377}$$

Por lo tanto,

$$E^2 = \frac{377 P_r}{4\pi R^2} \quad \text{y} \quad E = \frac{30 P_r}{R}$$

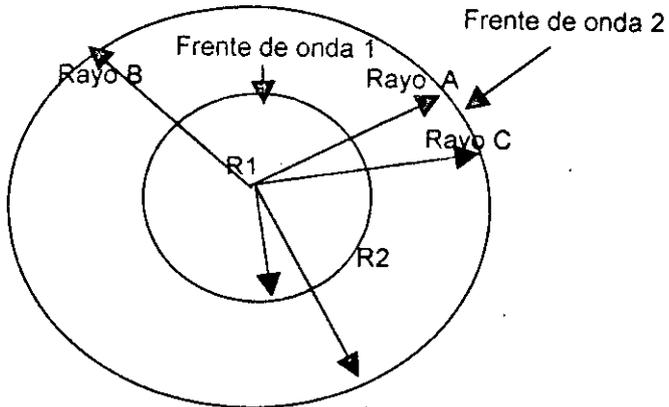


Figura 4.1 Frente de onda esférica de una fuente isotrópica.

c) LEY INVERSA CUADRÁTICA.

De la ecuación de potencia puede observarse que entre más lejos se mueva el frente de onda de la fuente, más pequeña es la densidad de potencia (R_a y R_e se separan más). La potencia total distribuida sobre la superficie de la esfera permanece igual. Sin embargo, debido a que el área de la esfera se incrementa en proporción directa a la distancia de la fuente al cuadrado (es decir, el radio de la esfera al cuadrado), la densidad de potencia es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia de la fuente. La relación se llama ley inversa cuadrática. Por lo tanto, la densidad de potencia, en cualquier punto de la superficie de la esfera exterior es:

$$P_2 = \frac{P_r}{4\pi R_2^2}$$

y la densidad de potencia en cualquier punto de la esfera interior es:

$$P_1 = \frac{P_r}{4\pi R_1^2}$$

por lo tanto,

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{P_r / 4\pi R_2^2}{P_r / 4\pi R_1^2} = \frac{R_1^2}{R_2^2} = \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^2$$

De la ecuación anterior puede observarse que conforme la distancia de la fuente se duplica la densidad de potencia disminuye por un factor de 2^2 , o 4. Cuando se deriva la ley inversa cuadrática de la radiación, se asumió que la fuente radia isotrópicamente,

aunque no es necesario. Sin embargo, es necesario que la velocidad de la propagación en todas direcciones sea uniforme. Dicho medio de propagación se llama un medio isotrópico.

Por ejemplo:

Para una antena isotrópica radiando 100 w de potencia, determine:

a) Densidad de potencia a 1000 m de la fuente

b) Densidad de potencia a 2000 m de la fuente

Solución :

$$a) \quad P_1 = \frac{P_r}{4\pi R^2} = \frac{100}{4\pi 1000^2} = 7.96 \mu w / m^2$$

$$b) \quad P_2 = \frac{P_r}{4\pi R^2} = \frac{100}{4\pi 2000^2} = 1.99 \mu w / m^2$$

Sustituyendo en la ecuación tenemos:

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{P_r / 4\pi R_2^2}{P_r / 4\pi R_1^2} = \frac{R_1^2}{R_2^2} = \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^2 = \frac{1000^2}{2000^2} = 0.25$$

$$o \quad P_2 = 7.96 \mu w / m^2 \cdot 0.25 = 1.99 \mu w / m^2$$

La ley inversa cuadrática para la radiación matemáticamente describe la reducción en la densidad de potencia con la distancia de la fuente. Conforme se aleja un frente de onda de la fuente, el campo electromagnético continuo, que es radiado desde esa fuente, se dispersa. Es decir, las ondas se alejan más unas de otras y, consecuentemente, el número de ondas por unidad de área disminuye. Nada de la potencia radiada se pierde o se disipa, porque el frente de la onda se aleja de la fuente; la onda simplemente se dispersa sobre un área más grande, disminuyendo la densidad de potencia. La reducción en la densidad de potencia con la distancia es equivalente a la pérdida de potencia y comúnmente se llama atenuación de la onda. Debido a que la atenuación se debe al esparcimiento esférico de la onda, a veces se llama atenuación espacial de la onda. La atenuación de la onda se expresa generalmente en términos del logaritmo común de la relación de densidad de potencia (perdida en dB). Matemáticamente, la atenuación de la onda (γ_a) es:

$$\gamma_a = 10 \log \frac{P_1}{P_2}$$

La reducción en la potencia debida a la ley cuadrática inversa presume la propagación del espacio libre (un vacío o casi un vacío) y se llama atenuación de la onda.

La reducción en la densidad de potencia debida a la propagación del espacio no libre se llama absorción.

La atmósfera de la tierra no es un vacío. Al contrario, se compone de átomos y moléculas de varias sustancias, tales como gases, líquidos y sólidos. Algunos de estos materiales son capaces de absorber las ondas electromagnéticas. La absorción de ondas por la atmósfera es análoga a una pérdida de potencia $i^2 R$. Una vez absorbida, la energía se pierde, para siempre y ocasiona una atenuación en el voltaje e intensidades del campo magnético y una reducción correspondiente en la densidad de potencia.

La absorción de radiofrecuencias en una atmósfera normal depende de la frecuencia y es relativamente insignificante, abajo de aproximadamente 10 Ghz. La siguiente figura nos muestra la absorción atmosférica en decibelios por kilómetro, debido al oxígeno y al vapor de agua para radiofrecuencias arriba de 10 Ghz. Puede observarse que ciertas frecuencias son afectadas, creando picos y valles en las curvas. La atenuación de las ondas debido a la absorción no depende de la distancia de la fuente radiante, pero sí de la distancia total que la onda propaga por la atmósfera. En otras palabras, en un medio homogéneo (uno con propiedades uniformes en todos los puntos), la absorción experimentada, durante la primera milla de propagación, es igual que para la última milla. Además las condiciones atmosféricas anormales tales como lluvias fuertes o neblina densa absorben más energía que una atmósfera normal. La absorción atmosférica (η) para una propagación de onda de R_1 a R_2 es $\gamma(R_2 - R_1)$, en donde γ es coeficiente de absorción. Por lo tanto la atenuación de las ondas depende del coeficiente R_2 / R_1 , y la absorción de las ondas depende de la distancia entre R_1 y R_2 . El coeficiente de absorción varía considerablemente en la ubicación en un medio homogéneo, por lo tanto crea un problema difícil para los ingenieros de los sistemas de radio.

Atenuación por dispersión
por dispersión (dB)

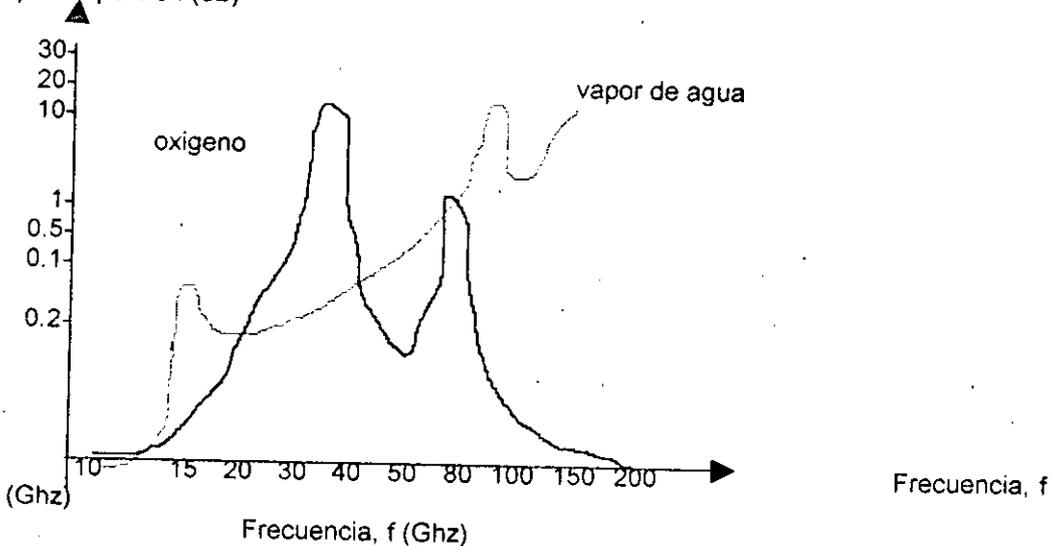


Figura 4.2 Absorción atmosférica de las ondas electromagnéticas.

GANANCIA DE POTENCIA:

Los términos ganancia directiva y ganancia de potencia con frecuencia no se comprenden y, por tanto, se utilizan incorrectamente. La ganancia directiva es la relación de la densidad de potencia radiada en una dirección en particular con la densidad de potencia radiada al mismo punto por una antena de referencia, suponiendo que ambas antenas irradian la misma cantidad de potencia. El patrón de radiación para la densidad de potencia relativa de una antena es realmente un patrón de ganancia directiva si la referencia de densidad de potencia se toma de una antena de referencia estándar, que por lo general es una antena isotrópica. La máxima ganancia directiva se llama directividad. Matemáticamente, la ganancia directiva es:

$$d = \frac{P}{P_{ref}}$$

donde

D = ganancia directiva (sin unidades)

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

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

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

$$A_p = D\eta$$

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

$$A_p = 10 \log \frac{P\eta}{P_{ref}}$$

Para una referencia isotrópica, la directividad de un dipolo de media onda es aproximadamente de $1.64 \approx 2.15$ db. Es usual indicar la ganancia de potencia en decibeles si se refiere a un dipolo $\lambda / 2$. Si es en referencia a un radiador isotrópico, la cantidad de decibeles se indica como dbí, o dB/radiador isotrópico, y es 2.15 dB mayor que si se utilizara un dipolo de media onda como referencia. Es importante considerar que la potencia radiada de una antena nunca puede exceder la potencia de entrada. Por lo tanto, la antena realmente no amplifica la potencia de entrada. Una antena sólo concaneara su potencia radiada en una dirección particular. Los puntos que se localizan en áreas en donde la potencia radiada se concentra, realizan una ganancia aparente relativa a la densidad de potencia en los mismos puntos si se hubiera usado una antena isotrópica. Si la ganancia se realiza en una dirección, tiene que usarse una reducción correspondiente en la densidad de potencia (una pérdida) en otra dirección. La dirección en la que está "apuntando" la antena es siempre la dirección de máxima

radiación. Debido a que una antena es un dispositivo recíproco, su patrón de radiación es también su patrón de recepción. Para una máxima potencia capturada, una antena receptora tiene que estar apuntando hacia la dirección donde se desea la recepción. Las antenas receptoras tienen una directividad y una ganancia de potencia exactamente como las antenas transmisoras.

d) POTENCIA RADIADA ISOTRÓPICA EFECTIVA (PIRE).

La potencia radiada isotrópica efectiva (PIRE), se define como una potencia de transmisión equivalente y se expresa matemáticamente como:

$$\text{PIRE} = P_r A_t$$

en donde

PIRE = potencia radiada isotrópica (watts)

P_r = potencia total radiada de una antena (watts)

A_t = ganancia de la antena transmisora (relación sin unidades)

Expresado como logaritmo,

$$\text{PIRE (dBW)} = P_r \text{ (dBw)} + A_t \text{ (dB)}$$

$$\text{PIRE (dBW)} = 10 \log \frac{P_r}{0.001} + \log A_t$$

La ecuación anterior puede reescribirse utilizando la potencia de entrada y la ganancia de potencia de la antena, como:

$$\text{PIRE (dBW)} = P_{\text{entrada}} A_p$$

PIRE o sólo PRE (potencia radiada efectiva) es la potencia equivalente que tendría que radiar una antena isotrópica para alcanzar la misma densidad de potencia en la dirección seleccionada en un punto determinado, como otra antena. Por ejemplo, si una antena determinada tiene una ganancia de potencia de 10, la densidad de potencia es de 10 veces mayor de lo que habría solo si la antena hubiera sido un radiador isotrópico. Una antena isotrópica tendría que radiar 10 veces esa cantidad de potencia para lograr la misma densidad de potencia. Por consiguiente, dicha antena irradia efectivamente 10 veces más potencia que una antena isotrópica con la misma potencia de entrada y eficiencia.

Para determinar la densidad de potencia en un punto determinado e incluyendo la ganancia tenemos que:

$$P = \frac{P_r A_t}{4\pi R^2}$$

Ejemplo :

Si una antena transmisora tiene una ganancia directiva de $A_t = 10$ y potencia radiada de $P_r = 100$ w, determinar:

a) PIRE

b) Densidad de potencia en un punto de 10 kilómetros de distancia.

c) Densidad de potencia si se hubiera utilizado una antena isotrópica con la misma potencia de entrada y eficiencia.

Solución:

a) Sustituyendo en la ecuación de PIRE tenemos:

$$\text{PIRE} = P_r A_t = 100 \text{ w} \times 10 = 1000 \text{ w}$$

b) Sustituyendo en la ecuación de potencia y ganancia tenemos:

$$P = \frac{P_r A_t}{4\pi R^2} = \frac{\text{PIRE}}{4\pi R^2} = \frac{1000 \text{ w}}{4\pi (10,000\text{m})^2} = 0.796 \mu \text{ W} / \text{m}^2$$

c) Sustituyendo en la ecuación de potencia solamente tenemos:

$$P = \frac{P_r}{4\pi R^2} = \frac{100}{4\pi (10,000\text{m})^2} = 0.0796 \mu \text{ W} / \text{m}^2$$

Puede verse que la densidad de potencia en un punto a 10,000m de la antena transmisora es 10 veces mayor con la primera antena que con el radiador isotrópico. Para lograr la misma densidad de potencia, la isotrópica tendría que radiar 1000 w. Por tanto, la primera antena efectivamente irradia 1000 w.

Las antenas son dispositivos recíprocos, por tanto, una antena tiene la misma ganancia de potencia y directividad, cuando se utiliza para recibir ondas electromagnéticas. En consecuencia, la potencia recibida o capturada por una antena es el producto de la densidad de potencia en el espacio que rodea inmediatamente la antena y la ganancia directiva de ésta. Por tanto, la ecuación de potencia puede extenderse a:

$$C = \frac{P_r A_t A_r}{4\pi R^2}$$

Donde C = densidad de potencia (W / m^2)

A_t = ganancia de la antena transmisora

A_r = ganancia de la antena receptora

R = distancia entre las antenas

En el ejemplo anterior si se utilizara una antena que fuera idéntica a la antena transmisora para recibir la señal, la potencia capturada sería:

$$C = P A_r$$

$$= (0.0796 \mu W / m^2) (10) = 7.96 w / m^2$$

No toda la potencia capturada puede utilizarse; parte se disipa en la antena receptora la potencia recibida que realmente puede utilizarse es el producto de la densidad de potencia recibida, la ganancia directa de la antena receptora, y la eficiencia de la antena receptora o la densidad de potencia recibida multiplicada por la ganancia de potencia de la antena receptora.

Con respecto a la salida del transmisor tenemos:

$$P_r = P_t - L_{bo} - L_{bf}$$

Por lo tanto,

$$PIRE = P_t - L_{bo} - L_{bf} + A_t$$

en donde P_t = potencia de salida real del transmisor (dBW)

L_{bo} = pérdidas por respaldo de HPA (dB)

L_{bf} = ramificación total y pérdida de alimentador (dB)

A_t = ganancia transmisora de la antena (dB)

Ejemplo :

Para un transmisor de estación terrena con una potencia de salida de 40 dBW (10.000 W) una pérdida de respaldo de 3 db, una pérdida total de ramificación y alimentador de 3 dB y una ganancia de la antena transmisora de 40 dB, determinar el PIRE.

Solución: sustituyendo en la ecuación de PIRE de salida tenemos:

$$PIRE = P_t - L_{bo} - L_{bf} + A_t$$

$$= 40 \text{ dBW} - 3 \text{ dB} - 3 \text{ dB} + 40 \text{ dB} = 74 \text{ dBW}$$

4.2 RELACION PORTADORA RUIDO.

El parámetro más importante que se considera se evalúa el rendimiento de un sistema de comunicaciones de microondas probablemente sea la portadora a ruido (C / N). La potencia de la portadora de banda ancha mínima (C mínima) en la entrada receptora que proporcionará una salida de banda base que pueda utilizarse se llama *umbral* del receptor o, a veces, *sensibilidad* del receptor. El umbral del receptor depende de la potencia de ruido de banda ancha que está presente en la entrada de un receptor, el ruido que se introduce en el receptor, y la sensibilidad al ruido del detector de banda base. Antes de que se pueda calcular C mínima, tiene que determinarse la potencia del ruido de entrada. La potencia del ruido de entrada se expresa matemáticamente como:

$$N = K T B$$

en donde: N = potencia de ruido (wats)
 K = constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} J / K)
 T = temperatura de ruido equivalente del receptor (Kelvin)
 (temperatura ambiente = 290 K)
 B = ancho de banda de ruido

Expresado en dBm:

$$N \text{ (dBm)} = 10 \log \frac{KTB}{0.001} = 10 \log \frac{KT}{0.001} + 10 \log B$$

Para un ancho de banda de 1 Hz a temperatura ambiente,

$$N = 10 \log \frac{(1.38 \times 10^{-23}) (290)}{0.001} + 10 \log 1$$

$$= -174 \text{ dBm}$$

Por tanto:

$$N \text{ (dBm)} = -174 \text{ dBm} + 10 \log B$$

Ejemplo :

Para un ancho de banda de ruido equivalente de 10 Mhz, determine la potencia de ruido:

Solución :

Sustituyendo en la ecuación: $N \text{ (dBm)} = -174 \text{ dBm} + 10 \log B$

$$N = -174 \text{ dBm} + 10 \log (10 \times 10^6)$$

$$= -174 \text{ dBm} + 70 \text{ dB} = -104 \text{ dBm}$$

Si el requerimiento mínimo de C / N receptor con un ancho de banda de ruido 10 Mhz es de 24 dB, la potencia mínima de la portadora recibida es:

$$C_{\text{mínima}} = \frac{C}{N} \text{ (dB)} + N \text{ (dB)}$$

$$= 24 \text{ dB} + (-104 \text{ dBm}) = -80 \text{ dBm}$$

Para una ganancia del sistema (G_s) de 113.35 dB, será necesaria una potencia mínima de la portadora transmisora (P_1) de:

$$P_1 = G_s + C_{\text{mínima}}$$

$$= 113.35 \text{ dB} + (-80 \text{ dBm}) = 33.35 \text{ dBm}$$

Esto indica que una potencia mínima de transmisión de 33.35 dBm (2.16 w) se necesita para alcanzar una relación de portadora a ruido de 24 dB con una ganancia del sistema de 113.35 dB y un ancho de banda de 10 Mhz.

a) PORTADORA A RUIDO CONTRA SEÑAL A RUIDO.

Portadora a ruido (C / N) es la relación de la "portadora " de banda ancha (realmente no es solamente la portadora, sino más bien la portadora y sus bandas laterales asociadas) a la potencia de ruido de banda ancha (el ancho de banda de ruido del receptor). El C / N se puede determinar a un punto de RF o de IF en el receptor. Esencialmente, la C/N es una relación señal-a-ruido de *predetección* (antes de la demodulación de FM). La señal-a-ruido (S/N) es una relación de *posdetección* (después de la demodulación de FM). En un punto de banda base del receptor, se puede separar un sólo canal de banda de voz del resto de la banda base y puede medirse independientemente. En un punto de RF o de IF en el receptor, es posible separar un sólo canal de banda de voz de la señal de FM compuesta. Por ejemplo, un ancho de banda típico para un sólo canal de microondas es de 30 Mhz. El ancho de banda de un canal de voz es de 4 KHz. La C/N es la relación de la potencia de la señal de RF compuesta con el total de la potencia de ruido en el ancho de banda de 30 Mhz. La S/N es la relación de la potencia de la señal de un sólo canal de voz con la potencia de ruido en un ancho de banda de 4khz.

Ejemplo :

Viendo la figura 4.3 . Para una ganancia del sistema de 112 dB, una figura total de 6.5 dB, una potencia de ruido de entrada de -104 dBm, y un (S/N) _{salida} mínimo del demodulador de FM de 32 dB, determine la potencia mínima de la portadora recibida y la potencia mínima de transmisión.

NF = figura de ruido

Solución :

Para alcanzar una relación de S/N de 32 dB del demodulador de FM, se necesita una entrada de C/N de 15 dB (17 de ganancia debido a la eliminación de ruido en el FM). Resolviendo para la relación de portadora a ruido de la entrada del receptor nos da:

$$\frac{C_{\text{mínima}}}{N} = \frac{C}{N} + NF = 15 \text{ dB} + 6.5 \text{ dB} = 21.5 \text{ dB}$$

por lo tanto:

$$C_{\text{mínima}} = \frac{C_{\text{mínima}}}{N} + N$$

$$= 21.5 \text{ dB} + (-104 \text{ dBm}) = -82.5 \text{ dBm}$$

$$P_1 = G_s + C_{\text{mínima}}$$

$$= 112 \text{ dB} + (-82.5 \text{ dBm}) = 29.5 \text{ dBm}$$

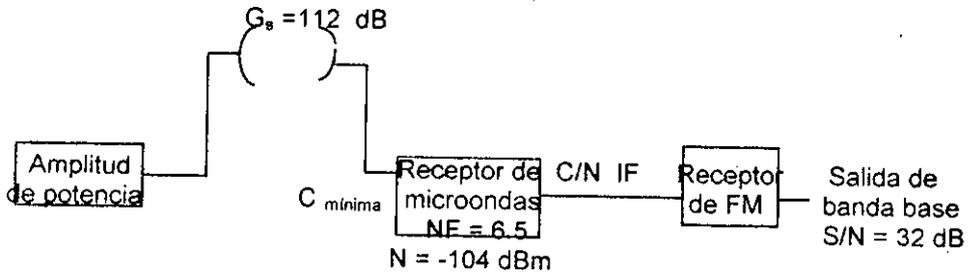


Figura 4.3 Ejemplo de una ganancia del sistema.

RELACION DE DENSIDAD DE PORTADORA A RUIDO

La relación de la densidad de portadora a ruido, también se puede escribir como una función de la temperatura de ruido. Matemáticamente C / N_0 es:

$$\frac{C}{N_0} = \frac{C}{Kt_e}$$

Expresado como logaritmo:

$$\frac{C}{N_0} \text{ (dB)} = C \text{ (dBw)} - N_0 \text{ (dBw)}$$

RELACIÓN DE LA DENSIDAD DE ENERGÍA DE BIT A RUIDO

E_b / N_0 es uno de los parámetros más importantes y más usados, cuando se evalúa un sistema de radio digital. La relación E_b / N_0 es una manera conveniente de comparar los sistemas digitales que utilizan diferentes tasas de transmisión, esquemas de modulación o técnicas de codificación. Matemáticamente E_b / N_0 es:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C / f_b}{N / B} = \frac{CB}{N f_b}$$

E_b / N_0 es un término conveniente usado para los cálculos del sistema digital y comparaciones de rendimiento, pero en el mundo real, es más conveniente medir la relación de la densidad de potencia a ruido de la portadora de banda ancha y convertirlo en E_b / N_0 .

Arreglando la ecuación anterior tenemos:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} \times \frac{B}{f_b}$$

La relación E_b / N_0 es el producto de la relación de portadora a ruido (C / N) y la relación de ancho de banda del ruido a tasa de bit (B / f_b). Expresada como logaritmo.

$$\frac{E_b}{N_0} \text{ (dB)} = \frac{C}{N} \text{ (dB)} + \frac{B}{f_b} \text{ (dB)}$$

La energía por bit (E_b) permanecerá constante, siempre y cuando la potencia de la portadora total de banda ancha (c) y de la tasa de transmisión (dps) permanezca sin ningún cambio. Además, la densidad de ruido (N_0) permanecerá constante, siempre que la temperatura de ruido permanezca constante. La siguiente conclusión se puede hacer para la potencia de una portadora específica, tasa de bit y temperatura de ruido, la relación E_b / N_0 permanecerá constante, sin importar la técnica de codificación, esquema de modulación o ancho de banda.

En donde: $\frac{E_b}{N_0}$ = relación de densidad de potencia de energía por bit a ruido

$\frac{C}{N}$ = relación de potencia de portadora a ruido

$\frac{B}{f_b}$ = relación del ancho de banda de ruido a la tasa de bits

indicado en dB,

$$\frac{E_b}{N_0} \text{ (dB)} = 10 \log \frac{C}{N} + 10 \log \frac{B}{f_b}$$

b) PROBABILIDAD DE ERROR Y TASA DE ERROR DE BIT.

La probabilidad de error $P(e)$ y la tasa de error (BER), a menudo se utilizan en forma intercambiable, aunque en la práctica sí tienen significados un poco distintos. $P(e)$ es una expectativa teórica (matemática) de la tasa de error de bit para un sistema determinado. Tasa de error de bit (BER) es un registro empírico (histórico) del verdadero rendimiento de error de bit de un sistema. Por ejemplo, si un sistema tiene una probabilidad de error ($P(e)$) de 10^{-5} , esto significa que, matemáticamente, puede esperarse que ocurra un error de bit en cada 100,000 bits transmitidos ($1 / 10^5 = 1 / 100,000$). Si un sistema tiene una tasa de error (BER) de 10^{-5} , esto significa que en el pasado hubo un error de bit por cada 100,000 bits transmitidos. Una tasa de error de bits se mide, luego se compara con la probabilidad de error esperada, para evaluar el rendimiento de un sistema.

La probabilidad de error es una función de la relación de potencia de la portadora a ruido (o más específicamente, el promedio de la relación de densidad de potencia de energía por bit a ruido) y el número de posibles condiciones de codificación utilizadas (M-ario). La relación de potencia de la portadora a ruido es la relación de potencia promedio de la portadora (la potencia combinada de la portadora y sus bandas laterales asociadas) a la potencia de ruido térmico.

Ejemplo :

Un transmisor binario coherente (BPSK) modulado en desplazamiento de fase funciona a una tasa de bit de 20 Mbps. Para una probabilidad de error $P(e)$ de 10^{-4} :

- Determine las mínimas relaciones teóricas C/N y E_b/N_0 para un ancho de banda de un receptor igual al mínimo ancho de banda de Nyquist de doble banda lateral.
- Determine el C/N si el ruido se mide en un punto anterior al filtro pasa-bandas, en donde el ancho de banda es igual al doble del ancho de banda de Nyquist.
- Determine el C/N si el ruido se mide en un punto anterior al filtro pasa-bandas, en donde el ancho de banda es igual a tres veces el ancho de banda de Nyquist

Solución:

- Con BPSK, el mínimo ancho de banda es igual a la tasa de bit, 20 Mhz.

De la siguiente figura 4.4, el mínimo C/N es 8.8 db. Sustituyendo en la siguiente ecuación nos da:

$$\frac{E_b}{N_0} \text{ (dB)} = \frac{C}{N} \text{ (dB)} + \frac{B}{f_b} \text{ (dB)} = 8.8 \text{ dB} + 10 \log \frac{20 \times 10^6}{20 \times 10^6}$$
$$= 8.8 \text{ dB} + 0 \text{ dB} = 8.8 \text{ dB}$$

Nota: El mínimo E_b/N_0 es igual al mínimo C/N , cuando el ancho de banda de ruido del receptor es igual al mínimo ancho de banda de Nyquist. El mínimo E_b/N_0 de 8.8 puede verificarse en la figura 4.4.

¿Qué efecto tiene de incrementar el ancho de banda de ruido sobre las mínimas relaciones C/N y E_b/N_0 ? La potencia de la portadora de banda ancha es totalmente independiente del ancho de banda del ruido. De manera semejante, un incremento en el ancho de banda causa un incremento correspondiente en la potencia de ruido.

Consecuentemente, una disminución en C/N se nota que es directamente proporcional al incremento en el ancho de banda de ruido. E_b es dependiente de la potencia de la portadora de banda ancha y de la tasa de bit solamente. Por lo tanto, E_b no es afectada por un incremento en el ancho de banda de ruido. N_0 es la potencia de ruido normalizada a un ancho de banda de 1 hz y consecuentemente, tampoco es afectado por un incremento en el ancho de banda de ruido.

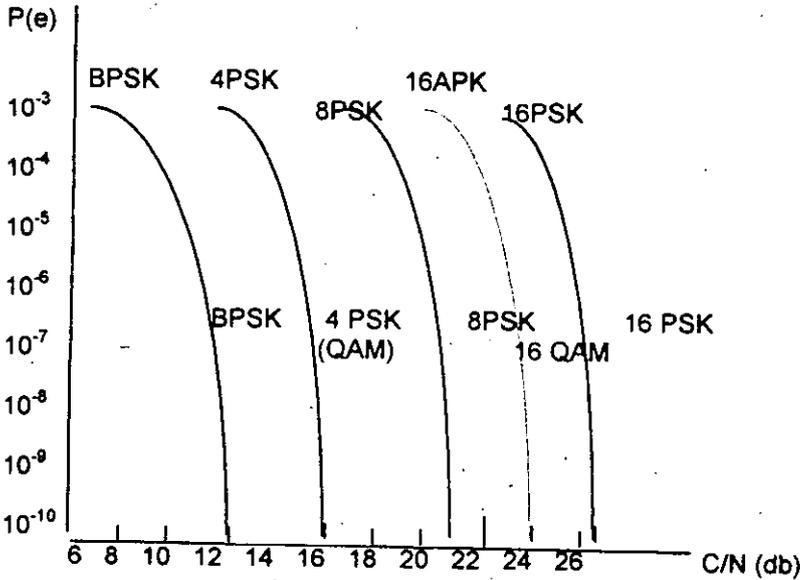


Figura 4.4 Rendimiento $P(e)$ de M-ary PSK, QAM, QPR y sistemas coherentes M-aria APK. La C/N rms se especifica en el ancho de banda de Nyquist de doble banda lateral.

(b) Debido a que E_b/N_0 es independiente del ancho de banda, medir el C/N en un punto en el receptor, en donde el ancho de banda es igual al doble del mínimo ancho de banda de Nyquist, no tiene ningún efecto sobre E_b/N_0 . Por lo tanto, E_b/N_0 se convierte en la constante y se usa para resolver el nuevo valor de C/N . Usando la relación E_b/N_0 tenemos:

$$\begin{aligned} \frac{E_b}{N_0} \text{ (dB)} &= \frac{C}{N} \text{ (dB)} + \frac{B}{f_b} \text{ (dB)} \\ &= 8.8 \text{ dB} - 10 \log \frac{40 \times 10^6}{20 \times 10^6} \\ &= 8.8 \text{ dB} - 10 \log 2 \\ &= 8.8 \text{ dB} - 3 \text{ dB} = 5.8 \text{ dB} \end{aligned}$$

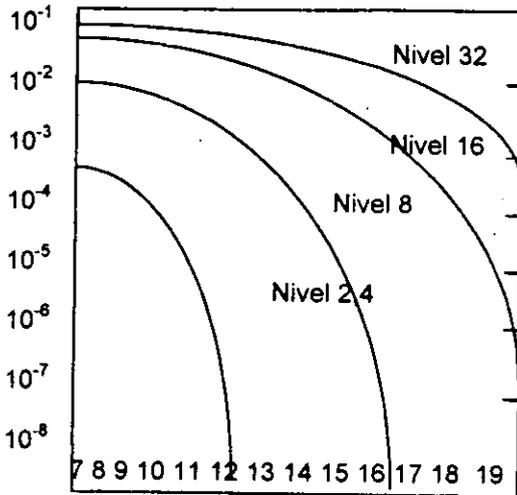


Figura 4.5 Probabilidad de error $P(e)$ contra la relación E_b / N_0 para varios esquemas de modulación digital.

(C) Midiendo la relación C/N en un punto en el receptor en donde el ancho de banda es igual a tres veces el mínimo ancho de banda de los siguientes resultados para C/N :

$$\frac{C}{N} = \frac{E_b}{N_0} - 10 \log \frac{60 \times 10^6}{20 \times 10^6}$$

$$= 8.8 \text{ dB} - 10 \log 3 = 4.03 \text{ dB}$$

La relación C/N de 8.8, 5.8, y 4.03 dB indican las relaciones C/N que serían medidas en tres puntos, especificados en el receptor, para lograr el mínimo deseado E_b / N_0 y $P(e)$.

Debido a que E_b / N_0 no se puede medir directamente para determinar la relación E_b / N_0 relación de portadora a ruido de banda ancha se mide y después se sustituye en las ecuaciones anteriormente mencionadas. Consecuentemente, para determinar exactamente la relación E_b / N_0 se debe considerar el ancho de banda de ruido del receptor.

Energía por bit es simplemente la energía de un sólo bit de información. Matemáticamente, la energía por bit es:

$$E_b = CT_b \text{ (J/ bit)}$$

En donde:

E_b = energía de un sólo bit (J / bit)

T_b = tiempo de un sólo bit (s)

C = potencia de la portadora (w)

indicado en dBJ :

$$E_b \text{ (dBJ)} = 10 \log E_b$$

y porque $T_b = 1 / f_b$, en donde f_b es la tasa de bit, en bits por segundo, E_b se puede reescribir como:

$$E_b = \frac{C}{f_b} \text{ (J / bit)}$$

indicado en dBJ ,

$$\begin{aligned} E_b \text{ (dBJ)} &= 10 \log \frac{C}{f_b} \\ &= 10 \log C - 10 \log f_b \end{aligned}$$

La densidad de potencia de ruido es la potencia de ruido térmico normalizada a un ancho de banda de 1 Hz (por ejemplo, la potencia de ruido presente en un ancho de banda de 1 Hz). Matemáticamente, la densidad de potencia de ruido es:

$$N_0 = \frac{N}{B} \text{ (W / hz)}$$

en donde:

N_0 = densidad de potencia de ruido (W / Hz)

N = potencia de ruido térmico (W)

B = ancho de banda (Hz)

Indicado en dbm,

$$\begin{aligned} N_0 \text{ (dBm)} &= 10 \log \frac{N}{0.001} - 10 \log B \\ &= N \text{ (dBm)} - 10 \log B \end{aligned}$$

Combinando las ecuaciones:

$$N = K T B \quad \text{y} \quad N_0 = \frac{N}{B} \text{ (W / hz)}$$

Tenemos:

$$N_0 = \frac{K T B}{B} = K T \text{ (W / Hz)}$$

Indicado en dBm;

$$N_0 \text{ (dBm)} = 10 \log \frac{k}{0.001} + 10 \log T$$

Ejemplo :

Para un sistema QPSK y los parámetros dados, determine (a) la potencia de la portadora en dBm, (b) la potencia de ruido en dBm, (c) la densidad de potencia de ruido en dBm, (d) la energía por bit en dBJ, (e) la relación de la potencia de la portadora a ruido en dB, y (f) la relación de E_b / N_0 .

$$C = 10^{-12} \quad f_b = 60 \text{ kbps}$$

$$N = 1.2 \times 10^{-14} \text{ W} \quad B = 120 \text{ kHz}$$

Solución :

(a) La potencia de la portadora en dBm se determina sustituyendo en la siguiente ecuación:

$$C \text{ (dBm)} = 10 \log \frac{C \text{ (watts)}}{0.001} = 10 \log \frac{10^{-12}}{0.001} = -90 \text{ dBm}$$

(b) La potencia de ruido en dBm se determina sustituyendo en la ecuación:

$$N \text{ (dBm)} = 10 \log \frac{KTB}{0.001} = 10 \log \frac{1.2 \times 10^{-14}}{0.001} = -109.2 \text{ dBm}$$

(c) La densidad de potencia de ruido se determina sustituyendo en la ecuación:

$$N_0 \text{ (dBm)} = N \text{ (dBm)} - 10 \log B = -109.2 \text{ dBm} - 10 \log 120 \text{ kHz} = -160 \text{ dBm}$$

(d) La energía por bit se determina sustituyendo en la ecuación:

$$E_b \text{ (dBJ)} = 10 \log \frac{C}{f_b} = 10 \log \frac{10^{-12}}{60 \text{ kbps}} = -167.8 \text{ dBJ}$$

(e) La relación de la potencia de la portadora a ruido se determina sustituyendo en la ecuación:

$$\frac{C}{N} \text{ (dB)} = 10 \log \frac{C}{N} = C \text{ (dBm)} - n \text{ (dBm)}$$

$$\frac{C}{N} = 10 \log \frac{10^{-12}}{1.2 \times 10^{-14}} = 19.2 \text{ dB}$$

(f) La relación de densidad de energía por bit a ruido se determina sustituyendo en la ecuación:

$$\frac{E_b}{N_0} \text{ (dB)} = 10 \log \frac{C}{N} + 10 \log \frac{B}{f_b} = 19.2 + 10 \log \frac{120 \text{ kHz}}{60 \text{ kbps}} = 22.2 \text{ dB}$$

4.3 ANCHO DE BANDA.

La permanencia de la magnitud $\{ H(\omega) \}$ en un sistema se especifica usualmente por un parámetro llamado ancho de banda. El ancho de banda W de un sistema se define como el intervalo de frecuencias positivas en el que la magnitud $\{ H(\omega) \}$ se mantiene dentro de determinado factor numérico. Aunque el criterio exacto puede variar, un factor numérico usual es -3 dB (esto es, $1/\sqrt{2}$ en voltaje o $1/2$ en potencia). Según este criterio se habla de "ancho de banda de -3 dB" o "ancho de banda de potencia media" del sistema.

De la definición anterior, el ancho de banda del sistema cuyo $\{ H(\omega) \}$ aparece en la siguiente figura 4.6--(a) es $W = \omega_1$ radianes por segundo. El ancho de banda del sistema cuya gráfica de $\{ H(\omega) \}$ se muestra en la figura 4.6 -- (b) ; $W = (\omega_2 - \omega_1)$ radianes por segundo.

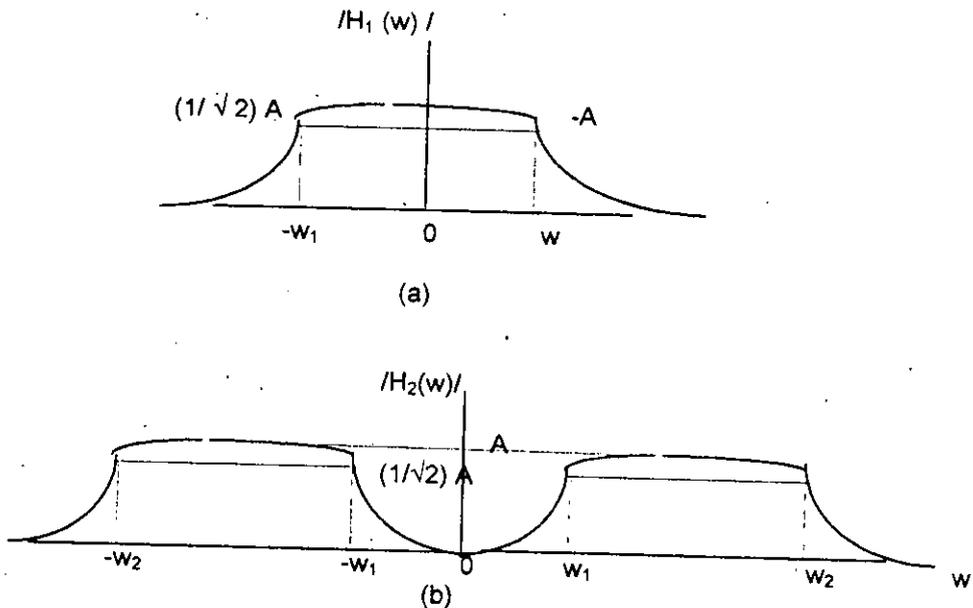


Figura 4.6. Ancho de banda de un sistema cuando se mide en sus puntos de -3 dB

El ancho de banda de un transmisor radiotelefónico modulado en amplitud se determina por la más alta frecuencia de audio que se transmite. El ancho de banda es la diferencia, en frecuencia, entre la banda lateral de más baja frecuencia y la banda lateral de más alta frecuencia. Una portadora modulada con un tono de audio de 800 hz tiene un ancho de banda 1.600 hz. Si se modula con un tono de 3 khz, el ancho de banda es de 6 khz.

Si la frecuencia moduladora es de 3 khz pero el audio se distorsiona, el ancho de banda se determinara por el número de armónicos de 3 khz que sean suficientemente

intensos. Si el quinto armónico es todavía relativamente intenso, el ancho de banda es al menos de 3 khz. Cerca del transmisor, donde los débiles armónicos se reciben igualmente, aparecerá una anchura considerablemente mayor.

Para transmisores radiotelégraficos, manipulando de 30 a 40 palabras por minuto, el ancho de banda no debe ser más que unos 250 hz. Para transmisiones de voz, en que 3.000 hz es la frecuencia más alta a ser transmitida, el ancho de banda no debe ser mucho mayor de 6 khz. Para transmisiones de música, donde la frecuencia más alta a ser transmitida es 5.000 hz, el ancho de banda no debe ser mucho mayor de 10 khz. Para transmisión de alta fidelidad, donde la frecuencia más alta es 15.000 hz el ancho de banda es 30 khz.

a) ANCHO DE BANDA EN LAS TRANSMISIONES DE LAS ONDAS DE FM

En teoría, una onda FM contiene un número infinito de frecuencias laterales, el ancho de banda que se requiere para la transmisión de una señal tiene extensión infinita. En la práctica se encuentra que la onda FM está limitada a un número finito de frecuencias laterales significativas, compatibles con una cantidad específica de distorsión. Se puede especificar un ancho de banda efectivo que sea necesario para la transmisión de una onda FM. Considere una onda FM que se genera por una onda moduladora de tono único y frecuencia f_m (frecuencia de modulación). En esta onda FM, las frecuencias laterales que se separan de la frecuencia portadora f_c por una cantidad mayor que la desviación de frecuencia Δf decrece rápidamente hacia cero, así que el ancho de banda siempre excede de la excursión de frecuencia total, sin embargo esta limitado. Específicamente, para valores grandes del índice de modulación β , el ancho de banda se aproxima, y es ligeramente mayor que la excursión de frecuencia total $2\Delta f$. Por otra parte, para valores pequeños del índice de modulación β , el espectro de la onda FM se encuentra en efecto limitado a la frecuencia de la portadora f_c y un par de frecuencias laterales en $f_c \pm f_m$, de modo que el ancho de banda se aproxima a $2f_m$. Es posible así definir, en forma aproximada, una regla para el ancho de banda de transmisión de una onda FM generada por una onda moduladora de tono único y frecuencia f_m , como sigue:

$$B_T \approx 2\Delta f + 2f_m = 2\Delta f \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta} \right)$$

ESTA RELACION SE CONOCE COMO REGLA DE CARSON.

Para una valoración más rigurosa de las necesidades de un ancho de banda de una onda FM, puede emplearse una definición basada en la retención del máximo número de frecuencias laterales significativas, cuyas amplitudes sean todas mayores que cierto valor elegido. Una relación conveniente de este valor es 1 por ciento de la amplitud de la portadora no modulada. Se puede así definir el ancho de banda de transmisión de una onda FM como la separación que existe entre las dos frecuencias más allá de la cual ninguna de las frecuencias laterales es mayor de 1 por ciento de la amplitud de la portadora que se obtiene cuando se suprime la modulación. O sea, se define el ancho de banda de transmisión como $2nf_{m\max} f_m$, en donde f_m es la frecuencia de modulación y

$n_{\text{máx}}$ es el valor máximo del entero n que satisface el requisito $\{J_n(\beta)\} > 0.01$. El valor de $n_{\text{máx}}$ varía junto con el índice de modulación β y puede determinarse rápidamente de los valores tabulados de la función de Bessel $J_n(\beta)$. La siguiente tabla 4.7 muestra el número total de frecuencias laterales significativas (incluyendo tanto la frecuencia lateral superior como la inferior) para diferentes valores de β , calculadas sobre la base del 1 por ciento. El ancho de banda de transmisión B_T que se calcula utilizando este procedimiento puede presentarse en la forma de una curva universal normalizándola con respecto a la desviación de frecuencia Δf , y después trazándola versus β . Esta curva se muestra en la siguiente figura 4.8, donde se traza como el mejor ajuste para el conjunto de puntos que se obtienen con la tabla 4.7. En la figura 4.8 se nota que a medida que aumenta el índice de modulación β , el ancho de banda ocupado por las frecuencias laterales significativas cae hacia aquel sobre el cual se desvía en realidad la frecuencia de la portadora. Esto significa que los valores pequeños del índice de modulación β son relativamente más extraños en el ancho de banda de transmisión que los valores más grandes de β .

Tabla 4.7

Índice de modulación β	Número de frecuencias laterales significativas $2n_{\text{máx}}$
0.1	2
0.3	4
0.5	4
1.0	6
2.0	8
5.0	16
10.0	28
20.0	50
30.0	70

Considere ahora una onda moduladora arbitraria $m(t)$ con su componente de frecuencia más alta representada por W . El ancho de banda necesario para la transmisión de una onda FM generada mediante esta onda moduladora se estima mediante un análisis de modulación de tono del peor de los casos. En forma específica, primero se determina la llamada relación de desviación D , que se define como la razón de la desviación de frecuencia Δf , que corresponde a la máxima amplitud posible de la onda moduladora $m(t)$, y la frecuencia más alta de modulación W ; estas condiciones representan los casos extremos posibles. La relación de desviación D desempeña el mismo papel para la modulación senoidal. Después, al sustituir β por D y f_m por W , se utiliza la regla de Carson dada por la ecuación anterior, o bien, la curva universal de la figura 4.8 anterior a fin de obtener un valor para el ancho de banda de transmisión de la onda FM. Desde un punto de vista práctico, la regla de Carson subestima en parte el requisito de ancho de banda de un sistema de FM, mientras que la utilización de la curva universal de la figura 4.8 anterior produce un resultado más o menos conservador. Así, la elección de

un ancho de banda de transmisión que se encuentra entre los límites establecidos por estas dos reglas simples se aceptan para la mayoría de los propósitos prácticos.

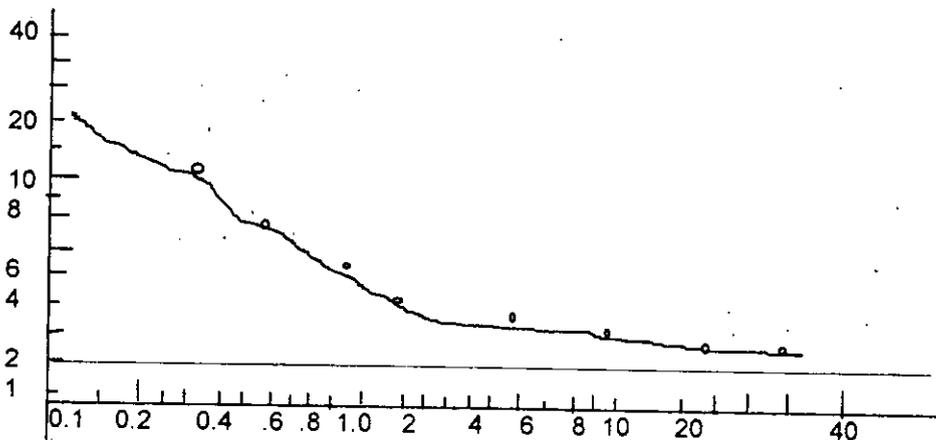


Figura 4.8 Curva universal para la evaluación del ancho de banda del 1% de una onda FM.

Ejemplo:

En Norteamérica, el valor máximo de la desviación de frecuencia Δf se fija en 75 kHz para la radiodifusión comercial de FM. Si se toma la frecuencia de modulación $W = 15$ kHz, que es la audiofrecuencia máxima típica de interés en la transmisión de FM, se encuentra que el valor correspondiente de la relación de desviación es;

$$D = \frac{\Delta f}{W} = \frac{75}{15} = 5$$

Utilizando la regla de Carson;

$$B_T \approx 2\Delta f + 2f_m = 2\Delta f \left(1 + \frac{1}{\beta} \right)$$

se sustituye β por D y f_m por W , y el valor aproximado del ancho de banda de transmisión de la onda FM se obtiene como;

$$B = 2(\Delta f + W) = 2(75 + 15) = 180 \text{ kHz}$$

Por otra parte, el empleo de la curva de la figura 4.5 da el ancho de banda de transmisión de la onda de FM como:

$$B_T = 3.2 \Delta f = 3.2 \times 75 = 240 \text{ kHz}$$

Así, la regla de Carson subestima el ancho de banda de transmisión en un 25 %, en comparación con el resultado que se obtiene de la curva de la figura 4.5.

b) ANCHO DE BANDA DE RADIO DIGITAL.

Ancho de Banda con respecto a la Modulación por Desplazamiento de Frecuencia (FSK)

La transmisión por desplazamiento de frecuencia (FSK), es una forma, en alguna medida simple, de modulación digital de bajo rendimiento. El FSK binario es una forma de modulación angular de amplitud constante, similar a la modulación en frecuencia convencional, excepto que la señal modulante es un flujo de pulsos binarios que varía, entre dos niveles de voltaje discreto, en lugar de una forma de onda analógica que cambia de manera continua. La expresión general para una señal FSK binaria es:

$$v(t) = V_c \cos \left[\omega_c + \frac{v_m(t) \Delta\omega}{2} t \right]$$

donde: $v(t)$ = forma de onda FSK binaria

V_c = amplitud pico de la portadora no modulada

ω_c = frecuencia de la portadora en radianes

$v_m(t)$ = señal modulante digital binaria

$\Delta\omega$ = cambio en frecuencia de salida en radianes

De la ecuación anterior puede verse que, con el FSK binario, la amplitud de la portadora V_c se mantiene constante con la modulación. Sin embargo, la frecuencia en radianes de la portadora de salida (ω_c) cambia por una cantidad igual a $\pm \Delta\omega / 2$. El cambio de frecuencia ($\Delta\omega / 2$) es proporcional a la amplitud y polaridad de la señal de entrada binaria.

c) CONDICIONES DE ANCHO DE BANDA PARA LAS BANDAS DIGITALES.

CONSIDERACIONES DE ANCHO DE BANDA DEL FSK

Como con todos los sistemas de comunicaciones electrónicas, el ancho de banda es una de las consideraciones principales para diseñar un transmisor de FSK binario. El FSK es similar a la modulación en frecuencia convencional, por lo que se puede describir en forma similar.

Los moduladores de FSK son muy similares a los moduladores de FM convencionales y, a menudo son osciladores de voltaje controlado (VOC). El más rápido cambio de entrada ocurre, cuando la entrada binaria es una serie de unos y ceros alternativos, es decir, una onda cuadrada. En consecuencia, si se considera sólo la frecuencia fundamental de entrada, la frecuencia modulante más alta es igual a la mitad de la razón de bit de entrada. Debido a que el FSK binario es una forma de modulación en frecuencia, la fórmula para el índice de modulación utilizado en FM, también es válido para el FSK binario. El índice de modulación se da como:

$$MI = \frac{\Delta f}{f_a}$$

donde:

MI = índice de modulación (sin unidades)

Δf = desviación de frecuencia (Hz)

f_a = frecuencia modulante (Hz)

El peor caso del índice de modulación es el que da el ancho de banda más amplio, ocurre cuando tanto la desviación de frecuencia y la frecuencia modulante están en sus máximos valores.

En un modelador de FSK binario, Δf es la desviación de frecuencia pico de la portadora y es igual a la diferencia entre la frecuencia de reposo y la frecuencia de marca o espacio. La desviación de frecuencia es constante, y siempre, en su valor máximo, f_a es igual a la frecuencia fundamental de entrada binaria que bajo la condición del peor caso (unos y ceros alternos) es igual a la mitad de la razón de bit (f_b). En consecuencia, para el FSK binario,

$$MI = \frac{\left| \frac{f_m - f_s}{2} \right|}{\frac{f_b}{2}} = \frac{|f_m - f_s|}{f_b}$$

donde $\frac{f_m - f_s}{2}$ = desviación de frecuencia

f_b = razón de bit de entrada

f_b

$\frac{f_b}{2}$ = frecuencia fundamental de la señal de entrada binaria

Con el FM convencional de banda angosta, el ancho de banda es una función del índice de modulación. En consecuencia, en un FSK binario del índice de modulación, por lo general, se mantiene bajo 1.0, produciendo así un espectro de salida de FM de banda relativamente angosta. El mínimo ancho de banda necesario para propagar una señal se llama *mínimo ancho de banda de Nyquist* (F_N): Cuando se utiliza la modulación y se genera un espectro de salida de doble lado (doble banda), el mínimo ancho de banda se llama *mínimo ancho de banda de Nyquist de doble lado o el mínimo ancho de banda de IF*.

TRANSMISIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE FASE BINARIA (BPSK)

Con la transmisión por desplazamiento de fase binaria (BPSK), son posibles dos fases de salida para una sola frecuencia de portadora.

Una fase de salida representa un 1 lógico y la otra un 0 lógico. Conforme la señal digital de entrada cambia de estado, la fase de la portadora de salida se desplaza entre dos ángulos que están 180° fuera de fase. Otros nombres que se le dan a BPSK son *transmisión inversa de fase (PRK)* y *modulación bifásica*. El BPSK es una forma de modulación de onda cuadrada de portadora suprimida de una señal de onda continua (CW).

CONSIDERACIONES DEL ANCHO DE BANDA DEL BPSK

Un modulador balanceado es un modulador de producto; la señal de salida es el producto de las dos señales de entrada. En un modulador de BPSK, la señal de entrada de la portadora se multiplica por los dos binarios. Si $+1$ V se asigna a un 1 lógico y -1 V se asigna a un 0 lógico, la portadora de entrada ($\sin \omega_c t$) se multiplica, ya sea por $+1$, o por -1 . En consecuencia, la señal de salida es $+1 \sin \omega_c t$ o $-1 \sin \omega_c t$; la primera, representa una señal que está en fase, con el oscilador de frecuencia; la segunda, una señal que está 180° fuera de fase, con el oscilador de referencia.

Cada vez que cambia la condición de lógica de entrada, cambia la fase de salida. En consecuencia, para BPSK, la razón de cambio de salida (baudio), es igual a la razón de cambio de entrada (bps), y el ancho de banda de salida, más amplio, ocurre cuando los datos binarios de entrada son una secuencia alternativa 1/0. La frecuencia fundamental (f_a) de una secuencia alternativa de bits 1/0 es igual a la mitad de la razón de bit ($f_b/2$). El espectro de salida de un modulador de BPSK es, sólo una señal de doble banda lateral con portadora suprimida, donde las frecuencias laterales superiores e inferiores están separadas de la frecuencia de la portadora para un valor igual a la mitad de la razón de bit. En consecuencia el mínimo ancho de banda (f_N) requerido para permitir el peor caso de la señal de salida del BPSK es igual a la razón de bit de entrada.

TRANSMISIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE FASE CUATERNARIA

La transmisión por desplazamiento de fase cuaternaria (QPSK) o, en cuadratura PSK, como a veces se le llama, es otra forma de modulación digital de modulación angular de amplitud constante. La QPSK es una técnica de codificación M-ario, en donde $M = 4$ (de hay el nombre de "cuaternaria", que significa "4"). Con QPSK son posibles cuatro fases de salida, para una sola frecuencia de la portadora. Debido a que hay cuatro fases de salida diferentes, tiene que haber cuatro condiciones de entrada diferentes.

CONDICIONES DE ANCHO DE BANDA PARA QPSK

Con QPSK, ya que los datos de entrada se dividen en dos canales, la tasa de bits en el canal I, o en el canal Q, es igual a la mitad de la tasa de datos de entrada ($f_b / 2$). En consecuencia, la frecuencia fundamental, más alta presente en la entrada de datos al modulador balanceado, I o Q, es igual a un cuarto de la tasa de datos de entrada (la mitad de $f_b / 2 = f_b / 4$). Como resultado, la salida de los moduladores balanceados, I y Q requiere de un mínimo ancho de banda de Nyquist de doble lado, igual a la mitad de la tasa de bits que están entrando ($f_N / 4 = f_b / 2$). Por tanto con QPSK, se realiza una

compresión de ancho de banda (el ancho de banda mínimo es menor a la tasa de bits que están entrando).

Además, ya que la señal de salida QPSK no cambia de fase, hasta que dos bits (un dibit) han sido introducidos al derivador de bits, la tasa de cambio más rápido de salida (baudio) es igual a la mitad de la tasa de bits de entrada. Así como un BPSK, el mínimo ancho de banda y el baudio son iguales.

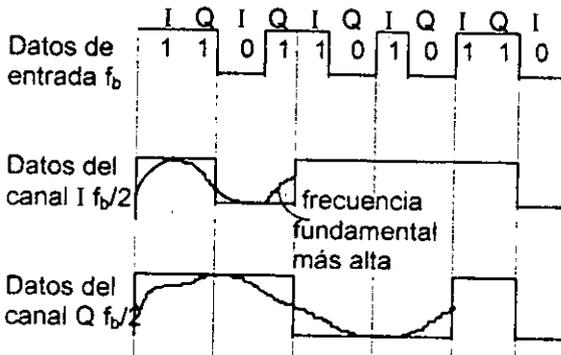


Figura 4.9. Consideraciones del ancho de banda de un modulador de QPSK.

En la figura anterior 4.9 puede verse que la condición de entrada del peor caso al modulado balanceado, de I o Q, es un patrón 1/0 alterno, que ocurre cuando los datos de entrada binarios tienen un patrón repetitivo 1100. Un ciclo de la transición binaria más rápida (una secuencia de 1/0), en el canal I o Q, toma el mismo tiempo que 4 bits de entrada de datos. En consecuencia, la frecuencia fundamental más alta a la entrada y la razón de cambio más rápida a la salida de los moduladores balanceados es igual a un cuarto de la tasa de bits de entrada binarios.

La salida de los moduladores puede expresarse matemáticamente como:

$$\text{salida} = (\text{sen } w_a t) (\text{sen } w_c t)$$

donde

$$\begin{array}{l} \text{fase} \\ \text{modulada} \end{array} \quad w_a t = 2\pi \frac{f_b}{4} t \quad \text{y} \quad \begin{array}{l} \text{fase de la} \\ \text{portadora} \\ \text{modulada} \end{array} \quad w_c t = 2\pi f_c t$$

En consecuencia

$$\begin{aligned} \text{salida} &= \left(\text{sen } 2\pi \frac{f_b}{4} t \right) (\text{sen } 2\pi f_c t) \\ &= \frac{1}{2} \cos 2\pi \left(f_c - \frac{f_b}{4} \right) t - \frac{1}{2} \cos 2\pi \left(f_c + \frac{f_b}{4} \right) t \end{aligned}$$

El espectro de frecuencia de salida se extiende desde $f_c + f_b/4$ a $f_c - f_b/4$ y el mínimo ancho de banda (f_N) es;

$$f_c + \frac{f_b}{4} - (f_c - \frac{f_b}{4}) = \frac{2f_b}{4} = \frac{f_b}{2}$$

Ejemplo :

Para un modulador de QPSK con una tasa de datos de entrada (f_b) igual a 10 Mbps y una frecuencia de portadora de 70 Mhz, determine el mínimo ancho de banda de Nyquist de doble lado (f_N) y el baudio. Además, compare los resultados con aquellos alcanzados con el modulador de BPSK.

Solución :

La tasa de bits en los canales I y Q es igual a la mitad de la tasa de bits de transmisión.

$$f_{bQ} = f_{bI} = \frac{f_b}{2} = \frac{10 \text{ Mbps}}{2} = 5 \text{ Mbps}$$

La frecuencia elemental más alta presentada a cualquiera de los moduladores balanceados es

$$f_a = \frac{f_{bQ}}{2} \quad \text{o} \quad \frac{f_{bI}}{2} = \frac{5 \text{ Mbps}}{2} = 2.5 \text{ Mhz}$$

La onda de salida de cada modulador balanceado es:

$$(\text{sen } 2\pi f_a t) (\text{sen } 2\pi f_c t)$$

$$\frac{1}{2} \cos 2\pi (f_c - f_a) t - \frac{1}{2} \cos 2\pi (f_c + f_a) t$$

$$\frac{1}{2} \cos 2\pi ((70 - 2.5) \text{ Mhz}) t - \frac{1}{2} \cos 2\pi ((70 + 2.4) \text{ Mhz}) t$$

$$\frac{1}{2} \cos 2\pi (67.5 \text{ Mhz}) t - \frac{1}{2} \cos 2\pi (72.5 \text{ Mhz}) t$$

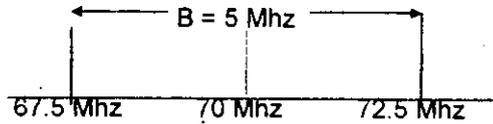
El mínimo ancho de banda de Nyquist es :

$$f_N = (72.5 - 67.5) \text{ Mhz} = 5 \text{ Mhz}$$

La tasa de símbolos es igual al ancho de banda; en consecuencia

$$\text{tasa de símbolo} = 5 \text{ megabaudios}$$

y su espectro de salida es:



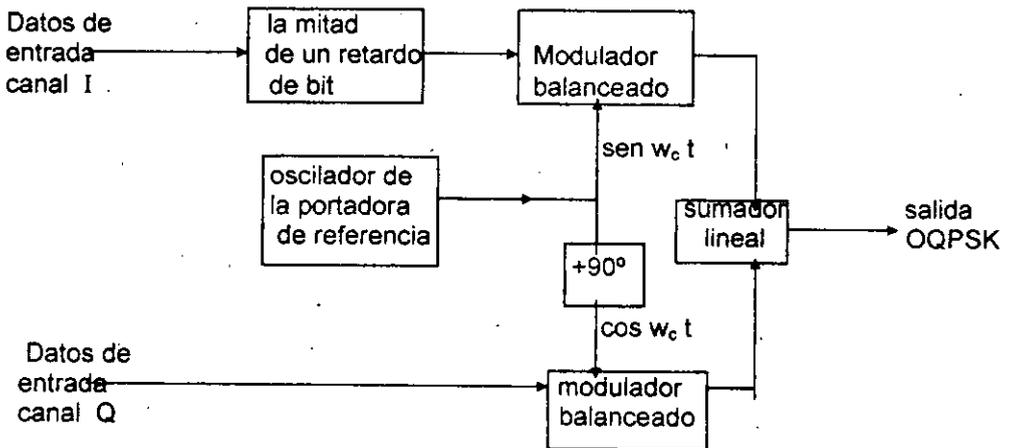
(suprimida)

$f_N = 5 \text{ Mhz}$

QPSK DE COMPENSACIÓN (OFFSET)

QPSK de compensación (OQPSK), es una forma modificada de QPSK en donde las formas de ondas de los bits en los canales I y Q se compensan o se cambian en fase, entre sí, por la mitad de tiempo de bit.

La siguiente figura 4.10 muestra un diagrama a bloques simplificado, la alineación de la secuencia de bits, para un modulador de OQPSK. Debido a que ocurren cambios en el canal I en los puntos medios de los bits del canal Q, y viceversa, nunca hay más de un solo cambio de bit en el código dibit, y en consecuencia, nunca hay más de un cambio de 90° en la fase de salida.



(a)

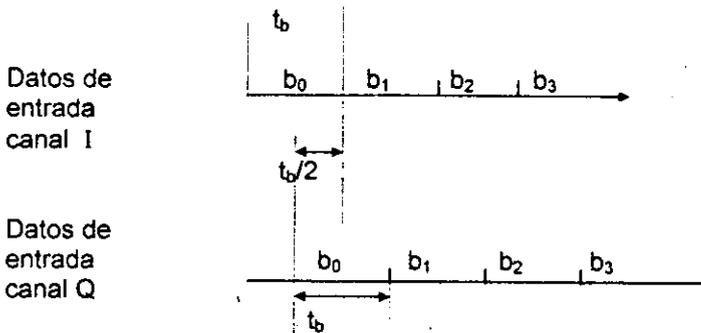


Figura 4.10 Compensación transmitida (OQPSK). (a) diagrama a bloques; (b) alineación de bits.

En el QPSK convencional, un cambio en el bit de entrada, de 00 a 11 o 01 a 10, causa un cambio correspondiente de 180° en la fase de salida. Por tanto, una ventaja del OQPSK es el cambio de fase limitado que debe impartirse, durante la modulación. Una desventaja del OQPSK es que los cambios, en la fase de salida, ocurre al doble de tasa de datos en los canales I o Q. En consecuencia, con OQPSK el ancho de banda y el baudio mínimo son el doble del QPSK convencional, para una tasa de bits de transmisión determinada. Al OQPSK, a veces, se le llama OKQPSK (PSK transmitido por compensación).

PSK DE OCHO FASES:

Un PSK de ocho fases (8-PSK), es una técnica para codificar M-ario en donde $M = 8$. Con un modulador de 8-PSK, hay ocho posibles fases de salida. Para codificar ocho fases diferentes, los bits que están entrando se consideran en grupos de tres bits, llamados tribits ($2^3 = 8$).

CONSIDERACIONES DE ANCHO DE BANDA PARA EL 8-PSK:

Con el 8-PSK, ya que los datos se dividen en tres canales, la tasa de bit en el canal I, Q, o C, es igual a un tercio de la tasa de datos de entrada binarios ($f_b / 3$). (El derivador de bit estira los bits, I, Q y C, a tres veces su longitud de bit de entrada). Debido a que los bits I, Q y C tienen una salida simultánea y en paralelo, los convertidores de niveles de 2 a 4, también ven un cambio en sus entradas (y en consecuencia sus salidas) a una tasa igual a $f_b / 3$.

La siguiente figura 4.11 muestra una relación de sincronización de bit entre los datos de entrada binarios; los datos del canal I, Q y C, y las señales PAM I y Q. Puede verse que la frecuencia fundamental más alta en el canal I, Q o C, es igual a la sexta parte de la tasa de bit de entrada binaria (un ciclo en el canal I, Q o C, toma la misma cantidad de tiempo que seis bits de entrada). Además, la frecuencia fundamental más

alta, en cualquiera de las señales PAM, es igual a la sexta parte de la tasa de bits de entrada.

Con un modulador de 8-PSK, hay un cambio de fase en la salida, por cada 3 bits de entrada de datos. En consecuencia, el baudio para 8-PSK es igual a $f_b / 3$, al igual que el ancho de banda mínimo.

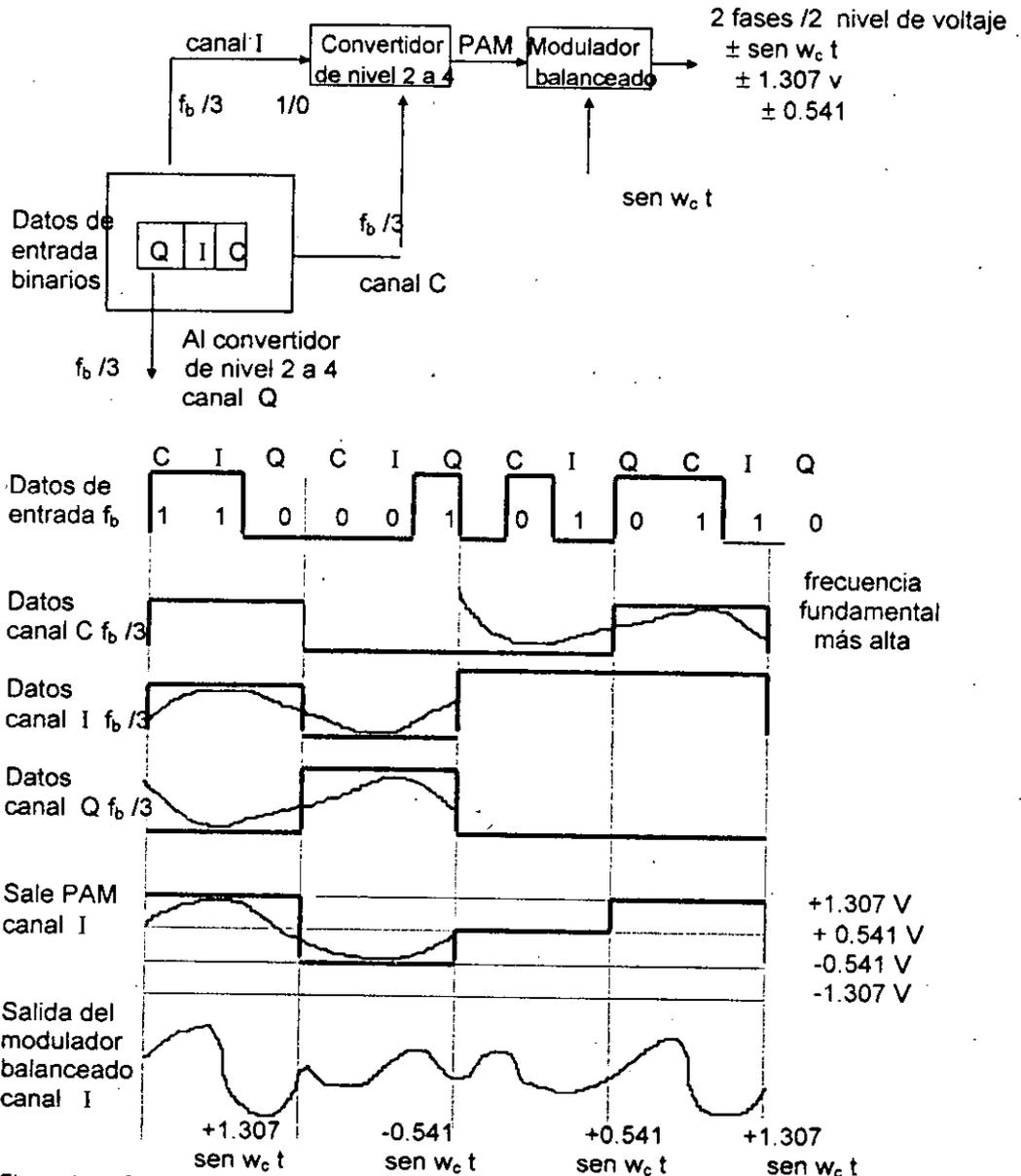


Figura 4.11 Consideraciones de los anchos de banda de un modulador de 8-PSK.

Nuevamente, los moduladores balanceados son moduladores de producto; sus salidas son el producto de la portadora y de la señal PAM. Matemáticamente, la salida de los moduladores balanceados es:

$$\theta = (X \text{ sen } \omega_a t) (\text{sen } \omega_c t)$$

en donde:

$$\omega_a t = 2\pi \frac{f_b}{6} t \quad \text{y} \quad \omega_c t = 2\pi f_c t$$

señal modulada
portadora

$$X = \pm 1.307 \quad \text{o} \quad \pm 0.541$$

En consecuencia

$$\theta = \left(X \text{ sen } 2\pi \frac{f_b}{6} t \right) (\text{sen } 2\pi f_c t)$$

$$= \frac{X}{2} \cos 2\pi \left(f_c - \frac{f_b}{6} \right) t - \frac{X}{2} \cos 2\pi \left(f_c + \frac{f_b}{6} \right) t$$

El espectro de frecuencia de salida se extiende desde $f_c + f_b/6$ a $f_c - f_b/6$ y el mínimo ancho de banda (f_N) es:

$$\left(f_c + \frac{f_b}{6} \right) - \left(f_c - \frac{f_b}{6} \right) = \frac{2f_b}{6} = \frac{f_b}{3}$$

Ejemplo:

Para un modulator de 8-PSK con tasa de datos de entrada (f_b) igual a 10 Mbps y una frecuencia de portadora de 70 Mhz, determine el mínimo ancho de banda de Nyquist de doble lado (f_N) y el baudio. Además, comparar los resultados con aquéllos alcanzados con los moduladores de BPSK Y DE QPSK .

Solución:

La tasa de bit en los canales I, Q, y C, es igual a un tercio de la tasa de bits de entrada, o

$$f_{bc} = f_{bQ} = f_{bI} = \frac{10 \text{ Mbps}}{3} = 3.33 \text{ Mbps}$$

En consecuencia la razón de cambio más rápida y la frecuencia fundamental más alta, presentada para cualquiera de los moduladores balanceados es:

$$f_a = \frac{f_{bc}}{2} \quad 0 \quad \frac{f_{bo}}{2} \quad 0 \quad \frac{f_{bt}}{2} = \frac{3.33 \text{ Mbps}}{2} = 1.667 \text{ Mbps}$$

La onda de salida de los moduladores balanceados es

$$\begin{aligned} & (\text{sen } 2\pi f_a t) (\text{sen } 2\pi f_c t) \\ & \frac{1}{2} \cos 2\pi (f_c - f_a) t - \frac{1}{2} \cos 2\pi (f_c + f_a) t \\ & \frac{1}{2} \cos 2\pi ((70 - 1.667) \text{ Mhz})t - \frac{1}{2} \cos 2\pi ((70 + 1.667) \text{ Mhz})t \\ & \frac{1}{2} \cos 2\pi 68.333 \text{ Mhz}t - \frac{1}{2} \cos 2\pi (71.667 \text{ Mhz})t \end{aligned}$$

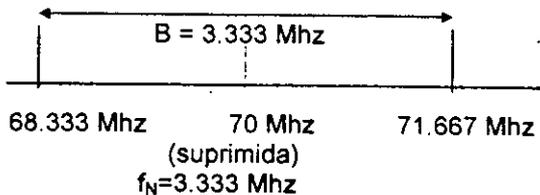
El mínimo ancho de banda de Nyquist es :

$$f_N = (71.667 - 68.333) \text{ Mhz} = 3.333 \text{ Mhz}$$

Nuevamente el baudio es igual al ancho de banda ; por tanto:

$$\text{baudio} = 3.333 \text{ megabaudio}$$

El espectro de salida es ;



PSK DE DIECISEIS FASES:

El PSK de dieciséis fases (16-PSK) es una técnica de codificación M-ario, en donde $M=16$; hay 16 diferentes fases de salida posibles. Un modulador de 16-PSK actúa en los datos que están entrando en grupos de 4 bits ($2^4 = 16$), llamados quadsbits (bits en cuadratura). La fase de salida no cambia, hasta que 4 bits han sido introducidos al modulador. Por tanto, la razón de cambio de salida (baudio) y el mínimo ancho de banda son iguales a un cuarto de la tasa de bits que están entrando ($f_b / 4$).

Con el 16-PSK, la separación angular entre fases de salida adyacente es solo de 22.5° . Por tanto, una señal de 16-PSK puede experimentar casi un cambio de fase de $\pm 11.25^\circ$ durante la transmisión, y todavía retener su integridad.

Debido a esto, el 16-PSK es altamente susceptible a deterioros, en la fase introducidos en el medio de transmisión y, en consecuencia, rara vez se utiliza.

MODULACIÓN DE AMPLITUD EN CUADRATURA (QAM):

La modulación de amplitud en cuadratura (QAM), es una forma de modulación digital en donde la información digital está contenida, tanto en la amplitud como en la fase de la portadora transmitida.

QAM de 8:

El QAM de 8 (8-QAM), es una técnica de codificación M-aria, en donde $M = 8$. A diferencia del 8-PSK, la señal de salida de un modulador de 8-QAM no es una señal de amplitud constante.

Así como con el 8-PSK, los datos que están entrando se dividen en grupos de tres bits (tribits): los flujos de bits I, Q, y C cada una con una tasa de bits igual a un tercio de la tasa de datos que están entrando. Nuevamente, los bits I, y Q, determinan la polaridad de la señal PAM, a la salida de los convertidores de nivel 2 a 4, y el canal C determina la magnitud.

Debido a que el bit C se alimenta sin invertir a los convertidores de niveles 2 a 4 canal I/Q, las magnitudes de las señales PAM, I/Q, siempre son iguales. Sus posibilidades dependen de la condición lógica de los bits I/Q y, por consiguiente, pueden ser diferentes.

CONSIDERACIONES DEL ANCHO DE BANDA PARA EL QAM DE 8

En el 8-QAM, la tasa de bits, en los canales I y Q es un tercio de las tasas binarias de entrada, al igual que con el 8-PSK. Como resultado, la frecuencia de modulación fundamental más alta y la razón de cambio de salida más rápida en 8-QAM, son iguales que para el 8-PSK. Por tanto, el mínimo ancho de banda requerido para 8-QAM es $f_b/3$, al igual que en el 8-PSK.

QAM DE DIECISEIS:

Así como el 16-PSK, el 16-QAM, es un sistema M-ario, en donde $M = 16$. Actúa sobre los datos de entrada de grupos de cuatro ($2^4 = 16$). Como con el 8-QAM, tanto la fase y la amplitud de la portadora transmisora son variados.

CONSIDERACIONES DEL ANCHO DE BANDA PARA EL QAM DE DIECISEIS:

Con el 16-QAM, ya que los datos de entrada se dividen en cuatro canales, la tasa de bits en el canal I, I', Q o Q' es igual a un cuarto de la tasa de datos de entrada binarios ($f_b/4$). (El derivador de bits estira los bits I, I', Q y Q', a cuatro veces su longitud de bits de entrada). Además, debido a que los bits I, I', Q y Q' tienen salida de manera simultánea y en paralelo, los convertidores de nivel 2 a 4 ven un cambio en sus entradas y salidas una tasa igual a un cuarto de la tasa de datos de entrada.

La figura siguiente 4.12 muestra la relación de la sincronización de bits entre los datos entrada binarios; los datos de los canales I, I', Q y Q'; y la señal PAM I.

Puede verse que la frecuencia fundamental más alta en los canales I, I', Q o Q', es igual a un octavo de la tasa de bits de los datos de entrada binarios (un ciclo en los canales de I, I', Q o Q', toma la misma cantidad de tiempo que 8 bits de entrada). Además, la frecuencia fundamental más alta de cualquiera de las señales PAM es igual a un octavo de la tasa de bits de entrada binarios.

Con un modulador de 16-QAM, hay un cambio en la señal de salida (ya sea su fase, amplitud o ambos), para cada 4 bits de datos de entrada.

En consecuencia, el baudio es igual a $f_b / 4$, al igual que el mínimo ancho de banda.

Nuevamente, los moduladores balanceados son moduladores de producto y sus salidas se pueden representar matemáticamente como;

$$\text{salida} = (X \text{ sen } w_a t) (\text{sen } w_c t)$$

en donde:

$$w_a t = 2\pi \frac{f_b}{8} t \quad \text{y} \quad w_c t = 2\pi f_c t$$

señal modulada
portadora

$$X = \pm 0.22 \quad \text{o} \quad \pm 0.821$$

En consecuencia

$$\text{salida} = (X \text{ sen } 2\pi \frac{f_b}{8} t) (\text{sen } 2\pi f_c t)$$

$$= \frac{X}{2} \cos 2\pi (f_c - \frac{f_b}{8}) t - \frac{X}{2} \cos 2\pi (f_c + \frac{f_b}{8}) t$$

El espectro de frecuencia de salida se extiende desde $f_c + f_b / 8$ a $f_c - f_b / 8$ y el mínimo ancho de banda (f_N) es:

$$(f_c + \frac{f_b}{8}) - (f_c - \frac{f_b}{8}) = \frac{2f_b}{8} = \frac{f_b}{4}$$

Ejemplo:

Para un modulador de 16-QAM con una tasa de datos de entrada (f_b) igual a 10 Mbps y una frecuencia de portadora de 70 Mhz., determine la mínima frecuencia de Nyquist de doble lado (F_N) y el baudio. Además comparar los resultados con aquéllos alcanzados con los moduladores d BPSK, de QPSK y de 8-PSK.

Solución :

La tasa de bits en los canales I, I', Q y Q', es igual a un cuarto de la tasa de bits de entrada

$$f_{bI} = f_{bI'} = f_{bQ} = f_{bQ'} = \frac{f_b}{4} = \frac{10 \text{ Mbps}}{4} = 2.5 \text{ Mbps}$$

En consecuencia la razón de cambio más rápida y la frecuencia fundamental más alta, presentada para cualquiera de los moduladores balanceados es

$$f_a = \frac{f_{bI}}{2} = \frac{f_{bI'}}{2} = \frac{f_{bQ}}{2} = \frac{f_{bQ'}}{2} = \frac{2.5 \text{ Mbps}}{2} = 1.25 \text{ Mbps}$$

La onda de salida de los moduladores balanceados es

$$\begin{aligned} & (\sin 2\pi f_a t) (\sin 2\pi f_c t) \\ & \frac{1}{2} \cos 2\pi (f_c - f_a) t - \frac{1}{2} \cos 2\pi (f_c + f_a) t \\ & \frac{1}{2} \cos 2\pi ((70 - 1.25) \text{ Mhz})t - \frac{1}{2} \cos 2\pi ((70 + 1.25) \text{ Mhz})t \\ & \frac{1}{2} \cos 2\pi (68.75 \text{ Mhz})t - \frac{1}{2} \cos 2\pi (71.25 \text{ Mhz})t \end{aligned}$$

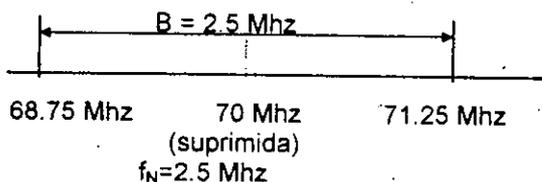
El mínimo ancho de banda de Nyquist es :

$$f_N = (71.25 - 68.75) \text{ Mhz} = 2.5 \text{ Mhz}$$

Nuevamente el baudio es igual al ancho de banda ; por tanto:

$$\text{baudio} = 2.5 \text{ megabaudio}$$

El espectro de salida es;



Para la misma tasa de bits de entrada, el mínimo ancho de banda requerido, para pasar la salida de un modulador de 16-QAM, es igual a la cuarta parte del modulador de BPSK, la mitad del QPSK, y 25 % menos que para el 8-PSK.

Para cada técnica de modulación, el baudio también se reduce en las mismas proporciones.

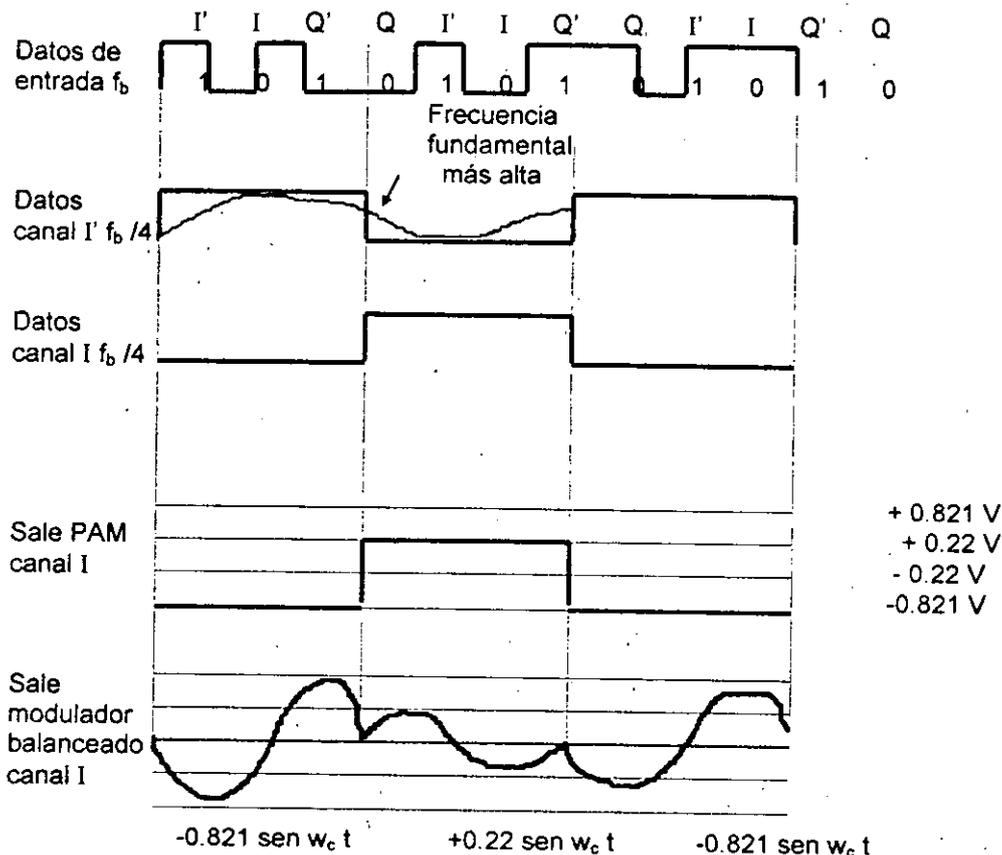


Figura 4.12 Consideraciones del ancho de banda de un modulador de 16-QAM.

d) EFICIENCIA DEL ANCHO DE BANDA.

La eficiencia del ancho de banda (o densidad de formación, como a veces se llama) a menudo se utiliza para comparar el rendimiento de una técnica de modulación digital con otra. En consecuencia, es la relación de la tasa de bits de transmisión al mínimo ancho de banda requerido, para un esquema de modulación en particular. La eficiencia del ancho de banda por lo general se normaliza a un ancho de banda de 1 Hz, en consecuencia, indica el número de bits que puede propagarse a través de un medio por cada hertz de ancho de banda. Matemáticamente la eficiencia del ancho de banda es:

$$\text{Eficiencia} = \frac{\text{tasa de transmisión (bps)}}{\text{mínimo ancho de banda(Hz)}}$$

$$= \frac{\text{hertz}}{\text{hertz}} = \frac{\text{ciclos / segundo}}{\text{ciclos / segundo}} = \frac{\text{ciclo}}{\text{ciclo}}$$

Ejemplo;

Determine las eficiencias de los anchos de banda para los siguientes esquemas de modulación; BPSK, QPSK, 8-PSK y 16-QAM.

Solución :

Los mínimos anchos de banda requeridos para propagar una velocidad de transmisión de 10 Mbps con los siguientes esquemas de modulación :

Mínimo ancho de banda	Esquema de modulación (Mhz)
BPSK	10
QPSK	5
8-PSK	3.33
16-QAM	2.5

Sustituyendo en la ecuación anterior, las eficiencias del ancho de banda se determinan como sigue:

$$\text{BPSK: Eficiencia BW} = \frac{10 \text{ Mbps}}{10 \text{ Mhz}} = \frac{1 \text{ bps}}{\text{Hz}} = \frac{1 \text{ bit}}{\text{ciclo}}$$

$$\text{QPSK: Eficiencia BW} = \frac{10 \text{ Mbps}}{5 \text{ Mhz}} = \frac{2 \text{ bps}}{\text{Hz}} = \frac{2 \text{ bit}}{\text{ciclo}}$$

$$\text{8-PSK: Eficiencia BW} = \frac{10 \text{ Mbps}}{3.33 \text{ Mhz}} = \frac{3 \text{ bps}}{\text{Hz}} = \frac{3 \text{ bits}}{\text{ciclo}}$$

$$\text{16-QAM; Eficiencia BW} = \frac{10 \text{ Mbps}}{2.5 \text{ Mhz}} = \frac{4 \text{ bps}}{\text{Hz}} = \frac{4 \text{ bits}}{\text{ciclo}}$$

Los resultados indican que BPSK es el menos eficiente y el 16-QAM es el más eficiente.

El 16-QAM requiere de un cuarto más de ancho de banda que el BPSK, para la misma tasa de bits de entrada.

Las distintas formas de FSK, PSK y QAM se resumen en la siguiente tabla:

Tabla 4.13 Resumen de la Modulación Digital

Modulación	Codificación	Ancho de banda (Hz)	Baudios	Eficiencia del ancho de banda (bits / Hz)
FSK	Bit sencillo	$\geq f_b$	f_b	≤ 1
BPSK	Bit sencillo	f_b	f_b	1
QPSK	Dibit	$f_b / 2$	$f_b / 2$	2
8-PSK	Tibit	$f_b / 3$	$f_b / 3$	3
8-QAM	Tribit	$f_b / 3$	$f_b / 3$	3
16-PSK	Quadbit	$f_b / 4$	$f_b / 4$	4
16-QAM	Quadbit	$f_b / 4$	$f_b / 4$	4

CAPITULO V

5.1- ETAPAS EN EL DISEÑO DE UN ENLACE.

5.2- DIBUJO DE PERFIL DE LA TRAYECTORIA.

5.3- ANALISIS DE LA TRAYECTORIA.

**5.4- ANALISIS Y MAPEO DEL LUGAR DE COLOCACION DE LAS
ANTENAS.**

5.1 ETAPAS EN EL DISEÑO DE UN ENLACE.

Características de un enlace de microondas por línea de vista.

a) REFLEXION EN UNA TIERRA PLANA.

Para antenas transmisoras y receptoras elevadas en línea de vista, la onda directa y reflejada se combinan para producir la señal resultante. Para una tierra plana y pulida con conductividad finita, la magnitud y fase de la onda reflejada puede calcularse haciendo una extensión del análisis para reflexión en la superficie de un dieléctrico perfecto. Cuando la tierra es irregular, la onda reflejada tiende a dispersarse y su efecto en el punto de recepción, es menor que cuando se refleja sobre una tierra regular.

Una medida de la regularidad o irregularidad de la tierra, se basa en el criterio de Rayleigh el cual se representa por:

$$R = \frac{4\pi \sigma \text{ sen } \phi}{\lambda} \quad 5-1$$

donde:

σ = es la división standard de las irregularidades del terreno relativas a la altura promedio de la superficie.

ϕ = es el ángulo de incidencia medio desde la superficie de la tierra a la trayectoria del haz incidente.

λ = es la longitud de onda de operación.

Para $R < 0.1$ la superficie reflectora puede considerarse como una superficie regular.

Para $R < 10$ la superficie se considera como irregular y la onda reflejada tiene una pequeña magnitud. Se observará que una superficie la cual se considera irregular para ondas que inciden a grandes ángulos, puede considerarse como una superficie plana cuando el ángulo de incidencia es muy pequeño. Cuando la onda incidente tiene un ángulo rasante sobre una superficie plana, el coeficiente de reflexión se aproxima a -1 para ambas polarizaciones.

$$h_0 = \frac{\lambda d}{16(h_1 + h_2)} \quad 5-2$$

donde:

d = es la separación entre las antenas transmisoras y receptoras

h_1 y h_2 = es la altura a ala que están situadas respectivamente

Si el promedio de las alturas de las irregularidades del terreno es menor que " h_0 " se considera que el terreno es irregular

FACTOR DE REFLEXIÓN PARA POLARIZACIÓN HORIZONTAL (PERPENDICULAR)

El factor de reflexión R_h para onda plana que tiene polarización horizontal (perpendicular) se obtiene de la siguiente manera .

$$R_h = \frac{E_{ref}}{E_{inc}} = \frac{\sqrt{\epsilon_0} \cos \theta - \sqrt{\left(\epsilon + \frac{\sigma}{j\omega}\right) - \epsilon_0 \sin^2 \theta}}{\sqrt{\epsilon_0} \cos \theta + \sqrt{\left(\epsilon + \frac{\sigma}{j\omega}\right) - \epsilon_0 \sin^2 \theta}} \quad 5-3$$

Para el caso de una onda que incide en la superficie de la tierra en donde uno de los medios es el aire, ϵ se a sustituido por ϵ_0 que es la constante dieléctrica del espacio libre . La constante dieléctrica del segundo medio que es la tierra, se ha sustituido por la contante dieléctrica compleja.

$$\left(\epsilon + \frac{\sigma}{j\omega}\right) \quad 5-4$$

θ es el ángulo de incidencia medido desde la normal a la superficie reflectora hasta la dirección del haz incidente, al tratar con reflexiones de la tierra, es muy común expresar la dirección de la onda incidente en términos del ángulo ψ el cual se mide desde la superficie de la tierra hasta el haz incidente.

La forma final de la expresión para el factor de reflexión para una onda plana con polarización horizontal es:

$$R_h = \frac{\sin \psi - \sqrt{\left(\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \right) - \cos^2 \psi}}{\sin \psi + \sqrt{\left(\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \right) - \cos^2 \psi}} \quad 5-5$$

donde:

$$\frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} = \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon_0} = 18 \times 10^3 \frac{\sigma}{f \text{ (Mhz)}} \quad 5-6$$

y

$$\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi \times 10^9} \quad 5-7$$

Cuando la onda incidente está polarizada horizontalmente, la fase de la onda reflejada difiere a la de la onda incidente aproximadamente 180° para todos los ángulos de incidencia. Para pequeños ángulos de incidencia (en donde ψ se aproxima a cero), la onda reflejada es igual en magnitud pero está 180° fuera de fase con respecto a la onda incidente para todas las frecuencias y todas las conductividades de la tierra. Cuando aumenta el ángulo de incidencia, la magnitud y la fase del factor de reflexión cambian, aunque no en gran cantidad. El cambio es mayor para altas frecuencias y baja conductividad de la tierra.

La constante dieléctrica relativa ϵ_r varía desde aproximadamente 7 para una tierra de baja conductividad a 30 para una tierra con alta conductividad, así que un valor promedio de $\epsilon_r = 15$.

Cuando el ángulo de incidencia aumenta desde cero, la magnitud y fase de la onda reflejada disminuyen rápidamente. La magnitud alcanza un mínimo y la fase se va hasta -90° a un ángulo conocido como el ángulo de Brewster (por analogía con el caso de dieléctrico perfecto). Para ángulos de incidencia mayores a este ángulo

crítico, la magnitud aumenta otra vez y la fase se aproxima a cero. Para frecuencias muy elevadas y baja conductividad ($\sigma / \omega \epsilon_0 \ll \epsilon_r$) el ángulo de Brewster tiene aproximadamente el mismo valor que se logra para un dieléctrico perfecto.

Para $\epsilon_r = 15$, el ángulo de Brewster ocurre a $\psi = 14.5^\circ$ para el caso de un dieléctrico perfecto. Para bajas frecuencias y altas conductividades, el ángulo de Brewster es menor, aproximándose a cero cuando $\sigma / \omega \epsilon_0$ es mayor que ϵ_r .

Para la energía transmitida al espacio libre, parte llegará al receptor directamente y parte por reflexiones sobre la superficie de la tierra. Al reflejarse las señales de microondas, parte de la energía se absorberá en la superficie de la tierra, originándose una atenuación y un cambio de fase de las ondas reflejadas, dependiendo naturalmente del coeficiente de reflexión R , que a su vez depende de la constante dieléctrica ϵ , la conductividad σ de la tierra y de las frecuencias de operación.

Considerando un caso básico y simple de reflexiones sobre una tierra plana, las ondas se transmiten de un punto T situado a una altura h_1 , a un punto receptor R a una altura h_2 como se muestra en la figura 5.1.

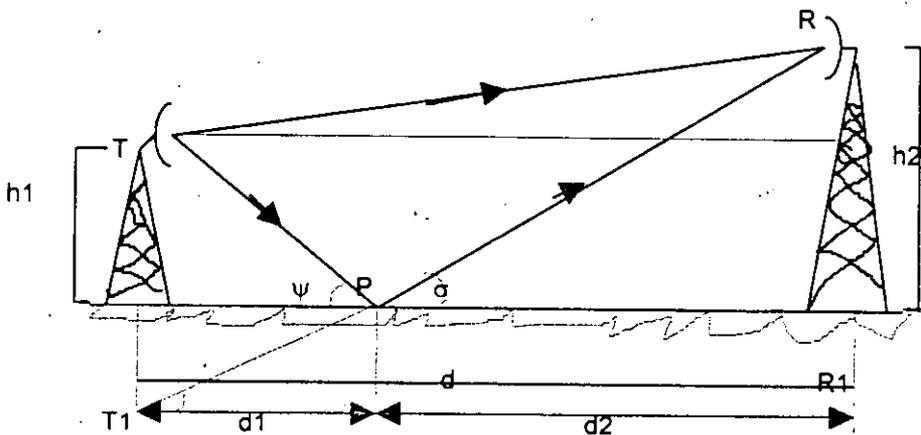


Figura 5.1 Geometría para la reflexión en tierra plana

Las ondas recibidas por R, se transmiten a través de un medio que tiene un índice de refracción constante y puede tomar la trayectoria TR o la trayectoria TPR, después de verse reflejado por la tierra a un ángulo ψ .

El índice de reflexión es un número complejo que expresa la relación entre la onda incidente y reflejada, es decir,

$$R = |R| e^{j\theta} \quad 5-8$$

Donde $|R|$ es el factor que determina la atenuación

θ = es el factor que determina el cambio de fase de la onda al reflejarse

De la figura ---- anterior se puede observar que TPR es igual a T1PR, es decir que la diferencia entre la trayectoria directa reflejada Δ debe ser .

$$\Delta = (TP + PR) - TR \quad 5-9$$

También se observa de la figura anterior----- que :

$$TP = \frac{d1}{\cos \psi} \quad \text{y} \quad PR = \frac{d2}{\cos \psi} \quad 5-10$$

es decir:

$$TP + PR = \frac{d}{\cos \psi} = d \sqrt{1 + \tan^2 \psi} \quad 5-11$$

pero :

$$\tan \psi = \frac{RR1}{T1R1} = \frac{h1 + h2}{d} \quad 5-12$$

$$TP + PR = d \sqrt{1 + \left(\frac{h1 + h2}{d} \right)^2} \quad 5-13$$

La distancia TR se determina empleando el teorema de pitágoras en el triángulo TCR.

$$TR = d \sqrt{1 + \frac{(h_1 + h_2)^2}{d^2}} \quad 5-14$$

Simplificando se tiene :

$$\Delta = \frac{2 h_1 h_2}{d} \quad 5-15$$

Concluyendo, se puede decir que el receptor recibe junto con la onda directa, las ondas que se hayan reflejado y que tiene con respecto a la onda directa :

- 1) Una amplitud relativa A debido a la atenuación al reflejarse en la tierra .
- 2) Un desfaseamiento relativo debido a la diferencia de trayectorias Δ , que dependen de las alturas de las antenas y de la variación de k .
- 3) Un desfaseamiento θ debido a las reflexiones que dependen del ángulo de incidencia ψ y de las características del terreno ϵ y σ .

El desfaseamiento total tiene un efecto perjudicial sobre la recepción de la onda directa y en el caso de un sistema de microondas con modulación en frecuencia, aumenta la distorsión de fase y el ruido del sistema. La diferencia entre el trayectorias Δ puede expresarse en grados de la siguiente manera :

$$\Delta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{4 \pi h_1 h_2}{d \lambda} \quad 5-16$$

El desfaseamiento total será

$$\alpha = \theta - \frac{4 \pi h_1 h_2}{d \lambda} \quad 5-17$$

La tabla 5.2 representa algunos valores aproximados de ϵ y σ para diversos elementos, los cuales pueden emplearse para calcular el coeficiente de reflexión a una frecuencia determinada.

Tabla 5.2 Valores de ϵ , σ y ϵ_r aproximados para algunos elementos.

	Aire	Agua de Mar	Agua Dulce	Tierra Húmeda	Arena Seca	Zona industrial
σ (Ω / m)	0	4.3	10^{-3} a 10^{-2}	10^{-2}	10×10^{-2}	3×10^{-3}
ϵ / ϵ_0	1	80	80	15	10	4

$$\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi \times 10^9}$$

La amplitud de la onda resultante en la entrada del receptor variará en función de h_1 o h_2 , entre $1 - |R|$ y $1 + |R|$. Si el valor de $|R|$ es muy próximo a la unidad, puede existir.

una completa cancelación de la onda directa por la reflejada. El empleo de diversidad de espacio, es decir del empleo de dos antenas receptoras, separadas una cierta altura, permiten obtener un nivel de recepción adecuado en una de las dos antenas.

El coeficiente de reflexión del terreno raras veces alcanza el valor de la unidad. Esto se debe a las características propias del terreno, vegetación, edificios, etc. algunas regiones tales como los desiertos, regiones semidesiertas, llanuras y zonas agrícolas con cultivos uniformes (por ejemplo de trigo) producen frecuentemente fuertes reflexiones y por lo tanto es necesario realizar pruebas de propagación antes de seleccionar una trayectoria definitiva para un enlace de microondas. Para este propósito, la pérdida de trayectoria se mide en función de las alturas de las antenas. Despreciando las reflexiones.

La pérdida por trayectoria disminuye cuando se incrementa la altura de la antena hasta alcanzar las condiciones de línea de vista, en donde se obtiene el valor esperado con el espacio libre. Con un terreno altamente reflector, se presentan oscilaciones de pérdida de trayectoria arriba y abajo de la pérdida esperada en el espacio libre.

Estas variaciones pueden aceptarse cuando permanezcan dentro de ± 2 db. Deben de evitarse trayectorias que presenten oscilaciones de pérdida por

trayectoria de ± 5 db y encontrarse otras con mejores condiciones. El punto sobre la curva, donde disminuyen los efectos de reflexión a una cantidad tolerable, define la altura mínima de la antena por la trayectoria y la frecuencia específica.

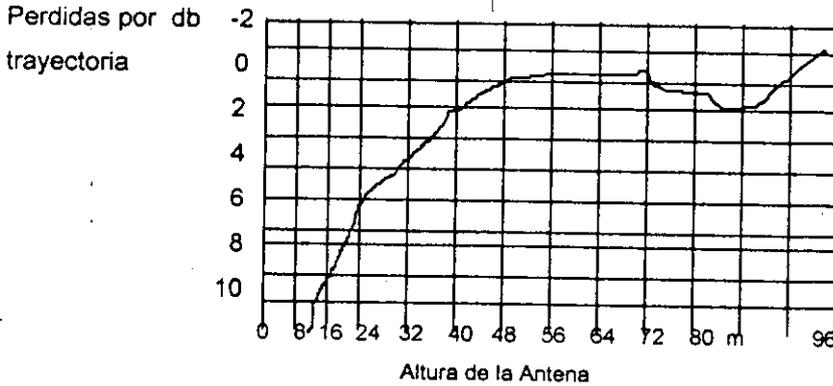


Figura.5.3

Si no se toman en cuenta las reflexiones de la tierra y las zonas de fresnell, se puede emplear una expresión aproximada para las pérdidas de trayectoria sobre un terreno plano, considerando antenas isotrópicas y que existe línea de vista entre estas .

$$\frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{d^2}{h_1 h_2} \right)^2 \quad 5-18$$

donde

P_t / P_r = pérdidas de trayectoria

d = es la distancia entre las antenas transmisora y receptora

h_1 / h_2 = son las alturas de las antenas transmisora y receptora .

b) DIFRACCIÓN.

Las ondas de radio también se transmiten alrededor de la tierra por el fenómeno de difracción . La difracción es una propiedad fundamental del movimiento de onda.

El efecto de difracción al rededor de la curvatura de la tierra es el que hace posible la transmisión más allá de la línea de vista. La magnitud de la pérdida originada por la obstrucción, se incrementa cuando se incrementan la distancia o la frecuencia y depende de las alturas de las antenas.

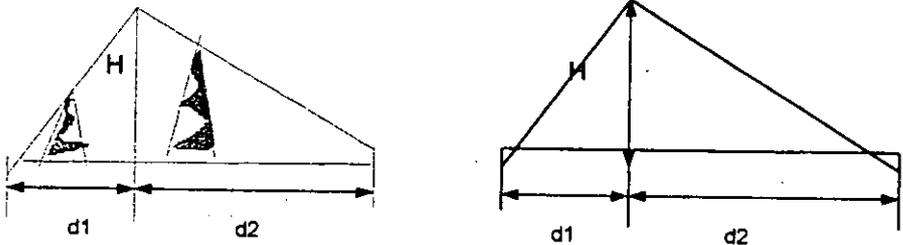
Las pérdidas por sombra originadas por grandes obstrucciones tales como colinas y montañas, pueden predecirse si estas obstrucciones están perpendiculares a la dirección de propagación y forman una barrera de difracción. Para este caso, puede emplearse la teoría de difracción de fresnell empleada en óptica para el cálculo de la pérdida por sombra, la cual como se indico se suma a la pérdida de propagación en el espacio libre. Esta pérdida por sombra , puede despreciarse si los obstáculos no interfieren con la línea de vista entre las estaciones. Las pérdidas se incrementan progresivamente con la altura de los obstáculos arriba de la línea de vista .

El ángulo sustentado a la antena por el obstáculo es de gran importancia y así, una montaña de una altura dada originará una pequeña pérdida si se encuentra situada a la mitad de la trayectoria .

Las pérdidas por sombra se incrementan cuando disminuye la longitud de onda, o sea que se incrementa la frecuencia. Si hay más de un obstáculo como ocurre frecuentemente, o la obstrucción no es tajante, o sea que contenga filos muy agudos, sino que es una obstrucción redondeada y lisa, la pérdida puede estimarse aproximadamente mediante una interpolación .

Los varios obstáculos se combinan en uno, y se emplea la altura resultante H para estimar la pérdida de sombra como se indica en la siguiente figura 5.4.

Figura 5.4



La exactitud de estas estaciones, depende en gran parte de los detalles de configuración del terreno, pero para el 90% de los casos el error será de menos \pm db. Sin embargo la planeación del sistema no debe basarse exclusivamente en estas estimaciones. Deben realizarse pruebas de propagación en trayectorias con obstrucciones, para hacer una decisión final sobre su confiabilidad. Con una clara línea de vista, dichas pruebas solo son necesarias si existen fuertes reflexiones por la superficie de la tierra o se esperan irregularidades atmosféricas.

La contribución de la pérdida por sombra total, se da en función de la distancia d desde la antena hasta el horizonte, donde d depende de la altura de la antena h de acuerdo con $d = \sqrt{2rh}$, donde r es el radio de la tierra.

Para un enlace que vaya más allá del horizonte, un gran obstáculo puede dar una marcada ventaja de propagación y en esos casos se debe de tratar de seleccionar la trayectoria, de tal manera que cruce una pronunciada obstrucción e investigar mediante pruebas de propagación, si se obtienen la ventajas esperadas. Un método de salvar una obstrucción, es mediante el empleo de reflectores pasivos.

c) SELECCION DE SITIOS.

La tarea de seleccionar los sitios en los cuales se deben de colocar estaciones repetidoras o terminales para sistemas con línea de vista, es la de seleccionar una serie de sitios, los cuales tengan línea de vista con los sitios adyacentes.

Las consideraciones que deben de tomarse en cuenta, son generalmente las siguientes.

- 1.- El ruido térmico (valor medio) debe ser menor que el ruido distribuido.
- 2.- Debe de evitarse la onda reflejada por la superficie de la tierra.
- 3.- El ruido de interferencia tal como el de acoplamiento frente a espalda de las antenas debe de ser menor que el valor distribuido.
- 4.- Debe de considerarse los ángulos de ramificación para sistemas futuros.
- 5.- Deben decidirse las secciones de conmutación y mantenimiento considerando la confiabilidad requerida del sistema y el programa futuro de mantenimiento.

6.- Las consideraciones económicas deben incluir el costo de construcción y el de mantenimiento .

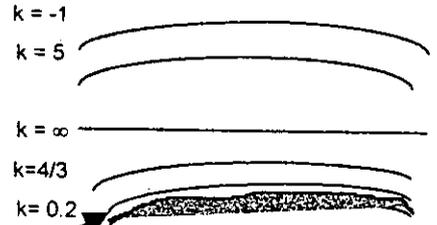
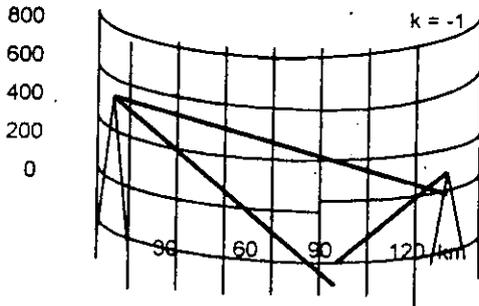
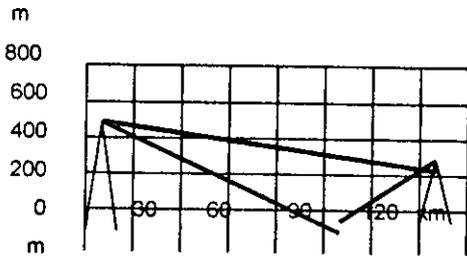
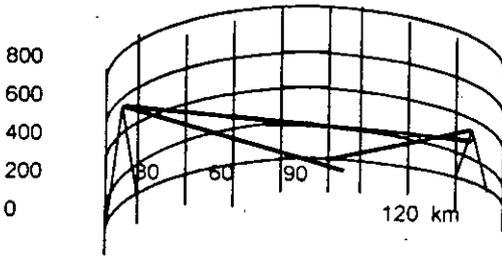
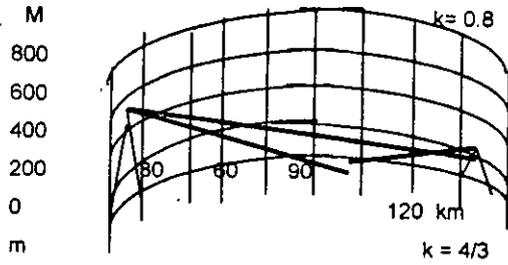
Los puntos 1,3,y 4 están relacionados con la distribución del ruido y se tratan en la teoría de transmisión de FM. El ruido térmico (1) está en función de la potencia de salida del transmisor, la ganancia de las antenas, la figura de ruido de los receptores, la separación entre estaciones y del nivel de los tonos de prueba.

Entre estos parámetros la distancia entre estaciones está directamente relacionada con la selección de sitios, no debe ser tan corta por considerar el punto de vista económico, tampoco debe ser tan grande que se sobrepasen, las limitaciones de ruido permitido. Actualmente son comunes los siguientes valores en la distancia entre estación y estación .

banda de 2000 Mhz	70 kms \pm 20%
banda de 4000 Mhz	50 kms \pm 20%
banda de 6000 Mhz	50 kms \pm 20%
banda de 7000 Mhz	50 kms \pm 20%
banda de 11000 Mhz	Máx. 30 kms
banda de 13 a 18 Ghz	Menos de 30 kms

Uno de los factores importantes que deben de tomarse en cuenta, es la onda reflejada principal.

La trayectoria de propagación debe seleccionarse de tal forma, que la onda principal de ser posible, sea cortada por un cerro u obstáculo de protección que elimine la onda reflejada, como lo ilustra la siguiente figura 5.5.



trayectorias reales ; paralelas
a la superficie de la tierra

a) Perfil de la trayectoria

Figura 5.5 Relación entre k y la trayectoria de propagación de microondas.

El valor de k juega también un papel muy importante en la selección de sitios.

Los valores de k que se toman en cuenta para estos procedimientos son de:

$$k = 4/3, 0.8, 0.6 \text{ y } 0.2.$$

Otras ideas que deben de tomarse en cuenta en la selección de sitios son:

- 1) El área necesaria para la construcción de edificios.
- 2) La confiabilidad desde el punto de vista del terreno.
- 3) La probabilidad de construir caminos de acceso.
- 4) La dirección principal de los vientos.
- 5) Facilidades de transportación.
- 6) Gases que puedan dañar al equipo.

Después de tomar en cuenta estos puntos, se seleccionan varios sitios en un mapa topográfico. Debe de equilibrarse la distancia entre dos saltos adyacentes tanto como sea posible.

Debe de seleccionarse la ruta lo más alejado de las costas.

d) CONFIRMACION DE LA LINEA DE VISTA Y DETERMINACION DE LAS ALTURAS DE LAS TORRES.

Para confirmar que realmente existe línea de vista entre dos puntos adyacentes seleccionados, en un mapa topográfico de la región, se traza un perfil de la trayectoria de transmisión en una hoja en donde se corrige la curvatura de la tierra.

La hoja se arregla de tal manera que la curvatura de la tierra se corrige a $4/3$.

Una vez que se tiene el perfil corregido a $4/3$, se observan los puntos más elevados, y se calcula el radio de la 1ª zona de Fresnell en el sitio que se encuentre la mayor elevación. En este sitio debe de haber un claro de 0.6 del radio de la 1ª zona de Fresnell entre la trayectoria del haz electromagnético representado por una línea recta y la elevación máxima.

Se requiere que en este tramo debe de mantenerse la señal de recepción aún durante las condiciones más adversas, es decir cuando k varía hasta $2/3$, por lo que el haz no debe de obstruirse por más de 0.3 de la primera zona de Fresnell al variar k hasta $2/3$, lográndose una confiabilidad del 99.9% para el tramo en cuestión.

Para obtener la altura de las torres, en el punto transmisor y receptor se requiere que estos sean lo suficientemente alto para que no desaparezca la señal al variar k hasta su condición más adversa, ($k=2/3$), es decir que la trayectoria no se obstruya por obstáculo.

e) DESVANECIMIENTOS.

Las variaciones del campo eléctrico recibido, ocasionado por los cambios del medio de transmisión, y la topografía de la ruta se denominan desvanecimientos, los cuales se dividen en dos grupos diferentes :

- a) Desvanecimiento por atenuación
- b) Desvanecimiento por atenuación

En cualquier momento pueden ocurrir los desvanecimientos mencionados solos o en combinación .

Para poder visualizar fácilmente los efectos de la atmósfera sobre la propagación se emplean curvas que representan la variación del índice de refracción modificando N con respecto a la altura sobre la tierra como se indica en la figura 5.6.

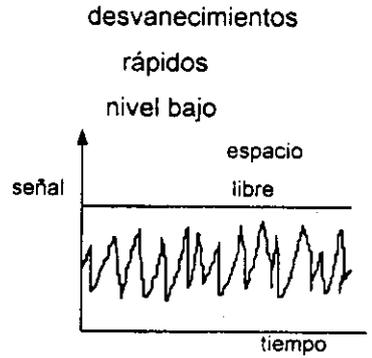
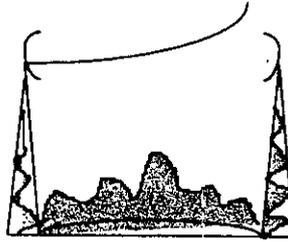
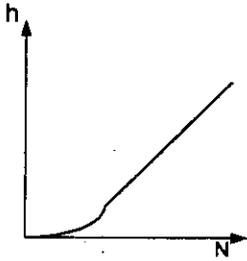
$$N = n + \frac{h}{Rt} = 1 + \frac{79}{T} \left(p + \frac{4800 p}{T} \right) \times 10^{-6} + \frac{h}{Rt} \quad 5-19$$

El valor normal de N es solamente $1/10000$ más grande que 1.

En algunas ocasiones es conveniente relacionar al índice de refracción modificado N con la constante M .

$$M = (N - 1) 10^6$$

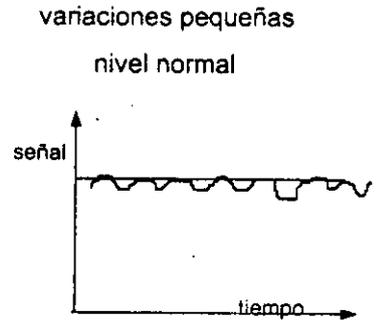
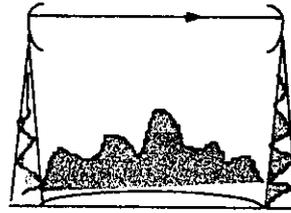
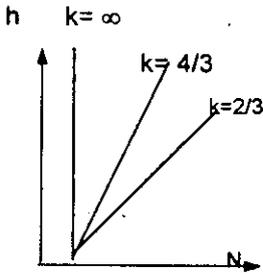
inversión del haz



a)

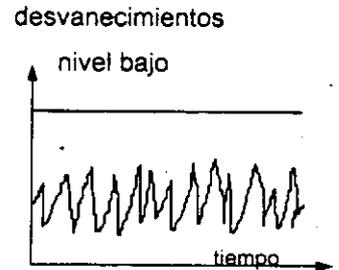
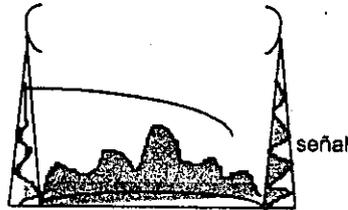
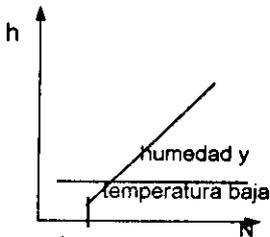
propagación normal

4/3



b)

doble del haz



c)

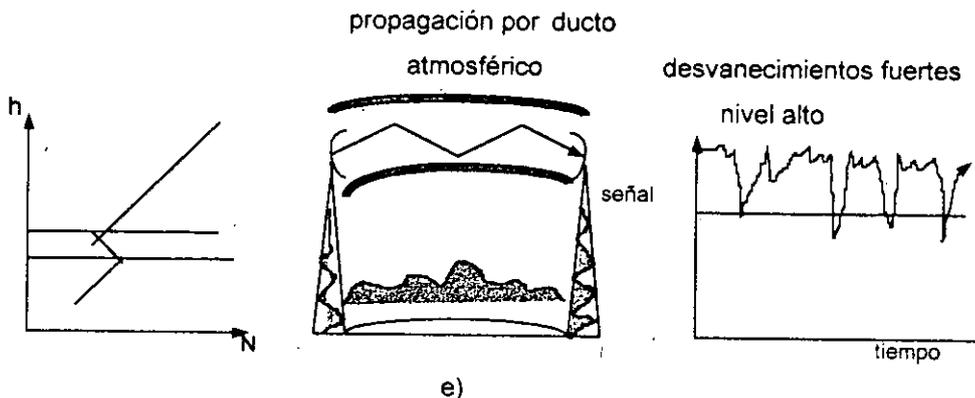
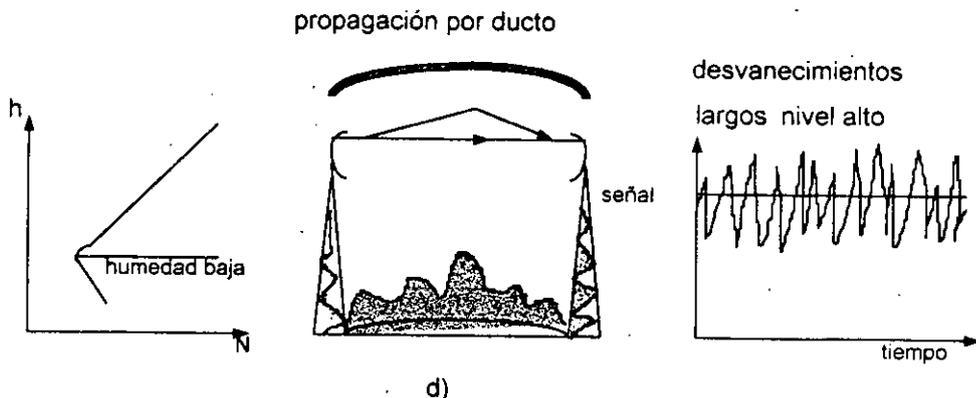


Figura 5.6 Desvanecimientos.

En una atmósfera estándar ($k = 4/3$) el índice N aumenta en forma lineal con respecto a la altura de la tierra y la inclinación de la curva significa la cantidad de doblez del haz de microondas con respecto a la tierra como se muestra en la figura 5.6-b.

La condición normal prevalece durante el día cuando las corrientes de aire caluroso por convección, así como los vientos, mantienen la atmósfera bien mezclada.

Al atardecer y durante la noche el calor es radiado por la tierra y distribuido a las capas de la atmósfera que se encuentran cerca de la tierra, creando así una inversión de temperatura y cambios de humedad en la atmósfera .

Dependiendo de la evaporación que ocurre simultáneamente y de la condición de la atmósfera se distorsiona la curva del índice N y da como resultado que el haz se invierte y se doble hacia arriba aumentando su curvatura, y disminuyendo la señal según se muestra en la figura 5.6-a. En la cercanía de la superficie de la tierra equivale este efecto a una variación de k a $k = 2 / 3$ debido a que la pendiente de la curva disminuye, pero en ciertos casos, puede ocurrir lo contrario : si la pendiente aumenta se invierte el haz hacia abajo y la señal también bajará y tendrá las variaciones que se muestran en la figura 5.6-c.

Estas condición se debe a poca humedad y a un aumento de temperatura con respecto a la altura de la tierra y, en ciertos casos, puede ocurrir debido a las temperaturas relativas que se encuentran entre los lagos y la tierra .

Si el aire caliente y seco pasa sobre la tierra fría se evapora la humedad y se pueden formar capas en la atmósfera muy bien definidas, las cuales dan como resultado la formación de ductos llamados así porque pueden atrapar las ondas de manera similar a una guía de onda . La curva de N tendrá la forma indicada en la figura 5.6-d. El mismo efecto de ducto puede formarse en regiones de alta presión barométrica al bajar grandes masas de aire que chocan con la tierra y se desparraman.

La inversión normal de la temperatura dentro de la neblina puede ocasionar la condición descrita en la figura 5.6-a con una ligera inversión del haz acompañada por un nivel bajo de la señal que subsiste hasta que la neblina desaparezca. Las gotas de la neblina y de la lluvia normal tienen un efecto despreciable sobre la propagación y presenta poca pérdida de la señal por la atenuación .

La figura 5.6-e, muestra la condición de ducto elevado formado por dos capas que mantienen las ondas atrapadas aumentando la señal recibida cuando ambas antenas se encuentran dentro del ducto y produciendo desvanecimientos fuertes debido a las condiciones variables del mismo.

Desvanecimientos por atenuación ocurren bajo condiciones de inversión o doblez del haz, cuando el obstáculo no se libra lo suficiente para compensar las variaciones de la curvatura del haz y la señal será como se muestra en las figuras.- 5.6-a y 5.6 c.

Estos desvanecimientos pueden evitarse aumentando las alturas de las antenas, pero sin embargo, pueden ocurrir desvanecimientos por atenuación al atraparse las ondas por ductos atmosféricos y si el transmisor o receptor se encuentran fuera del ducto atmosférico pueden disminuirse la señal considerablemente durante mucho tiempo o por cortos instantes, según sea el caso figura 5.6-d y 5.6 e.

Los casos principales de los desvanecimientos por interferencia se atribuyen a las variaciones de temperatura, presión y humedad que continuamente ocurren en la atmósfera, dando como consecuencia que puedan ocurrir varias trayectorias de las ondas entre el transmisor y el receptor, ya sea por reflexiones de la atmósfera o de la tierra. Cada trayectoria tiene diferente longitud y se suma fuera de o en fase con la onda directa, dando como resultado que en cualquier instante la señal recibida será la suma vectorial de todas las ondas contribuyentes de diferentes trayectorias y puede mejorar o cancelar la señal recibida.

Las variaciones de la señal recibida, calculada estadísticamente, sigue la distribución de probabilidades de Rayleigh.

Para que los desvanecimientos de este tipo no afecten al sistema es necesario proveer una potencia de salida suficientemente alta y un margen adecuado contra desvanecimientos en el receptor, y en el caso de que los desvanecimientos sean expresivamente fuertes se puede emplear métodos para operación en diversidad ya sea de frecuencia o de espacio.

El margen de seguridad contra desvanecimientos de ser alrededor de 30 db para lograr una confiabilidad de 99.9% y de 40 db para lograr una confiabilidad de 99.99% para el tramo en consideración. Además es importante mantener una longitud de los tramos entre 15 y 65 km., ya que los desvanecimientos son proporcionados a la longitud del tramo.

Los desvanecimientos fuertes pueden ocurrir en los tramos de propagación que atraviesan sobre terrenos planos o sobre agua debido a que las ondas reflejadas pueden cancelar por completo la señal recibida. Estos efectos pueden disminuirse, si el terreno lo permite, localizando una antena en un punto alto y la otra antena en un punto bajo manteniendo así la diferencia de fase entre la onda directa y la reflejada relativamente constante debido a que el área de las reflexiones se sitúa en la cercanía de la antena baja y no cambiará mucho cuando varía el factor k . Un método común de mejorar la confiabilidad y el funcionamiento o de reducción de margen de desvanecimiento, es el empleo de diversidad de espacio o frecuencia. El primero requiere de antenas extras y el último de frecuencias extras.

f) CARACTERÍSTICAS DEL DESVANECIMIENTO.

Se mencionó anteriormente que los cambios atmosféricos originan variaciones en el nivel de la señal de recepción en función del tiempo. Generalmente, la severidad del desvanecimiento se incrementa cuando se incrementa la frecuencia o la longitud de la trayectoria. El desvanecimiento es originado principalmente por el dobléz inverso del haz electromagnético y por efectos de trayectoria múltiple. Este último incluye desvanecimiento originado por la interferencia entre las ondas directa y reflejada por la tierra, así como la interferencia entre dos o más trayectorias separadas en la atmósfera.

La figura 5.7 muestra el nivel de una señal recibida en un sistema de microondas de superficie con desvanecimientos.

El nivel de la señal es relativo con respecto al valor de la señal en el espacio libre.

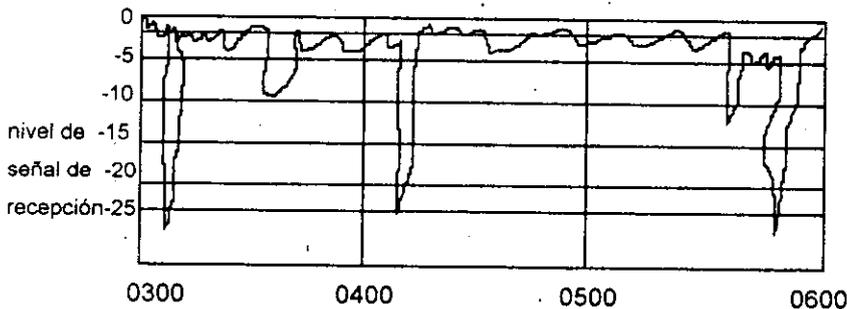


Figura 5.7. Señal recibida con desvanecimientos

La figura 5.8 siguiente muestra la gráfica de una señal recibida en un sistema de microondas cuya trayectoria será sobre el agua.

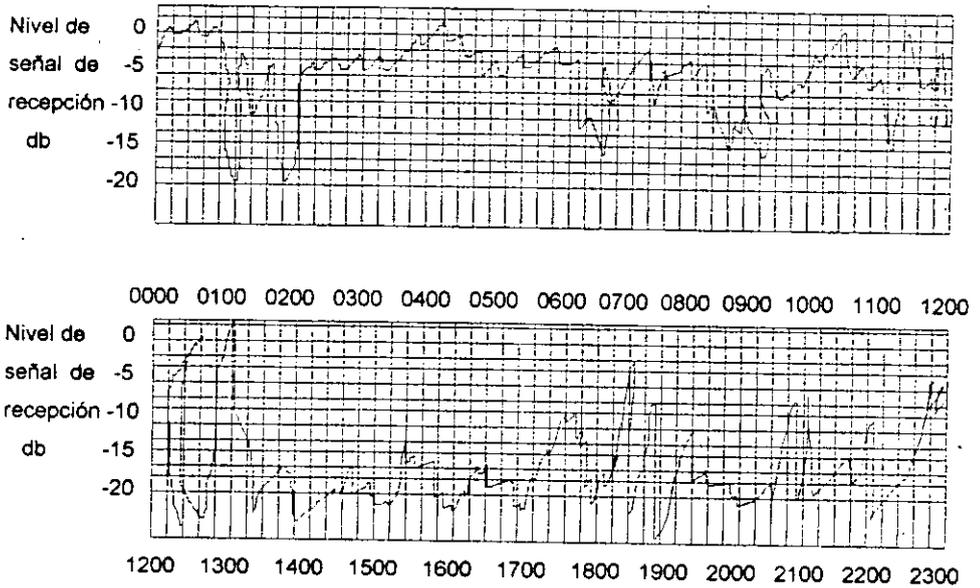


Figura 5.8 Señal recibida con trayectoria sobre el agua.

El cálculo estadístico del desvanecimiento es de gran importancia para tratar la confiabilidad de la señal y su mejoramiento mediante sistemas de diversidad, principalmente cuando se usan muchos enlaces en paralelo.

La forma aleatoria del fenómeno de desvanecimiento se representa por medio de una función de distribución, donde la atenuación en decibeles con respecto al espacio libre, se representa en la abscisa y la fracción de tiempo durante el cual la atenuación observada excede el valor, se muestra en la ordenada.

La mayoría del desvanecimiento que ocurre en trayectorias irregulares con claros adecuados, es el resultado de la interferencia entre dos o más rayas que siguen diferentes rutas en la atmósfera. Este tipo de desvanecimiento debido a trayectorias múltiples es relativamente independiente del claro de la trayectoria y su condición extrema se aproxima a una distribución Rayleigh. Después de que el

desvanecimiento por trayectorias múltiples ha alcanzado la distribución Rayleigh, un incremento adicional en la distancia o la frecuencia, incrementa el desvanecimiento pero disminuye la duración, así que el producto es la constante indicada por la distribución de Rayleigh.

Las señales que están formadas por muchas componentes con diferentes amplitudes y de fase aleatoria muestra una distribución Rayleigh cuando el periodo de prueba evita influencias excesivas tales como la subrefracción. Se presentan muchas distribuciones para periodos de una hora o superiores, las cuales son muy parecidas a la Ley de Rayleigh.

CIRCUITO HIPOTETICO DE REFERENCIA Y SU RUIDO PERMITIDO

El primer paso en el procedimiento de diseño de un sistema de Microondas, es la decisión del circuito de referencia, el cual servirá como una guía al ingeniero de diseño de equipos y sistemas de microondas. El circuito de referencia y su funcionamiento, debe decidirse considerando lo siguiente:

- 1.- El propósito para el cual será empleado el sistema de microondas.
- 2.- En que situación o bajo que condiciones será usado el sistema de microondas.
Estudio de las banda del tráfico de telecomunicaciones entre las dos ciudades,
- 3) Decisión de las características requeridas de transmisión.
- 4) Selección de las frecuencias que se utilizan.
- 5) Selección de las ubicaciones de las estaciones.
- 6) Planificación de los edificios, torres, suministros de fuente de alimentación y las carreteras de acceso para las estaciones.
- 7) Consideración de los planes de mantenimiento del sistema de microondas.
- 8) Decisión de las especificaciones para la adquisición de los equipos de microondas.
- 10) Construcción.

Una vez terminada la construcción del sistema, se debe de inspeccionar y confirmar los resultados anteriores.

Cada etapa de los procedimientos del diseño, tiene íntima relación mutua con otros, por ejemplo, el ruido en el sistema, uno de los factores que muestra el funcionamiento del sistema telefónico, tiene relación definida con la frecuencia que se utiliza, con la selección de los locales de estaciones y con las especificaciones de los equipos que se requieren.

Un conocimiento especializado, como la teoría de propagación, la teoría de transmisión de FM , etc., es necesario para tomar una decisión en los procedimientos del diseño.

En esta texto se trata de facilitar la comprensión y el entendimiento de las materias para poder aprovechar los procedimientos de diseño en la planificación de sistemas de microondas, en un deseo de mejorar y desarrollar el servicio de comunicaciones en todo el mundo.

Los requisitos de funcionamiento de los sistemas de radio que emplean FDM-FM, se basan en las normas recomendadas por el CCIR para enlaces telefónicos internacionales que están compuestos de varios supergrupos.

También los sistemas de microondas digitales, cumplen con las normas recomendadas por ese organismo.

Estas normas establecen la distribución de frecuencia de cada canal, los niveles de señal empleados y los requisitos de calidad de la señal, es decir, las especificaciones para el ruido máximo permitido en cada canal y su distribución en tiempo.

SISTEMAS DE MICROONDAS SOBRE EL HORIZONTE

Para enlaces por microondas empleando sistemas de propagación sobre el horizonte, se tienen las siguientes recomendaciones , Como ejemplo tomaremos un circuito ficticio de referencia de 2500 km. de largo, que es capaz de conducir hasta 600 canales telefónicos.

1.- Longitud de circuito de referencia, para nuestro ejemplo 25 km. de largo.

- 2.- Distancia de cada salto del enlace en caso de que sea largo el enlace ; de 100 a 400 km.
- 3.- El circuito de referencia debe de cumplir con la recomendación 392.
- 4.- Si una sección de radio bajo estudio tiene una distancia de L km. de longitud, el circuito de referencia hipotético debe formarse (estar compuesto) de $2500 / L$ secciones de este tipo de tandem, y el valor de $2500 / L$, debe de tomarse igual al número entero más próximo.

CIRCUITO DE REFERENCIA (RECOMENDACION 392)

Una ruta de microondas de larga distancia está formada de muchos enlaces (saltos) de radio de microondas (o estaciones repetidoras). Esta ruta la cual se define por referencia a un "circuito ficticio de referencia". La cual tiene una longitud máxima de 2500kms, su representación más sencilla se presenta en la figura 5.9

SECCION DE MODULACION

Una sección de modulación, se le denomina a una novena parte de la distancia total de la ruta de 2500 km. (1575 millas).

Una sección de modulación tiene demodulación y remodulación de la banda base. De acuerdo con las recomendaciones del CCIR, la primera sección de modulación trasladara en frecuencia los supergrupos (60 canales de voz), la segunda sección de modulación, trasladará en frecuencia los grupos de 12 canales y la tercera sección de modulación, trasladara los canales de voz individuales. De acuerdo con lo anterior, en una tercera parte de la distancia total de la ruta (525 millas) se han desarrollado.

- 1 re (de) modulación a nivel de canal de voz.
- 2 re (de) modulaciones a nivel de grupo.
- 3 re (de) modulaciones a nivel de supergrupo.

Y en la ruta completa de 2500 km. (1575 millas) tenemos:

3 re (de) modulación a nivel de canal de voz

6 re (de) modulaciones a nivel de grupo

9 re (de) modulaciones a nivel de supergrupo

Sistemas de Microondas Sobre el Horizonte (Recomendación 3529)

Para enlaces de microondas por satélite (tierra - satélite - tierra), de acuerdo con el diagrama 5.10 se requiere un par de moduladores y demoduladores.

Potencia de ruido admitido sobre el circuito ficticio de referencia, recomendación 393-1,2,3,4 Nueva Delhi 1970.

La potencia de ruido medida con referencia a un punto de nivel relativo cero en el extremo receptor de un canal telefónico cualquiera del circuito ficticio de referencia, con longitud de 1km a 2500 km. Para radio enlaces telefónicos con microondas y multicanalización por división de frecuencia no debe superar, teniendo en cuenta los desvanecimientos, los siguientes valores:

1) 7500 pw potencia psométrica media (1) en cualquier hora (2).

2) 7500 pw potencia psométrica en un minuto durante más del 20% de un mes cualquiera.

3) 47500 pw potencia psométrica media en un minuto durante más del 0.1% de un mes cualquiera.

4) 1,000,000 pw no pesados (psométrico) con un tiempo de integración de 5 milisegundos (ms) durante más del 0.01% de cualquier mes.

Potencia de ruido, señal a ruido y recepción con desvanecimiento .

Utilizando la segunda recomendación de 7500 pw y considerando un severo desvanecimiento, podemos deducir apoyados en la gráfica de confiabilidad y

distribución de potencia de ruido existe un nivel de 20 db por debajo de la potencia permisible tal como se muestra en la gráfica 5.9. Así cuando se presenta el desvanecimiento severo la potencia de ruido es de 37.5 pw por debajo de 3750 pw. Considerando una ruta de microondas en la cual cualquier salto puede tener fuerte desvanecimiento considera que la pérdida de trayectoria en el espacio libre corresponde a una señal media de recepción la cual nos da un punto de referencia. Si consideramos que de acuerdo a la recomendación 395 del CCIR cada salto desvanecido representa una degradación de 10 db entonces para cumplir con el objetivo de 7500 pw en el 99.99% de confiabilidad de acuerdo a las gráficas este salto debe tener ruido en el espacio libre de 41 db.

Dado que el ruido de intermodulación es el que produce el equipo y tomando de referencia el punto 2 de la recomendación 393. Tenemos que el ruido para este caso se divide en dos partes que son:

3750 pw para el ruido de intermodulación y 3750 pw para el ruido blanco. Adicionalmente tomando como referencia el circuito hipotético sabemos que cada salto existe un remodulador por lo tanto cada remodulador en el circuito completo genera 417 pw. Los 417 pw se dividen del siguiente modo:

100 pw para módem,

200 pw para líneas de transmisión,

100 pw para retardo de grupo,

17 pw de tolerancia para imprestitos.

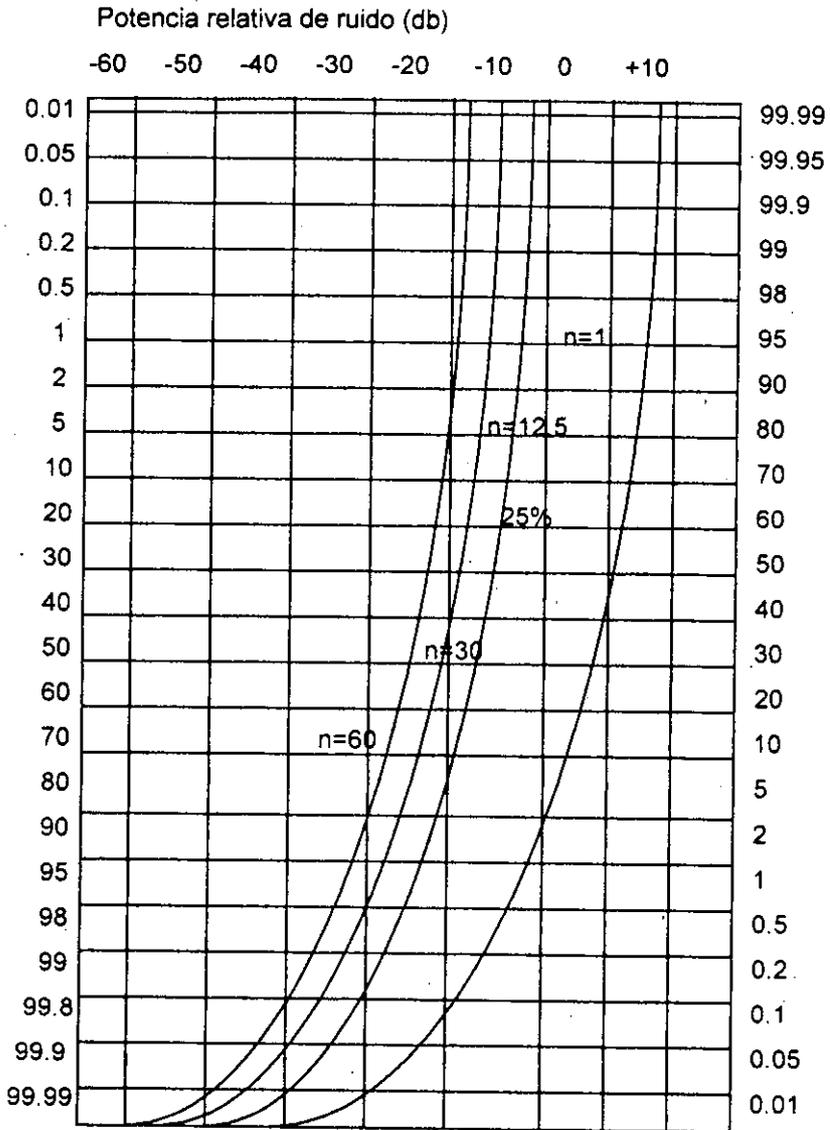


Figura 5.9 Distribución de la probabilidad de la potencia de ruido para un sistema de radio de "n" saltos suponiendo un desvanecimiento con distribución Rayleigh sin diversidad.

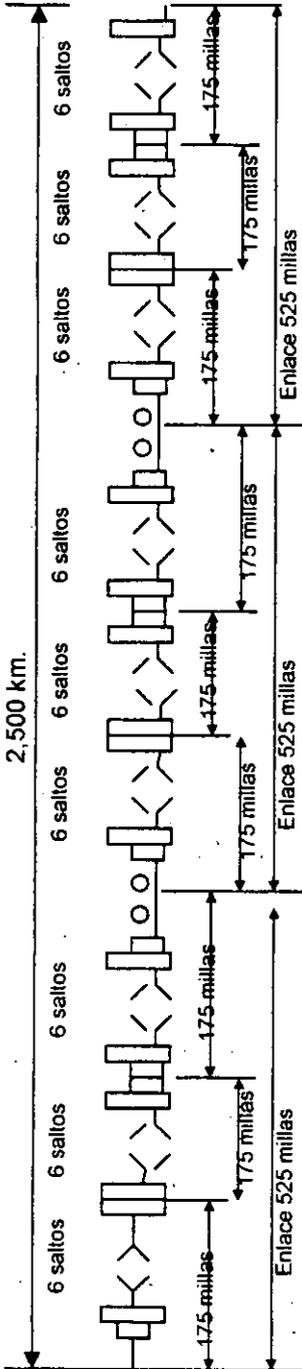


Figura 5.9 Para un enlace de 2500 km. con 54 saltos

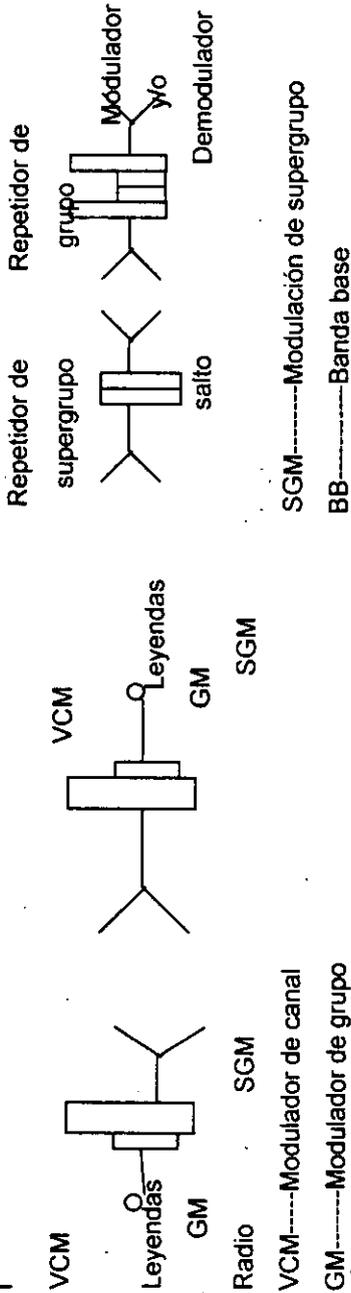


Figura 5.10 Enlace de un sólo salto de 25 km.

Tabla 5.11. Especificaciones aproximadas de los sistemas de Microondas.

Banda de Frecuencias	Ghz	pequeña	2	4	5	6	11	15	18		
Tipo del sistema	Ghz	capacidad	A	B	C	D	E	F	G	H	
Capacidad telefónica/RF	CH	120	600	960	2700	1800	960	1800	960	2700	
Distancia nominal de un salto	km	25	50	50	50	50	30	20	15	15	
Desviación de frecuencia	khz rms	280	280	200	140	140	200	140	200	140	
Cifra de ruido	db	10	10	12	9	12	13.5	12	14	14	
Nivel de silenciador(SQL)	dBm	-82	-75	-75	-64	-66	-75	-76	-76	-76	
Nivel de conmutación	dBm		-84	-71	-61.2	-61	-75	-62	-76	-76	
Antena	Diámetro	m	3.3	4	4	4	4	4	3.3	3.3	
	Ganancia	dB	34	35.7	42	42.5	45	49.3	49.3	51	49.3
Potencia de salida del transmisor	db	17	24.8	37	43	40.5	27	36	26	26	
Perdidas del conductor #1 #3	db	cox.3,6	cox.3,6	cir.1.8	1.6 #2	cir.1.8	cir.1.8	cir.3.8	cir.5.2	cir.5.2	
							Rec(4,8)	rec(7,8)	rec(7,8)		
Perdida de filtro de derivación	db	2.7	7.4	9.2	5.8	6.3	5.7	6.0	6.2	6.2	
Perdidas de espacio libre	dbm	127.3	133.3	138.5	139.9	142	143.3	139.8	139.6	139.8	
Potencia de entrada del receptor	dbm	-48,6	-48.1	-28.5	-19.3	-19.6	-27.2	-15.0	-23	-23	
Potencia máx de ent del receptor	dbm	-30	-40	-18	-13.4	-15	-17	-8	-12	-12	

#1 Guía de onda circular (4,6,11,15 y 18 Ghz :cir:30m + Rec. 10m)x2)

Guía de onda rectangular (4y6 Ghz:40m x 2,11,15y 18Ghz:30m x 2)

#3 Pérdidas incluidos los dos lados, transmisión y recepción.

DISEÑO DE UN ENLACE

En caso de que se desee construir una ruta de telecomunicaciones interurbanas entre dos ciudades, por el sistema de microondas, se tiene que tomar los siguientes procedimientos de diseño:

- 1) Estudio de las banda del tráfico de telecomunicaciones entre las dos ciudades,
- 2) Decisión de las características requeridas de transmisión .
- 3) Selección de las frecuencias que se utilizan.
- 4) Selección de las ubicaciones de las estaciones.
- 5) Planificación de los edificios, torres, suministros de fuente de alimentación y las carreteras de acceso para las estaciones.
- 6) Consideración de los planes de mantenimiento del sistema de microondas.
- 7) Decisión de las especificaciones para la adquisición de los equipos de microondas.
- 8) Construcción.

Una vez terminada la construcción del sistema, se debe de inspeccionar y confirmar los resultados anteriores.

Cada etapa de los procedimientos del diseño, tiene íntima relación mutua con otros, por ejemplo, el ruido en el sistema, uno de los factores que muestra el funcionamiento del sistema telefónico, tiene relación definida con la frecuencia que se utiliza, con la selección de los locales de estaciones y con las especificaciones de los equipos que se requieren.

Un conocimiento especializado, como la teoría de propagación, la teoría de transmisión de FM, etc., es necesario para tomar una decisión en los procedimientos del diseño.

En este texto se trata de facilitar la comprensión y el entendimiento de las materias para poder aprovechar los procedimientos de diseño en la planificación de sistemas de microondas, en un deseo de mejorar y desarrollar el servicio de comunicaciones en todo el mundo.

Especificaciones y Aplicaciones de los Sistemas de Relevadores de Microondas.

Los sistemas de relevadores de microondas son utilizados para preparar los enlaces de transmisión entre las oficinas centrales de comunicación, o sea para circuitos interurbanos, circuitos locales y circuitos de enlace.

Muchos sistemas de relevadores de microondas que usan las bandas de frecuencias asignadas al servicio público han sido explotados para transmitir señales de multiplex telefónico y señales de televisión.

En este momento las bandas de frecuencias que normalmente se utilizan en los sistemas de relevadores de microondas en el mundo son las siguientes:

1) Transmisión de señales de multiplex telefónico de larga distancia

4 Ghz 5 Ghz 6 Ghz (7 Ghz)

2) Transmisión de señales de multiplex telefónico en áreas locales

2 Ghz 11 Ghz 15 Ghz 18 Ghz

3) Transmisión de señales de televisión

4 Ghz 5 Ghz 6 Ghz 7 Ghz 11 Ghz 18 Ghz

(Nota :Las bandas de 11 Ghz y 18 Ghz se utilizan solamente en áreas locales)

El sistema apropiado de relevadores de microondas de multiplex telefónico se selecciona considerando las clases de centrales de comunicación entre las cuales se ubica el sistema.

Un ejemplo de aplicaciones de los sistemas se indica en la siguiente tabla:

Tabla 5.12 Aplicación de los sistemas:

Clase de circuito	Banda de frecuencias y sistemas	RC-RC	RC-DC	DC-DC	Debajo de las clases DC, TC				Distancia del circuito (KM)	
					máxima capacidad requerida					
					Más de 160 SG	50-160 SG	10-50 SG	menos 10 SG		
Larga distancia	4 Ghz SF-B5	°	°	°					2500	
	5 Ghz SF-E1	°	°	°					2500	
	6 Ghz SF-U3	°	°	°					2500	
área local	2 Ghz Capacidad pequeña							°	200	
	PCM							°	200	
	UF-B4							°	150	
	11 Ghz	SF-T2				°				180
		SF-T3	°	°	°					2500
		SF-E3	°	°	°					150
15 Ghz	SF-F2				°				120	
	SF-E3				°				70	
18 Ghz	SF-E4				°				Menos de 30	

RC : Región center : Centro cuaternario
 DC : Distric center : Centro terciario
 TC : Toil center : Centro secundario

ESTUDIO DEL DISEÑO DE RUTA EN EL MAPA

El primer paso consiste en trazar algunos planes en el mapa, conectando los dos puntos asignados.

Un plan aproximado de ruta puede dibujarse con escala reducida de 1/50 000, 1/200,000

Como parte del trabajo provisional, se deben marcar y anotar en el mapa algunas informaciones concernientes:

- a) Localización de oficinas terminales que se conectan.
- b) Localización de las estaciones de radar y de aeropuertos.

c) Direcciones de la órbita del satélite estacionario.

En esta planificación de la ruta en el mapa, deben ser ejecutados los siguientes estudios fundamentales, adicionales a la confirmación con visibilidad directa:

a) Coordinación del número de saltos de radio con respecto a otros sistemas de microondas.

b) Regularización de desequilibrios extremos entre las distancias de saltos de radio.

c) Angulos de dobléz y de bifurcación entre los pasos de radio.

d) Posibilidad del sobre alcance.

e) Condición del punto de reflexión.

f) Longitud estimada del camino de acceso a la estación que será construida.

ESTUDIO DETALLADO EN EL MAPA.

Los estudios o examen preciso de las condiciones de propagación de radio, calidad de transmisión y las condiciones económicas en la construcción y el mantenimiento, deben ser ejecutados tanto como sea posible en el mapa, para estos planes de rutas seleccionadas.

Para este propósito son necesarios mapas o cartas detalladas con escalas reducidas de 1/50.000, 1/10.000 y las líneas de cotas de 20 - 10 m.

Los siguientes factores de las condiciones de propagación de radio tienen que ser examinados y calculados.

a) Dibujo del perfil del trayecto de radio.

b) Seguridad para mantener la primera zona de Fresnell totalmente despajado considerando la variación del valor de "k" y la altura necesaria de antena desde el nivel del suelo en el sitio escogido para la estación.

c) Localización del punto de reflexión en la superficie en los lugares intermedios y las condiciones geográficas y la atenuación de reflexión que pueden verse en el mapa.

Las calidades de transmisión, con los factores para cada salto de radio, así como las características del sistema total tienen que ser investigadas en base de la informaciones halladas en los exámenes referidos y de las especificaciones del sistema de M.O. propuesto.

a) Ruido térmico en el canal telefónico o la banda base de vídeo de televisión.

- b) Ruido de interferencia de radio debido a diversas causas, del mismo sistema y de otros sistemas de MO.
- c) Probabilidad de ocurrencia de ráfagas de ruido debido a desvanecimientos severos y la necesidad de recepción por diversidad de espacio.
- d) Ruido de distorsión de propagación con la aplicación del sistema de super - múltiplex
- e) Número de las estaciones repetidoras.
- f) Alturas calculadas para las torres de antenas.

En base al estudio real, muchas de las rutas propuestas pueden limitados a dos tres planes posibles más favorables, por lo menos los siguientes factores deben ser estudiados en los sitios tentativos y en sus cercanías.

En los sitios.

- a) Situación geográfica reales.
- b) Disponibilidad de áreas planas y necesidad de nivelación del suelo.
- c) Naturaleza del suelo.
- d) Dirección del dueño del terreno y la dificultad de la compra.
- e) Restricciones al construir la estación repetidora, debido a algunas regulaciones pertinentes como la regulación de parques nacionales.

Al estudiar el trayecto de radio en el lugar, la prueba de espejo es un método de medición que aunque es primitivo es muy efectivo para confirmar la condición de visibilidad directa.

La visibilidad de más o menos 70 km. puede obtenerse usando un espejo pequeño de pared cuando hace buen tiempo. En el caso de calcular la altura de aristas de obstáculo o el margen de despeje sobre obstáculo de radio basado en el teodolito, se debe tener en cuenta la refracción del rayo visual.

El valor normal de "k" del rayo visual es 1.15. Cuando la visibilidad directa no puede ser obtenida desde el suelo en el emplazamiento, tiene que ser construido temporalmente un andamio apropiado o hay que preparar globos para pruebas de visibilidad.

DECISION FINAL DE LA RUTA :

La ruta óptima de microondas debe ser decidida en base de las informaciones obtenidas por el estudio real del lugar. Esta es la parte más importante en la decisión y es posible que determine el éxito o el fracaso del plan del sistema de M.O.

Como se ha descrito hasta el momento, el trabajo de selección del lugar contiene varios factores complicados, los cuales muchas veces pueden ser contradictorios unos con otros. En efecto son indispensables el conocimiento extenso y una visión amplia de las zonas que cubren enteramente el sistema de M.O.

Ejemplo de un diseño practico de un enlace de Microondas :

En esta sección se describe cómo se diseña un enlace de Microondas . El diseñador debe estudiar un sistema razonable que pueda obtener los objetivos de : calidad de transmisión y confiabilidad requerida. Al mismo tiempo, debe diseñarse el sistema para que el costo total sea mínimo y el mantenimiento económico.

Como un ejemplo del diseño práctico de enlaces de microondas, será presentado la ruta de microondas conectado en la ciudad de México, de Oficinas Centrales de Petróleos Mexicanos (Torre de PEMEX) - a - Hospital Central Norte (Azcapotzalco).

Selección del Sistema.

Considerando la demanda del tráfico y sus requerimiento, los requisitos fundamentales de la ruta de microondas deberá tener las siguientes características :

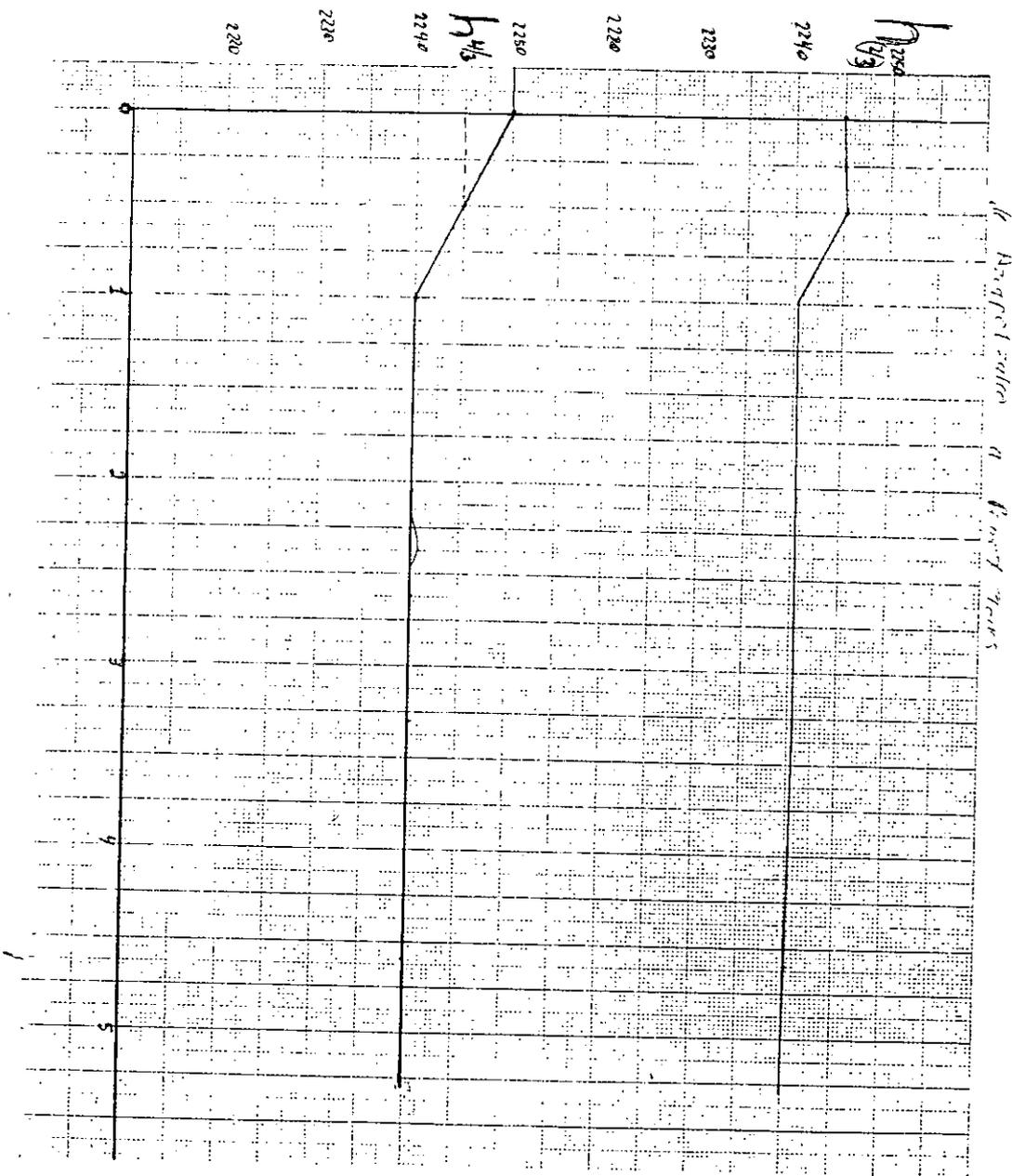
- a) Esta debe hacer frente a la demanda de la transmisión de la señal de televisión a larga distancia.
- b) En el caso del aumento no previsto del tráfico, debe de tener la capacidad para absorber la carga del tráfico que excede la capacidad de la ruta.
- c) Esta debe ser establecido lo más lejos posible de alguna ruta existente en servicio , para evitar averías simultáneas de la rutas en caso de desastres naturales como terremotos o tifónes.

En la siguiente tabla se muestran la longitud, la latitud y la elevación de cada sitio propuesto y también la distancia de cada salto que se midió en los mapas con la escala de 1 / 50,000.

5.2 DIBUJO DEL PERFIL DE LA TRAYECTORIA



5.3 ANALISIS DE LA TRAYECTORIA.



5.4 ANALISIS Y MAPEO DEL LUGAR DE COLOCACION DE LAS ANTENAS.

Tabla 5.13 Latitud, Longitud y Elevación de los sitios propuestos para la ruta.

Estación	Latitud Norte	Longitud Oeste	Elevación (m) Sobre el mar	Distancia (km)
PEMEX	19° 26' 18"	99° 10' 37"	2222	0
Tacuba	19° 27' 0"	99° 11' 0"	2230	0.85
Torre Blanca	19° 27' 25"	99° 11' 2"	2235	1.7
Clavería	19° 28' 0"	99° 11' 6"	2240	2.55
Santa Lucía	19° 28' 30"	99° 11' 20"	2240	3.4
Petrolera	19° 28' 40"	99° 11' 70"	2245	4.25
Azcapotzalco	19° 28' 45"	99° 12' 0"	2250	5.1

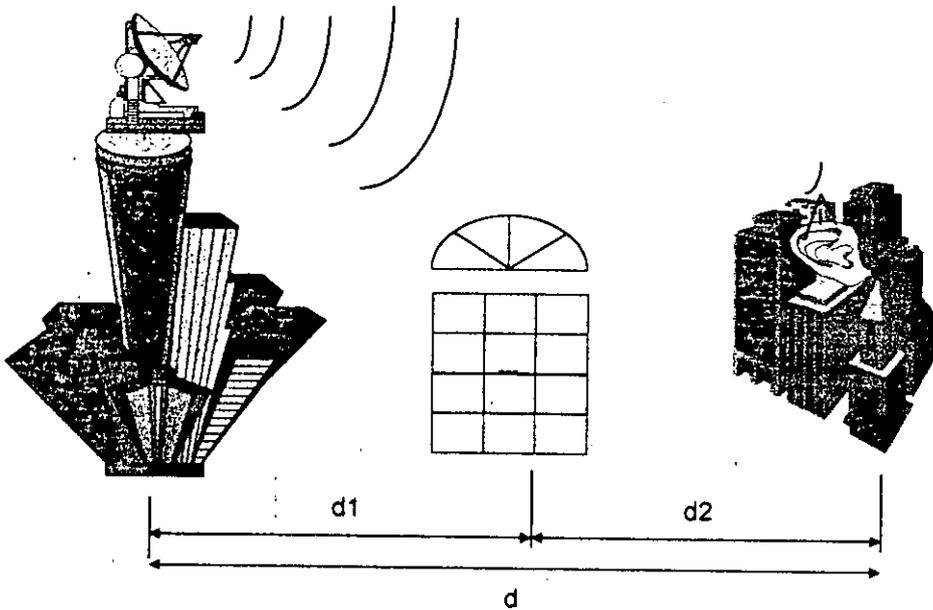


Figura 5.14 Plan de ruta de PEMEX al Hospital Azcapotzalco.

Para lograr las alturas adecuadas en los sitios, es necesario dibujar un perfil de todo el campo entre los sitios propuestos y calcular la altura del peor obstáculo. Utilizando una hoja milimétrica, que representa en el eje vertical las alturas y en el eje horizontal las

distancias y se aplica la siguiente relación: 1 cm --- 50 m. lado vertical, 1 cm ----2 km lado horizontal.

Dicha elección puede ser modificada tomando en cuenta que duplicamos la distancia en el eje horizontal tenemos que multiplicar por 4 el eje vertical.

Una vez echa la gráfica se obtiene como se conoce perfil de hoja plana (hoja milimétrica).

La altura de la antena debe determinarse de manera que el margen de despeje entre la arista aguda del obstáculo y la línea de visibilidad directa sea mayor que el radio de la primera zona de Fresnell en este punto, para valores de $k= 4/3$ y de $k=2/3$ del radio de la primera zona de Fresnell . Para seleccionar el tipo de torre, tiene que tenerse en cuenta las rutas paralelas, las rutas derivadas y la aplicación de la diversidad de espacio .

Por otra parte, en los sitios en áreas urbanas la altura de las torres es determinada considerando los planes futuros para los edificios altos alrededor del lugar y la población de la ciudad . Como un ejemplo del cálculo de las alturas de las torres se dan las siguientes .

En sistemas de M.O. de NTT hay tres tipos de torres de antena que tienen sus alturas de 35 m, 40 m, y 45 m .

Tabla 5.15 Coeficiente de Reflexión y Atenuación de reflexión

superficie de agua zona fangosa zona de campo zona de ciudad
selva o montaña

		coeficiente atenuación		coeficiente atenuación		coeficiente atenuación		coeficiente atenuación	
		de reflexión		de reflexión		de reflexión		de reflexión	
2 GHz	1	0 db	0.8	2 db	0.6	4 db	0.3	10 db	
4 GHz	1	0 db	0.8	2 db	0.5	6 db	0.2	14 db	
6 GHz	1	0 db	0.8	2 db	0.5	6 db	0.2	14 db	
11 GHz	1	0 db	0.8	2 db	0.4	8 db	0.16	16 db	
18 GHz	1	0 db	0.8	2 db	0.4	8 db	0.16	16 db	

Sabiendo que la altura de la torre es de 220m sobre el suelo más la altura sobre el nivel del mar que es de 2240 m y el soporte de la antena tiene una altura de 2m a partir

de la plataforma la altura total de la antena sobre el nivel del mar es de 2460 m. Los otros parámetros que se han obtenido por el perfil del trayecto son:

Tabla 5.16 elevación de los edificios sobre el nivel del suelo.

Estación	Distancia km	Elevación Sobre el suelo	$h (2/3) d_1 d_2$ (m)	Elevación Total (m)
PEMEX	0	204	$(.1177) \times (0) (5.1) (2/3) = 0$	2426
Tacuba	0.85	39	$(.1177) \times (0.85) (4.25) (2/3) = 0.28$	2269.28
Torre Blanca	1.7	39	$(.1177) \times (1.7) (3.4) (2/3) = 0.45$	2274.45
Clavería	2.55	30	$(.1177) \times (2.55) (2.55) (2/3) = 0.51$	2270.51
Santa Lucía	3.4	30	$(.1177) \times (3.4) (1.7) (2/3) = 0.51$	2270.45
Petrolera	4.25	39	$(.1177) \times (4.25) (0.85) (2/3) = 0.28$	2284.28
Azcapotzalco	5.1	27	$(.1177) \times (5.1) (0) (2/3) = 0$	2266

Longitud del trayecto

$$d = 5.1 \text{ km}$$

Altura de la arista sobre el nivel del mar :

$$h_s = 2284.28 \text{ m}$$

Distancia de la torre a la arista :

$$d_1 = 4.25 \text{ km}$$

Distancia de Azcapotzalco a la arista:

$$d_2 = 0.85 \text{ km}$$

Primero se calcula la primera zona de Fresnell (r_0) en el punto de la arista del obstáculo en la forma siguiente:

$$r_0 = \sqrt{\frac{\lambda \cdot d_1 \cdot d_2}{d}}$$

donde

$$C = \text{velocidad de la luz} = 3 \times 10^8$$

$$f = \text{frecuencia de transmisión} = 18700 \text{ MHz}$$

$$\lambda = C / f = 3 \times 10^8 / 18700 \times 10^6 = 0.016$$

$$r_0 = \sqrt{\frac{(0.16) (4.25 \times 10^3) (0.85 \times 10^3)}{5.1 \times 10^3}}$$

$$r_0 = 3.366 \text{ m}$$

Los siguientes datos son para el margen de despeje sobre el obstáculo, atenuación por la arista del obstáculo y altura requerida de la antena .

De acuerdo a este valor, la altura de la antena de la estación Azcapotzalco se calcula de la siguiente manera :

$$h_p = N \cdot r_0 + h_s (2/3) = 0.16 \times 3.366 + 2284.82 = 2284.82 \text{ m}$$

$$h_T = h_p - h_T = 2284.82 - 2426 = -141.17 \approx 10 \text{ m}$$

$$h_A = h_p - h_A = 2284.82 - 2266 = 18.82 \text{ m}$$

Un margen de despeje exacto sobre el obstáculo entre la línea central del trayecto de propagación de radio y la arista del obstáculo hobst es derivado por la formula siguiente con $k = 2 / 3$.

$$h_{obst} = h_T - \frac{d_1}{d} \times (h_T - h_A) - \frac{d_1 d_2}{2ka} - h_s$$

donde $a = \text{radio de la tierra} = 6.37 \times 10^6$

$$h_{obst} = 2426 - \frac{4.25 \times 10^3}{5.1 \times 10^3} \times (2426 - 2266) - \frac{(4.25 \times 10^3)(0.85 \times 10^3)}{2 \times (2/3) \times 6.37 \times 10^6} - 2284.28$$

$$h_{obst} = 13.62 \text{ m}$$

Dos tercios del radio de la primera zona de Fresnell en el punto de la arista

$$h_{obst} (2/3) = 13.62 \times (2/3) = 9.083 \text{ m}$$

Diferencia entre el margen de despeje sobre el obstáculo ($k = 4/3$) y el radio de la primera zona de Fresnell .

$$h_{obst} (4/3) = 13.62 \times (4/3) = 18.16 \text{ m}$$

$$h_{obst} 4/3 - r_0 = 18.16 - 3.366 = 14.80$$

Diferencia entre el margen de despeje sobre el obstáculo ($k=2/3$) del radio de la primera zona de Fresnell

$$9.083 - 3.366 = 5.717 \text{ m}$$

El coeficiente de reflexión debido a las condiciones geográficas en el punto de reflexión es como el indicado en la tabla 4.15 basado solo en la experiencia .

Datos y fórmulas para calcular el ancho de banda.

f_c = Excursión de frecuencia de cresta

$$f_c = f_{eff} \times \log^{-1} \left(\frac{11.5 + \text{Ln}}{20} \right)$$

20

$$f_{eff} = 140 \text{ khz rms}$$

Ln = es la carga multicanal que en nuestro caso es de = - 15 + 10 log N

N = numero de canales en nuestro caso es de 2700 canales de voz

f_m = es el ancho de banda máxima = 12435 khz

b = es el ancho de banda del cana = 3.1khz

sustituyendo estos datos en la ecuación ----- nos da:

$$f_c = 140 \log^{-1} \left(\frac{11.5 + (-15 + \log 2700)}{20} \right) =$$

$$B_n = 2 (f_c + f_m) = 2 (\quad + \quad) =$$

Cálculo de Atenuación por dispersión .

$$\alpha = 32.46 + 20 \log d \text{ (km)} + 20 \log f \text{ (Mhz)}$$

d = es la distancia total del enlace = 5.1 km

f = es la frecuencia de transmisión = 19040 Mhz

sustituyendo datos nos queda .

$$\alpha = 32.46 + 20 \log (5.1 \text{ km}) + 20 \log 19040 \text{ (Mhz)}$$

$$\alpha = \quad \text{dbi}$$

La Potencia de Ruido Térmico disponible total, referida a las terminales de entrada del receptor sera y se calculara de la siguiente manera :

$$N_i = K \times T_0 \times B_n = K T_0 B_n F_{op}$$

en dbs:

$$N_i = 10 \log (KT_0) + 10 \log B_n + f_{op}$$

Donde :

K = constante de Boltzman = 1.38×10^{-23} watts - seg / °k

T_0 = temperatura de ruido del sistema referido a las terminales de entrada del receptor en grados Kelvin = 290° k

f_{op} = figura o cifra de ruido de operación del sistema receptor (para este caso se considera de 10 db)

sustituyendo en la ecuación anterior :

$$N_i = 10 \times \log (1.38 \times 10^{-23} \times 290^\circ) + 10 \times \log (34.59) + 10$$

$$N_i = -118.5877 \text{ dbw} \text{ o } -88.5877 \text{ dbm}$$

Para calcular la relación señal a ruido para un solo salto apoyados por la gráfica 5.9 para una confiabilidad del 99.99 % nos da de -41 db .

$$-41 \text{ db} = 10 \log \left(\frac{x}{7500 \times 10^{-12}} \right)$$

$$\begin{aligned} \text{antilog} \left(\frac{-41}{10} \right) \times (7500 \times 10^{-12}) &= (7.94 \times 10^{-5}) \times (7500 \times 10^{-12}) \\ &= 0.595 \times 10^{-12} = 0.595 \text{ pw} \end{aligned}$$

Potencia actual (watts)

$$X \text{ dbm} = 10 \times \log \frac{\text{-----}}{10^{-3}}$$

$$X = 10 \times \log \frac{0.595 \times 10^{-12}}{10^{-3}} = -102.255 \text{ dbm}$$

S 0 dbm

$$\frac{S}{N} = \frac{C}{X} = 0 - X = 0 - (-102.255) = 102.255 \text{ dbm Ponderados}$$

$$N \quad X \quad 102.255 - 2.5 = 99.75 \text{ no ponderados}$$

Factor de Mejora

$$F. \text{ de M.} = \left(\frac{f_d}{f_m} \right)^2 \left(\frac{B_n}{b} \right)$$

f_d = desviación de frecuencia 140 khz rms $\times \sqrt{2} = 198 \text{ khz}$

sustituyendo los valores anteriores en esta formula nos da .

$$F. \text{ de M.} = \frac{198 \times 10^3}{12435 \times 10^3} \frac{34.59 \times 10^6}{3.1 \times 10^3}$$

$$F. \text{ de M.} = 2.8289 \text{ db}$$

$$= 10 \log 2.8289 = 4.516 \text{ db}$$

$$= 10 \log 2.8289 / 10^{-3} = 24.516 \text{ dbm}$$

Potencia de portadora , a la entrada del mezclador del receptor

$$\frac{S}{N} = \frac{C}{N_i} (F. \text{ de M.})$$

$$102.255 \text{ dbm} = \frac{C}{N_i} (F. \text{ de M.})$$

Tomando en cuenta la regla de los desibeles (si están multiplicando se suman y si están dividiendo se restan)

$$\begin{array}{r} 102.255 \text{ dbm} \quad C \\ \hline \text{F. de M.} \quad Ni \end{array} = \text{-----}$$

$$\begin{array}{r} 102.255 \text{ dbm (Ni)} \\ \hline \text{F. de M.} \end{array} = C$$

$$\begin{array}{r} 102.255 \text{ dbm } +(-88.58) \\ \hline \text{F. de M.} \end{array} = C$$

$$\begin{array}{r} 13.675 \\ \hline \text{F. de M.} \end{array} = C$$

$$C = \text{F. de M.} - 13.675$$

$$C = 13.675 - 24.516$$

$$C = - 10.841 \text{ dbm} = 0.9975 \text{ mw}$$

Ganancia de antena en dbi

$$G = 10 \times \log 0.54 (\pi D / \lambda)^2$$

Donde

D = es el diámetro de la antena expresada en metros = 2.10 m

λ = es la longitud de onda de la frecuencia de operación en metros

$$\lambda_R = c / f = 3 \times 10^8 / 18700 \times 10^6 = 0.016$$

$$\lambda_T = c / f = 3 \times 10^8 / 19040 \times 10^6 = 0.015$$

sustituyendo datos

$$G_{RX} = 10 \times \log 0.54 \left(\pi (2.10) / 0.016 \right)^2 = 49.63 \text{ dbi}$$

$$G_{TX} = 10 \times \log 0.54 \left(\pi (2.10) / 0.015 \right)^2 = 50.1895 \text{ dbi}$$

Pt

$$\alpha_T = \text{-----}$$

Pr

$$\alpha_T = -G_{TX} - G_{RX} + \alpha_{ISO}$$

$$= -50.1895 - 49.63 + 168.30$$

$$= 1.015 \text{ mw}$$

$$Pt = (68.48 \text{ dbm}) + (-10.84 \text{ dbm})$$

$$Pt = 57.68 \text{ dbm} \cong 1.013 \text{ mw}$$

Los cálculos de los ángulos de elevación, de declinación y las formas entre los trayectos directos y reflejada de radio son algunas veces necesarias para la estimación de la onda reflejada por la directividad de antena o el diseño de instalación del montaje de la antena.

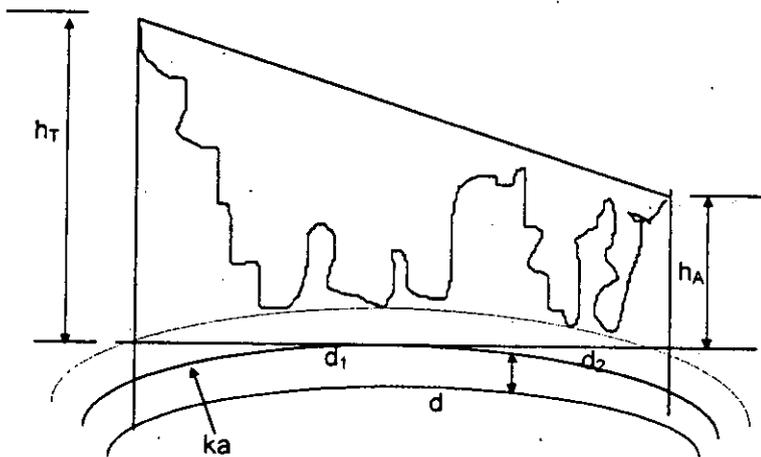


Figura 5.17

Ángulos verticales de la onda directa

$$\alpha_1 = - \left(\frac{h_T - h_A}{d} + \frac{d}{2ka} \right) =$$

$$\alpha_2 = - \left(\frac{h_A - h_T}{d} + \frac{d}{2ka} \right)$$

Ángulos verticales de la onda reflejada

Los ángulos comprendidos entre las ondas directa y reflejada se calcula por la ecuación:

$$\theta = \frac{h_T}{d_1} - \frac{h_T - h_A}{d} - \frac{d_2}{2ka}$$

CONCLUSIONES

En este contexto se han estudiado técnicas y sistemas básicos para la transmisión digital de datos. La técnica más sencilla, la de la transmisión binaria de banda base, empleando señales bipolares constantes, con tiempo conocido de llegada, se analizó en términos de la probabilidad promedio de error, para ilustrar la influencia de los parámetros del sistema.

Después se compararon las probabilidades de error para varios esquemas de señalización binarios y digitales, de uso corriente. Entre los que mejor funcionaron se hallaba el sistema binario de manipulación por inversión de fase, lo que era de esperarse ya que, en este caso, el coeficiente de correlación de las señales transmitidas es -1 .

Se encontró que los esquemas de señalización de peor funcionamiento fueron los de manipulación no coherente por cambio de amplitud y la manipulación no coherente por cambio de frecuencia, donde se basó la comparación sobre la energía promedio por señal binaria. El siguiente asunto a estudiar fue la transmisión digital con sistemas de grado M . Se analizó la manipulación por variación de fase de cuatro fases, y se encontró que funcionaba lo mismo que dos sistemas binarios de variación de fase que operan en paralelo, cuando se les comparaba sobre la base de la energía por dígito binario equivalente.

Después se estudio el importante tema de la sincronización. Se vieron sistemas de la sincronización de portadoras, se ilustraron sistemas para adquirir referencias coherentes tanto en la transmisión de datos binarios como en la de datos cuadrifase. El funcionamiento del sistema, en términos de la variación de error de fase, mejora monótonicamente con la creciente relación señal-ruido a la entrada del sistema.

El asunto de la teoría de la información proporciona una perspectiva diferente para evaluar el funcionamiento de los sistemas de comunicación y, a través del estudio de la teoría de la información, se puede ganar una percepción significativa de las características de funcionamiento del sistema. Dicho de una manera más explícita, el estudio de la teoría suministra una media cuantitativa de la información contenida en las

señales mensajes y permite determinar la capacidad de un sistema de transferir esta información desde su origen hasta su destino. La codificación, un importante tema de la teoría de la información. Con el uso de la codificación, se puede eliminar de las señales el mensaje de la redundancia no sistemática, de tal modo que se pueden utilizar los canales con el máximo de eficiencia. Además, con el uso de la codificación, se puede inducir la redundancia sistemática dentro de la señal transmitida, de manera que se puedan corregir los errores causados por los canales prácticos que no son perfectos.

Si una fuente posee una velocidad de información menor que la capacidad del canal, existirá un procedimiento de configuración tal, que la salida de dicha fuente se pueda transmitir por el canal con una probabilidad arbitrariamente pequeña de error. Se trata de llevar a la creencia de que se puede efectuar la transmisión y recepción con un error despreciable, aún en presencia de ruido. La comprensión de este proceso conocido como codificación, y la comprensión de su impacto sobre el diseño y funcionamiento de los sistemas de comunicación, requiere la comprensión de varios conceptos básicos de la teoría de la información.

La información contenida en un mensaje aumenta según disminuye la probabilidad del mensaje. Usualmente, no es la información contenida en un mensaje lo que importa, sino más bien la información promedio tomada sobre un conjunto de fuentes de mensajes.

Esta cantidad, la información promedio, se conoce como entropía. La entropía de una fuente es una medida de la incertidumbre asociada con la salida de la fuente y alcanza su máximo valor cuando todas las salidas de las fuentes sean igualmente posibles.

Un canal discreto de comunicación queda completamente especificado por la matriz de canal. La matriz de la probabilidad de cada estado de salida está condicionada a cada estado de entrada. Si la salida del canal es función solamente de la entrada presente, el canal se conoce como sin memoria.

La transinformación es una medida de la información que pasa por el canal de la entrada a la salida. El valor máximo de la transinformación se conoce como capacidad de canal.

La codificación de la fuente es una técnica por la que se elimina de la salida de una fuente, la redundancia no sistemática. Esto permite disminuir la velocidad de símbolo,

sin disminuir la velocidad de información, lo que resulta en una utilización más eficiente del canal. Esto refuerza el concepto de "a mayor aleatoriedad es mejor la comunicación". El elemento de la velocidad de transmisión mediante la compresión, en la escala del tiempo de las formas de onda, con el objeto de transmitir más mensajes en un cierto intervalo de tiempo. Cuando se comprimen las señales sus variaciones son más rápidas. Esto incrementa naturalmente sus frecuencias. Por lo tanto la compresión de una señal plantea el problema de transmitir señales de frecuencias más elevadas. Esto, a su vez, requiere un incremento en el ancho de banda del canal por el que se transmiten los mensajes. En esta forma pueden incrementarse la rapidez de comunicación al aumentar el ancho de banda del canal. Por lo tanto, para que la comunicación sea más rápida y de mejor calidad, conviene incrementar la relación de potencia de señal a ruido y el ancho de banda.

Esto fue un bosquejo de cómo se desarrolla un radioenlace paso a paso, los elementos que lo componen, los tipos de enlaces que hay. Este ejemplo que se realizó, fue de **línea de vista** que es uno de los más eficaces, porque no necesita un cable que una el punto de transmisión con el otro de recepción, sino basta con la atmósfera, y/o estar las antenas frente a frente, sin importar la distancia que las separe, porque aunque no estén frente a frente existen repetidores activos y pasivos como ya se mencionó anteriormente que cualquiera que se utilice sirve para regenerar la señal y mandarla a su destino.

Este enlace es el mejor porque no importa que tipo de modulación se utilice ya que al parecer aunque se descubran otros métodos de mejor rapidez (ya que sí las hay, por ejemplo. Se han diseñado modernos enlaces de microondas para transmitir grandes anchos de banda con modulación en frecuencia hasta los 10 Mhz, sobre distancias de varios kilómetros con alta calidad de funcionamiento y confiabilidad esenciales para las rutas de comunicación a grandes distancias nacionales e internacionales) los pasos y elementos que constituyen este enlace seguirán siendo los mismos aunque más sofisticados, es por eso que me permitieron hacer un pequeño resumen de un radioenlace práctico que es uno de los que tiene Petróleos Mexicanos y que va de oficinas centrales Pemex México al Hospital Central Norte Azcapotzalco.

BIBLIOGRAFIA

- 1.- Angelakos Diogenes J.
Microwave Communication
McGraw-Hill Book Company
New York, Toronto, London 1968
Págs. 235

- 2.- Asociación Mexicana de Ingenieros en Comunicaciones Eléctricas y Electrónicas.
1er. Congreso Internacional de Comunicaciones Eléctricas y Electrónicas, Unidad
del Congreso del Centro Medico Nacional I.M.S.S.
México 1974
Págs. 263

- 3.- Black S. Harold
Modulation Theory
D. Van Nostrand Company Inc.
Toronto, New York, London 1953
Págs. 363

- 4.- Carlson A. Bruce
Sistemas de Comunicación
McGraw-Hill
2ª. Edición
México, New York, Londres, Tokio, Toronto 1980
Págs. 490

- 5.- Freeman L. Roger
Telecommunication System
Engineering Analog and Digital Network Design
A.Wiley-Interscience Publication
United States of América 1980
Págs. 455

- 6.- Freeman L. Roger

Ingeniería de Sistemas de Telecomunicaciones
Limusa
México, España Venezuela, Colombia 1997
Págs. 585

7.- Gupta C. K.

Microondas
Limusa
Primera Edición
México 1983
Págs. 277

8.- Herrera Pérez Enrique

Fundamentos de Ingeniería Telefónica
Limusa
México 1996
Págs. 363

9.- Herring James M.

Telecommunications
McGraw-Hill Book Company
New York and London 1936
Págs. 533

10.- House William C.

Electronic Communications Systems
PBI a Petrocelli Book
New-York 1980
Págs. 220

11.- Kennedy Gorge

Electronic Communication Systems
McGraw-Hill Kogakusha, LTD.
Segunda Edición
Tokio, México, París, Panamá 1977
Págs. 704

12.- Lapatine Sol

Electrónica en Sistemas de Comunicación
Limusa
México, Venezuela, Colombia 1994
Págs. 375

13.- Lathi B. P.

Introducción a la Teoría y Sistemas de Comunicación
Limusa
México, España, Colombia, 1997
Págs. 403

14.- Lemuel Albert Artur

Electronical Communication
Oregon States College
3ª. Edición
United States of America 1961
Págs. 583

15.- Mandl Matthew

Principles of Electronic Communications
Prentice-Hall Inc.
United States of América 1973
Págs. 333

16.- Ortega Lara Lizbeth

Ingeniería de Sistemas de Microondas
E. S. I. M. E.
México 1985
Págs. 455

17.- Stremier Ferrel G.

Introducción a los Sistemas de Comunicación
Addision Wesles y Longman
Tercera Edición

México 1998

Págs. 750

- 18.- Schwartz Mischa
Information, Transmission, Modulation and Noise
McGraw-Hill Book Company
United States of America 1980
Págs. 634

- 19.- Tomasi Wayne

Sistemas de Comunicación Electrónicas
Segunda Edición
Prentice Hall
México, New York, Londres, Tokyo 1996
Págs. 843

GLOSARIO

- APK Modulación de Amplitud de Fase
- ASK Modulación por Interrupción de Amplitud
- BLI Banda Lateral Inferior o canal invertido
- BLS Banda Lateral Superior o canal Directo
- BLU Banda Lateral Unica
- BLUPS Modulación de Banda Lateral Unica y Portadora Suprimida
- BPF Filtro Pasa Bajas
- BPRZ-AMI Codificación Inversión de Marca Alterna con Regreso a Cero Bipolar
- B6ZS Sustitución Binaria de 6 Ceros
- CCIR Comité Consultivo Internacional de Radiocomunicación
- CCITT Comité Consultivo Internacional de Telefonía y Telegrafía
- CPFSK Modulación Utilizando dos Frecuencias de Fase Continua
- CW Onda Continua (Continue Were)
- DEPSK Modulación por Cambio de Fase Codificada Diferencialmente
- DPE Densidad Espectral de Potencia Favorable
- FI Frecuencia Intermedia
- FSK Modulación Utilizando dos Frecuencias
- LSB Bit Menos Significativo
- MSB Bit Más Significativo
- MSK Modulación de Mínimo Corrimiento
- NRZ Sin Retorno a Cero
- OP Onda Portadora
- PAM Modulación por Amplitud de Pulsos
- PCM Modulación por Pulsos Codificados
- PDM Modulación por Duración de Pulsos
- PLL Bucle de Enganche de Fase (Phase Locket Loop)
- PPM Modulación por Posición de Pulsos
- PSK Modulación por Cambio de Fase
- QAM Modulación por Amplitud de Cuadratura

QPSK Modulación por Cambio de Fase en Cuadratura
RF Radio Frecuencia
RTI Reflexión Total Interna
SCT Secretaría de Comunicaciones y Transportes
TOV Tubo Amplificador de Onda Viajera
TWT Tubo de Onda Progresiva
UIT Unión Internacional de Comunicaciones
VCO Osciladores de Voltaje Controlado
VN Vapor Normal de la Atmósfera