RESUMEN de la tesis de Roberto Conte Galván, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en FISICA APLICADA con opción en ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, México. Octubre de 1988.

ANALISIS, DISEÑO Y SIMULACION DE SISTEMAS DE RADIO DIGITAL DE MICROONDAS.

Resumen aprobado por

Dr. Arturo Serrano Santoyo.
Director de Tesis.

Se hace un estudio de los sistemas de comunicaciones digitales mediante radios de microondas. Se analizan los distintos tipos de modulación digital empleados comercialmente, sus esquemas y circuitos utilizados. Se estudian también los parámetros atmosféricos que afectan la señal de microondas durante su propagación, principalmente en cuanto a la atenuación por lluvias. Se estudian las características que influyen en el diseño de trayectorias para radioenlaces de microondas. Se analizan las características de la señal en función de su velocidad de transmisión de bits, su ancho de banda y su probabilidad de error asociada al esquema de modulación.

Se presenta un programa de computadora creado para el diseño y simulación de enlaces de radio digital de microondas, tomando en cuenta los principales parámetros que caracterizan a estos sistemas. El programa permite analizar casos particulares en variadas situaciones, que comprenden la confiabilidad del sistema en caso de lluvia, el análisis de obstáculos e inteferencias a las zonas de Fresnel, el diseño de trayectorias adecuadas en base al tipo de terreno bajo el haz, las características de los distintos esquemas de modulación, el cálculo de potencia del enlace, y un pequeño análisis de costos generales al implementar un sistema similar.

Este trabajo es el primero de una serie de estudios que se pretenden llevar a cabo en el Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones. El objetivo es analizar la problemática de la transmisión de grandes cantidades de información digital a través de los distintos canales de transmisión, y las ventajas y desventajas de cada uno de ellos. En este trabajo se estudia la transmisión de datos mediante sistemas de radio de microondas.

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y
DE EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA

DIVISION DE FISICA APLICADA

DEPARTAMENTO DE
ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

ANALISIS DISEÑO Y SIMULACION DE SISTEMAS DE RADIO DIGITAL DE MICROONDAS

TESIS

Que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de Maestro en Ciencias presenta

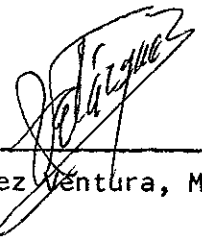
ROBERTO CONTE GALVAN

Ensenada, B.C., Octubre de 1988

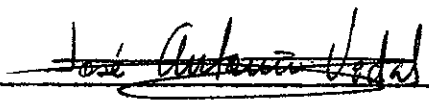
TESIS APROBADA PARA SU DEFENSA POR:

Dr. Arturo Serrano Santoyo, Director del Comité

M.C. David Covarrubias Rosales, Miembro del Comité

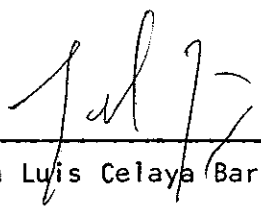


M.C. Arturo Velázquez Ventura, Miembro del Comité



M.C. José Antonio Vidal Villegas, Miembro del Comité

M.C. Moisés Castro Delgado, Jefe del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones



Dr. Martín Luis Celaya Barragán, Director de la División de Física Aplicada

M.C. Cuauhtémoc Nava Button, Director Académico

Tesis presentada en Octubre 14, 1988

D E D I C A T O R I A

A Olimpia, quien con su amor y cariño siempre me apoyó y me impulsó a trabajar más y mejor, a pesar de la distancia. Por su paciencia y confianza en mí, le dedico este trabajo y le estaré siempre agradecido.

A mis padres, Dr. Oscar Conte H. y Martha G. de Conte, cuyo ejemplo he tratado de seguir siempre, y quienes me enseñaron el valor del estudio y de la superación personal.

A mis hermanos, por su apoyo y confianza constantes durante tanto tiempo lejos de ellos.

A mis amigos del CICESE, con quienes he compartido tantos momentos felices, y quienes me han enseñado, entre otras tantas cosas, el valor de la sencillez y la amistad, el trabajo en equipo, y a conocerme y ubicarme mejor dentro de mi realidad.

A G R A D E C I M I E N T O S

A mi Director de Tesis, Dr. Arturo Serrano, por los conocimientos transmitidos durante mis estudios, así como por su honestidad y su constante apoyo y asesoría durante el desarrollo de este trabajo.

A mi amigo y asesor M. en C. David Covarrubias, quien me alentó a venir e hizo posible mi estancia en el CICESE a pesar de las dificultades encontradas, así como por la revisión y sugerencias a la versión final de esta tesis.

A los miembros de mi comité de tesis, M. en C. Jose Luis Medina, M. en C. Arturo Velázquez, y M. en C. Antonio Vidal, por la revisión, crítica y aportaciones a la tesis.

A mis maestros y compañeros de estudios, por lo mucho que aprendí de cada uno de ellos.

A Ma. Eugenia Navas, por los dibujos realizados, y a todos aquellos que, directa o indirectamente, contribuyeron a la realización de este trabajo de tesis.

Al CICESE por darme la oportunidad de crecer en todos aspectos, y al CONACyT por el apoyo económico brindado durante mis estudios.

A todos mis amigos y personal del CICESE.

CONTENIDO

		Pagina
I	INTRODUCCION GENERAL.	1
II	ANALISIS DE RADIO DIGITAL DE MICROONDAS (RDM) .	8
	II.1 Técnicas de Modulación Digital :	8
	II.1.1 Esquemas de Modulación Binarios.	10
	II.1.2 Técnicas de Modulación en Cuadratura.	23
	II.1.3 Esquemas de Modulación Múltiple (M-arios).	28
	II.1.4 Eficiencia Espectral en Ancho de Banda.	47
	II.2 Aspectos de Propagación :	60
	II.2.1 Análisis de Aspectos Atmosféricos.	62
	II.2.2 Cálculo de Trayectorias.	73
	II.2.3 Cálculo del Enlace.	81
	II.3 Subsistemas de Radios Digitales de Microondas:	90
	II.3.1 Subsistemas de Banda Base (BB).	93
	II.3.2 Subsistemas de Frecuencia Intermedia (FI).	98
	II.3.3 Subsistemas de Radiofrecuencia (RF).	102
	II.4. Consideraciones en Enlaces de Radio Punto a Punto.	117
III	DISEÑO DE SISTEMAS DE RADIO.	124
	III.1.- Desarrollo de Programas de Computadora.	127
	III.2.- Simulación de Sistemas de RDM.	134
	III.3.- Ejemplo de Diseño para Transmisión Digital.	135
IV	CONSIDERACIONES TECNICO-ECONOMICAS EN EL DISEÑO Y APLICACION DE SISTEMAS DE RADIO DIGITAL DE MICROONDAS (RDM).	151
V	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.	156
LITERATURA CITADA		161
APENDICE I.-	Manual de Operación de los Programas de Computadora.	164
APENDICE II.-	Estado del Arte en Radio Digital de Microondas.	169

LISTA DE FIGURAS

Figura		Pagina
1	Elementos de un sistema de radio de microondas.	5
2	Modulador ASK mediante conmutación de un FET.	12
3	Circuito detector de envolvente.	13
4	Modulador FSK con FETs.	15
5	Oscilador controlado por voltaje.	16
6	Lazo de amarre de fase (PLL).	18
7	Modulador BPSK a base de FETs.	19
8	Modulador balanceado de anillo para BPSK.	20
9	Diagrama a cuadros de un demodulador BPSK.	21
10	Período y frecuencia fundamental en una serie de bits.	24
11	Constelaciones de Esquemas de Modulación Múltiple.	25
12	Esquema simple de modulación en cuadratura.	26
13	Diagrama a bloques de un Modulador QPSK.	30
14	Constelación QPSK.	30
15	Demodulador QPSK.	32
16	Modulador de 8-PSK.	35
17	Tablas de verdad y ejes en 8-QPSK.	35
18	Tabla de verdad y constelación en 8-PSK.	36
19	Diagrama a bloques de un demodulador de 8-PSK.	37
20	Tablas de verdad y Constelación de 16-PSK.	38
21	Modulador de 8-QAM.	39
22	Tabla de verdad y Constelación de 8-QAM.	40
23	Diagrama a bloques de un modulador de 16-QAM.	41
24	Tablas de verdad de 16 QAM y Constelación.	42
25	Diagrama a bloques de un Demodulador de 16-QAM.	44

LISTA DE FIGURAS (Continuación).

Figura		Pagina
26	Detección de fasores en 16-QAM. a) Regiones de Reconocimiento. b) Error en fase. c) Error en Ganancia de canales. d) Saturación del Amp. de potencia en Transmisión.	45
27	Espectro transmitido y límites autorizados.	52
28	Espectro de un filtro de caída cosenoidal.	53
29	Detección del pulso y probabilidad de error.	55
30	Desviación del haz por refracción y reflexión.	60
31	Regiones climáticas de la República Mexicana.	69
32 a)	Regiones climáticas mundiales (Freeman, 1987).	70
32 b)	Coeficientes de absorción por gases (Freeman,1987)	71
33	Zonas de Fresnel rodeando el haz directo.	75
34	Reflexión Terrestre.	79
35	Determinación del coeficiente de Rugosidad.	79
36	Niveles de potencia en un enlace de radio.	83
37	Etapas de frecuencia en Radios de Microondas.	92
38	Diagrama a cuadros de los subsistemas en Banda Base.	94
39	Subsistemas en frecuencia intermedia (FI) y radiofrecuencia (RF).	99
40	Ubicación del circulador en un sistema bidireccional.	115
41	Diagrama de flujo del programa *ENLACE*.	131

LISTA DE TABLAS

Tabla		Pagina
I	Designaciones Binarias Equivalentes de la CCITT.	16
II	Probabilidad de error en técnicas de modulación digital.	57
III	Comparación entre las distintas técnicas de modulación digital.	59
IV	Indices de lluvia y refractividad por regiones del país.	64
V	Valores de los índices a_v, a_h, b_v y b_h.	70
VI	Indices de rugosidad en distintos tipos de terreno.	80
VII	Comparación entre distintos sistemas de RDM.	112
VIII	Comparación entre antenas a distintas frecuencias.	113

ANALISIS, DISEÑO Y SIMULACION DE SISTEMAS DE RADIO DIGITAL DE MICROONDAS.

I INTRODUCCION.

Desde la primera transmisión inalámbrica por Marconi, los sistemas de radio han servido para conectar dos o más puntos alejados entre sí. Esto se ha logrado mediante la utilización de transmisores y receptores de radio que han ido mejorando a la par con la tecnología, y que han aumentado tanto en calidad como en eficiencia.

Con el correr de los años se han llegado a desarrollar sistemas de radio punto a punto que cumplen con el objetivo inicial de unir a dos puntos mediante ondas de radio, y de acuerdo a las necesidades surgidas, han aumentado las bandas de frecuencia de manera que desde hace decenas de años se tienen radios con gran capacidad de transmisión.

Este es el caso de las microondas, que fueron desarrolladas inicialmente durante la segunda guerra mundial, aplicadas primero a sistemas de radar y posteriormente a las telecomunicaciones. Estas últimas involucran el uso de sistemas electrónicos de altas frecuencias, los cuales son ideales para la transmisión de señales con gran ancho de banda, como son la multicanalización de canales telefónicos o la transmisión de señales de video.

Ultimamente ha crecido el interés por desarrollar sistemas de radio que unan dos o más fuentes de información

digital que utilizan un ancho de banda amplio, como redes de datos, computadoras o conmutadores telefónicos digitales. También se utilizan en la transmisión de video digital, aunque en mucho menor grado. La historia de las comunicaciones digitales no es nueva, ya que de hecho el primer sistema eléctrico de comunicaciones que existió, el telégrafo, es digital. Esto es debido a que el código Morse que se utilizó (y sigue utilizando) es binario. Esto implica el uso de señales conmutadas en amplitud, donde un voltaje significa que hay un pulso (uno binario), y la ausencia de voltaje implica la ausencia del pulso (cero binario). La decisión de cómo acomodar los pulsos, o su longitud, dependió de Samuel Morse, su inventor, el cual creó el primer código binario utilizado para comunicación eléctrica. A partir del código Morse se han desarrollado otros, más eficientes, pero con la misma finalidad: transmitir información en forma binaria.

El desarrollo de radios digitales no es algo reciente. Las técnicas de digitalización han mejorado con el paso de los años, además del desarrollo de la modulación por codificación de pulsos (PCM), que es la base de las comunicaciones digitales telefónicas. Lo que sí es reciente es su aplicación en sistemas de radio de microondas. Anteriormente, los radios de microondas se utilizaban exclusivamente para transmisión de canales de voz multicanalizados analógicamente (FDM), pero con el avance de la tecnología digital, se hizo necesaria una nueva manera de multicanalizar señales discretas, lo cual trajo el método de

multicanalización por división de tiempo (TDM), donde se pueden acomodar varios canales digitales, no por frecuencia sino por ranuras de tiempo.

Los primeros radios de microondas fueron extensamente utilizados en todo el mundo para transmitir llamadas telefónicas de larga distancia, y se pudo comprobar su utilidad en cuanto al manejo de varios cientos de canales simultáneamente y en ambas direcciones. Las frecuencias utilizadas en estas aplicaciones (banda C) los obligaban al uso de repetidores establecidos a distancias dentro del alcance visual, aproximadamente 50 Km, lo cual implicaba el uso de muchas estaciones repetidoras para cubrir una ruta de larga distancia (Feher: 1979, Dinn: 1979).

Con el advenimiento de los sistemas de satélite, se disminuyó la carga de los radios de microondas, y se contempló la posibilidad de operar a frecuencias mayores (bandas X, Ku y Ka), menos congestionadas y con mayor capacidad de transmisión. Esto, unido al desarrollo que ha tenido la electrónica digital en los últimos 20 años, inició el desarrollo de tecnología que a traído como consecuencia la demanda de sistemas de radio que substituyan algunos servicios de las empresas telefónicas, las cuales no pueden satisfacer enteramente las demandas de servicios digitales que requieren de altas velocidades y gran ancho de banda.

El hecho de trabajar a frecuencias superiores a la banda X limita al sistema de radio de corto alcance a aplicaciones

urbanas (máximo 25 Kms), dependiendo de la frecuencia (18 - 23 GHz). Esto es debido a que las microondas a frecuencias mayores son fácilmente atenuadas por lluvia y factores atmosféricos.

OBJETIVOS .-

Debido a la cada vez mayor demanda de servicios privados de telecomunicaciones, especialmente en cuanto a la transmisión de grandes cantidades de datos, se vió la necesidad de iniciar un estudio de las soluciones alternativas a este problema. Esto se hizo tomando en cuenta las características naturales, técnicas y económicas del tráfico de datos en nuestro país, y se decidió empezar con el estudio de los radios de microondas. Con esta idea en mente se inició el presente trabajo, el cual intenta cubrir los principales aspectos que conforman el análisis, diseño y simulación de sistemas de radio digital de microondas, para aplicaciones urbanas o de corto alcance. El alcance de este trabajo está determinado por la presentación de un estudio serio de propagación, técnicas de modulación digital y sus características, y principalmente, por la contribución al aspecto de análisis y diseño de sistemas de Radio Digital de Microondas, para aplicaciones en la República Mexicana, todo lo anterior auxiliado por el uso de computadora.

Un enlace de radio está integrado por tres partes principales, que son el transmisor, el medio de propagación, y el receptor, las cuales se muestran en la Figura 1.

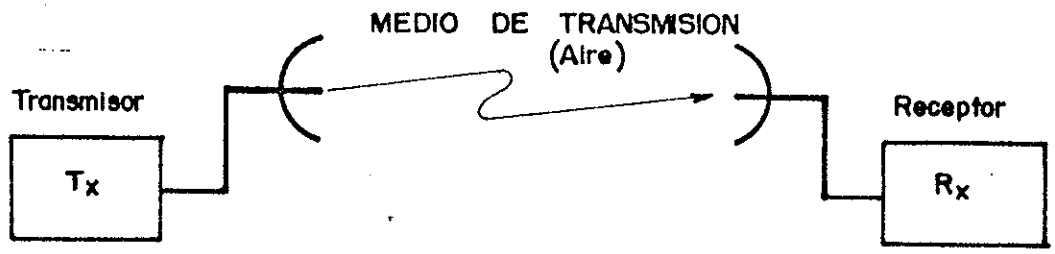


Figura 1. Elementos de un sistema de radio de microndas.

En el presente trabajo se describen las tres partes, sus características, los subsistemas que los componen, y su relación con la potencia de la señal de información. Dado que el principal problema en los radios de microondas se presenta durante la propagación de la señal por la atmósfera, se hizo un estudio sobre sus efectos en la señal y las las causas que los originan. Además se describen las técnicas de modulación digital utilizadas, ya que la calidad del enlace depende en buena medida de las características particulares de cada esquema. Se presentan estas técnicas de la manera más sencilla posible, con el fin de dar una idea bastante completa de la totalidad de las técnicas existentes, y sus características particulares. Por último, se estudian los subsistemas más importantes del sistema general, así como sus parámetros particulares. Todo esto se hizo con el fin de iniciar el estudio completo de un sistema global de comunicaciones, tomando en cuenta la totalidad de sus componentes y las variantes que se pueden ofrecer, así como los parámetros a considerar.

En el presente trabajo, se desarrolló un programa de computadora, llamado ENLACE, que hace los cálculos necesarios

de un enlace de radio digital de microondas de corto alcance, y con el cual se pueden estudiar y simular los distintos casos que se presentan en el diseño de un enlace de radio. Esto se hizo con la idea de tener un programa interactivo, dejando al usuario la completa libertad de tomar en cuenta los parámetros que le considere adecuados y proporcionar datos o situaciones simuladas, con el fin de observar los resultados de cada caso sin necesidad de realizarlos físicamente.

ORGANIZACION .-

En el capítulo 2 se hace el análisis general de los sistemas de radio digital, en el cual se tratan los aspectos siguientes :se analizan las características y circuitos de los distintos tipos de moduladores digitales, así como su eficiencia en el manejo del espectro de frecuencia; se analizan las distintas causas de atenuación y degradación de la señal al propagarse por el medio de transmisión, en este caso la atmósfera; se describen los componentes más importantes en las etapas de banda base, frecuencia intermedia y radiofrecuencia, tanto en transmisión como en recepción; y finalmente los puntos a considerar en enlaces de radio punto a punto, con un enfoque aplicado específicamente a radios de microondas.

El capítulo 3 trata sobre el diseño de sistemas de radio por computadora, en base a lo explicado en el capítulo 2, y la posterior simulación de sistemas mediante un ejemplo de diseño utilizando el programa ENLACE, creado con este fin.

El capítulo 4 trata sobre el análisis técnico-económico de sistemas de radio digital de microondas, orientado a proporcionar al ingeniero o diseñador de sistemas una idea de los compromisos que se deben tomar en cuenta al momento de realizar o diseñar sistemas y enlaces de RDM.

En el capítulo 5 se presentan las conclusiones y recomendaciones sobre el trabajo desarrollado en el área de radios de microondas de corto alcance.

Finalmente se incluyen dos apéndices. En el primero se muestran los resultados de una corrida del programa simulando un enlace, así como los pasos para poder usar adecuadamente el programa ENLACE. En el segundo apéndice se muestran algunos sistemas de RDM disponibles comercialmente, los cuales incluyen los últimos avances tecnológicos logrados a la fecha.

II.- ANALISIS DE RADIO DIGITAL DE MICROONDAS .-

En el presente capítulo se analizan detalladamente los aspectos más importantes que intervienen en el diseño de sistemas de radio digital de microondas de corto alcance para enlaces urbanos.

II.1 .- TECNICAS DE MODULACION DIGITAL .-

La modulación digital se define como la modulación de una señal analógica de alta frecuencia por una señal digital de menor frecuencia. El resultado de la modulación digital es una forma de onda analógica, en la cual varían sus características (amplitud, frecuencia, fase) de acuerdo a la señal digital (Oeting, 1979).

Las técnicas de modulación digital tienen varias aplicaciones, como son las comunicaciones vía satélite, la transmisión de datos sobre canales de voz (telefónicos), en telemetría y en radioenlaces digitales de microondas terrestres.

Existen varias razones por las cuales se ha incrementado la popularidad de las técnicas de modulación digital, entre otras:

1) Proporcionan la capacidad de transmitir a altas velocidades digitales, sin aumentar la complejidad de las terminales.

2) Las señales moduladas digitalmente poseen una alta

inmunidad al ruido, ya que tienen sólo determinados niveles de amplitud.

3) Es posible agregar a las señales digitales información redundante para corrección de errores, cifrarlas mediante códigos secretos para protección y seguridad de la información, y dar continuidad e información de la señal a todo momento.

4) Existen comercialmente circuitos integrados que facilitan la multicanalización por división de tiempo.

5) Permiten la obtención de alta eficiencia espectral y mejor utilización del ancho de banda.

6) Permiten la obtención de valores de probabilidad de error a niveles sumamente bajos (1 : 1,000,000,000 ==> 1×10^{-9}) a la vez que mantienen niveles bajos de potencia.

La rapidez con que se han mejorado las técnicas de modulación digital es sorprendente. Los sistemas de microondas que emplean modulación digital fueron inicialmente utilizados en Francia en la década de los años 30's. Esto sucedió en fechas cercanas al desarrollo de PCM, y al igual que PCM, los sistemas digitales de microondas tuvieron un largo período de maduración antes de entrar de lleno a las telecomunicaciones en 1970.

Hasta los años 50's se utilizaron solamente esquemas de modulación binarios, los cuales permitían una eficiencia espectral menor o igual a 1 bps/Hz. A principios de los años 60's se reportaron algunos esquemas de modulación en

cuadratura (QPSK) permitiendo mayor eficiencia espectral, pero solamente hasta principios de los años 70's se inicia la competencia para desarrollar técnicas de modulación digital de niveles superiores, reportándose progresos en 16-QAM, 64-QAM, y últimamente 256-QAM y 1024-QAM.

Esto ha permitido utilizar sistemas de comunicaciones digitales de varios cientos de Mbps, dando gran fluidez al tráfico de datos y canales de voz digitalizados principalmente (Dinn, 1980). También se han hecho transmisiones de video digital en tiempo real, pero los resultados no han sido satisfactorios. Quizás en donde más impacto han tenido los esquemas de modulación digital han sido en transmisión de datos (FSK, BPSK, QPSK), en comunicaciones vía satélite (BPSK, QPSK, 8-PSK), y en radio digital de microondas (FSK, BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM).

A continuación se muestran algunas técnicas de modulación específicas, sus características, y los circuitos que las generan.

II.1.1. ESQUEMAS DE MODULACION BINARIOS.

Existen básicamente tres tipos de modulación digital, los cuales son similares a las técnicas de modulación analógica, y se conocen como Modulación por conmutación de Amplitud (ASK), Modulación por conmutación de Frecuencia (FSK), y Modulación

por conmutación de Fase (PSK). Cada uno de los esquemas anteriores tiene sus características particulares con respecto a eficiencia espectral, probabilidad de error, potencia requerida y complejidad de circuitos, lo cual afecta en gran medida la decisión sobre el tipo de modulación a emplear.

Modulacion por Conmutacion de Amplitud (ASK).-

Este esquema funciona bajo el principio de variaciones discretas en la amplitud de la señal portadora, correspondiendo estas variaciones al nivel de la señal digital modulante (0's o 1's), y variando de esta manera el índice de modulación de la señal. Esto se representa como

$$s(t) = A \operatorname{sen}(\omega t + \theta) \qquad (1)$$

donde $s(t)$ = Señal modulada a transmitir

A = Amplitud máxima de la portadora *(volts)*

ω = Frecuencia angular de la portadora *(rad/seg)*

θ = Angulo de fase de la portadora *(rad)*

El caso más conocido de ASK es el de conmutación binaria, donde A toma solamente valores de Vmax o cero. En el caso de A = Vmax, se considera como un uno binario transmitido, y el caso de A = 0 implica un cero binario. La Figura 2 muestra la forma de onda resultante y el circuito más simple que la genera. La señal resultante es modulada en amplitud y generalmente es de banda lateral doble, aunque a veces se filtra la señal, quedando banda lateral residual. Dado que la información se encuentra contenida en las bandas laterales,

se puede transmitir con portadora suprimida, aumentando la eficiencia en potencia del modulador.

En la Figura 2 el transistor de efecto de campo (FET) se comporta como un interruptor controlado por voltaje, permitiendo el paso o no de la señal de frecuencia intermedia (FI), dependiendo de la señal binaria en su compuerta. La señal resultante pasa por un filtro pasa banda con el fin de eliminar las componentes de frecuencia no deseadas.

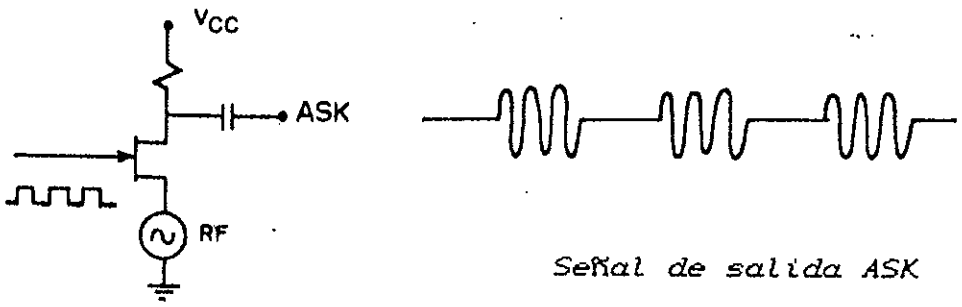


Figura 2. Modulador ASK mediante conmutacion de un FET.

El hecho de que la modulación sea en banda lateral doble implica el duplicar el ancho de banda, desperdiciando potencia, lo que hace que ASK no sea muy atractivo, pero la causa principal por la cual no se utiliza ASK en transmisión de datos es su alta susceptibilidad a la interferencia por ruido, dado que éste se presenta en forma de variaciones aleatorias de amplitud en la señal. La única manera de evitar el ruido es el transmitir con mucha potencia, lo cual lo hace aún menos atractivo. Por esta razón principalmente es por lo que, en la mayoría de los casos, no se utiliza ASK

en transmisión de datos, ya sea mediante sistemas de radio, satélite o cable.

La demodulación de ASK es un proceso bastante sencillo, ya que la forma de onda se comporta como una señal de banda lateral doble, y se recupera de igual manera. Para esto se utiliza un circuito detector de envolvente como el que se muestra en la Figura 3. Aquí se rectifica la señal, y luego mediante la elección adecuada de valores para R y C se recupera la secuencia binaria original.

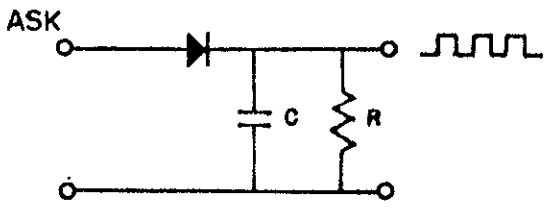


Figura 3. Circuito Detector de Envolvente.

Modulacion por Conmutacion de Frecuencia (FSK) .-

Esto implica la conmutación binaria en frecuencia de dos señales analógicas separadas por Δf Hz, donde Δf es la desviación en frecuencia y tiene un valor pequeño con respecto a la frecuencia portadora central f_o.

En esquemas de FSK es común el especificar el esparcimiento de frecuencias en términos del índice de modulación m_f, definido como

$$m_f = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{\Delta f}{R} = \Delta f \; T \qquad (2)$$

donde Δf = separación de frecuencias (Hz)

f_m = Frecuencia de la señal modulante (Hz)

R = Velocidad de transmisión (bps)

T = Período de duración del símbolo (s)

FSK es una técnica de modulación relativamente simple. Es similar a la modulación analógica en frecuencia, con la diferencia de que aquí la señal modulante es un flujo de datos binario en serie que varía entre dos voltajes discretos en lugar de una señal que varía continuamente.

En FSK binario la frecuencia central o portadora varía con los datos binarios a su entrada. Al cambiar la entrada binaria de uno lógico a cero lógico, la salida de FSK varía entre la frecuencia de uno lógico y la frecuencia de cero lógico. La frecuencia varía cada vez que cambia la entrada. En FSK la velocidad de transmisión es igual a la entrada del modulador que a la salida, en bps (Wayne: 1984, Feher: 1983).

En la Figura 4 se muestra un circuito sencillo de un modulador de FSK a base de FETs. De nuevo los FETs se comportan como interruptores que son activados por el nivel de los bits que llegan al modulador. Cuando se tiene un uno lógico a la entrada, se activa Q_1 y el inversor evita que se active Q_2, con lo cual se transmite solamente la frecuencia f_1. Por el contrario, cuando se tiene un cero lógico a la entrada, no se alcanza a activar Q_1, sin embargo el inversor

hace que si se active Q_2, transmitiendo por lo tanto la frecuencia f_2. El mayor inconveniente de este circuito modulador es el hecho de que requiere de dos osciladores.

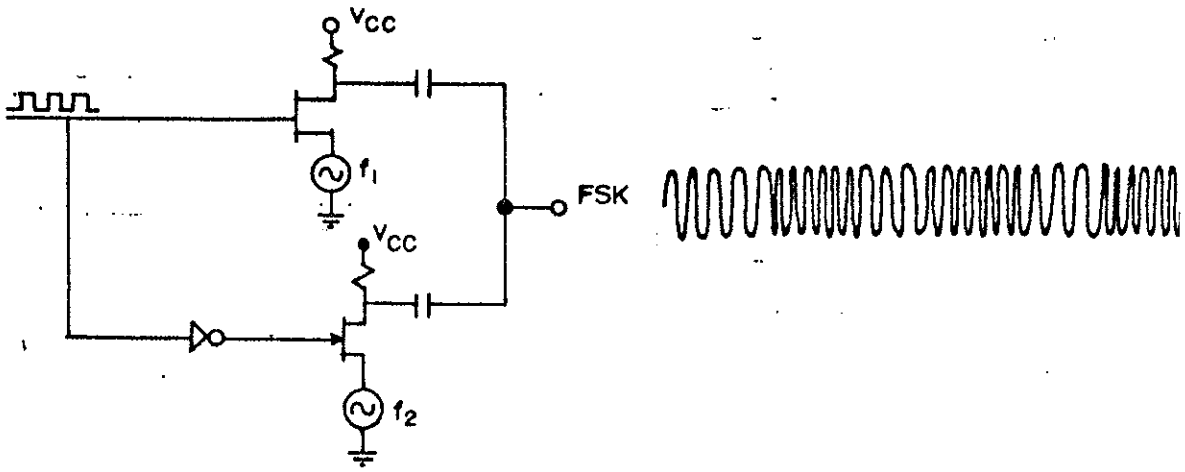


Figura 4. Modulador FSK con FETs.

La causa por la cual se establece que la frecuencia menor se le asigne a un uno lógico, y la frecuencia mayor a un cero lógico, está determinada en base a las normas de equivalencias binarias dictadas por la CCITT (Comité Consultativo Internacional de Telefonía y Telégrafos, Freeman: 1975) , las cuales se muestran a continuación en la Tabla I.

Existe otro tipo de modulador, no tan sencillo pero muy eficiente y de bajo costo, el cual es utilizado en su mayor parte por los radios digitales que transmiten en FSK. Esto se hace mediante un Lazo de Amarre de Fase, (PLL), cuyo elemento fundamental es un oscilador controlado por voltaje (VCO), y el cual se muestra en la Figura 5.

Tabla I. Designaciones Binarias Equivalentes de la CCITT.

Condición Activa	Condición Pasiva
" 1 " Lógico	" 0 " Lógico
Marca	Espacio
Hay Corriente	No Hay Corriente
Voltaje Positivo (+V)	Voltaje Negativo (-V)
Hueco (Papel Perforado)	No Hay Hueco
Condición Z	Condición A
Hay tono (Mod. ASK)	No Hay Tono (ASK)
Frecuencia Menor (FSK)	Frecuencia Mayor (FSK)
Hay Fase Continua (DPSK)	Hay Inversión de Fase

Este oscilador se diseña de manera que tenga una frecuencia central f_o. Al llegar un uno lógico, el nivel alto de voltaje hace que baje la frecuencia $\frac{\Delta f}{2}$ hasta llegar a f_1. Si, por el contrario, se presenta un cero lógico, el nivel bajo de voltaje hace que suba la frecuencia del VCO en $\frac{\Delta f}{2}$ hasta llegar a f_2.

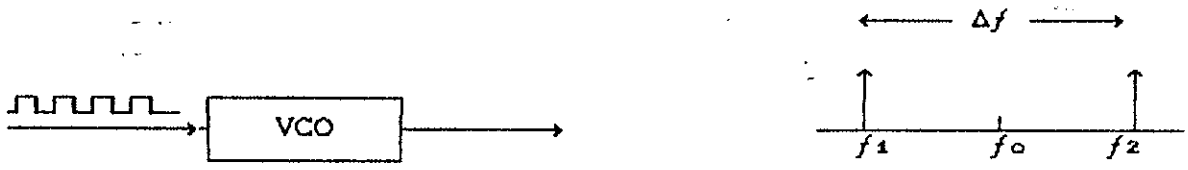


Figura 5. Oscilador Controlado por Voltaje.

De acuerdo a la ecuación 2, el índice de modulación m_f

depende de la máxima desviación de frecuencia Δf. Por lo general, el valor de Δf corresponde al de la frecuencia intermedia (FI). En FM convencional, el ancho de banda es proporcional al índice de modulación. En FSK el índice de modulación generalmente se mantiene debajo de 1.0, produciendo un espectro de FM relativamente angosto.

DEMODULACION EN FSK.- El método más común para demodular señales de FSK es, al igual que en FM convencional, también un PLL. El esquema de demodulación se muestra en la Figura 5, y funciona de la manera que se describe a continuación. El VCO genera una frecuencia central f_o. Al llegar la señal analógica de FSK al comparador de fase, esta señal se multiplica con la del VCO. Dado que FSK tiene frecuencias de f_1 y f_2, y el VCO tiene f_o, del multiplicador sale un voltaje de error de coriente directa (Vcd) correspondiente a la diferencia entre ambas señales. Este voltaje de error hace variar la frecuencia del VCO mientras se acerca a la frecuencia de la señal FSK, hasta alcanzarla, igualando la frecuencia y fase de la señal de entrada. Esto significa que se ha detectado el bit transmitido. Si hay un cambio de uno a cero o de cero a uno, vuelve a cambiar la frecuencia de la señal de entrada, haciendo que otra vez varíe la frecuencia del VCO, obteniéndose de esta manera otro dato binario, y así continúa el proceso mientras dure la transmisión.

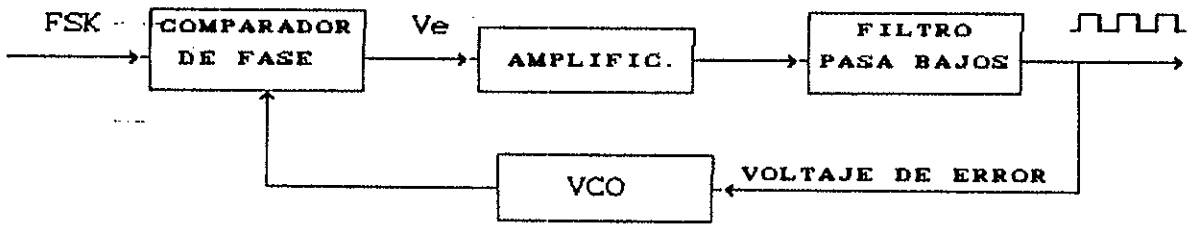


Figura 6. Lazo de Amarre de Fase (PLL).

Generalmenta se añade un amplificador para aumentar el nivel de la señal de error y adecuarla al VCO. También se utiliza un filtro pasa bajas que quita las componentes de alta frecuencia originadas durante el rastreo de frecuencia y durante la multiplicación de señales en el comparador de fase. Este consiste en una red R-C cuya constante de tiempo sea mucho menor que la duración del símbolo. La mayor ventaja de FSK es que depende solamente de variaciones en frecuencia, no de amplitud, lo que lo hace inmune al ruido e interferencia que afectan a ASK.

Existe también una variante de FSK, llamada Modulación por Conmutación Mínima (MSK = Minimum Shift Keying). Este tipo de modulación es idéntico a FSK binario, con la variante de que aquí se realizan cambios de frecuencia de manera continua, sin cambios abruptos entre f_1 y f_2. Para esto se requiere el transmitir con un índice de modulación de $m_f = 0.5$ y utilizar detección coherente (Pasupathy, 1979). MSK tiene mejor comportamiento que FSK en cuanto a probabilidad de error, pero el hecho que requiera circuitos de sincronía eleva su costo, por lo que no se utiliza en sistemas comerciales.

Modulacion por Conmutacion de Fase (PSK) .-

Este esquema tiene como característica que, dependiendo del número de bits a modular en un momento dado, se tiene sólo un número limitado de fases a conmutar. Casi por definición, todos los esquemas de modulación en fase requieren de detección coherente. La forma de PSK más simple es la Modulación por Conmutación Binaria de Fase (BPSK), donde la señal toma una de dos fases posibles, de acuerdo al nivel lógico del bit a la entrada. Si en la entrada hay un uno lógico, se tiene una fase, y si se cambia a un cero lógico, la fase varía 180 grados con respecto a la anterior.

Aparte de BPSK, el cual es coherente, se tiene otro esquema más sencillo, la Modulación por Conmutación de Fase Diferencial (DPSK), la cual es no coherente. En DPSK se usa como fase de referencia la última fase utilizada. Esto es, toma como un cambio de bit la última inversión en fase. Esto hace que tenga menor eficiencia que BPSK, además de que requiere que la información sea codificada diferencialmente.

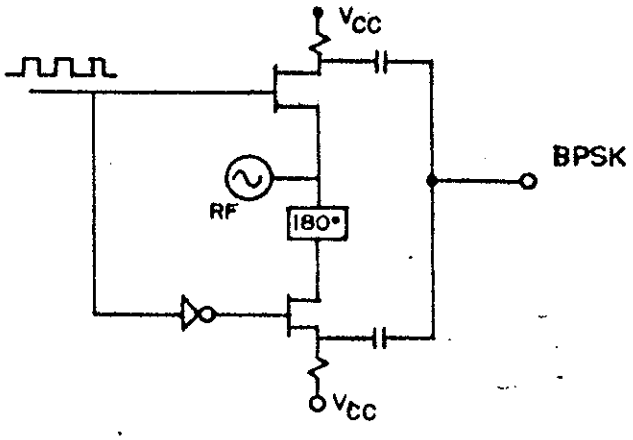


Figura 7. Modulador BPSK a base de FETs.

En la Figura 7 se muestra un circuito muy simple de modulación BPSK, donde se puede ver la diferencia de fases entre las dos salidas.

En este esquema se comparte el mismo oscilador, y se hace que una de las salidas varíe su fase 180 grados. Debido al inversor, siempre estará activo sólo uno de los dos FETs, con la diferencia de fase que corresponde a cada pulso.

Otro tipo de modulador de BPSK utilizado más ampliamente consiste en un modulador balanceado de anillo, y se muestra en la Figura 8. Este modulador balanceado tiene dos entradas: una del oscilador de FI, con la portadora en fase, y otra para las señales binarias. Para que el modulador funcione correctamente se requiere que el voltaje digital de entrada sea mucho mayor que el voltaje pico de la portadora. Esto se hace con el fin de alcanzar los voltajes de polarización necesarios para controlar los diodos. Se recomienda utilizar codificación bipolar de línea para asegurar una mejor conducción de los diodos y transformadores.

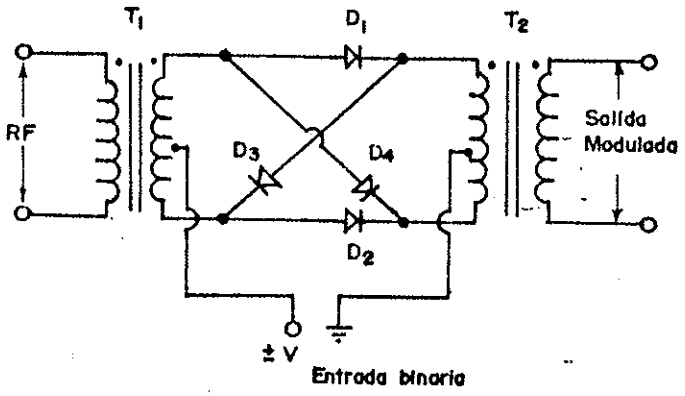


Figura 8. Modulador Balanceado de Anillo para BPSK.

El voltaje del bit polariza los diodos de manera tal que la señal sale con la misma fase (entrada positiva, D1 y D2 conducen), o con la fase invertida (entrada negativa, D3 y D4 conducen). Aquí, al igual que en FSK, el mayor ancho de banda se tiene al presentarse una secuencia alternante de unos y ceros, por lo que la frecuencia fundamental es la mitad de la velocidad de transmisión $\left(\frac{R}{2}\right)$ por lo que el ancho de banda es igual a la velocidad de transmisión. A la salida del modulador balanceado generalmente se encuentra un filtro pasa banda. Este filtro se usa para eliminar las componentes de frecuencia no deseadas, producto de trabajar con elementos no lineales (diodos).

Para demodular BPSK se requiere de un circuito detector coherente de portadora, el cual recupera y regenera la portadora igual en fase y frecuencia a la señal transmitida (ver Figura 9). El modulador balanceado se encarga de la demodulación, al recibir la señal BPSK y la de RF coherente del detector. El filtro elimina los residuos de la manera siguiente, dejando solo la componente de C.D.

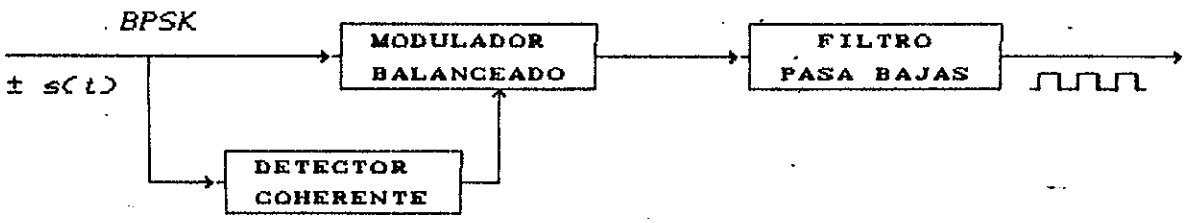


Figura 9. Diagrama a cuadros de un Demodulador BPSK.

Esto se logra al existir uno de dos casos, dependiendo si la señal es de 0 o 180° se tiene una señal positiva (s_1) o negativa (s_2), y se explica de la siguiente manera :

$$\text{Señal BPSK} \longrightarrow s(t) = \pm\, sen\,(\omega t)$$

Caso 1 : bit 1

$$s_1(t) = + sen\,(\omega t)$$

$$s_{det}(t) = sen\,(\omega t)$$

Caso 2 : bit 0

$$s_2(t) = - sen\,(\omega t)$$

$$s_{det}(t) = sen\,(\omega t)$$

Al demodular BPSK se multiplican la señal del detector con la señal incidente, sucediendo lo siguiente :

$$s_1(t) \circ s_{det}(t) = sen^2\,(\omega t) \qquad s_2(t) \circ s_{det}(t) = - sen^2\,(\omega t)$$

$$salida = \frac{1}{2}(1 - cos\ 2\omega t) \qquad salida = \frac{-1}{2}(1 + cos\ 2\omega t)$$

$$salida = \frac{1}{2}\,Vcd = 1\ logico \qquad salida = \frac{-1}{2}\,Vcd = 0\ logico$$

Esto significa que las señales con frecuencia de 2ω se eliminan en el filtro pasa bajas, lo cual entrega valores binarios en forma de pulsos de C.D., en codificación bipolar de línea (*NRZ*, *AMI*, etc.), esto es, codificación con $\pm$ *Vcd* para unos y ceros.

Los códigos bipolares de línea son códigos creados para que sean aprovechadas las ventajas de trabajar con voltajes de distinta polaridad. El código *NRZ* (Non Return to Zero) se basa en un formato donde los unos tienen valores de voltaje de c.d. positivo y los ceros de voltajes de c.d. negativos, y que estos voltajes son continuos durante el ciclo completo de trabajo de la señal digital, variando instantáneamente su

polaridad al cambio de bits. Esto lo hace diferente al código *RZ* (Return to Zero), donde la señal binaria tiene su valor de voltaje positivo o negativo solamente durante una parte de su ciclo de trabajo, mientras que el voltaje vuelve a cero durante la parte restante.

Por otro lado, el código *AMI* (Alternate Mark Inversion) se basa en la idea de que al existir un uno lógico, se tiene un voltaje de corriente directa de un valor dado y polaridad positiva, mientras que un cero lógico tiene un voltaje igual, pero de polaridad negativa. Al existir variaciones entre unos y ceros se varía la polaridad del voltaje, sin existir nunca un voltaje con valor de cero. En este caso, los valores más comunes para *AMI* suelen ser ± 3 *Vcd*.

El uso de códigos bipolares de línea facilita la posterior identificación de las señales binarias, así como el manejo, monitoreo y medición de datos con voltajes de corriente directa a través de transformadores, capacitores y otros elementos que requieren de cambios en la polaridad de la señal.

II.1.2.- TECNICAS DE MODULACION EN CUADRATURA .

Los esquemas de modulación binaria vistos anteriormente tienen la particularidad de que no pueden transmitir a mayores velocidades de transmisión que el ancho de banda asignado. Esto es, que $R\ (bps) \leq B\ (Hz)$. Esto es debido a que se

tiene el máximo ancho de banda al presentarse una secuencia alternante de unos y ceros, siendo la frecuencia fundamental $f_b = \frac{R}{2}$ Hz y el período $T = \frac{1}{R}$ segundos. Dado que el ancho de banda es 2 veces f_b queda $B = 2\left(\frac{R}{2}\right) = R$, lo que significa que el ancho de banda requerido en Hz es igual a la velocidad de transmisión de datos (Rb) en bps.

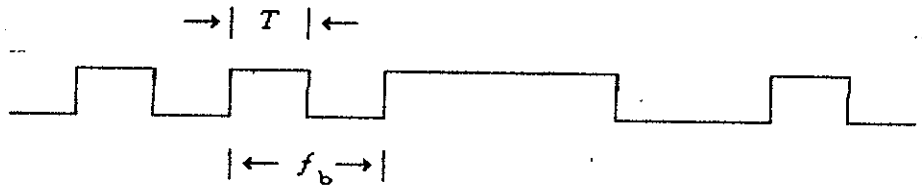


Figura 10. Periodo y frecuencia fundamental en serie de bits.

Cuando se tiene un canal limitado en ancho de banda y se requiere transmitir a altas velocidades, se emplean las llamadas *Tecnicas de Modulacion con Eficiencia Espectral*. Esto es, técnicas de modulación que permiten transmitir más información sobre el mismo ancho de banda, mediante el incremento de bits en un mismo símbolo (*Baud*). Para hacer esto se utilizan las llamadas Técnicas de *Modulacion en Cuadratura*. Esto implica el separar la señal o información binaria en dos flujos de datos, y modularlos con cierta variación en fase uno con respecto al otro, obteniendo un número determinado de fases y uno o varios niveles de amplitud de la señal.

Se denomina modulación en cuadratura debido a que los dos flujos de datos en que se separa la información se colocan a

90° grados uno del otro, realizándose una suma vectorial de los dos componentes, dando origen a un punto en una constelación. Se denomina *Constelacion* a la representación gráfica de todos los puntos posibles que puede tomar la señal dentro del cuadrante, en base a los niveles y fases de la señal resultante de la modulación en cuadratura (Sklar: 1988, Leuenbergen: 1986, Noguchi:1986).

Una constelación está formada por dos canales; el canal en fase al oscilador (canal I), y el canal en cuadratura (canal Q), que se encuentra a 90° de la fase del oscilador.

En la Figura 11 se muestran varios ejemplos de constelaciones.

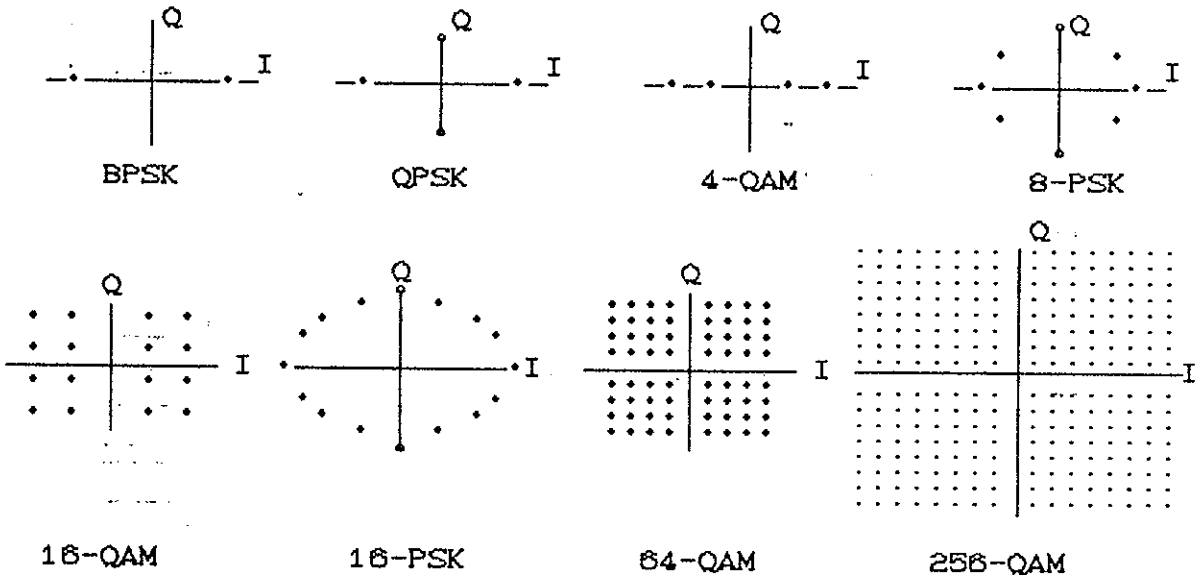


Figura 11. Constelaciones de Esquemas de Modulacion Multiple.

En la figura 12 se muestra la manera en que se realiza la separación del flujo de datos en dos canales distintos opuestos en fase. El primer paso para la modulación en cuadratura consiste en convertir el flujo de datos serie a

paralelo. Para hacer esto se usan circuitos lógicos comunes, y dependiendo del nivel de modulación se obtiene el tamaño de palabra en paralelo. Al tener la señal en paralelo, se separa en dos canales de igual tamaño, los cuales se denominan ahora como canal I y canal Q. El siguiente paso consiste en pasar ambos canales por convertidores Digital/Analógico (D/A), donde cada canal pierde su forma digital y se convierte en una señal de corriente directa. Esta señal se pasa luego por un filtro pasa bajas con el fin de quitar las componentes de frecuencias altas y dejar pasar solo las de C.D.

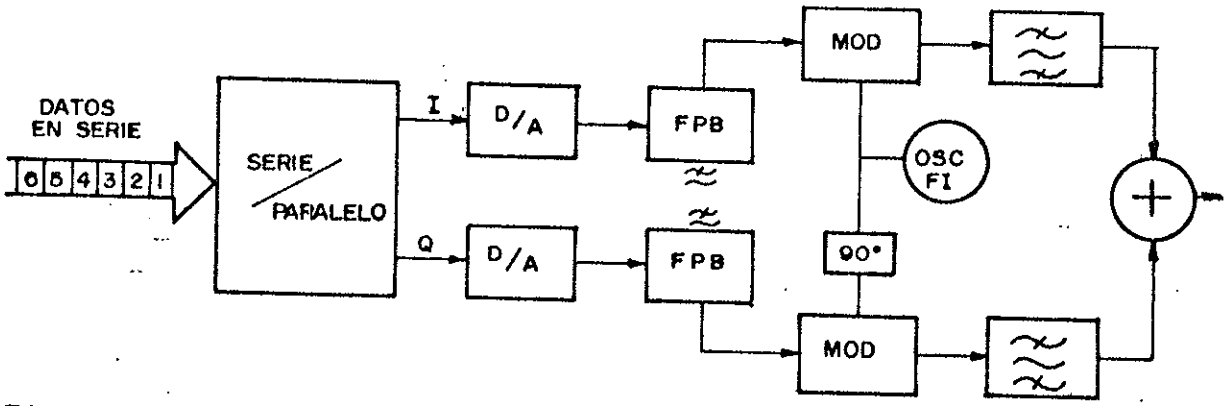


Figura 12. Esquema simple de modulación en cuadratura.

Este filtro es muy importante, ya que también es el que dá forma a la señal. Es muy importante el que los circuitos serie-paralelo y convertidor D/A trabajen con el mismo circuito temporizador (reloj) en ambos canales (I y Q), ya que deben estar perfectamente sincronizados para no transmitir información equivocada, producto de una suma de canales de distinta secuencia.

El oscilador local de frecuencia intermedia (FI) genera una señal senoidal, la cual se aplica en fase al modulador balanceado del canal I, y se aplica con una variación en fase

de 90° al modulador balanceado del canal Q. El nivel de los canales I y Q modula la señal de FI de acuerdo a la amplitud de cada señal, y el resultado de ambas modulaciones se suma en un punto dado. Esto corresponde a una suma vectorial, y cada señal resultante es el producto de ambos canales en magnitud y fase. Dependiendo del nivel de modulación en cuadratura utilizado, se tiene el número de fases y amplitudes discretas obtenidas en este proceso. La señal resultante se pasa por un filtro pasa banda que tiene el ancho de banda de la señal , y el cual es igual a la velocidad de transmisión en bauds.

En el caso de modulación en cuadratura, se aplican ya los términos de modulación con uso eficiente del espectro de frecuencia, dado que en estos esquemas la velocidad de transmisión en bits/seg sí puede ser mayor que el ancho de banda asignado. Esto es, $R > B$.

Una de las características de la modulación eficiente en ancho de banda es que para lograr una misma tasa de error binario, los esquemas de mayor nivel requieren de transmitir con mayor potencia. Esto resulta en una división entre los distintos esquemas de modulación, con respecto a la eficiencia espectral y la eficiencia en potencia.

Los esquemas de modulación simples son eficientes en potencia pero no en utilización del espectro de frecuencias. Por el contrario, los esquemas de modulación múltiple son eficientes en el uso del espectro, pero al aumentar el nivel

de la modulación (MD, disminuye su eficiencia en potencia. Por ejemplo, en comunicaciones vía satélite se tienen restricciones en cuanto al abastecimiento de potencia, por lo cual se usan modulaciones de bajo nivel, como BPSK y QPSK. Por otro lado, en sistemas de radio terrestre no hay limitaciones en potencia y sí en ancho de banda, por lo cual se requiere de esquemas de modulación múltiple con alta eficiencia espectral.

II.1.3.- ESQUEMAS DE MODULACION MULTIPLE (M-arios).

El término M-ario se deriva de la palabra binario, la cual indica que se tienen dos estados posibles. En sistemas múltiples se tienen M estados posibles, y es por eso que se llaman así. Se puede generalizar diciendo que ASK, FSK y BPSK son sistemas de modulación M-arios, donde M = 2.

Como ya se ha mencionado, en la transmisión digital es frecuente el utilizar las ventajas de la modulación múltiple a niveles mayores que el binario. Por ejemplo, en QPSK se tienen 4 fases posibles, por lo que M = 4, y para 8-PSK se tienen ocho fases posibles, por lo tanto M es igual a ocho.

Matemáticamente se puede demostrar que el nivel M está directamente relacionado con el número de bits que intervienen en un símbolo dado, mediante

$$M = \log_2 N \qquad (3)$$

donde M = número de combinaciones posibles con n bits,

N = número de bits.

Modulacion por Conmutacion de Fase Cuaternaria (QPSK).

En este caso se tiene una técnica de modulación donde se tiene M = 4 fases posibles de la señal. Para que existan 4 fases a la salida deben existir 4 condiciones de entrada. Dado que la entrada es binaria, se requieren N bits que modulen la señal. A partir de la ecuación 3 se tiene que $M = \log_2 N$, si M = 4, entonces N = 2, lo cual implica que se requieren 2 bits para poder modular.

Lo que se hace en QPSK es tomar dos bits en serie y hacer que uno sea el canal I y otro el canal Q. De esta manera se tienen 4 posibles combinaciones (00, 01, 10, 11). Aquí, cada par de bits (dibits) genera una sola fase, por lo que la velocidad de cambio de fase a la salida del modulador es la mitad de la velocidad de transmisión de bits.

La modulación de QPSK se efectúa de la siguiente manera. De la entrada de bits en serie a una frecuencia f_b, se separa la señal en paralelo creando una palabra de dos bits. Cada bit se usa para modular los canales I y Q respectivamente. Dado que se usan señales bipolares ($\pm V$), se tienen cuatro posibles combinaciones de voltajes. Como se explicó en el punto anterior, cada bit modula la señal mediante un modulador balanceado, el canal I en fase con el oscilador y el canal Q a

90° de diferencia. De esta manera se tienen los dos niveles de voltaje (±V) en cada canal. En la Figura 13 se muestra un diagrama a bloques de un modulador QPSK.

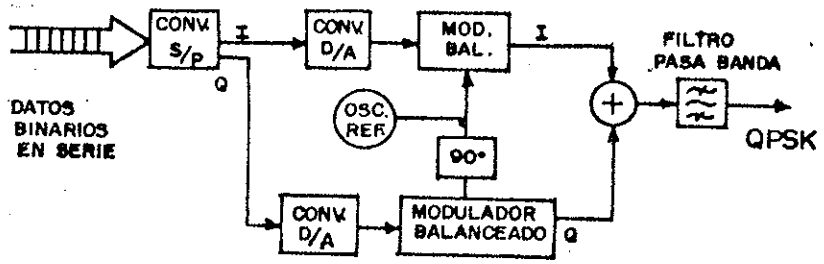


Figura 13 Diagrama a bloques de un Modulador QPSK.

En el canal I se tiene y en el Canal Q se tiene

$+ V \circ sen\ \omega t = + sen\ \omega t$ $+ V \circ sen(\omega t + 90) = + cos\ \omega t$

$- V \circ sen\ \omega t = - sen\ \omega t$ $- V \circ sen(\omega t + 90) = - cos\ \omega t$

En un plano de ejes se tiene que la suma vectorial de ambas entradas es la siguiente,

1 binario = + V, canal I = ± *sen* ωt

0 binario = − V, canal Q = ± *cos* ωt

En el caso de presentarse las cuatro combinaciones, se tendrá la constelación que se muestra en la Figura 14.

00 = (− *sen* ωt) + (− *cos* ωt)

01 = (− *sen* ωt) + (+ *cos* ωt)

10 = (+ *sen* ωt) + (− *cos* ωt)

11 = (+ *sen* ωt) + (+ *cos* ωt)

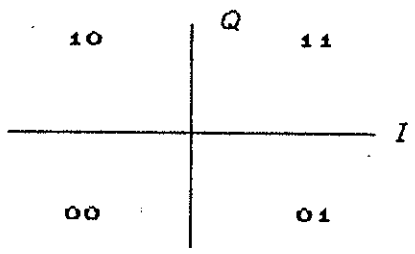


Figura 14. Constelación QPSK.

Una de las principales características de PSK es que todos los vectores son iguales en magnitud mientras que varían en fase. Esta es la mayor diferencia con QAM, donde los vectores (o fasores) varían tanto en amplitud como en fase. Por otro lado se observa que un fasor de QPSK se encuentra a 90° del otro, por lo que puede tener variaciones de hasta 45° a ambos lados, y sin embargo se puede recuperar la información original.

Dado que en QPSK la información se divide en dos canales, la velocidad de transmisión en cualquiera de los canales es igual a la mitad de la velocidad de los bits ($R_c = \frac{R_b}{2}$). Por esta razón la mayor frecuencia fundamental es igual a la mitad de la velocidad de transmisión en cada canal, esto es:

$$f_b = \frac{R_c}{2} = \frac{R_b}{4} \qquad (4)$$

por lo que el ancho de banda requerido es la mitad de la velocidad de transmisión de bits (R_b),

$$B\ (Hz) = 2\ f_b = 2\ (\frac{R_b}{4}) = \frac{R_b}{2}\ (bps) \qquad (5)$$

con lo que se demuestra que en QPSK se requiere menos ancho de banda para transmitir la misma información, o se puede transmitir más información en el mismo ancho de banda.

Asimismo, el mayor ancho de banda se presenta cuando se tiene una secuencia alternante de unos y ceros, o sea 1100. Un ciclo de esta secuencia toma el mismo tiempo que cuatro bits, con lo que se demuestra que la salida de los moduladores balanceados es un cuarto de la velocidad de transmisión de los bits (R_b).

RECEPCION EN QPSK .- En la recepción en QPSK se utiliza un divisor de potencia que separa las señales I y Q a los demoduladores. En la Figura 15 se muestra un diagrama a bloques de un demodulador QPSK. El circuito de recuperación de portadora genera una señal exacta en frecuencia y fase a la portadora de referencia transmitida.

En el caso del canal I este circuito introduce la señal en fase al modulador balanceado y se obtiene una señal resultante de cualquiera de los dos niveles de voltaje definidos (±V), la cual corresponde al bit que conforma el canal I. En el caso del canal Q, se varía la fase en 90° y se introduce la señal en el modulador balanceado, la cual al mezclarse con el canal Q produce a su vez uno de los dos niveles de voltaje que corresponden al bit en Q. Cada uno de estos bits se hace pasar por un filtro pasa bajos, el cual se encarga de eliminar las componentes de frecuencia de la señal demodulada, dejando pasar solamente Vcd.

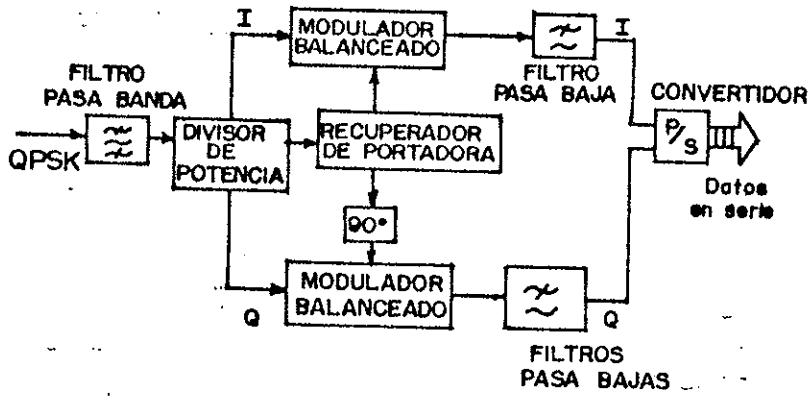


Figura 15. Demodulador QPSK.

Dado que la señal de QPSK es un fasor resultante de la suma de dos componentes, se puede representar como

$$I + Q = \pm \operatorname{sen} \omega t \pm \cos \omega t \qquad (8)$$

Suponiendo que se transmite un 10, en el canal I se tiene $+ \operatorname{sen} \omega t$ y en el canal Q se tiene $- \cos \omega t$. Al multiplicar la señal con la proveniente del circuito regenerador $(\operatorname{sen} \omega t)$ se tiene

$$I = (\operatorname{sen} \omega t - \cos \omega t) \cdot (\operatorname{sen} \omega t)$$

$$= \operatorname{sen}^2 \omega t - \operatorname{sen} \omega t \cos \omega t$$

$$= \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t \right) - \frac{1}{2} \operatorname{sen} (\omega t + \omega t) - \frac{1}{2} \operatorname{sen} (\omega t - \omega t)$$

$$= \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t - \frac{1}{2} \operatorname{sen} 2\omega t - \frac{1}{2} \operatorname{sen} 0^\circ$$

$$= \frac{1}{2} \qquad \underbrace{\qquad\qquad}_{\text{se filtra } (2\omega)} \qquad \underbrace{\qquad}_{\text{cero}}$$

$$I = + \frac{1}{2} Vcd = 1 \text{ lógico.}$$

El análisis es similar en el caso del canal Q.

En el detector se hace la demodulación, dónde se multiplican las dos señales, obteniendo una señal de c.d. y varias componentes de frecuencia, las cuales se eliminan al pasar por el filtro pasa bajos, permitiéndo sólo el paso de la señal de c.d., la cual es uno de los dos niveles reconocibles como señales binarias.

MODULACION POR CONMUTACION DE 8 FASES (8-PSK) .- Esta es una evolución más eficiente de QPSK, donde ahora se tiene el doble de posibilidades de variación de fase, además de una mejor utilización del espectro de frecuencia disponible, con un correspondiente aumento de complejidad en los circuitos moduladores y demoduladores.

Para obtener 8 fases se requiere de la combinación de 3 bits a los que se llama *tribits* ($2^3 = 8$). En este caso se tiene un bit para el canal I, otro para el canal Q, y un tercero llamado *bit de control* (C). De esta manera la velocidad de bits en cada canal es la tercera parte de la velocidad de transmisión ($R_c = \frac{1}{3} R_b$).

Los bits de los canales I y C, junto con Q y $\overline{C}$, se introducen en convertidores digital/analógico (D/A). Dado que cada par de bits (dibit) puede generar 4 niveles de corriente directa, se obtiene una señal de Modulación por Amplitud de pulsos de cuatro niveles (PAM). La entrada de PAM se utiliza para modular la señal de FI que genera el oscilador de referencia (Figura 16).

En 8-PSK se tiene un caso muy especial en cuanto a la suma vectorial de sus componentes. Los bits I y Q determinan la polaridad de la señal resultante, mientras que C y $\overline{C}$ determinan la magnitud. De esta manera de tienen 4 posibles condiciones de salida. Dado que C es opuesto a $\overline{C}$, se

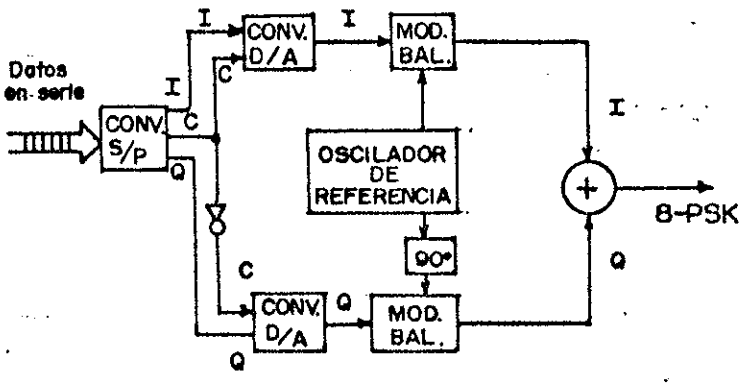


Figura 16. Modulador de 8-PSK.

duplican las posibilidades, como se explica en la Figura 17.

I	Q	Sal
0	0	$-V_1$
0	1	$-V_2$
1	0	$+V_1$
1	1	$+V_2$

I	$\overline{C}$	Sal
0	0	$-V_2$
0	1	$-V_1$
1	0	$+V_2$
1	1	$+V_1$

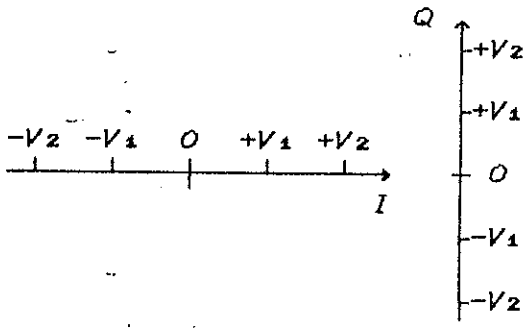


Figura 17. Tablas de Verdad de ejes en 8-PSK.

Dado que se puede tener IQC e IQ$\overline{C}$, cada combinación IQ son 4 distintas posibilidades En la figura 2.1.16 se muestra la disposición de los fasores en la constelación 8-PSK, notándose una diferencia de 45° entre fasores adyacentes. Esto implica el que se puede tener variaciones de hasta ± 22.5° y aún ser identificado como el tribit original. Este margen es menor al permitido en QPSK, pero no llega a ser crítico.

I	Q	C	Fase
0	0	0	-112.5°
0	0	1	-157.5°
0	1	0	+112.5°
0	1	1	+157.5°
1	0	0	- 67.5°
1	0	1	- 22.5°
1	1	0	+ 67.5°
1	1	1	+ 22.5°

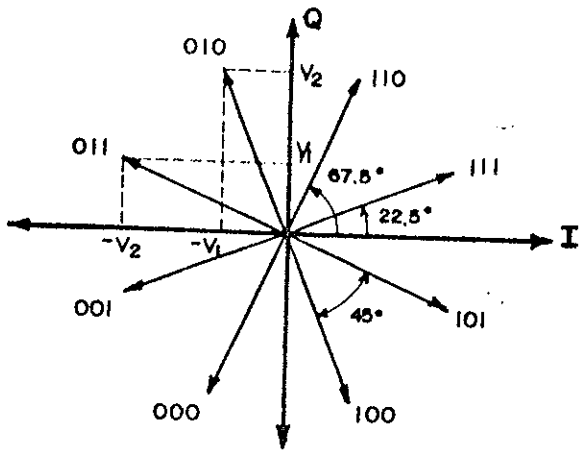


Figura 18. Tabla de verdad y Constelacion en 8-PSK.

En la Figura 18 se observa cuales son las posiciones de los fasores en el cuadrante, y como se compone cada uno en base a la sumatoria de los componentes en cada eje.

De acuerdo a las características de 8-PSK, se tiene que el mayor ancho de banda se presenta cuando se tiene un cambio en fase, y esto sucede una vez cada 3 bits, por lo que la frecuencia fundamental es la sexta parte de la velocidad de transmisión de bits $(\frac{Rb}{6})$. El ancho de banda requerido en 8-PSK es equivalente al doble de la frecuencia fundamental, o sea

$$B = 2 f_b = 2 (\frac{Rb}{6}) = \frac{Rb}{3} (Hz)$$

Esto es debido a que el modulador balanceado en ambos canales genera señales de banda lateral doble.

La eficiencia espectral de 8-PSK se observa directamente, al ver que un símbolo contiene la información de 3 bits, y que un cambio en fase implica el paso de 6 bits.

DEMODULACION DE 8-PSK .- Para recuperar la señal transmitida se requiere de un circuito como el que se muestra en la Figura 19. El circuito recuperador de portadora genera la frecuencia y fase de la señal de referencia. En los moduladores balanceados se elimina la portadora, dejando solamente señales PAM de 4 niveles, las cuales se convierten en señales digitales en paralelo mediante circuitos lógicos comunes. Luego se hacen pasar ambos canales por un convertidor paralelo/serie, reconstituyendo el flujo de datos original.

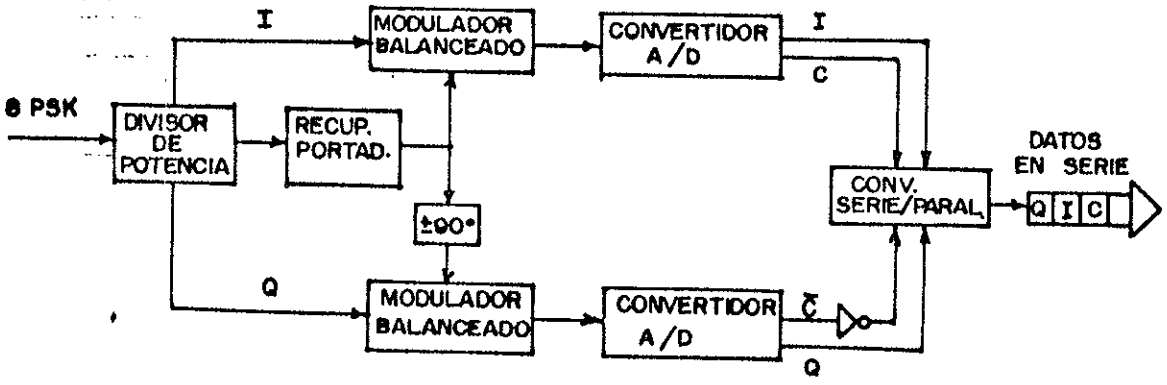


Figura 19. Diagrama a bloques de un Demodulador de 8-PSK.

Modulacion por Conmutacion de 16 Fases (16-PSK) .- Existe otro tipo de modulación múltiple de PSK, donde M = 16, y por lo tanto, se tienen 16 fases posibles. El modulador de 16-PSK actúa en grupos de 4 bits, tomando 2 para el canal I y otros 2 para el canal Q. La fase no cambia sino hasta que entran los cuatro bits al modulador. En la Figura 20 se muestra la constelación de 16-PSK, así como su distribución de bits y tablas de verdad.

bits	Fase
0000	11.25°
0001	33.75°
0010	56.25°
0011	78.75°
0100	101.25°
0101	123.75°
0110	146.25°
0111	168.75°

bits	Fase
1000	191.25°
1001	213.75°
1010	236.25°
1011	258.75°
1100	281.25°
1101	303.75°
1110	326.25°
1111	348.75°

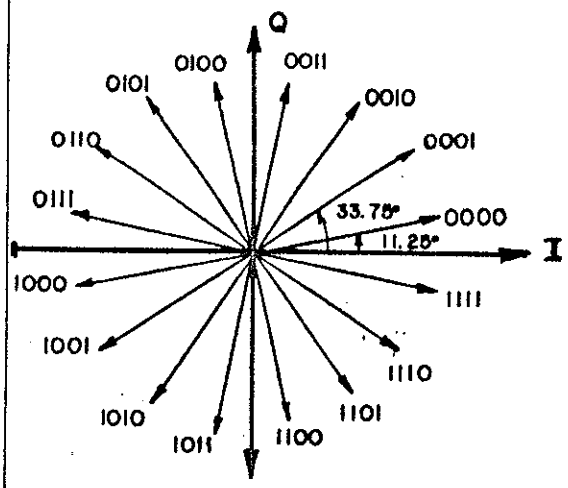


Figura 20. Tablas de verdad y Constelacion de 16-PSK.

Dado que en 16-PSK la diferencia entre fases es de 22.5°, y la fase sólo puede variar 11.75° para cada lado, es fácil que el medio afecte la señal y produzca cambios en fase de esta magnitud. Es por esta razón que este tipo de modulación requiere de mayor complejidad circuital en los circuitos de decisión.

MODULACION POR AMPLITUD EN CUADRATURA (QAM) .-

Como ya se describió antes, la principal característica de QAM es que existen variaciones de amplitud en la señal, aún con la misma fase. Esta es la diferencia de M-QAM con M-PSK, que tiene siempre la misma amplitud y distintas fases, aunque ambas técnicas emplean los principios de modulación en cuadratura.

Modulacion por Amplitud de Cuadratura de 8 fasores (8-QAM) .- En este esquema de modulación M-ario se tiene M = 8. A diferencia de 8-PSK, la salida de un modulador de 8-QAM proporciona una señal que varía en amplitud y fase. La Figura 21 muestra un diagrama a bloques de un modulador 8-QAM. Aquí se observa que al igual que en 8-PSK, se tiene la información de 3 bits que dan forma a una señal de acuerdo a sus combinaciones. La única diferencia entre un modulador 8-PSK y un modulador 8-QAM es el inversor en el bit de control, que en este caso se omite.

Al igual que en 8-PSK se tienen 3 bits (I,Q,C), los cuales se separan en grupos de 2 bits, con el bit de control común a ambos. Estos dos canales digitales entran a conversores serie-paralelo y luego a convertidores D/A, de donde salen cuatro posibles voltajes. Cada uno de estos voltajes modula de manera particular la señal del oscilador de FI, que viene en fase en el canal I y a 90° de diferencia en el canal Q. Al igual que otros moduladores en cuadratura, la salida de los moduladores balanceados en ambos canales se suma, y es aquí donde se determina la amplitud y fase de la señal resultante, la cual se transmite posteriormente.

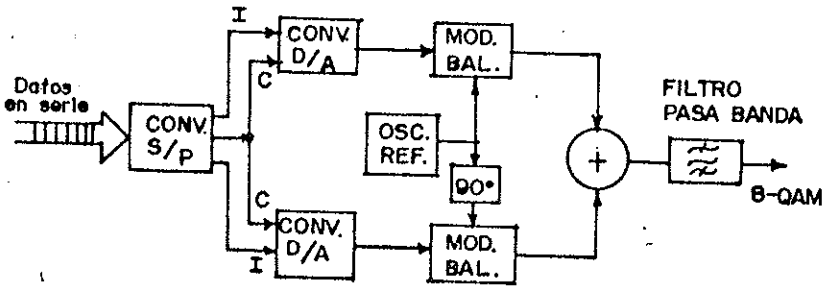


Figura 21. Modulador de 8-QAM.

Como se puede observar en la Figura 21, el conv. D/A proporciona cuatro niveles de voltaje (PAM) que llamaremos $\pm V_1$ y $\pm V_2$, donde $|V_2| > |V_1|$. Al igual que en los esquemas anteriores, se tiene 4 niveles de voltaje en los dos ejes de cuadratura, pero dado que el bit C es común, existen 8 posibles fasores en la constelación, como se vé en la Figura 22, con los valores de $A_1 = \sqrt{2}\, V_1$, y $A_2 = \sqrt{2}\, V_2$.

En 8-QAM, al igual que en 8-PSK, se tienen 3 bits por símbolo, por lo que la velocidad del símbolo es la tercera parte de la velocidad de transmisión de bits ($f_b = \frac{Rb}{3}$). Esto dá por resultado que la mayor frecuencia fundamental sea igual en 8-QAM que en 8-PSK, por lo que el ancho de banda requerido en 8-QAM es igual al de 8-PSK.

I	Q	C	Ampl.	Fase
0	0	0	A_1	-135°
0	0	1	A_2	-135°
0	1	0	A_1	$+135^\circ$
0	1	1	A_2	$+135^\circ$
1	0	0	A_1	-45°
1	0	1	A_2	-45°
1	1	0	A_1	$+45^\circ$
1	1	1	A_2	$+45^\circ$

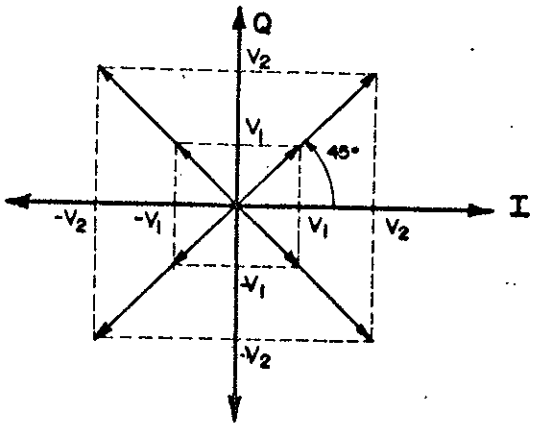


Figura 22. Tabla de verdad y Constelacion de 8-QAM.

La recepción en 8-QAM es idéntica a la de 8-PSK, y se puede utilizar el mismo circuito de la Figura 19 con algunas modificaciones. La diferencia es que los voltajes de salida del conv. A/D son distintos en ambos esquemas. Esto es

debido a que en PSK se requiere que el componente resultante tenga la misma amplitud siempre, mientras que en QAM se trata de obtener distintas amplitudes, y esto se hace en la suma vectorial de ambos canales. Esto obliga a que el factor de conversión de los convertidores A/D sea distinto en cada caso. También debe tenerse precaución de que la salida del demodulador del canal sea C y no $\overline{C}$, como en PSK.

Modulacion por Conmutacion en Cuadratura de 16 fasores (16-QAM).- Al igual que en 16-PSK, en 16-QAM se tiene un esquema M-ario donde M = 16. Esto implica que se deben tener 4 bits para combinarlos y obtener la señal resultante de los 16 lugares posibles en la constelación. En la Figura 23 se muestra un diagrama a bloques de un modulador de 16-QAM.

Lo primero que se hace es pasar el flujo de datos en serie por un convertidor serie-paralelo, con un tamaño de palabra de 4 bits. Se toman los primeros dos bits para el canal I y los dos restantes para el canal Q. Cada canal se hace pasar por un convertidor D/A, del cual salen 4 niveles de voltaje, dependiendo de la combinación de cada par de bits (Leuenbergen: 1986, Sklar:1986, Noguchi:1986, Yamamoto, 1981).

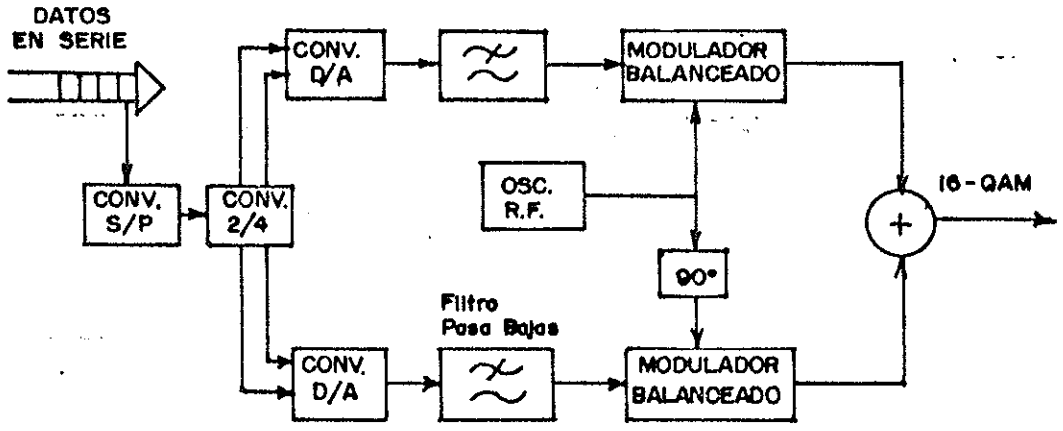


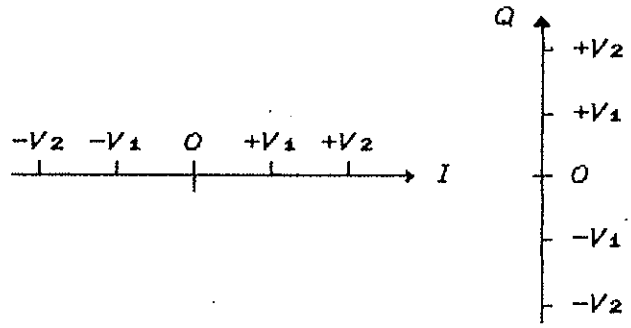
Figura 23. Diagrama a bloques de un modulador de 16-QAM.

A continuación se hacen pasar por un modulador balanceado, donde se le dá forma a la señal proveniente del oscilador de FI, la cual entra en fase al canal I y con una diferencia de 90° al canal Q. Hecha la modulación en cada canal, se suman los componentes, con lo que se obtienen 3 amplitudes y 12 fases distintas.

Como se puede observar, cada canal puede tomar uno de 4 posibles valores de voltaje. Si se grafican estos valores de voltaje en dos ejes opuestos, se observa que al hacer la suma vectorial se obtienen 16 posibles ubicaciones del vector modulado. Esto se muestra en la figura 24.

I	Sal
00	$-V_2$
01	$-V_1$
10	$+V_1$
11	$+V_2$

Q	Sal
00	$-V_2$
01	$-V_1$
10	$+V_1$
11	$+V_2$



I	Q	Ampl.	Fase
00	00	A_3	-135°
00	01	A_2	-165°
00	10	A_2	+165°
00	11	A_3	+135°
01	00	A_2	-105°
01	01	A_1	-135°
01	10	A_1	+135°
01	11	A_2	+105°
10	00	A_2	- 75°
10	01	A_1	- 45°
10	10	A_1	+ 45°
10	11	A_2	+ 75°
11	00	A_3	- 45°
11	01	A_2	- 15°
11	10	A_2	+ 15°
11	11	A_3	+ 45°

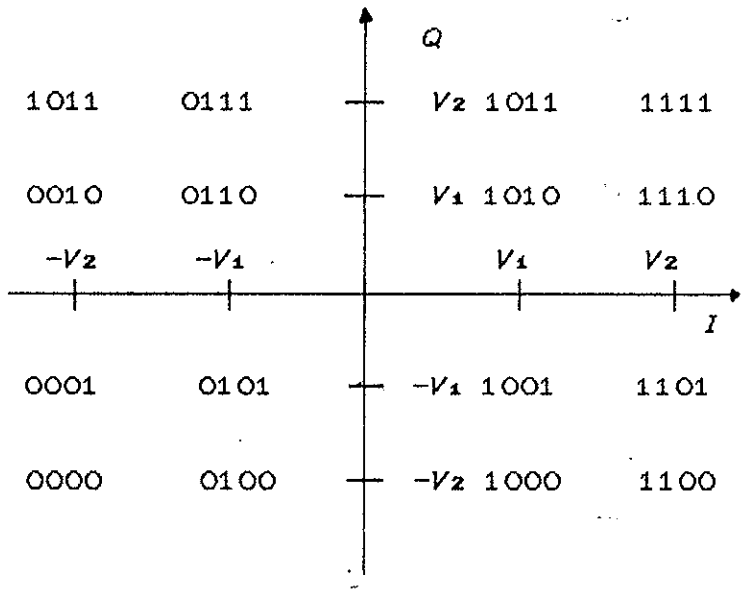


Figura 24. Tablas de verdad de 16-QAM y Constelacion.

Dadó que en 16-QAM se tiene un símbolo por cada 4 bits de información, la velocidad de transmisión de símbolos es igual a la cuarta parte de la velocidad de transmisión R_b. Además, dado que tienen que entrar los dos bits de cada canal al mismo tiempo a ambos moduladores, se requiere que estén sincronizados tanto los convertidores como los moduladores.

También se puede observar que la máxima frecuencia fundamental se presenta al haber una secuencia alternante de símbolos, cuyo caso extremo se dá cada 8 bits, por lo que la frecuencia fundamental es $f_b = \frac{Rb}{8}$.

El ancho de banda requerido entonces es el doble de la frecuencia fundamental, o sea,

$$B = 2f = 2\left(\frac{Rb}{8}\right) = \frac{Rb}{4}\ (Hz)$$

La demodulación de 16 QAM implica el uso de circuitos detectores de fase que regeneran la señal de acuerdo a una señal de referencia. Al inicio la señal de 16-QAM se pasa por un filtro pasa banda, donde se regeneran los símbolos, y se aplica luego a los moduladores balanceados. Aquí se mezclan con la señal portadora generada en el circuito detector. Para el canal I la señal es igual en fase a la referencia, mientras que en el canal Q la señal varía en 90°. A la salida de los moduladores balanceados se tienen señales múltiples, las cuales se filtran luego y se les quitan las componentes de frecuencia, dejándo solamente alguno de los

cuatro niveles de c.d. necesarios para recuperar la señal digital.

En el proceso de demodulación es sumamente importante el filtrado de la señal, ya que de aquí depende que se le pueda detectar o no dentro del ancho de banda asignado y recuperar el símbolo, así como de sincronizar el período del símbolo a los convertidores. El tipo de filtro que se usa más frecuentemente en sistemas digitales es el filtro de caída cosenoidal (*Cosine Roll-off*), el cual dá forma al pulso, y permite un buen filtraje dentro del ancho de banda asignado, evitando así el efecto de interferencia entre símbolos.

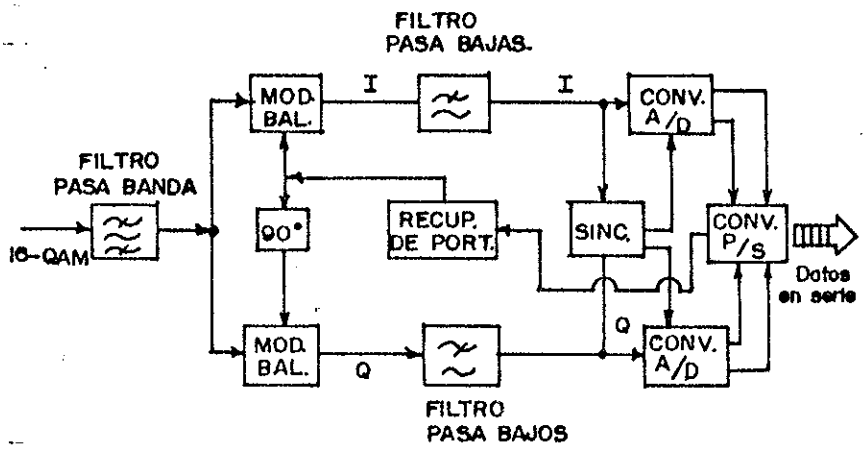


Figura 25. Diagrama a bloques de un Demodulador de 16-QAM.

El proceso de recuperación de la señal debe ser lo suficientemente exacto para mantener un error de fase bajo, tanto en valor fijo como en fluctuaciones instantáneas. Uno de los métodos más exactos de obtener la portadora es mediante un elemento no lineal, de manera que produzca una frecuencia cercana a la portadora de entre varios componentes de

frecuencia, y luego extraer esa línea espectral con un PLL. De esta manera se obtiene una señal igual en fase y frecuencia a la recibida.

El principal problema en la transmisión de QAM de altos niveles (M ≥ 16) es que el detector tiene un area muy pequeña de reconocimiento de la señal. En la Figura 26 se muestran las áreas de reconocimiento de la constelación de 16-QAM. Se puede observar que la región de identificación es relativamente buena en caso de transmisión ideal a niveles bajos de modulación (M = 16), pero es obvio que al aumentar el nivel de modulación, estas regiones disminuyan en área, forzando a que el receptor sea más selectivo, y por ende, más complicado en sus circuitos (Noguchi: 1986, Yamamoto: 1981).

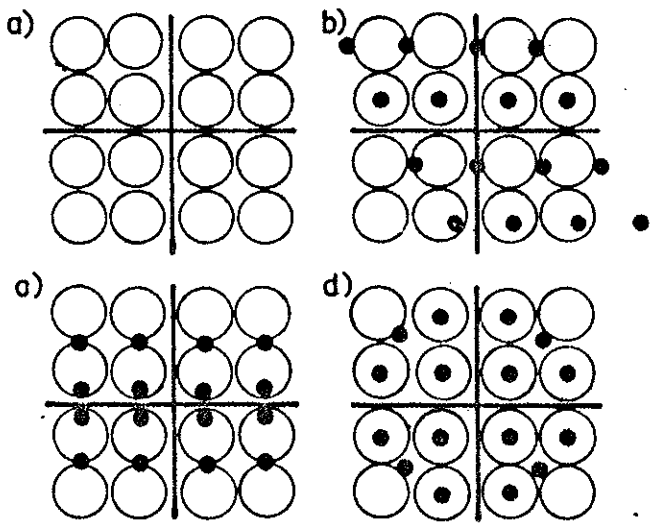


Figura 26. Detección de fasores en 16-QAM. a) Regiones de Reconocimiento. b) Error en fase. c) Error en Ganancia de canales. d) Saturación del Amp. de Potencia en Transmision.

La Figura 26 a) muestra las regiones de reconocimiento en el circuito detector de un demodulador de 16-QAM. Si la señal cae dentro de alguna de estas regiones, se tomará como el símbolo transmitido, y se trata de que tanto en transmisión como en recepción se ubiquen los símbolos dentro de estas regiones. En el inciso b) se muestra una variación en fase de uno de los canales, producto de algún error en la sincronía o a la variación de la fase durante su propagación. En el inciso c) se muestra otra falla posible, ésta debido a diferencias en la ganacia de ambos canales. Esto se puede presentar tanto en el canal I como en el Q, y tanto en transmisión como en recepción. Por último, el inciso d) muestra los efectos de una causa común de error en la transmisión de señales de todo tipo. Esto sucede al trabajar el amplificador de potencia del transmisor en su región de saturación, o no lineal. Aquí se afectan principalmente las señales de mayor amplitud, ya que es donde se acentúa más la no linealidad del amplificador. Esto causa que la amplitud de algunos de los fasores quede por debajo del mínimo requerido en la región de reconocimiento, y se resuelve dejando un intervalo de potencia conocido como "*Back-off*", que asegure que el amplificador trabaje en su región lineal.

Existe también un método desarrollado recientemente para evitar este tipo de problema, en el cual se utiliza una técnica de modulación bastante similar, llamada "*Stepped Square Quadrature Amplitude Modulation*" (SS-QAM). En esta

técnica se evita la constelación cuadrada, como es común en QAM, y se crean nuevos niveles de amplitud y fase, que hacen parecer a la constelación como un cúmulo de puntos distribuídos alrededor del centro.

II.1.4.- EFICIENCIA ESPECTRAL EN ANCHO DE BANDA.-

La eficiencia espectral en ancho de banda (o densidad de información) se usa frecuentemente para comparar el desempeño de una técnica de modulación digital con otra. Esencialmente, es la relación entre la velocidad de transmisión de bits y el ancho de banda mínimo requerido para un esquema de modulación particular. Esta eficiencia generalmente se normaliza a 1 Hertz de ancho de banda, indicando de esta manera la cantidad de bits que pueden propagarse a través de un medio por cada hertz de ancho de banda. Esto se puede representar por

$$\textit{Eficiencia Espectral } (\eta) = \frac{\textit{Velocidad de Transmision (bps)}}{\textit{Ancho de Banda minimo (Hz)}} = \textit{bps/Hz} \qquad (7)$$

Cada esquema de modulación digital tiene sus características particulares con respecto a la eficiencia espectral.

En todo sistema de comunicaciones, una figura de mérito importante es la relación entre la potencia transmitida y el ancho de banda de canal. El objetivo primordial del diseño

del sistema es el utilizar estos dos recursos tan eficientemente como sea posible. En muchos canales de comunicaciones, uno de estos recursos puede ser más difícil de controlar que el otro.

Como ya se definió anteriormente, los esquemas de modulación digital se dividen en dos grupos. Los *eficientes en potencia*, y los *eficientes en espectro*. Se conocen como esquemas eficientes en espectro aquellos que tienen una eficiencia espectral mayor a 2 bps/Hz, y se usan en muchas aplicaciones, sobre todo en la transmisión de datos en canales de ancho de banda limitada. Esta es una de las características principales de los radios digitales de microondas. Esto implica el sacrificar la eficiencia en potencia, a costa de ahorrar ancho de banda. En el caso de eficiencia en potencia, se tiene que, para optimizar el uso del amplificador de potencia, se le hace trabajar en su región no lineal, lo que esparce el espectro de frecuencias de la señal modulada limitada en banda, desperdiciando ancho de banda.

Todo sistema digital de comunicaciones depende en gran manera del modulador y demodulador (MODEM), el cual ejerce influencia directa sobre el desempeño del sistema. Es el MODEM el que define la eficiencia espectral, la potencia requerida y el funcionamiento general del sistema. En esto cuenta no sólo la técnica de modulación empleada, sino también la calidad y sensitividad de los filtros utilizados, tanto en

transmisión como en recepción. A partir de la técnica de modulación empleada, se pueden determinar varios factores que influyen en un sistema de comunicaciones, como lo son su eficiencia espectral, su comportamiento frente al ruido, y la potencia mínima requerida para obtener una probabilidad de error dada. Uno de los principales parámetros para obtener la calidad de un sistema digital es la probabilidad de error en el enlace.

El objetivo principal de la modulación eficiente en espectro es el maximizar la eficiencia espectral en ancho de banda. Un objetivo secundario de dichos esquemas de modulación es el de lograr esta eficiencia espectral con una tasa de error baja y un gasto mínimo de potencia.

De acuerdo a sus características, los esquemas de modulación M-arios siguen el siguiente comportamiento. A medida que aumenta el nivel de M, se dice que el esquema es más eficiente en cuanto a la utilización del espectro (Noguchi 1986). Esto se puede observar a partir de lo siguiente.

$$M = 2^n \qquad (8)$$

$$n = \log_2 M$$

$$R_s = \frac{R_b}{n} \qquad (9)$$

$$\eta = \frac{R_b}{B} = \frac{n\ R_s}{B} \qquad (10)$$

donde M = número de niveles del esquema M-ario

n = número de bits por símbolo

R_b = Velocidad de transmisión de bits *(bps)*

R_s = Velocidad de transmisión de símbolos *(bauds)*

η = Eficiencia espectral en ancho de banda *(bps/Hz)*

B = Ancho de banda del canal *(Hz)*.

Por un lado, esto significa que un mismo símbolo contiene la información de n bits. Esto reduce la velocidad de transmisión a R_b/n, o si se ve de otra manera, se puede transmitir R_b en un menor ancho de banda, esto es, B/n.

Otro tema de importancia es la eficiencia de esquemas de modulación de orden superior a la interferencia. Al aumentar el orden de M, aumenta también la relación portadora/ruido *(C/N)* requerida para obtener un buen nivel de recepción. Los esquemas de bajo nivel (BPSK, QPSK) presentan una relación S/N menor que la mayoría de los sistemas de FM convencionales. Los sistemas de mayor orden también muestran valores comparables, aunque no iguales.

Eficiencia Espectral en Ancho de Banda : El Filtro Optimo .-

El radioespectro se encuentra dividido en varias bandas de frecuencias, las cuales a su vez se dividen en canales con un ancho de banda B. Por ejemplo, las bandas de microondas de los 4, 6 y 11 GHz tienen anchos de banda asignados de 20, 30 y 40 MHz, respectivamente. La *Eficiencia Espectral* η se puede definir entonces como la relación entre la velocidad de transmisión R_b y el ancho de banda B, expresado en bps/Hz. Suponiendo que

$$Rb = \frac{1}{T} \log_2 M \quad (bps)$$

$$\eta = \frac{1}{BT} \log_2 M \quad (bps/Hz) \qquad (11)$$

donde T = Período del símbolo (bauds)

Rb = Velocidad de transmisión (bps)

B = Ancho de banda del canal (Hz)

Los filtros de caída cosenoidal cumplen con el criterio de Nyquist de cero interferencia entre símbolos, pero ocupan mayor ancho de banda que los filtros ordinarios. Esto es determinante en el diseño de radios digitales, ya que un filtro con ancho de banda muy amplio es tan malo como uno muy estrecho. En teoría, BT puede ser tan bajo como 1.0, sin interferencia entre canales adyacentes (ICA) o interferencia entre símbolos (ISI).

Usando filtros de caída cosenoidal, esto podría lograrse usando un factor de $\alpha = 0.0$ (cero exceso de ancho de banda). Dado que esto es imposible, ya que no existen filtros de ese tipo, es más conveniente usar un factor de caída $\alpha = 0.5$, y permitir que el ancho de banda total $(1 + \alpha)/T$ se exceda un poco del valor de B. Las componentes de frecuencia fuera de este ancho de banda están sujetas a restricciones. Estas restricciones se basan en consideraciones de interferencia entre canales adyecentes, que pueden contener modulaciones analógicas o digitales. La Figura 27 muestra la manera como se regula el ancho de banda de las emisiones de microondas por parte de las dependencias federales. Se puede observar como

existe un ancho de banda fijo desde potencias altas hasta potencias relativamente bajas. A partir de

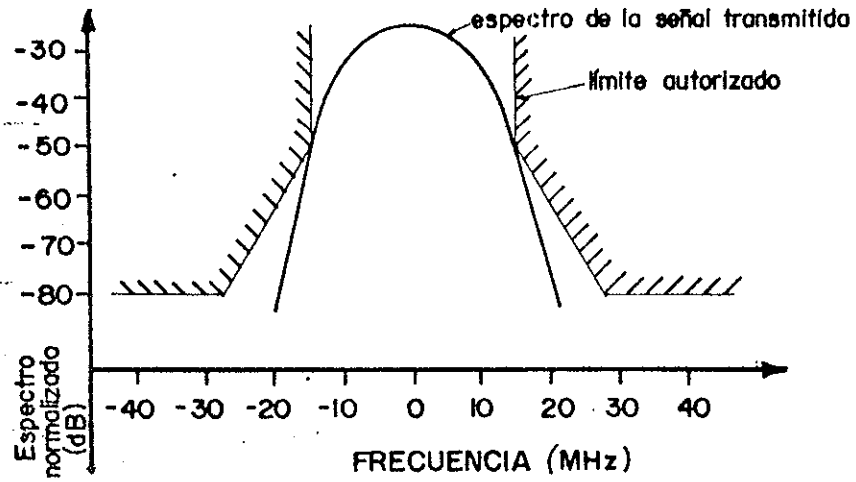


Figura 27. Espectro transmitido y límites autorizados.

cierto nivel, se amplían cada vez más. Esto es porque, por un lado, es imposible construir un filtro que tenga una pendiente infinita (respuesta abrupta), y por otro lado, a estos niveles de potencia, se supone que la interferencia que podría existir entre canales adyacentes tendría un efecto muy débil.

La Figura 28 muestra como varía el ancho de banda de una señal dependiendo del factor de caída α de un filtro de caída cosenoidal. Este valor α significa la relación de exceso que tiene un filtro con respecto a su frecuencia teórica. Se puede observar que un filtro con un $\alpha = 0$ es un filtro ideal con pendiente infinita, y que permite solamente el paso de frecuencias dentro de su ancho de banda, con la particularidad de que tiene su punto de corte en el límite mismo del canal. Se tienen además otro valores de α, los cuales varían desde

0.0 hasta 1.0. Un factor de 1.0 implica que el filtro tiene una pendiente muy suave (no abrupta), que no es muy selectivo, y que ocupa el doble del ancho de banda que tiene permitido (un exceso del 100%).

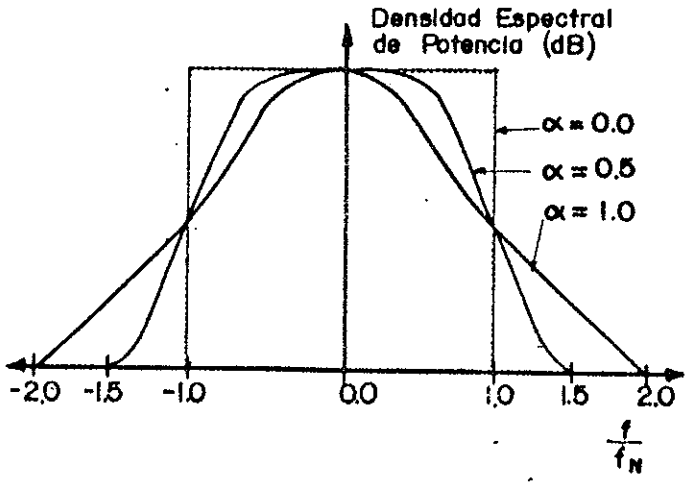


Figura 28. Espectro de un filtro de caída cosenoidal.

La práctica ha demostrado que un buen valor de α es 0.5, ya que aunque no es muy selectivo, si cumple bien su función, además de que el hecho de hacer un filtro con mayor selectividad implica diseños más complicados, y por lo tanto muy costosos. De aquí se puede afirmar que con un $R_s = 3B/4$ y un factor de $\alpha = 0.5$ se pueden cumplir los requerimientos comerciales y gubernamentales (Feher: 1983, Ha: 1986, Watson: 1986). El resultado de la ec. 4 con los valores mencionados es de $3/4 \log_2 M$, de manera que los sistemas que usan 4, 16, 64 y 256 niveles tienen eficiencias espectrales de 1.5, 3.0, 4.5 y 6.0 bps/Hz, respectivamente. A continuación se presentarán en forma más extensa aspectos sobre la función de los filtros en los sistemas de radio digitales, principalmente en cuanto a

detección y reconocimiento del pulso, y características del filtro óptimo.

En la etapa anterior al modulador en transmisión, y posterior al demodulador en recepción, se tienen filtros de coseno elevado. Uno de los objetivos de estos filtros es el de eliminar componentes no deseados en la señal, aunque quizás el más importante es el que estos filtros se utilizan para dar forma a la señal binaria, es decir, regenerar al pulso, y de esta manera reconocer qué caso se tiene, si un uno o un cero binario, evitando de esta manera la interferencia entre símbolos.

En el caso de la modulación binaria, los mensajes se transmiten mediante dos pulsos solamente. Uno de los pulsos se presenta como un pulso y el otro como la ausencia del pulso, ambos con una misma duración de T segundos En este caso no importa detectar la forma de onda, dado que ésta ya se conoce. Se desea determinar si el pulso está presente o no. Por esta razón, el detector en el receptor debe ser un dispositivo capaz de decidir. Debe examinar el contenido de la señal de entrada cada T segundos y después decidir si el pulso está presente o no. El detector óptimo será aquel con la menor probabilidad de error al hacer una decisión. Esta se puede facilitar si se pasa la señal por un filtro que acentúe la señal útil y suprima al mismo tiempo el ruido. El objetivo del filtro óptimo es el de incrementar la componente de la señal y reducir la componente del ruido al mismo tiempo.

La detección mediante el filtro óptimo es la más indicada en sistemas lineales. En general se puede encontrar un sistema mejor si no se restringe a sistemas lineales, aunque se ha demostrado que cuando el ruido es gaussiano, el receptor con filtro óptimo es el más adecuado.

El filtro óptimo se diseña para optimizar la relación señal a ruido. Para lograr esta decisión, se requiere definir dónde tomar la muestra y comparar. Dado que el ruido viene en forma aleatoria y su distribución más observada es de forma gaussiana, se requiere calcular la probabilidad de error al tomar el ruido como señal o al confundir la señal como ruido.

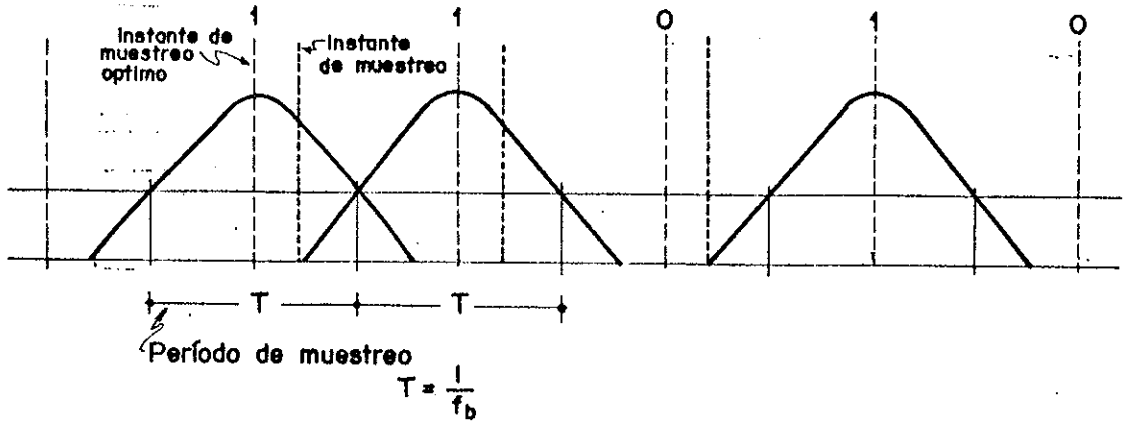


Figura 29. Deteccion del pulso y probabilidad de error.

La Figura 29 muestra la forma como actúa el filtro para regenerar la señal, y luego la relación entre el período del pulso y la frecuencia de muestreo con que se hace la comparación. Tanto en transmisión como en recepción se requieren referencias de frecuencia y sincronía. En recepción estas referencias se deben tomar de la señal

entrante y deben ser lo más precisas posible, ya que los errores en la referencia recuperada causan problemas al funcionamiento del sistema en general.

La red de conformación del pulso (*filtro*) en transmisión está diseñada para dar forma al pulso que entrará al modulador y para suprimir la energía de señales fuera del ancho de banda de canal asignado. En el receptor ésta red está diseñada para dar aún más forma al pulso transmitido, rechazar el ruido fuera de banda y suprimir la interferencia entre canales adyacentes (ICA) La señal resultante a la salida del receptor es muestreada a los intervalos apropiados de tiempo y las decisiones de datos son hechas por los circuitos de detección y decodificación. Un factor importante dentro de la selección de estos parámetros es la sensitividad de varias formas de modulación y formas de pulso al error en las referencias locales.

Eficiencia Espectral en Ancho de Banda: Probabilidad de Error.

Se han visto ya los diversos factores de que depende la probabilidad de error al detectar una señal binaria en forma de pulso, así como los distintos tipos de modulación digital que se utilizan actualmente en sistemas de radio digital. Cada esquema de modulación digital tiene bien definido su comportamiento con respecto a la probabilidad de error. La probabilidad de error es única y distinta en cada técnica de modulación digital, y todas se basan en dos factores relacionados entre sí: la relación energía de bit/ruido (*Eb/No*), y su función de error asociada. En el capítulo

2.2.3 se explica la obtención de *Eb/No* a partir de un enlace particular.

La función de error se define (Lathi, 1974) como

$$erf(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{x} exp\left(\frac{-y^2}{2}\right) dy \qquad (12)$$

y su función de error complementaria como

$$erfc(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{x}^{\infty} exp\left(\frac{-y^2}{2}\right) dy \qquad (13)$$

donde $erf(x) + erfc(x) = 1$. Se puede aproximar mediante

$$erfc(x) = \frac{1}{x\sqrt{2\pi}} \left(1 - \frac{1}{x^2} \right) exp\left(\frac{-x^2}{2}\right) \qquad (14)$$

siendo la probabilidad de error *Pe*, la cual está en función de *Eb/No*, quedando

$$Pe = erfc\left(\sqrt{\frac{Eb}{No}} \right) \qquad (15)$$

y se resuelve substituyendo esta ecuación en la anterior .

La probabilidad de error para cada uno de los esquemas de modulación tratados en este capítulo, se indican en seguida:

TABLA II. Probabilidad de error en técnicas de modulación digital.

Mod.	Prob. de Error	Ecuación Característica
ASK	$Pe = erfc\left(\sqrt{\frac{Eb}{2No}}\right)$	$s(t) = A\ sen\ \omega o t$
FSK	$Pe = erfc\left(\sqrt{\frac{Eb}{No}}\right)$	$s(t) = A\ sen\ \omega_1 t + B\ sen\ \omega_2 t$
PSK	$Pe = erfc\left(\sqrt{\frac{2Eb}{No}}\right)$	$s(t) = A\ sen\ (\omega t + \varphi)$
QAM	$Pe = erfc\left(\sqrt{\frac{4Eb}{5No}}\right)$	$s(t) = A_I sen\ \omega t + A_Q sen\ \omega t$

En el caso de FSK, se tiene que si A = 1, entonces B = 0, y si A = 0, entonces B = 1. En el caso de PSK se tiene que

$$\varphi = \frac{360^{\circ}}{n}, \qquad n = 1, 2, \cdots, k, \qquad k = \log_2 M \qquad (16)$$

Cualquier configuración de cada uno de estos esquemas de modulación tiene la misma ecuación de probabilidad de error.

A continuación se muestra una tabla comparativa resaltando los aspectos y características principales de cada esquema de modulación, así como sus aplicaciones principales. Es fácil observar que los esquemas de menor nivel son más sencillos, más eficientes en potencia y menos complejos que los de mayores niveles. Sin embargo, también es cierto que tienen menor capacidad de transmisión de datos y requieren de mayor ancho de banda. Por otro lado, se observa que los esquemas de niveles superiores tienen mayor complejidad y requieren de más potencia para lograr los mismos niveles de probabilidad de error, aunque tienen mayor capacidad de transmisión de datos y ocupan menos ancho de banda. Se puede concluir, entonces, que se requiere de un compromiso entre varios parámetros, para que el diseñador pueda definir el esquema de modulación apropiado, en base a los datos proporcionados anteriormente.

TABLA III Comparación entre las distintas técnicas de modulación digital.

Mod.	η	B	Rs	Complejidad	Aplicación
ASK	1	Rb	Rb	Muy Baja	Esporádica, en Radio
FSK	1	Δf	Rb	Baja	Telefonía, Radio
BPSK	1	Rb	Rb	Media	Telefonía, Radio, Satélite (mucha)
QPSK	2	$\frac{Rb}{2}$	$\frac{Rb}{2}$	Media-Alta	Telefonía, Radio, Satélite (mucha)
8-PSK	3	$\frac{Rb}{3}$	$\frac{Rb}{3}$	Alta	Esporádicamente en Telefonía y Satélite
16-PSK	4	$\frac{Rb}{4}$	$\frac{Rb}{4}$	Muy Alta	No se utiliza
8-QAM	3	$\frac{Rb}{3}$	$\frac{Rb}{3}$	Media-Alta	Radio (poca)
16-QAM	4	$\frac{Rb}{4}$	$\frac{Rb}{4}$	Alta	Radio (mucha)
64-QAM	6	$\frac{Rb}{8}$	$\frac{Rb}{8}$	Muy Alta	Radio, Satélite, (poca en ambas).

η = *Eficiencia Espectral (bps/Hz)*

B = *Ancho de Banda requerido*

Rs = *Velocidad de Transmisión de Símbolos (bps).*

Rb = *Velocidad de Transmisión de bits (bps)*

Δf = *Desviación en Frecuencia (Hz).*

II.2.- ASPECTOS DE PROPAGACION .-

En todo enlace de radio es necesario siempre el estimar las pérdidas en energía de la señal transmitida al propagarse por el espacio. Un enlace de radio implica la propagación de una onda electromagnética en la atmósfera, comúmente considerada como espacio libre. Es decir, que no existen obstrucciones al paso de la señal, y que ésta se propaga en línea recta sin sufrir más atenuación que la debida al decremento de energía por unidad de área al avanzar el frente esférico (Bullington, 1957). En el caso de las microondas estas pérdidas aumentan considerablemente, dependiendo de muchos factores tales como la frecuencia y la distancia, y en menor cantidad, por factores propios de la atmósfera. Las diferencias en temperatura de masas de aire a distintas alturas causan desviación del haz por refracción, y las características de la superficie terrestre sobre la cual viajan las ondas de radio pueden influir negativamente sobre el nivel de potencia en el sitio de recepción, como se muestra en la Figura 30.

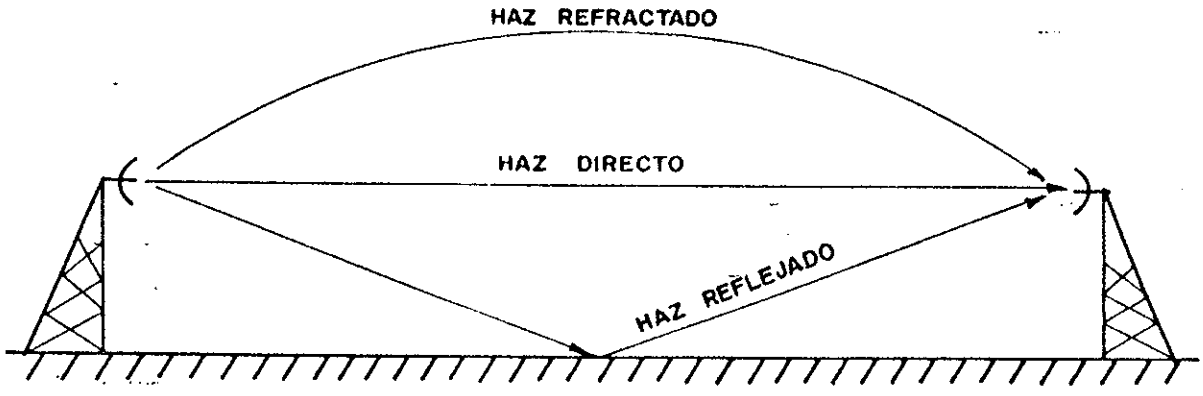


Figura 30. Desviación del haz por refracción y reflexión.

La planeación de un sistema de radio requiere una estimación de las pérdidas entre transmisor y receptor. Las pérdidas de transmisión determinan si la señal recibida será útil. Esto implica el que exista un nivel mínimo de potencia en recepción, que distinga entre una señal de buena calidad y una señal irrecuperable (Panter: 1972).

La mayor causa de atenuación en una onda de radio es el desvanecimiento (fading), el cual está en proporción directa a la frecuencia y la distancia. Esto es debido a que la potencia radiada por una antena se esparce sobre un área relativamente grande. Como resultado, la potencia disponible en las antenas receptoras es sólo una pequeña fracción de la potencia radiada. La energía del campo eléctrico presente en cualquier punto sobre el haz se conoce como *Fuerza de Campo en Espacio Libre* (E_o).

Toda onda que viaja en un medio tiene una velocidad de propagación finita, la cual está en función de la composición del propio medio. La característica que define el comportamiento de la energía del campo electromagnético se conoce como la *Constante de Propagacion* ($\gamma = \alpha + j\beta$) y expresa lo que sucede a la onda debido a la transferencia de energía en el medio. El término de la constante de propagación que define la longitud de onda se conoce como *Constante de Fase* (β) y no es fija, aunque la frecuencia sea constante. La otra parte de la constante de Propagación se conoce como *Constante de Atenuacion* (α), y explica la disminución de amplitud en los vectores de campo eléctrico y magnético.

II.2.1 ANALISIS DE ASPECTOS ATMOSFERICOS .-

La tropósfera se extiende hasta los 10 kms de altura, y contiene la mayoría de los elementos que conforman la atmósfera. Dado que los enlaces de microondas se encuentran dentro dentro de esta región, es importante conocer los efectos que causa la atmósfera sobre una onda de radio. El mayor efecto es la refracción, la cual es causada por cambios en la constante dieléctrica de las distintas capas de aire. Estos cambios están en función de la temperatura de la capa, su presión barométrica y la humedad relativa.

El grado de ionización de las capas de la atmósfera está en función de la radiación ultravioleta del sol. Dependiendo de la intensidad de esta radiación, se pueden formar varias capas, y estas se explican debido a la existencia de distintas frecuencias ultravioleta en la radiación del sol. Las frecuencias menores producen las capas superiores, expandiendo toda su energía a grandes alturas (hasta 300 km). Las ondas ultravioleta de frecuencias mayores penetran a la atmósfera más profundamente, produciendo ionización. Además de las causas anteriores, la ionización también puede ser causada por radiación de partículas del sol, rayos cósmicos y meteoros (Lopez-Shunia: 1985, Kennedy: 1984).

La constante dieléctrica de la atmósfera normalmente disminuye en forma gradual al aumentar la altitud. Como resultado, la velocidad de transmisión aumenta con la elevación sobre el suelo, y en promedio, al ser menor la

densidad de las capas superiores, el haz es desviado o refractado hacia la tierra. Mientras el cambio en la constante dieléctrica sea lineal con la altura, el efecto neto de la refracción es como si las ondas de radio continuasen su viaje en una línea recta sobre la tierra, pero con un radio modificado (Dumas y Sands: 1967, Panter: 1972, Freeman: 1987).

Dependiendo de las características de la región en que se encuentre el enlace, la temporada del año, y elevación sobre el nivel del mar, se requiere efectuar una corrección sobre la trayectoria del haz. Esto se logra al substituir el radio verdadero de la tierra r_o por un radio efectivo $r = r_o K$, donde

$$K = \frac{\textit{Radio efectivo de la Tierra}}{\textit{Radio verdadero de la Tierra}} \qquad (17)$$

y se obtiene una altura h, la cual es la distancia vertical entre el haz considerando la tierra plana ($K \to \infty$) y la efectiva en cualquier punto dado.

Tomando en cuenta la curvatura de la tierra, se puede calcular el libramiento del haz para un obstáculo particular en un enlace dado a partir de la siguiente ecuación.

$$h = \frac{d1\ d2}{12.75\ K} \qquad (18)$$

donde h = Correción por curvatura de la tierra (m)

$d1$ = Distancia del obstáculo al transmisor (km)

$d2$ = Distancia del obstáculo al receptor (km)

K = Factor de corrección por curv. de la tierra

El factor K depende del gradiente de refractividad $\Delta N/\Delta h$, y se relaciona por la siguiente ecuación,

$$K = \frac{r}{r_o} \simeq \left[1 + r_o \frac{\Delta n}{\Delta h} \right]^{-1} \simeq \left[1 + \frac{\left(\frac{\Delta N}{\Delta h}\right)}{157} \right]^{-1} \qquad (19)$$

y $\frac{\Delta N}{\Delta h} = -7.32 \cdot exp\,(0.005577\ \bar{N}s)$, donde $\bar{N}s$ es el índice de refractividad, y varía de región en región, dependiendo de la temperatura, presión atmosférica, humedad relativa, clima, temporada del año y elevación sobre el nivel del mar. $\bar{N}s$ se obtiene a partir de $\bar{N}s = N_o \cdot exp\,(-0.1057 h_s)$, donde h_s es la elevación sobre el nivel de mar en kms, y N_o es la refractividad superficial al nivel del mar y tiene los valores de la Tabla IV, de donde se obtuvo la distribución por regiones atmosféricas y pluviales de la República Mexicana que se muestran en el mapa de la Figura 31. Los valores de refractividad relativa N_o son aproximados, y los valores de tasa de lluvia R son valores medios para casos de confiabilidad del 99% (Freeman: 1987, pp. 6-13).

Tabla IV. Indices de lluvia y refractividad por regiones del país.

REGION DEL PAIS	CLAVE	N_o	R (mm/h)
Noroeste	NO	320	66.00
Norte Centro	NC	300	33.80
Occidente	OC	350	77.35
Centro	CT	330	84.50
Golfo de México	GM	350	84.45
Pacífico del Sur	PS	360	77.58
Istmo de Tehuantepec	IT	340	75.58
Península de Yucatán	PY	370	73.09

Como se puede observar, la obtención del factor K es sencilla ; sólo se requiere seguir la secuencia $N_o \rightarrow N_s \rightarrow r \rightarrow K$, y tomando el radio verdadero de la tierra como $K_o \simeq$ 6370 km. A partir de la obtención del factor K, se tiene que la curvatura del haz al propagarse se dá por la ecuación 14.

Efectos de la Lluvia y Absorcion Atmosferica en la Propagacion de Microondas .-

La banda de frecuencias ideal para la transmisión de microondas es la de 1 a 10 GHz, conocida como "ventana de ruido", ya que el ruido galáctico y de aparatos creados por el hombre es mínimo, y la absorción atmosférica es despreciable en esta región (menos de 0.006 dB/km). Esta banda se encuentra actualmente casi saturada debido al rápido crecimiento de las telecomunicaciones, lo que ha obligado el estudio de propagación a frecuencias mayores.

En el diseño de radios a frecuencias superiores a los 10 GHz, es esencial el considerar los efectos de la atenuación excesiva causada por lluvias y absorción atmosférica. La atenuación por precipitación, inhomogeneidades en la atmósfera, polvo, humo y partículas de sal en el aire puede llegar a exceder las otras fuentes de atenuación en la atmósfera arriba de los 18 GHz, especialmente la lluvia. Existen inclusive ciertas frecuencias en las que la atenuación es tan pronunciada (22 y 180 GHz por vapor de agua, 60 y 120 GHz por Oxígeno) que las hace obsoletas para ciertas aplicaciones, como se muestra en la Figura 32 b) (Freeman: 1987).

La propagación de ondas de radio sobre los 10 GHz implica tanto las pérdidas por espacio libre como la atenuación por absorción atmosférica. Esta incluye las pérdidas por mecanismos de polarización resonantes en la moléculas de los gases que conforman la atmósfera, así como por partículas suspendidas en el aire, tales como lluvia, niebla, neblina, polvo y humo.

Cuando una onda electromagnética incidente pasa sobre un objeto que tiene diferentes propiedades dieléctricas que el medio que lo rodea, parte de la energía se absorbe y parte se dispersa. La que se absorbe calienta el material absorbente; la que se dispersa es cuasi-isotrópica y está relacionada con la longitud de onda de la onda incidente. Mientras más pequeño es el dispersor, La energía es más isotrópica en dirección con respecto a la longitud de onda de la energía incidente.

La razón por la cual el vapor de agua causa absorción es que una onda de radio a la frecuencia de 22 GHz excita la molécula de agua (H_2O) y la hace entrar en resonancia, y al interactuar la onda incidente con la molécula resonante se crea un momento eléctrico en ésta, causando absorción en la energía de la onda.

Esta absorción está en función de la temperatura, presión, elevación sobre el nivel del mar, y concentración de vapor de agua en el ambiente. A la frecuencia de 183 GHz se tienen efectos aún mayores de absorción (hasta 35 dB/km al nivel de mar), debido a la tercera resonancia de la molécula

de agua (Barhtia, Bahl: 1984). La molécula de oxígeno (O_2) también causa mucha atenuación, debido a que la onda incidente la hace resonar a los 60 GHz (primera resonancia) y 120 GHz (segunda resonancia) creando un momento magnético en su estructura molecular que causa gran absorción a la onda de radio (15 dB/km a 60 GHz).

Aparte de la atenuación causada por la absorción atmosférica, también se consideran las pérdidas por lluvia, las cuales llegan a ser mucho mayores que las de absorción. Dado que el patrón de ocurrencia de fuertes lluvias es altamente variable e impredecible, la atenuación debida a lluvias se puede considerar como un proceso aleatorio, probabilístico y estadístico, dependiente de la frecuencia, clima, situación geográfica, estación del año, intensidad de lluvia, etc.

Aunque ya se ha visto la dificultad de predecir con exactitud la atenuación por lluvia, existen varios modelos empíricos cuyos resultados se acercan bastante a las observaciones experimentales, como lo son el de Crane (1980), el de Rice-Holmberg (1973) y el de Lin (1979). El Modelo Global de Crane es el más ampliamente utilizado por su exactitud y su sencillez. Este modelo dá un "tiempo total", sobre un período anual, de caída del sistema por exceso de atenuación por lluvia en un enlace dado. La atenuación total del trayecto se puede exceder por un porcentaje P anual, dependiendo de la tasa de distribución de lluvia en la región, la distribución de tamaño de la gota de lluvia, la

distribución de lluvia sobre el trayecto, y se puede aproximar su valor mediante la siguiente relación empírica

$$\alpha = aR^{b} \qquad (20)$$

donde α es la atenuación específica en dB/km, a y b son constantes para una frecuencia y temperatura de lluvia dada, y R es la tasa de lluvia en mm/h. Los valores de a y b se obtienen de la Tabla IV. De esta tabla se observa que las ondas polarizadas horizontalmente sufren mayor atenuación que las polarizadas verticalmente porque las gotas de lluvia grandes generalmente tienen la forma de esferoides (covoides esféricos) y están alineados con un eje vertical de rotación. A partir de estas tablas se pueden deducir las siguientes relaciones para a y b.

$$a = 4.2 \times 10^{-5} \cdot f^{2.42}, \qquad f \leq 54 \text{ GHz}$$

$$a = 1.09 \times 10^{-2} \cdot f^{0.699}, \qquad f > 54 \text{ GHz}$$

$$b = 0.851 \cdot f^{0.158}, \qquad f \leq 8.5 \text{ GHz}$$

$$b = 1.41 \cdot f^{-0.0779}, \qquad 8.5 < f \leq 25 \text{ GHz}$$

$$b = 2.63 \cdot f^{-0.0272}, \qquad f > 25 \text{ GHz}$$

Estos valores están dados para señales con polarización vertical. En el caso de señales con polarización horizontal, se pueden aproximar valores mediante $a_h = 1.06a_v$ y $b_h = 1.03b_v$ para fines prácticos.

El valor de R se obtiene de fuentes de información meteorológica locales, aunque se puede obtener también al identificar la región geográfica de interés en los mapas de regiones climático-pluviales del mundo propuesto por Crane.

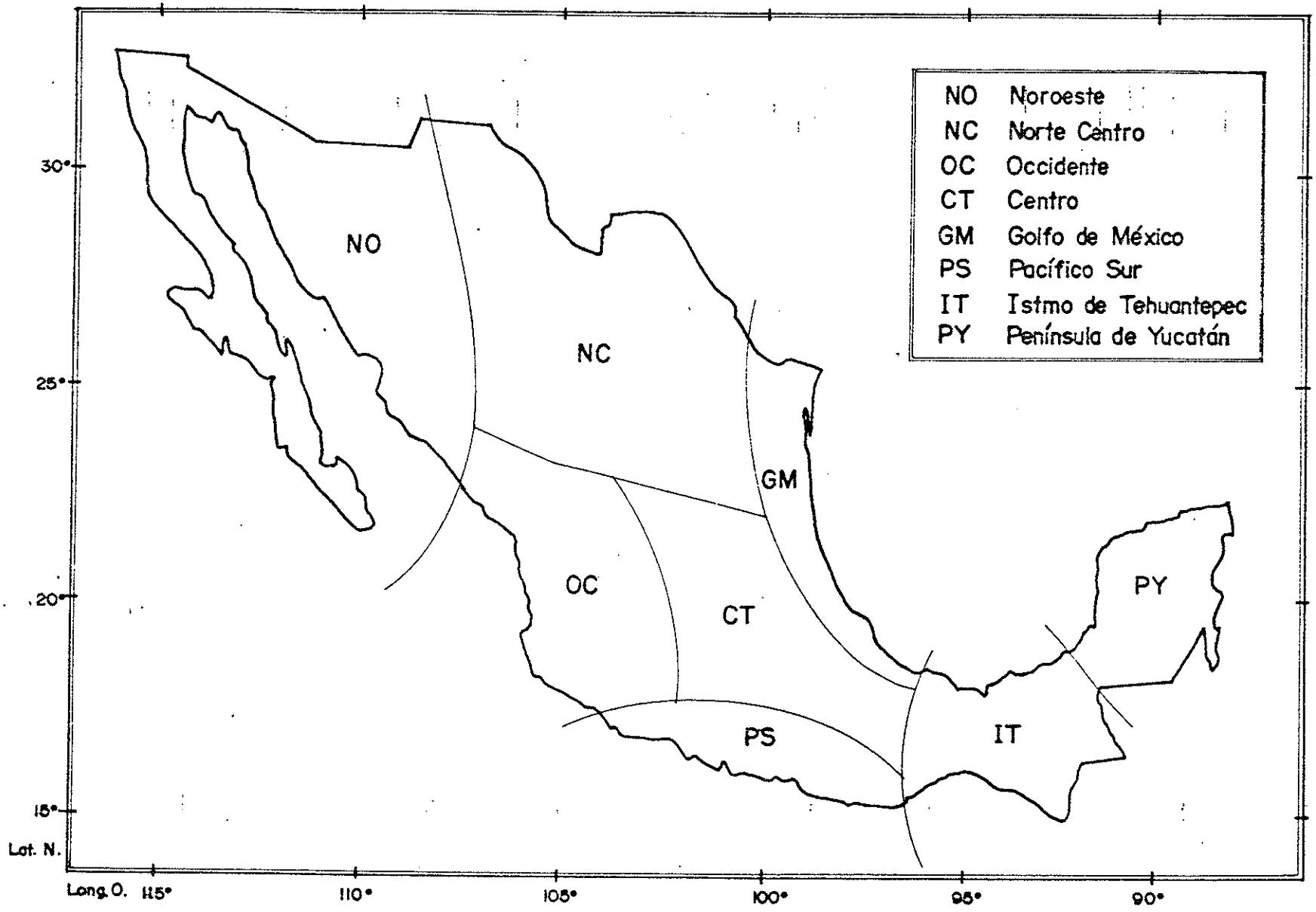


Figura 31. Regiones climáticas de la República Mexicana.

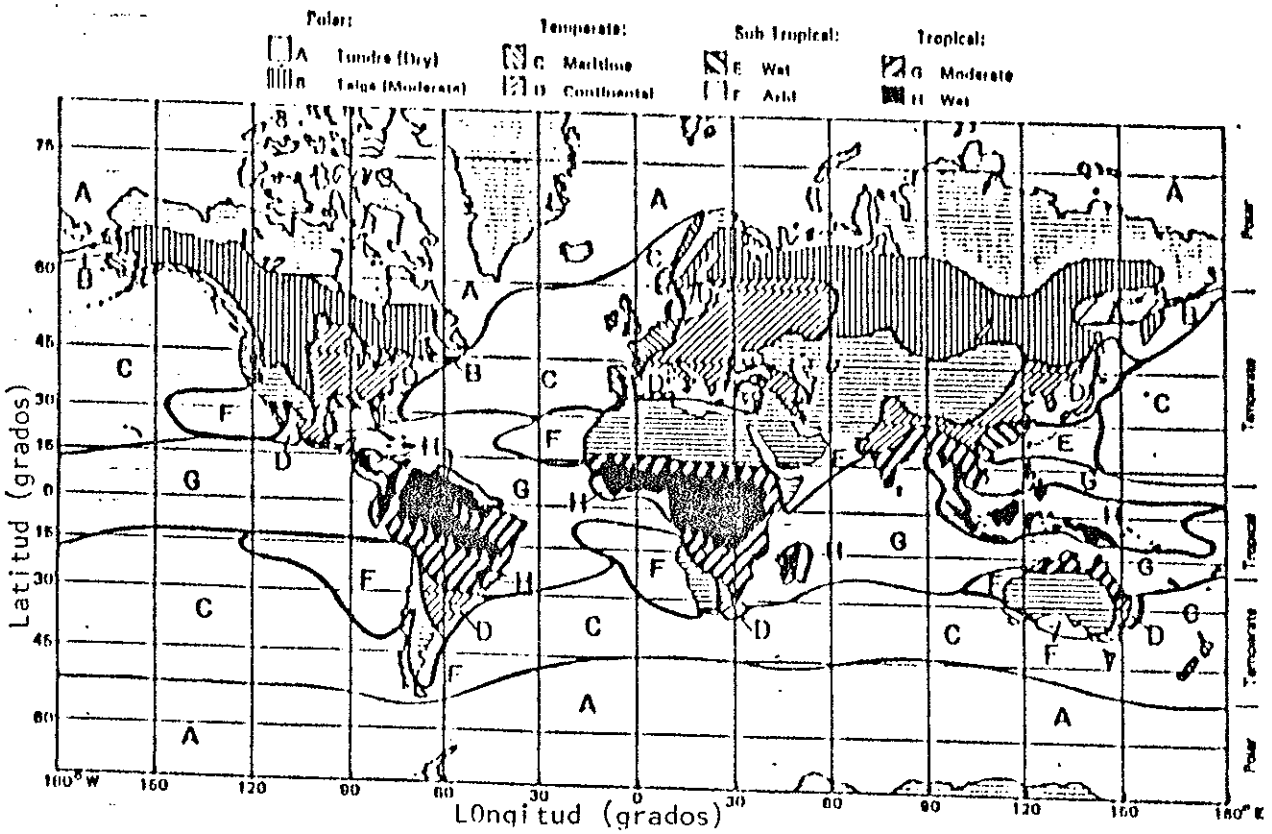


FIGURA 32 a) Regiones climáticas mundiales (Freeman, 1987).

TABLA V. Valores de los índices a_h, a_v, b_h y b_v para aten. p/lluvia.

Frec. (GHz)	a_h	a_v	b_h	b_v
1	0.0000387	0.0000352	0.912	0.880
2	0.000154	0.000138	0.963	0.923
4	0.000650	0.000591	1.121	1.075
6	0.00175	0.00155	1.308	1.265
7	0.00301	0.00265	1.332	1.312
8	0.00454	0.00395	1.327	1.310
10	0.0101	0.00887	1.276	1.264
12	0.0188	0.0168	1.217	1.200
15	0.0367	0.0335	1.154	1.128
20	0.0751	0.0691	1.099	1.065
25	0.124	0.113	1.061	1.030
30	0.187	0.167	1.021	1.000
35	0.263	0.233	0.979	0.963
40	0.350	0.310	0.939	0.929
45	0.442	0.393	0.903	0.897
50	0.536	0.479	0.873	0.868
60	0.707	0.642	0.826	0.824
70	0.851	0.784	0.793	0.793
80	0.975	0.906	0.769	0.769
90	1.06	0.999	0.753	0.754
100	1.12	1.06	0.743	0.744
120	1.18	1.13	0.731	0.732
150	1.31	1.27	0.710	0.711
200	1.45	1.42	0.689	0.690
300	1.36	1.35	0.688	0.689
400	1.32	1.31	0.683	0.684

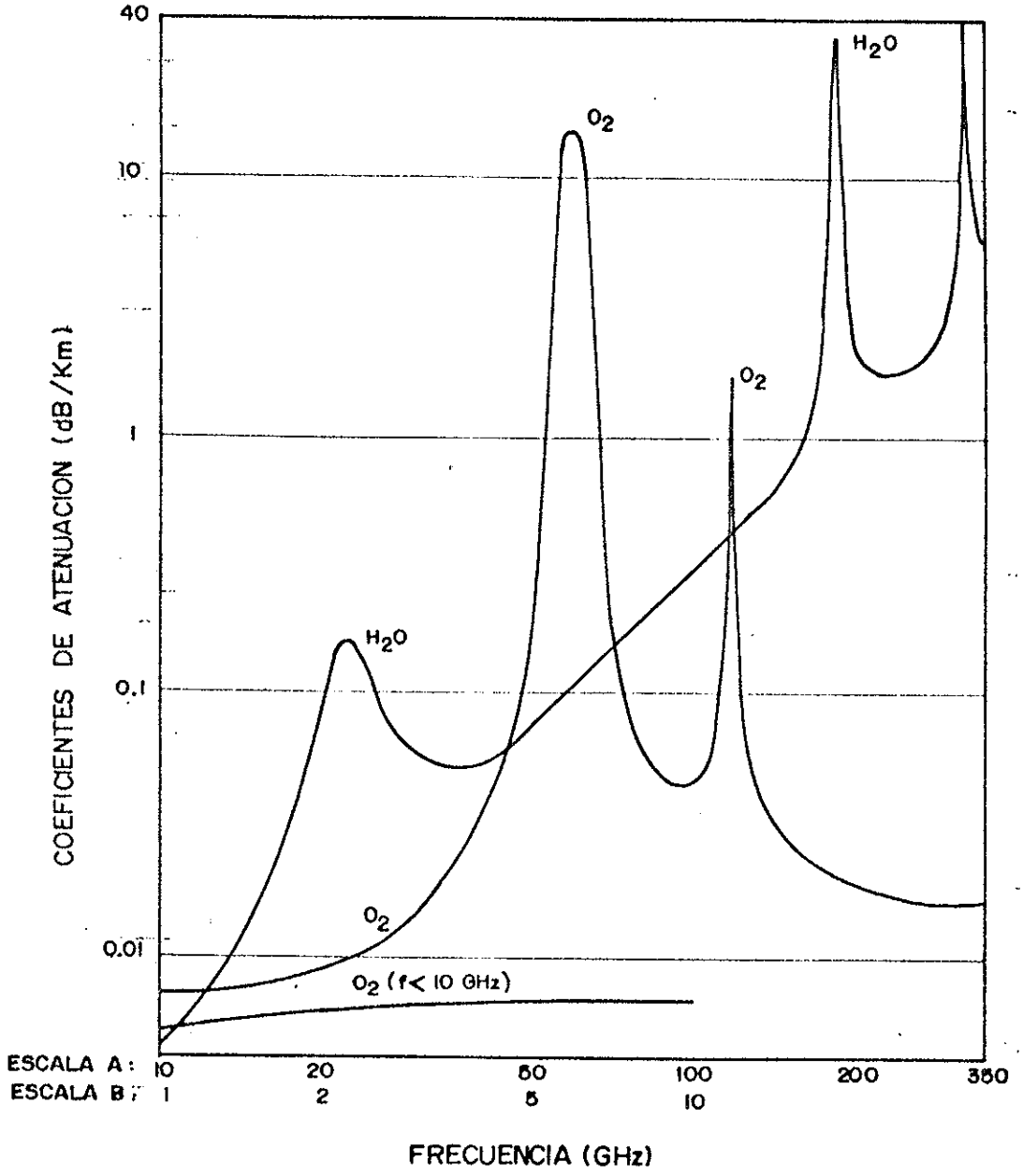


FIG. 32 b) Coeficientes de absorcion por gases (Freeman, 1987).

Estas regiones se muestran en la Figura 31 para el caso de la República Mexicana y en la Figura 32 para el caso mundial.

ANALISIS DEL MODELO REGIONAL DE CRANE .- Este es un modelo empírico desarrollado por R. K. Crane (1980), el cual está basado en las mayores precipitaciones de lluvia mensuales por un período de 5 minutos, en el que sólo se toma la mayor muestra mensual. Asimismo, demuestra que se puede generalizar en regiones con datos similares. Esto significa que se puede usar tanto en un lugar en particular como en una región en general. Estas regiones fueron definidas en base a temperatura, altura del terreno, acumulación promedio de lluvia y tipo promedio de vegetación. Esto se comparó posteriormente con la tasa de distribución de lluvia, y son estas regiones las que se usan actualmente en el CCIR (Comité Consultivo Internacional de la Radio) a nivel mundial. Los límites de las regiones se establecieron mediante la acumulación total de lluvias y mapas de tormentas. Se usaron datos de acumulación de nubes obtenidos por satélite, observaciones en mediciones de microondas de la tasa de lluvias y datos de la frecuencia de precipitaciones para extender las regiones climáticas a los oceános.

Los pasos para aplicar el modelo de Crane son los siguientes:

1) Determinar la tasa de distribución de lluvia R en la región. Esto implica el localizar los puntos terminales del enlace y determinar la región pluvial climática, para

posteriormente obtener las tasas de distribución de lluvia mediante el uso de tablas.

2) Establecer la longitud proyectada de la trayectoria. En el caso de trayectorias terrestres, es la separación entre antenas.

3) Determinar los valores de a y b para la frecuencia y polaridad de interés.

4) Calcular la atenuación específica $\alpha = aR^b$ en dB/km.

A partir de la atenuación específica obtenida, se tendrá una idea de la atenuación por lluvia en esa región. En el caso de enlaces terrestres, la atenuación debido a ladistancia entre antenas del enlace es realmente menor que lo que pudiese mostrar esta cifra. Para obtener la atenuación efectiva es necesario calcular un factor de reducción para la distancia efectiva del enlace, el cual está dado por Freeman (1980) como

$$r = \frac{90}{90 + 4D} \qquad (22)$$

donde r es el factor de reducción y D es la distancia real entre antenas en km. Así, la atenuación efectiva por exceso de lluvia se obtiene como $A_{ef} = \alpha \times D \times r$, en (dB/km).

II.2.2.- CALCULO DE TRAYECTORIAS .-

El diseño de enlaces de radio requiere de un cálculo adecuado de la trayectoria del haz propagado. Esto involucra el tomar en cuenta varios factores que pudiesen ser

determinantes en el desempeño del sistema de radio. El concepto básico al estimar las pérdidas en transmisión es el de las pérdidas en espacio libre, esto es, en una región libre de objetos que pudiesen absorber o reflejar la energía de la señal.

Un enlace de microondas necesita tener una línea de vista clara, como se mencionó en el punto anterior. Esto no sólo se requiere para la línea directa del haz, sino también para librar el radio de la primera zona de Fresnel en todo punto dentro del enlace. Bajo estas condiciones, la potencia de la señal será bastante cercana a la del espacio libre, exceptuando las pérdidas ya mencionadas por aspectos atmosféricos, y las pérdidas ocasionadas por reflexión terrestre y multitrayectorias.

En condiciones atmosféricas normales, el terreno bajo el haz tiene dos efectos distintos con respecto a las pérdidas en la señal propagada. Uno es el causado por árboles, casas, edificios o montes, los cuales bloquean tódo u obstruyen parte del haz de microondas, originando pérdidas por obstrucción, que se suman a las pérdidas por propagación en espacio libre.

El otro es cuando una parte del terreno bajo el haz tiene una superficie lisa o plana, o hay agua, y por lo tanto pueden reflejar una segunda señal de microondas a la antena receptora. La señal reflejada puede llegar con un corrimiento en fase respecto a la señal del haz directo, por lo que puede presentarse atenuación adicional.

Dado que las microondas tienen un comportamiento parecido al de la luz, se puede analizar ambos problemas en base a algunas leyes de la óptica.

ZONAS DE FRESNEL .- Con el fin de eliminar los problemas causados por los obstáculos en la trayectoria, se hace uso de una ley de la física clásica introducida por Fresnel el siglo pasado. Esta se basa en la idea de que todo haz electromagnético enfocado en una dirección dada, concentra gran parte de su energía dentro de regiones bien definidas alrededor del haz, originando superficies con forma de elipsoides de revolución.

En el caso de los radios de microondas, las antenas transmisora y receptora son los focos del elipsoide. Una forma muy sencilla de imaginarse esto es mediante una sandía, ya que ésta tiene la forma de un elipsoide de revolución. Estas superficies se establecen cuando se incrementa la distancia del transmisor *Tx* al receptor *Rx* por un valor de $\frac{\lambda}{2}$. Esto se aplica a n superficies, las cuales ven incrementada su distancia por $\frac{n\lambda}{2}$, siendo llamada la superficie que delimita la n-ésima zona de Fresnel (Figura 33).

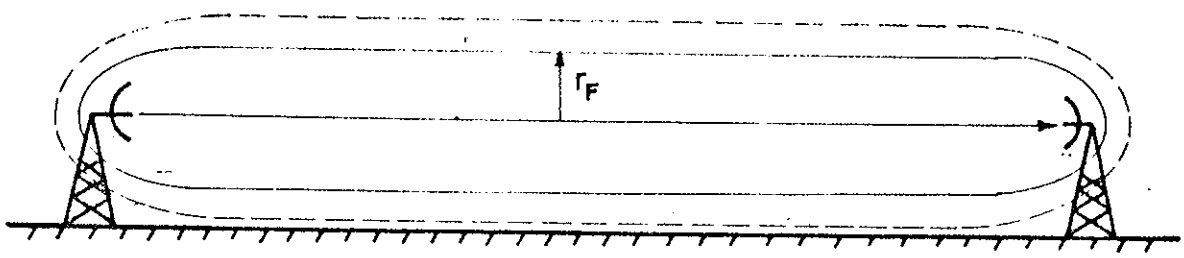


Figura 33. Zonas de Fresnel rodeando el haz directo.

Estas superficies difieren del centro de haz por un radio determinado por Fresnel (r_F), dado por la ecuación 23. Se observa que el radio de la zona n de Fresnel (r_{Fn}) es directamente proporcional a las distancias relativas entre obstáculo y antenas, e inversamente proporcional a la distancia total y la frecuencia de operación del enlace.

$$r_{Fn} = 17.3 \sqrt{\frac{n\ d_1\ d_2}{D\ F}} \qquad (23)$$

donde r_{Fn} = radio n-ésimo de Fresnel (*m*)

d_1 = distancia del obstáculo a la antena 1 (*km*)

d_2 = distancia del obstáculo a la antena 2 (*km*)

D = distancia entre antenas (*km*)

F = frecuencia de operación del enlace (*GHz*)

Está comprobado que cerca de la cuarta parte de la energía total de una onda de radio se encuentra dentro de la primera zona de Fresnel. Esto implica que, por lo menos el área dentro del primer radio de Fresnel, debe estar despejada y sin obstrucciones en ningún lugar a lo largo de la trayectoria.

El problema principal en el caso de enlaces de radio de microondas estriba en que a veces algún obstáculo queda dentro de la primera zona de Fresnel, y reduce la potencia de la señal en recepción en un valor dependiente del grado de obstrucción y del material del obstáculo. En este caso, lo que se recomienda es aumentar la altura de las antenas con el fin de librar el obstáculo, sumando el primer radio de fresnel

y h obtenida mediante el factor K de curvatura de la tierra.

Otro gran problema se encuentra cuando se tiene un terreno liso bajo la trayectoria del haz. Generalmente las antenas de microondas, debido a su gran ganancia, son altamente directivas, pero eso no evita el que a veces algunos lóbulos laterales de radiación sigan una trayectoria distinta al haz directo, y en su viaje encuentren superficies lisas o planas. Dado que las microondas se comportan de una manera muy similar a la de la luz, al incidir sobre una superficie lisa tienden a reflejarse, sobre todo en superficies parcialmente conductoras como lo son la tierra, arena y principalmente el agua. Por otro lado, cuando las ondas se reflejan en la superficie de la tierra, no lo hacen en un punto dado, sino en un área relativamente grande, que está en función de la altura de las antenas.

Las ondas incidentes sufrirán un cambio de trayectoria de acuerdo a la ley de Snell, la cual señala que una parte del haz es reflejada con el mismo ángulo de incidencia respecto a la normal del plano con un ángulo dependiente del coeficiente de reflexión η_R del material. Esto se puede observar en la ecuación 24, que muestra estos cambios en el coeficiente de reflexión

$$\eta_R = \frac{sen\ \theta i}{sen\ \theta r} = \rho\ e^{(j\varphi)} \qquad (24)$$

donde θi = ángulo de incidencia del haz,

θr = ángulo de reflexión del haz,

ρ = módulo del coeficiente de reflexión,

φ = variación en fase de la onda reflejada.

Es muy importante el destacar que una onda, al reflejarse, sufre una variación en fase. Esta variación en fase depende de varios factores, entre ellos la polaridad de la señal y su ángulo de incidencia. Las ondas polarizadas horizontalmente, al reflejarse en la tierra, varían su fase en casi 180°, cambiando la longitud eléctrica de la trayectoria por aproximadamente $\frac{\lambda}{2}$. Las ondas polarizadas verticalmente, por otro lado, al reflejarse, muestran un corrimiento en fase de 0 a 180°, dependiendo del ángulo de incidencia y del coeficiente de reflexión, el cual depende en gran medida de las condiciones del suelo (rugosidad, humedad, composición, etc.). En el caso de la polarización horizontal, si la superficie reflectora es lo suficientemente grande para abarcar el área total de cualquiera de las zonas impares de Fresnel, las reflexiones resultantes llegarían a la antena receptora con un corrimiento en fase respecto a la onda directa, causando atenuación. A veces, esto se presenta también en las ondas polarizadas verticalmente.

RUGOSIDAD DEL TERRENO .- En el caso de la atenuación por reflexión terrestre es muy importante definir el tipo de terreno sobre el cual pasa el haz de microondas. Está comprobado que las superficies lisas tienen un efecto negativo mayor sobre las ondas de radio que las superficies rugosas, pero muchas veces no está definido de dónde partir para determinar la rugosidad de un terreno. La rugosidad (*R*) del terreno se obtiene mediante la relación que guardan la desviación estándar de las irregularidades del terreno con

respecto a una superficie plana esférica (σ) y la longitud de onda de la señal (λ) (ver Figura 34), así como el gradiente refractivo del terreno, de la manera siguiente,

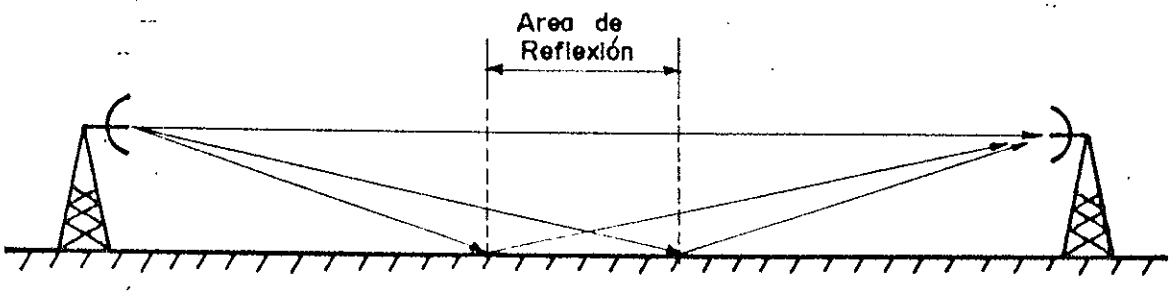


Figura 34. Reflexion Terrestre.

$$R_s = \frac{4\pi\ \sigma\ \cos\ \theta}{\lambda_o} \qquad (25)$$

donde R_s = rugosidad superficial del terreno,

σ = desviación estándar de las irregularidades,

θ = ángulo de incidencia respecto a la normal,

λ_o = longitud de onda,

y donde σ y λ tienen las mismas unidades de distancia, por lo cual la tierra lisa se define como $R_o = \frac{\sigma}{\lambda} = 0.0$.

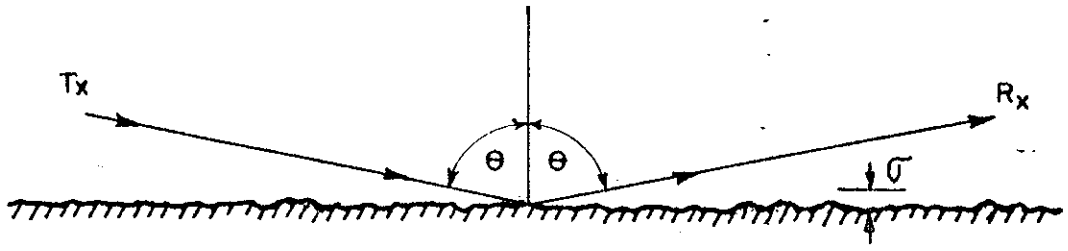


Figura 35. Determinacion del coeficiente de Rugosidad.

Si el coeficiente de rugosidad $R < 0.1$ entonces se tiene una superficie lisa, donde el coeficiente de reflexión $\Gamma \rightarrow$

1.0, mientras que si $R > 10$ se tiene una superficie rugosa donde el coeficiente de reflexión $\Gamma \rightarrow 0.6$.

En base a esta idea se han hecho varias divisiones de tipos de terreno que se muestran en la Tabla V (Freeman: 1987). En esta tabla se han dividido en dos grupos los tipos de terreno, uno correspondiente a zonas en campo abierto y otro a zonas urbanas. Se establecen ciertos criterios correspondientes a la desviación estándar de las irregularidades del terreno, y en base a estos valores, mas la longitud de onda, se deducen los valores de la rugosidad relativa.

Conviene recordar que el problema de la rugosidad existe sólo en una área determinada por la altura de las torres o por las condiciones existentes del terreno bajo la trayectoria del haz.

Tabla VI. Indices de rugosidad en distintos tipos de terrenos.

TIPO DE TERRENO	CLAVE	σ (mm)
Fuertemente Boscoso	FB	10,000
Parcialmente Boscoso	PB	5,000
Arbustos y Matorrales	AM	1,600
Sembradíos, Pradera, Mar Picado	CS	500
Llanura, Arena, Agua tranquila	AL	100
Ciudad Grande, industrial	CG	500
Ciudad Mediana	CM	1,000
Ciudad Pequeña, Pueblo	CP	5,000

Para los tipos de terreno de las zonas rurales a campo

abierto, corresponden los valores de atenuación posible que muestra Freeman (1987). Estos valores están en función de la frecuencia, y se mencionan en la misma tabla. Los valores de atenuación aplicados a zonas urbanas fueron obtenidos mediante la suposición de valores equivalentes de desviación estándar de las irregularidades, así como la posible existencia de superficies lisas de gran extensión creadas por el hombre. Los valores de atenuación son también sugeridos en base a los proporcionados para zonas rurales. Conviene mencionar que estos problemas de reflexión se dan no sólo por superficies terrestres, sino también por techos de casas o edificios, paredes o valles por donde atraviese el haz longitudinalmente, y también por vidrios y paredes reflejantes en edificios muy altos. Estos valores posibles de atenuación también deben tomarse en cuenta en el diseño de sistemas de radio de microondas, en el caso de que se presenten en la trayectoria de algún enlace.

II.2.3 CALCULO DEL ENLACE .-

El cálculo de enlaces de radio es parecido a un balance de pérdidas contra ganancias, donde se toman en cuenta los parámetros de ganancia del sistema, y se comparan con las pérdidas esperadas en la potencia de la señal durante su propagación, sean estas de cualquiera de los diversos tipos que se han mencionado hasta ahora. Se hacen los cálculos de manera que las pérdidas sean menores (o en dado caso, iguales) que la ganancia total del sistema. Toda mención que se hace

a pérdidas y ganancias es referente a su comportamiento con respecto a la potencia de la señal, ya sea en su forma de señal eléctrica o de ondas electromagnéticas, y se cuantifica preferentemente en términos de *decibeles (dB)*.

La principal contribuyente a las pérdidas en un enlace de radio es la atenuación por espacio libre, la cual es debida al esparcimiento que sufren las ondas radiadas de la antena al irse alejando en un frente esférico a partir de la antena, con lo cual disminuye la densidad de potencia de la señal. Estas pérdidas son directamente dependientes de la frecuencia y la distancia, como se puede observar en la ecuación 26.

$$At_{dB} = 92.45 + 10\ log\ F + 20\ log\ D \qquad (26)$$

donde F es la frecuencia de operación en GHz, D es la distancia total del enlace en km y 92.45 es el factor de corrección.

En un sistema de radio, las fuentes principales de amplificación son,

a) el amplificador de FI en transmisión,

b) el amplificador de potencia de RF,

c) las antenas transmisora y receptora,

d) el amplificador de bajo ruido o de RF,

y generalmente se utiliza también amplificador en la etapa de FI en recepción.

En la Figura 36 se muestra la secuencia de cambios en la potencia de la señal durante su transmisión, propagación y recepción. Debe tenerse presente que casi todos los

componentes de un sistema de radio afectan de alguna manera la potencia de la señal, ya sea con pérdidas o con ganacias.

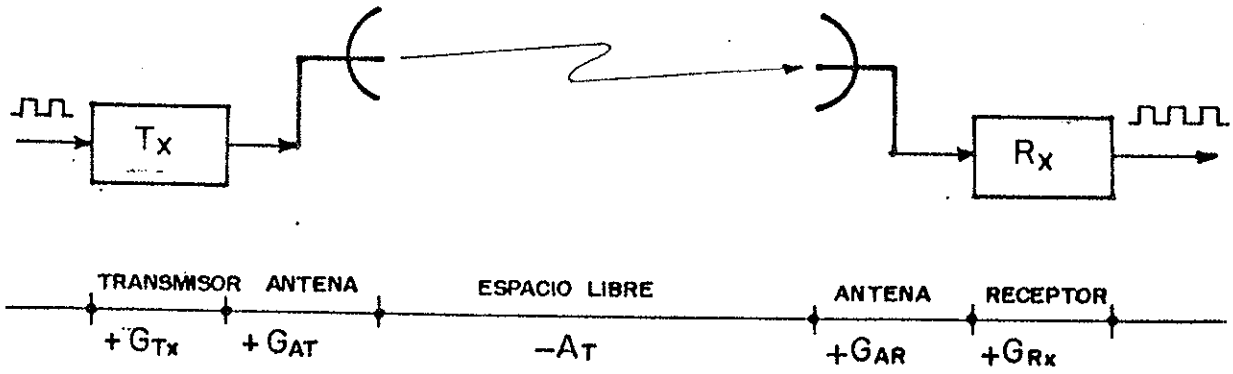


Figura 36. Niveles de potencia en un enlace de radio.

Los dispositivos ya mencionados son los que producen ganancia, mientras que los restantes (filtros, mezcladores, conectores, líneas de transmisión y hasta el modulador) causan pérdidas al nivel de potencia de la señal. Es entonces indispensable que los amplificadores repongan los niveles de potencia de la señal perdidos durante su procesamiento, además de contrarrestar las pérdidas de propagación.

En el caso de los radios de microondas se tiene que el lugar donde mayor ganancia se genera es en el par de antenas. Esto es debido a las altas frecuencias que se manejan, lo cual implica el uso de antenas altamente directivas y con mucha ganancia. Además se dá el caso de que a mayor frecuencia se requieren antenas más pequeñas para la misma ganancia, o de igual tamaño con más ganancia. La ganancia de las antenas es un factor muy importante en el diseño de enlaces de microondas, porque además implica el aumento de ganancia en el sistema mediante sistemas pasivos. Esto implica que

prácticamente se tenga amplificación constante, segura y de bajo costo.

La ganancia del transmisor tiene incluidas la ganancia de losamplificadores de FI y RF, menos las pérdidas de los componentes pasivos. Las pérdidas totales incluyen las pérdidas por espacio libre, pérdidas por lluvia, gases atmosféricos, reflexión y refracción. A su vez, la ganancia del receptor incluye la ganancia de los amplificadores de bajo ruido (RF) y de FI, menos las pérdidas de los componentes pasivos del sistema.

Como se puede observar, el objetivo principal es el vencer las pérdidas, lo que recae principalmente en las antenas, y parcialmente en los amplificadores de RF en transmisión y recepción. Para tener una idea de las pérdidas en un sistema de radio, se ha observado que las pérdidas promedio (dependiendo de la frecuencia) en un modulador son de alrededor de 1 dB, en un mezclador alrededor de 7 dB, en filtros están cerca de los 5 dB, en las líneas de transmisión son de casi 2 dB y en conectores alrededor de 0.6 dB. Si se suman las pérdidas totales causadas por dispositivos pasivos tanto en transmisión como en recepción se verá que no son nada despreciables, por lo que exigen de un diseño apropiado, no sólo de niveles de potencia en los amplificadores, sino también en cuanto a tamaño de antenas, ya que estas pérdidas se unen a las de propagación, dando valores de alrededor de 140 dB en algunos casos, y en regiones muy lluviosas, valores aún más altos.

En los sistemas de radio, generalmente se toman los valores de ganancia del transmisor como un todo, y se proporciona su valor de ganancia total en decibeles (dB). Lo mismo sucede con la etapa receptora, sólo que aquí se requiere además saber el nivel general de ruido así como el umbral de potencia, tras el cual el receptor puede determinar si la señal recibida tiene un nivel adecuado, o si ésta es muy débil y, por lo tanto, irrecuperable. El nivel de ruido también se dá en dB, y es recomendable que para todo el sistema se encuentre lo más bajo posible, especialmente para frecuencias elevadas (18 y 23 GHz). Esto determinará la calidad del equipo.

Con la información anterior se puede ahora calcular el enlace, en lo que se refiere a los requerimientos de potencia. Con los datos obtenidos anteriormente, y mediante la ecuación 27, se puede obtener el valor mínimo de potencia que se necesita a la entrada del receptor. Este valor servirá para determinar el nivel de ganancia requerida en el receptor, así como su comportamiento con respecto al ruido en la etapa de amplificación inicial.

$$P_{rx} = P_{tx} + G_{Atx} - At - A_{ll} - A_r - A_g + G_{Arx} \qquad (27)$$

donde P_{rx} = potencia mínima requerida en recepción (dBm)

P_{tx} = potencia del transmisor (dBm)

G_{Atx} = ganancia de la antena transmisora (dB)

At = atenuación por espacio libre (dB)

A_{ll} = atenuación por lluvia *(dB)*

A_r = atenuación por reflexión terrestre *(dB)*

A_g = atenuación por gases atmosféricos *(dB)*

G_{Arx} = ganancia de la antena receptora *(dB)*

Los valores de atenuación que se requieren en esta ecuación se obtienen de la manera que se indica en el subcapítulo referente a aspectos de propagación. Estos valores son necesarios si se desea hacer un enlace con apreciaciones rigurosas y cercanas a la realidad, sobre todo cuando existe poco margen de error o de interrupción de la transmisión. Por otro lado, es recomendable el no dejar muy sobrada la potencia del sistema porque, por un lado, la potencia de transmisión está regulada por las normas que establecen las instituciones gubernamentales, y por otro, no es conveniente hacer antenas con demasiada ganancia, ya que las hace muy directivas y fáciles de desorientar.

A partir de la ecuación 27 se obtiene el valor de potencia en el receptor, pero este valor por sí mismo no garantiza un buen enlace, ya que se requiere que la potencia en recepción pueda vencer el *nivel de ruido de piso*, o *kTB*. Este tipo de ruido es el que se encuentra esparcido en forma aleatoria en todo el espectro de frecuencias, y afecta de igual manera a todos los enlaces de radio, de bajas y altas frecuencias.

Dadas las pérdidas que se generan durante la propagación de la señal de microondas, se requiere que el receptor pueda discriminar entre el nivel de potencia de la señal recibida y

el nivel del ruido, el cual se conoce como *umbral de potencia de ruido*, o *ruido termico*. La diferencia de potencia, en dB, es la medida de la calidad de la transmisión. Para poder lograr esto, es necesario conocer el nivel de potencia del ruido. Este se obtiene a partir de la ecuación 28 en la cual se incluyen los factores que intervienen en la formación del ruido.

$$P_{umb} = k\ T\ B \qquad (28)$$

donde P_u = potencia de umbral de ruido (*Watts*)

k = constante de Boltzmann = 1.38×10^{-23} (*joules/°K*)

T = temperatura ambiente (*°Kelvin*)

B = ancho de banda del filtro de ruido (*Hz*)

Al convertir la ecuación anterior a forma de decibeles, se tiene que la constante de Boltzmann es k = -228.6 dBW, el ruido en el receptor a temperatura ambiente en grados kelvin es $T = 10 \log T$, y el ancho de banda es $B = 10 \log B$(Hz). La ecuación resultante es:

$$P_{umb}(dB) = -228.6 + 10 \log T + 10 \log B \qquad (29)$$

Si el ancho de banda está en MHz, el valor de la ecuación varía en B (dB) = 60 + 10 log B(*MHz*). Con respecto a la temperatura T (°C), se suele tomar la temperatura de ruido del receptor, la cual se proporciona en grados Kelvin o en dB por el propio fabricante, más la temperatura ambiente T_A (dB) = 10 log T_A, y dado que $T_A \simeq 17°C$, se tiene que T_A (dB) = 10 log (273 + 17) = 24.6 dB. Estos valores se substituyen en la ecuación anterior, resultando :

$$P_{umb}(dB) = -228.6 + 24.6 + 60 + 10 \log B(MHz) + \text{Fig. Ruido(dB)}$$
$$= -144 \text{ dBW} + 10 \log B(MHz) + \text{FRx (dB)}$$
$$= -114 \text{ dBm} + 10 \log B(MHz) + \text{FRx (dB)} \qquad (30)$$

Ya que se tiene el valor de la potencia del umbral de ruido térmico, se procede a calcular la diferencia entre ésta y la potencia de la señal transmitida obtenida en el receptor, lo cual indica el valor general de la potencia de la portadora sobre la potencia de ruido (*C/N*), mostrado en la ecuación 31.

$$\frac{C}{N}(dB) = P_{rx} - P_{umb} \qquad (31)$$

donde $\frac{C}{N}$ = relación potencia de la señal/ruido térmico (*dB*)

P_{rx} = potencia de la señal recibida (*dB*)

P_{umb} = potencia de umbral de ruido térmico (*dB*).

Siempre que el valor de *C/N* sea mayor que cero, implica que la señal es más fuerte que el ruido. Por esta razón se necesita conocer el valor de *C/N* en un enlace dado, ya que ésta es la mejor manera de medir la calidad del enlace. Por lo regular, se toma como buen valor cuando la potencia del *C/N* es mayor a los 10 dB (Nettles: 1979).

En enlaces analógicos, se parte del valor de *C/N* para obtener la calidad de la señal demodulada mediante la relación señal a ruido (*S/N*). Para conocer la calidad de la señal demodulada en enlaces digitales, se requiere obtener la potencia de la señal binaria, lo cual se conoce como relación energía de bit a ruido (*Eb/No*). Esto se obtiene directamente

del valor de C/N, aunque es necesario establecer la energía del bit por unidad de ancho de banda, lo cual implica que se debe eliminar la componente del término, como se muestra en la ecuación 32, así como tomar en cuenta la velocidad de transmisión de datos R_b (bps).

$$\frac{Eb}{No} = \frac{C}{N}\left(\frac{B}{R}\right) \qquad (32)$$

$$\frac{Eb}{No}(dB) = \frac{C}{N} + 10\ log\ B(Hz) - 10\ log\ R_b(bps)$$

El cálculo de este valor es muy importante, ya que se obtiene tomando en cuenta la potencia de la señal transmitida, la atenuación sufrida en el trayecto, la potencia recibida, la velocidad de transmisión de datos, y en el caso de ser necesario, proporciona los elementos de juicio necesarios para elegir el esquema de modulación a utilizar, así como la probabilidad de error esperada en cada caso. Es este esquema el que determina la calidad de la señal demodulada, ya que allí se determinan las características de la señal transmitida.

En el diseño de enlaces de sistemas de radio digital, cuando se ha obtenido el valor de Eb/No, se tiene prácticamente hecho el trabajo teórico, ya que involucra desde la distancia, frecuencia, ganancia de sistema y antenas, pérdidas de todo tipo y niveles de potencia, hasta la probabilidad de error esperada a partir del esquema de modulación. Con este parámetro, queda concluído el diseño del enlace.

II.3 .- SUBSISTEMAS DE RADIOS DIGITALES DE MICROONDAS .

INTRODUCCION .- Todo sistema de radio tiene por lo general tres etapas, que son Banda Base, Frecuencia Intermedia y Radio Frecuencia. Un Radio Digital de Microondas (RDM) es bastante parecido a cualquier otro aparato de radio. Funciona bajo los mismos principios y se le puede aplicar la mayoría de sus definiciones en cuanto al funcionamiento de sus secciones de frecuencia intermedia (FI) y radiofrecuencia (RF). La diferencia de los radios digitales de microondas con respecto a los radios analógicos de microondas se encuentra principalmente en su sección de banda base (BB), la cual culmina en el modulador digital.

La sección de BB es muy importante en RDM, ya que una de las características de la comunicación digital es que se le puede proteger, codificar o procesar de una manera más precisa que en sistemas analógicos. Esto se hace con el fin de lograr una mayor calidad en el enlace, obtener una mejor relación señal/ruido, disminuir la probabilidad de error en los datos transmitidos, y si se requiere, mayor privacidad.

Lo anterior implica una divergencia entre los sistemas de radio digital y los analógicos, tanto en cantidad de subsistemas como en el costo total del sistema. Los sistemas analógicos tienden a tener la mayor parte del costo total en la etapa de RF y la menor dividida entre FI y BB, mientras que

los digitales se dividen la gran mayoría de los subsistemas (y del costo total) entre BB y RF, dejando sólo una parte mínima de ambos, costo y componentes, para la Frecuencia Intermedia (FI).

En BB se realiza el procesamiento y adecuación de la señal para su posterior transmisión, así como su regeneración e identificación en recepción. El paso fundamental para realizar lo anterior se dá entonces en las etapas de modulación y demodulación.

La señal de banda base es digital. Esto implica el uso de formatos de codificación binaria bipolar del tipo AMI, NRZ, HDB3, etc, algunos de los cuales se describieron anteriormente. Estas señales binarias viene distribuídas en formatos de codificación de línea como lo son ASCII (American Standard Code for Information Interchange), EBCDIC (Extended Binary-Coded Decimal Interchange Code), Baudot, y Morse, entre otros.

Estos formatos se utilizan para dar significado a grupos ordenados y definidos de bits, los cuales tienen una colocación determinada para cada letra del alfabeto, números, caracteres de puntuación y órdenes de control al equipo de comunicación de datos. Actualmente, el más utilizado para comunicación de datos en telefonía es ASCII (8 bits por caracter), desarrollado por la Bell Telephone Co. de los E. U. mientras que EBCDIC (8 bits por caracter), desarrollado por la IBM, se utiliza ampliamente entre computadoras. El código Baudot (5 bits) se utiliza extensamente en la transmisión de Télex, y el código Morse, aún utilizado en algunas

transmisiones de telégrafo, es inadecuado para la transmisión de datos debido a su variación en la longitud de sus caracteres (de 2 a 6 bits), por lo que no se utiliza en estas aplicaciones.

Dado que la señal de BB es digital, se usa para modular digitalmente una señal, generalmente de frecuencia intermedia (FI), que se utiliza a su vez como paso escalonado en frecuencia entre BB y RF. Dado que es en la modulación donde se introduce la señal de FI, el modulador se toma también como elemento de la sección de FI, aunque en realidad es la unión entre BB y FI, como se muestra en la Figura 37.

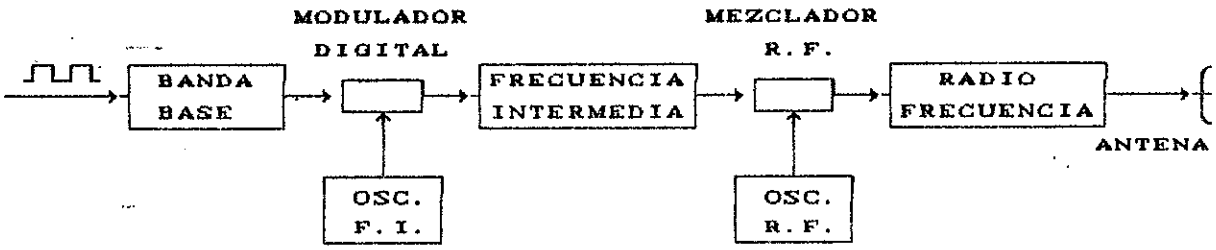


Figura 37. Etapas de frecuencia en Radios de Microondas.

Después de modular la señal, en la sección de FI se le filtra para permitir sólo el paso de las frecuencias deseadas, que llevan la información transmitida, y luego se amplifica. Esto es con el fin de aumentar por pasos la potencia de la señal a transmitir, además de equiparar las pérdidas producidas por el modulador y los filtros. La señal de FI amplificada se mezcla luego con una señal de alta frecuencia (RF), la cual será la que transporte la información por el

canal de transmisión, en este caso el aire. En esta etapa (RF) se mezcla la señal, se amplifica, se filtra una vez más y se envía por el aire mediante una antena de microondas.

En el punto de recepción se recibe en la antena, se amplifica, se filtra y se vuelve a mezclar para obtener la señal de FI, la cual a su vez se amplifica, se filtra y se demodula, obteniéndose de nuevo la información en banda base. En la sección de BB en recepción se sigue una secuencia exactamente inversa a la de transmisión, donde se recupera la información en su formato digital original.

En este capítulo se describen las partes más importantes de cada etapa, su principio de operación y su influencia sobre el sistema en general y la señal en particular.

II.3.1.- SUBSISTEMAS EN BANDA BASE .-

La etapa de banda base en los sistemas de Radio Digital de Microondas es de suma importancia, ya que es aquí donde se adecúa la señal para su correcta transmisión posteriormente. Es aquí donde se procesa la señal de la manera más adecuada con el fin de obtener una buena recepción en cuanto a potencia de la señal, probabilidad de error, y descomposición del flujo de datos en los canales adecuados que requiera el esquema de medición a utilizar. Es también en esta etapa donde se realizan los distintos tipos de codificación para seguridad, corrección de errores, y en ocasiones, extender el espectro de potencia para transmisión (Spread Spectrum). En pocas

palabras, es la etapa que diferencia los radios de microondas digitales de los sistemas analógicos.

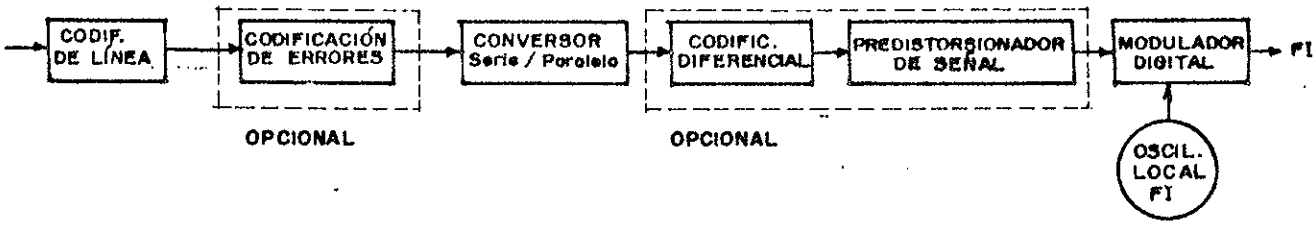


Figura 38. Diagrama a cuadros de subsistemas en Banda Base.

La secuencia más común de elementos que conforman la etapa de banda base en un sistema de Radio Digital de Microondas se muestra en la Figura 38. A continuación se hace una breve descripción de las funciones de cada uno de los elementos.

CODIFICADOR FUENTE (O DE LINEA).- La codificación fuente (o de línea) implica el codificar los datos de la fuente en formato digital. En esta etapa se realiza el formateo de la información. Esto es toda operación que transforma datos a la forma de símbolos digitales. El formateo se considera un caso especial de la codificación fuente, ya que ésta implica la compresión de datos más el formateo. Si la información se reciben en forma de algún texto alfanumérico (ASCII, EBCDIC, Baudot), se dice que se entrega en forma de codificación digital. Si los datos son analógicos, la forma de onda se debe muestrear a la frecuencia de Nyquist ($2f_{max}$), y se digitaliza (muestreo, cuantización y codificación PCM de uno de varios tipos: RZ, AMI, Manchester, etc.), quedando de esta manera codificada la información.

Generalmente se intenta que el código quede en formato NRZ, y luego el resultado se revuelve en secuencia pseudoaleatoria. Esto es con el fin de evitar problemas causados por secuencias largas de 1's y 0's, que hacen perder la sincronía a los circuitos detectores en recepción, asegurando que siempre habrán variaciones en el nivel de la señal binaria, y que se tendrá una salida con un espectro de potencia constante.

CODIFICACION PARA DETECCION Y CORRECCION DE ERRORES.- La codificación para corrección de errores consiste en insertar redundancia dentro de la información de tal manera que se puedan identificar errores. Es posible el aplicar códigos especiales al flujo de datos añadiendo un pequeño porcentaje de bits extra. Después de la demodulación de la señal se puede lograr la detección y corrección de errores de esta manera.

Esta etapa no se utiliza en enlaces terrestres tan frecuentemente como en enlaces por satélite por razones económicas, ya que se pueden lograr mejoras en la ganancia del sistema de otras maneras menos complejas. De cualquier manera, está empezando a utilizarse la corrección de errores en los sistemas más recientes de radio digital con gran eficiencia espectral.

Dado el énfasis en eficiencia espectral, no se utilizan códigos de corrección de errores ya que, al requerirse bits redundantes, aumenta el ancho de banda para la misma información. El uso de modulación de altos niveles, por otro lado, requiere de medidas especiales para mantener niveles de

error bajos (BER $\simeq 10^{-10}$ o menos durante propagación normal).

CONVERSOR SERIE - PARALELO .- Este conversor se utiliza para convertir un flujo de datos en serie en varios flujos distintos también en serie, uno para cada posición del bit, dependiendo del tamaño de la palabra digital en bits, y todos en completa sincronía. En el caso de esquemas de modulación en cuadratura, se usan palabras de dos series de bits. Esto es debido a que en los esquemas de modulación con eficiencia espectral requieren de dos componentes ortogonales y distintos, con el fin de proporcionar los canales I y Q requeridos para la modulación en cuadratura. Esta separación se puede hacer mediante circuitos lógicos comunes. El tipo de modulación a emplear vá a determinar la longitud del canal I y Q respectivamente, en términos de bit/canal, y la longitud del canal está directamente relacionada con el valor de M, el nivel de modulación.

CODIFICACION DIFERENCIAL.- Esta etapa se utiliza para restar ambigüedad en la fase en recepción, untilizándose solamente en sistemas no coherentes, aunque de todas maneras se requiere de coherencia en fase. Es un hecho que los sistemas de modulación coherentes (QAM, PSK) son superiores a otros esquemas no coherentes, ya que requieren de una relación C/N relativamente pequeña para lograr una relación bit-error (BER) dada (Oeting: 1979). Dado que se suprime la portadora, tiene que ser regenerada en el receptor con la fase correcta. Como no se puede evitar cierta ambigüedad (por ejemplo, $\pm\pi$ en BPSK), se utiliza codificación diferencial, donde se

transmiten transiciones y no transiciones (DPSK) (Carlson: 1975, Feher: 1983, Sklar: 1986). Si los dígitos adyacentes son de la misma fase, su resultado es un uno binario. Si son de fases opuestas, es un cero binario (Freeman, 1975).

La codificación diferencial empieza con un primer bit arbitrario y luego indica los bits del mensaje por subsiguientes transiciones y no transiciones. Una transición indica un cero y una no transición indica un uno (ver TABLA I). La codificación diferencial se utiliza principalmente en sistemas PSK, aunque su uso no está limitado sólo a estas aplicaciones.

PREDISTORSIONADOR DE SEÑAL.- Este es un elemento opcional que puede aparecer o no en un sistema de radio digital. Se diseña para compensar la distorsión causada por el amplificador de potencia, principalmente en aplicaciones de QAM de muy alto nivel ($M \geq 64$), donde existe poca diferencia de amplitud entre los distintos puntos de la constelación.

MODULADOR .- El modulador digital es el que cumple con la función de modular la señal. Esto es con el fin de que se transmita la información mediante la emisión de ondas analógicas de radiofrecuencia (RF). Gran parte del comportamiento y desempeño de un sistema de radio digital de microondas depende del esquema de modulación utilizado. Las características de los esquemas de modulación más importantes, y sus circuitos representativos, han sido tratados en el capitulo 2.1.

DEMODULADOR .- La etapa de la demodulación es quizás la más importante en todo el conjunto de subsistemas de un radio digital de microondas, y la más crítica, ya que de ésta depende el éxito o fracaso del sistema de radio. Este hecho es particularmente característico de los enlaces digitales de todo tipo, ya que cualquier falla ó variación en los parámetros de la portadora en recepción puede dar un carácter totalmente distinto a la información transmitida.

Esto se refiere al hecho de que el medio de propagación, o aún componentes mismos del sistema de radio, pueden afectar la amplitud, frecuencia y/o fase de la señal modulada, produciendo cambios no deseados en ésta. Si ésta señal alterada cae dentro de regiones de reconocimiento equivocadas en el demodulador, la información recibida será distinta a la original. Es por esta razón por la cual el demodulador debe tener la capacidad de reconocer señales aún con cierto grado de degradación.

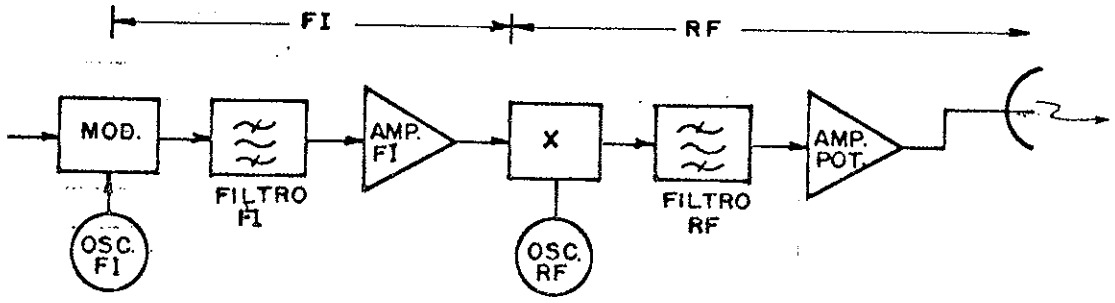
En el capítulo 2.1 se describieron varios circuitos demoduladores y sus características, y en el capítulo 2.4 se mostrará su probabilidad de error asociada.

II.3.2 SUBSISTEMAS DE FRECUENCIA INTERMEDIA (F.I.) .-

El primer elemento reconocido como parte de la etapa de frecuencia intermedia es el modulador en el subsistema de transmisión, y el demodulador en el subsistema de recepción.

La etapa de FI es opcional en algunos transmisores comercialmente disponibles. Algunos la utilizan, y por lo general es de 70 o 140 MHz, dependiendo del ancho de banda requerido para modular la señal de banda base, aunque se dan casos de frecuencias de FI con otros valores.

Existen, sin embargo, otros sistemas que no utilizan frecuencia intermedia, por lo que se dice que emplean *modulación directa*, y donde el oscilador local del modulador es la fuente de microondas (oscilador de RF). Esto se hace generalmente con el propósito de eliminar etapas de conversión de la señal, y por lo tanto, bajar el costo final del equipo. La modulación se hace directamente entre la señal digital y la señal de microondas. Esto puede ser factible si se tiene la potencia adecuada y la calidad de filtros necesaria para efectuar una transmisión limpia y clara, así como la certeza de que el oscilador de RF es estable en frecuencia. Esta modulación directa (sin frecuencia intermedia), suele darse solamente en sistemas con esquemas de modulación simples (ASK, FSK y BPSK), y generalmente con osciladores a base de diodos Gunn.



Figuras 39. Subsistemas en frecuencia intermedia (FI) y radiofrecuencia (RF).

La etapa de FI es, sin embargo, casi obligatoria en

recepción, y suele ser igual a la de transmisión. En el caso de modulación directa, se utilizan las mismas frecuencias de FI ya mencionadas (70 y 140 MHz). Esto es debido a que la señal, aunque pudo haber sido amplificada en la etapa de bajo ruido, requiere de una amplificación a un nivel mayor que le permita entrar al demodulador con una potencia tal, que pueda ser reconocida por los detectores y discriminada del ruido adherido durante su propagación. Los componentes comúnmente encontrados en la etapa de FI son los que se mencionan a continuación.

FILTRO DE F.I. Este es un filtro pasa banda que tiene el ancho de banda de operación de la señal modulada. Se coloca inmediatamente después del modulador en transmisión, ya que se requiere eliminar las componentes de frecuencia no deseadas generadas durante la modulación, y después del mezclador conversor de frecuencia descendente en recepción. Dado que estos filtros funcionan a frecuencias medias, se pueden utilizar arreglos de capacitores, resistencias e inductancias para generar las características de respuesta a la frecuencia del filtro. Estas características son determinantes para que el filtro sea o no sea muy selectivo, aunque en realidad se trata sólo de eliminar frecuencias lejanas a la de FI, y que no sean amplificadas posteriormente. El filtro se usa indistintamente en transmisión y recepción.

AMPLIFICADOR DE F.I. Suele presentarse después del filtro de F.I., tanto en transmisión como en recepción. Su función es la de actuar como un preamplificador para la etapa de RF, así

como para vencer las pérdidas por inserción que causan los subsistemas de banda base y FI, principalmente el modulador (o demodulador) y los filtros. Estos amplificadores suelen consistir en arreglos de transistores o en amplificadores operacionales de VHF, y tienen niveles de ganancia relativamente bajas (alrededor de 20 dB), ya que no se puede introducir gran potencia a los mezcladores de RF en transmisión (excepto en aplicaciones de gran potencia, donde se usan mezcladores especiales), o a los demoduladores en recepción. Como ya se ha dicho, los amplificadores de F.I. se limitan a dar un cierto nivel de potencia a la señal, con el fin de ser utilizada posteriormente de acuerdo a las necesidades de cada caso.

OSCILADOR DE F.I. Estos osciladores son generalmente a base de cristales piezoeléctricos de cuarzo o de ondas acústicas de superficie (*SAW*). Los osciladores de cuarzo se cortan de manera que al aplicarse cierto voltaje entre sus paredes, o al ejercer cierta presión entre ellas, se generan oscilaciones continuas y de frecuencia constante que se utilizan para mezclar la señal de FI con la de banda base, tanto en transmisión como en recepción. Por lo general estos cristales vienen dentro de cámaras con temperatura constante, o con un fuerte aislamiento térmico que impida variaciones en la temperatura del cristal, lo cual originaría fluctuaciones en la frecuencia de oscilación. Pueden utilizarse también transistores como osciladores, auxiliados por circuitos tanque o resonadores que fijan la frecuencia lo más cerca posible al valor de frecuencia deseado.

II.3.3 .- SUBSISTEMAS DE RADIOFRECUENCIA (RF) .-

En la sección de RF es donde se dá la forma final a la señal que transporta la información, definiéndose además las características de la señal propagada. Esto es en base a la frecuencia de operación, el ancho de banda permitido y la potencia mínima de recepción. Dadas las características del enlace, se tiene una base para determinar los parámetros del mismo, como lo son diámetros de antenas, elevación de sus torres y potencia transmitida, así como de cálculos de confiabilidad y pérdidas en general. La primera etapa de la sección de RF es el conversor de frecuencia de RF. Aquí se mezcla la señal de FI con una señal de alta frecuencia que proporciona el oscilador de RF. Esta señal tiene la frecuencia de operación del sistema y será la portadora de la información durante la propagación de la señal, en este caso, en la banda de microondas.

MEZCLADOR DE RF, O CONVERSOR DE FRECUENCIA .- Por lo general, en el caso de los radios de microondas se utilizan mezcladores monolíticos de microondas, los cuales tienen las etapas de conversión de frecuencia, y a veces la amplificación de la señal resultante. Esto se toma como una pre-amplificación de la señal de microondas, ya que algunos de estos mezcladores llegan a proporcionar potencias de salida de hasta 20 dBm (Microwaves & RF, 1986).

La mayor parte de los mezcladores de microondas consisten

en arreglos de diodos tipo Schottky, auxiliados por técnicas de fabricación de circuitos de microcintas, que ayudan a mantener las características del mezclador dentro de límites tolerables. Estos diodos suelen colocarse en configuración de anillo, bastante parecido al modulador balanceado de la Figura 8 (ver pag. 20), pero con componentes de microondas.

A continuación se mencionan varios de los parámetros que deben tomarse en cuenta para utilizar mezcladores de altas frecuencias en sistemas de microondas. Estos son las pérdidas de conversión, que son las pérdidas que afectan la potencia de la señal solamente por el hecho de mezclarse con otra, y existen debido a que la potencia se divide en varias componentes de frecuencia, de las cuales sólo una es de interés. Los valores comunes de pérdidas de inserción de mezcladores comerciales varían entre 6 y 10 dB. Otro parámetro de interés para el diseñador lo es el aislamiento entre canales. Esto es la relación de potencia que existe entre una y otra de las entradas del mezclador (oscilador local y entrada de FI) y que en dispositivos comerciales se encuentra entre 20 y 35 dB.

Un parámetro muy importante, no sólo en el mezclador sino en la mayor parte de los subsistemas, es el proporcionado como relación de onda estacionaria de voltaje (ROEV) tanto a la entrada como a la salida. Esta es una indicación de la calidad del acoplamiento entre dos dispositivos secuenciales y lo ideal es tener una relación de 1:1.0 aunque por lo general los mezcladores presentan valores entre 1.4 y 3.0, dependiendo

del tipo de mezclador y sus características de fabricación. También es importante el definir el intervalo de frecuencia en el cual el mezclador es más eficiente. Algunos mezcladores ofrecen también supresión de armónicas de intermodulación, con valores desde 25 y 50 dB hasta más de 70 dB por debajo del nivel de salida. Los mezcladores pueden operar en intervalos de frecuencia estrechos o amplios, dependiendo del tipo de dispositivo y su aplicación.

OSCILADOR LOCAL DE RF. El oscilador local de RF es el encargado de suministrar la señal de microondas al mezclador. Este oscilador anteriormente era un tubo de microondas que generaba una forma de onda senoidal de frecuencia estable y regular potencia. Dos de estos tubos son el Magnetrón y el Klystron reflex. El más utilizado era el klystron, ya que se tenía mayor control sobre su frecuencia y producía menos ruido y frecuencias laterales que el Magnetrón. De hecho, algunas de las repetidoras de la red federal de microondas de México actualmente usan este tipo de generadores. Otra desventaja de los tubos de microondas es que requieren altos voltajes de polarización, lo que los hace tener niveles de eficiencia relativamente bajos, del orden de 40 % para los klystron y del 40 a 60 % para el magnetrón (Avantek, 1987).

Desde hace algunos años se han utilizado dispositivos de estado sólido para generar señales de microondas, particularmente los que utilizan el efecto de resistencia negativa que presentan algunos semiconductores, como lo son el arseniuro de galio (GaAs), arseniuro de galio-aluminio

(AlGaAs) y arseniuro de indio (InAs), entre otros. En el caso de los dispositivos semiconductores, el tipo de material de fabricación juega un papel muy importante, ya que dependiendo de las bandas de energía a nivel atómico, depende su comportamiento. En el caso de los materiales ya descritos, estos se utilizan para producir distintos dispositivos que utilizan una o varias de las características de este tipo de semiconductores.

En el caso de los osciladores, los que más se utilizan en sistemas de radio de microondas son principalmente el diodo Gunn, y ocasionalmente, el diodo IMPATT (Avantek:1986, MACOM: 1987, Intl. Microwave Corp.: 1987). También se utilizan los transistores de microondas en configuración de base o compuerta común, en los casos de transistores bipolares y FETs, respectivamente.

Una ventaja de los osciladores a partir de dispositivos de estado sólido es su tamaño reducido, su eficiencia (29 % Gunn, 60 % IMPATT y 60 % transistores), su costo reducido, su bajo nivel de polarización (± 15 Vcd) y su gran estabilidad en frecuencia, así como su bajo ruido de fase, comparado con los tubos de microondas. A veces se hace oscilar uno de estos dispositivos a frecuencias bajas, y mediante el uso de dispositivos no lineales (multiplicadores), se generan frecuencias armónicas, las cuales se filtran y luego se les utiliza como fuentes de señales de altas frecuencias. También se usan osciladores de cuarzo y multiplicadores para generar señales de bajo nivel de ruido de fase.

La mayoría de los osciladores de microondas que se utilizan en comunicaciones tienen algún dispositivo que les estabiliza la frecuencia. Para lograr esto se utilizan resonadores y sintonizadores. En el caso de los tubos de microondas, se usan resonadores de cavidad, mientras que en dispositivos de estado sólido se ha popularizado el uso de resonadores dieléctricos. Se usan también sintonizadores a partir de diodos varactores, esferas YIG y ocasionalmente, VCOs y PLLs.

FILTRO DE RF .- El filtro de RF se puede colocar antes o después del amplificador de potencia, dependiendo del comportamiento de este último (Bayless, 1979). Por lo general, la señal a la salida del mezclador viene con varios componentes de frecuencia, los cuales son producto de ambas entradas (RF y FI), y de las cuales se deja pasar solamente la señal deseada, por lo que estos filtros son del tipo pasa banda.

Los filtros de altas frecuencias son distintos a los de bajas frecuencias, aunque su principio de operación es el mismo; dejar pasar ciertas frecuencias mientras que se rechazan otras. Por lo general, los filtros de bajas frecuencias se fabrican utilizando elementos concentrados (capacitores, bobinas, resistencias), mientras que los filtros de altas frecuencias utilizan elementos distribuídos. Estos se hacen mediante arreglos capacitivos e inductivos, lo cual se logra con distintas configuraciones de microcintas, frecuentemente ayudadas por ciruitos selectivos en frecuencia.

Las líneas de microcinta se pueden configurar de manera tal que, además de ser una línea de transmisión, se comporte como inductancia o capacitancia, dependiendo de sus parámetros de transmisión, principalmente su impedancia característica y su longitud eléctrica. Si la impedancia de una línea de microcinta es muy baja (10 Ω), se requiere de una línea ancha, lo cual implica el aumento de potencial eléctrico entre la cinta y el plano de tierra, aumentando su capacitancia. Si por el contrario, la línea tiene una impedancia muy alta (90 Ω), su anchura es muy pequeña, por lo que aumenta el potencial magnético alrededor de la cinta, simulando una inductancia.

Mediante arreglos capacitivos e inductivos de líneas de microcinta se puede construir filtros de una calidad relativamente buena. La mayoría de las firmas comerciales que ofrecen filtros de microondas utilizan elementos extra para aumentar la selectividad del filtro, generalmente mediante esferas YIG (Yttrium Iron Garnet) o resonadores dieléctricos. Las esferas YIG y los resonadores dieléctricos reaccionan ante las microondas de manera tal que elevan el factor de calidad Q de un filtro (o de un oscilador) a una frecuencia determinada por sus características de fabricación (tamaño, material, forma) así como por su ubicación dentro del circuito.

En el caso de filtros muy selectivos, (10 a 40 MHz de ancho de banda) se puede utilizar uno o varios dispositivos a la misma frecuencia, lo cual hace que el filtro u oscilador trabaje en un ancho de banda muy bien definido. En el caso de filtros con mediano ancho de banda (50 a 200 MHz), se

pueden usar uno o varios dispositivos a frecuencias cercanas que abarquen el intervalo de frecuencias de interés. En el caso de filtros de gran ancho de banda (200 MHz a 6 GHz), no se requiere de este tipo de dispositivos (MACOM: 1986).

AMPLIFICADOR DE POTENCIA .- El paso final de la etapa de transmisión es la amplificación de la potencia de la señal. Esto se hace con el fin de proporcionar a la señal transmitida la potencia necesaria para superar los procesos de desvanecimiento, atenuación y pérdidas en potencia que sufre la señal durante su propagación. En el caso muy particular de los radios de microondas, dadas las frecuencias involucradas, estos enlaces son cortos (máximo 40 kms), y en el caso de comunicaciones urbanas lo son aún más (5 a 15 kms). Esto requiere el uso de amplificadores de regular potencia, dado que en estas frecuencias se pueden utilizar antenas pequeñas pero de gran ganancia, permitiendo una radiación eficaz de la señal con menor potencia.

No existen aún en México datos o normas restrictivas en cuanto a la potencia de transmisión en enlaces superiores a los 6 GHz, por lo que frecuentemente se usan datos proporcionados por la FCC (Federal Communications Comission) de los Estados Unidos. A cada banda de frecuencia se le asignan límites inferiores y superiores de frecuencia y de potencia, así como de ancho de banda de canal. Al hablar de amplificadores de potencia en el área de las microondas, se refiere de dispositivos que entregan cuando mucho de 3 a 5 W, pero que generalmente se encuentran entre los 100 y 500 mW.

En décadas pasadas, los dispositivos más utilizados en las etapas de potencia en radios de microondas solían ser tubos de ondas viajeras (TWTs), pero con el desarrollo de técnicas de fabricación de dispositivos de estado sólido, actualmente se utilizan transistores de microondas de potencia que trabajan en el intervalo de potencias antes descrito.

Comúnmente se usan amplificadores modulares de varias etapas, con niveles de ganancia de 20 a 41 dB y con potencia de salida desde 120 mW (+20 dBm) en varias frecuencias, hasta los de 10 W (+40 dBm) a 11 GHz (AVANTEK AMT-117109), y de 316 mW (+25 dBm) a 24 GHz (AVANTEK AMT-24155).

A continuación se hace mención de algunos de los factores que el diseñador debe tomar en cuenta al momento de decidir qué amplificador utilizará, como por ejemplo, el intervalo de frecuencia de amplificación. Esto se hace con el fin de asegurar que se logre una máxima amplificación con un mínimo de distorsión a la frecuencia deseada. También se debe tratar de que el amplificador trabaje lo más cerca posible de su región lineal, especialmente cuando se utilizan esquemas de modulación de alto nivel (mayores a 16-QAM).

Debe observarse también que la ganancia del sistema no esté por arriba de su punto de compresión de 1 dB. Este punto se determina cuando la potencia de salida se aleja 1 dB del comportamiento esperado en su región lineal, lo cual implica el hacer trabajar al amplificador a la máxima potencia

operable, aún a costa de tener algunas distorsiones en la señal. Lo anterior se pudiese permitir en sistemas con esquemas de modulación de amplitud constante, como FSK y hasta PSK, pero nunca en sistemas con técnicas de modulación de amplitud variable, como ASK o QAM. Además, el hecho de trabajar en regiones no lineales puede tener repercusiones en la fase de la señal (distorsión AM-PM), donde al variar la amplitud de un sistema en saturación, varía también la fase de la señal, y ésta puede ser una fuente de error en sistemas con esquemas de modulación M-PSK.

Por lo general, es recomendable el hacer trabajar al amplificador de potencia dentro de su región lineal, estableciendo un márgen de seguridad de varios dB abajo del punto de saturación de 1 dB, conocido como potencia de Back-off. Esto implica dejar de 3 a 5 dB de margen antes del punto de saturación, aún a costa de no utilizar el amplificador a su máxima eficiencia, pero por otro lado, asegurando su linealidad.

ANTENAS .- Las antenas son, quizás, el elemento más representativo de los radios de microondas, ya que son fácilmente identificables. Por lo general, son de forma parabólica en su interior, y protegidas dentro de cilíndros de plástico o metal, y con su parte frontal cubierta con un radome (cubierta de plástico o vidrio, transparente a las microondas). Generalmente tienen en su parte posterior una caja donde se encuentra el equipo de RF, el cual es conveniente que se encuentre cerca de la antena, debido a las

pérdidas que causan cables largos de RF.

Las antenas se encuentran fijas a tubos verticales mediante argollas, y pueden ser orientadas mecánicamente mediante tornillos de precisión, tanto en azimut como en elevación. Las antenas de los sistemas de radios de microondas funcionan igual que cualquier antena de microondas, y sus parámetros de transmisión dependen de su diámetro y de la frecuencia de operación, como lo muestra la ecuación 31. La ganancia de una antena se entiende como la relación entre la potencia radiada de una antena isotrópica (antena imaginaria que radía de igual forma en todas direcciones), y la potencia radiada de esa antena en una sola dirección.

$$G_{ant} = 60.7\ f^2 D^2 \qquad (31)$$

$$G_{ant}(dB) = 17.8 + 20\ log\ f + 20\ log\ D$$

Aqui se puede observar como la frecuencia y el diámetro afectan directamente la ganancia de la antena, lo cual significa que, a mayor frecuencia, la antena es más directiva con el mismo diámetro, y a la vez, que a mayor diámetro, la antena tiene más ganancia a la misma frecuencia.

En el caso de las antenas de sistemas comerciales, se observa una tendencia a utilizar antenas de 2, 4 y 6 pies de diámetro (0.6, 1.2 y 1.8 mts), independientemente de la frecuencia del sistema, como se observá en la Tabla III. Esto implica el que se tenga distintas ganancias para

TABLA VII. Comparación entre distintos sistemas de RDH.

FRECUENCIA (GHz)	2	4	6	11	18	23
POTENCIA MINIMA (mW/dBm)	(126/21)			(200/23)	(63/18)	(50/17)
POTENCIA PROMEDIO (mW/dPm)	(566/27)	(1.2W/31)	(700/28.5)	(400/26)	(100/20)	(66/18)
POTENCIA MAXIMA (mW/dBm)	(3.2W/35)	(1.4W/31.5)	(800/29)	(630/28)	(224/23)	(100/20)
ANCHO DE BANDA AUTORIZADO (MHz)	1.6,3.5,5,10	7, 10, 20	10, 20, 30	20, 40	10, 20, 40	10,20,25,40 50
TOLERANCIA EN FRECUENCIA	+0.001 %	+ 0.002 %	+ 0.002%	0.001 %	+ 0.01 %	+ 0.03 %
INTERVALO DE FRECUENCIAS (GHz)	1.7 - 2.3	3.7 - 4.2	6.525-6.875	10.7 - 11.7	17.7 - 19.7	21.2 - 23.6
DIAMETRO DE ANTENAS (pies)	2' 4' 6'	2' 4' 6'	2' 4' 6'	2' 4' 6'	2' 4' 6'	1' 2' 4' 6'
GANANCIA DE ANTENAS (dBi)	**	**	**	**	**	**
ANCHO DE HAZ (3dB)	**	**	**	**	**	**
OSCILADOR DE R.F.	Cristal, Transistor	Cristal, Transistor	Gunn, Transistor, Cristal	Gunn, Transistor, Cristal	Gunn, Transistor	Gunn, Transistor

TABLA VIII. Comparación entre antenas a distintas frecuencias.

FRECUENCIA (GHz)	DIAMETRO (mts)	GANANCIA (dB)	ANCHO DE HAZ (°)
2	0.6	19.36	15.28°
	1.2	25.40	7.62°
	1.8	28.92	5.08°
4	0.6	25.40	7.62°
	1.2	31.42	3.81°
	1.8	34.94	2.54°
6	0.6	28.90	5.09°
	1.2	34.94	2.54°
	1.8	38.46	1.7°
11	0.6	34.19	2.8°
	1.2	40.20	1.4°
	1.8	43.73	0.9°
18	0.6	38.7	1.8°
	1.2	44.7	0.9°
	1.8	48.2	0.6°
23	0.3	33.1	3.5°
	0.6	40.0	1.8°
	1.2	46.5	0.8°
	1.8	49.5	0.6°

diferentes sistemas, lo cual se compensa dado que se requieren distintos niveles de potencia para cada frecuencia, además de que permiten cierta flexibilidad al usuario en términos de costos.

Las antenas suelen ser utilizadas indistintamente tanto en transmisión como en recepción, ya que pueden cumplir su cometido de igual manera. La tarea verdadera de una antena es el transmitir adecuadamente una señal eléctrica al espacio en forma de ondas electromagnéticas, e inversamente, recoger una señal electromagnética y convertirla en una señal eléctrica. El espacio libre (aire) se utiliza como medio de transmisión, y como tal, tiene una impedancia característica bastante parecida a la del vacío, como se muestra en la ecuación 32.

$$Z_o = \sqrt{\frac{\varepsilon_o}{\mu_o}} = 120\ \pi \simeq 377\ \Omega \qquad (32)$$

Dado que los cables y conectores que conducen la señal eléctrica de microondas tienen a su vez otra impedancia característica (generalmente de 50 Ω), la función de la antena es más bien parecida a un acoplador de impedancias entre el sistema de RF y el medio de propagación (el aire), tanto en transmisión como en recepción. Una misma antena puede servir para ambos casos, siempre y cuando a la entrada de la antena se coloque un aparato capaz de decidir cuál es la señal a transmitir y cuál es la señal recibida.

Existen actualmente varios dispositivos de este tipo, como el *diplexor*, el cual separa en función a la diferencia en

potencia de las dos señales presentes, así como el *duplexor*, que lo hace en función a la frecuencia de cada una de éstas, pero quizás el más utilizado sea el *circulador*. Este disposivo se comporta como un interruptor circular, el cual permite el paso a las señales que van en una dirección, mientras que rechaza las que vienen en otra dirección. De esta manera, un dispositivo de tres terminales sirve para conectar un puerto al transmisor, el siguiente a la antena, y el siguiente al receptor como se vé en la Figura 40. Un circulador conectado de esta manera, conducirá la señal del transmisor a la antena únicamente, y de la antena sólo al receptor.

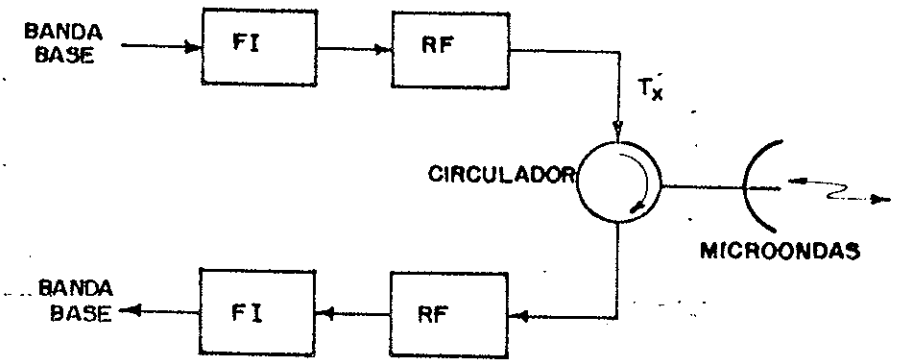


Figura 40. Ubicacion del circulador en un sistema bidireccional.

AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO EN RECEPCION .- Esta etapa es muy importante en recepción, ya que de aquí depende la calidad de la señal recibida de acuerdo a su nivel de ruido. La señal propagada sufre cambios en su magnitud debido al ruido que se le une en su viaje, y el cual se presenta en forma sistemática en todas las frecuencias del espectro. Dada la poca potencia con que se radían las microondas y las fuertes pérdidas que sufre la señal durante el trayecto, se requiere de

amplificarla en cuanto se recibe, incluyendo el ruido que trae añadido. Este ruido afecta a la señal, pero el amplificador mismo genera también ruido debido a los choques entre los electrones que constituyen la corriente eléctrica, tanto en los conductores como en los transistores que conforman el amplificador. Este ruido del amplificador está presente desde el inicio de la amplificación, y dado que se amplifica todo por igual, se tiene que si se usan transistores que generen mucho ruido, al final del proceso de amplificación no se podrá discriminar la señal con información de la señal de ruido. Por esta razón es que se inició la investigación que condujo al desarrollo de transistores hechos con materiales que generan menos ruido que los primeros, como lo son los mencionados anteriormente (GaAs, AlGaAs, etc.). Actualmente se han desarrollado transistores GaAsFET que realizan una buena amplificación con niveles de ruido bastante bajos. Colocando varios de estos transistores en la etapa inicial de amplificación en recepción, se logra disminuir en forma apreciable el ruido a niveles dentro de lo tolerable.

El uso de amplificadores de bajo ruido es obligatorio en comunicaciones vía satélite, pero su uso no es generalizado dentro de los sistemas de radios de microondas para enlaces urbanos. Esto es debido a que algunos fabricantes consideran innecesario el costo asociado a tales dispositivos, principalmente en enlaces de muy corto alcance, aunque el precio de los dispositivos GaAsFET tiende a disminuir a medida que pasa el tiempo y se perfeccionan las técnicas de fabricación.

II.4 .- CONSIDERACIONES DE DISEÑO EN ENLACES DE RADIO PUNTO A PUNTO .-

CONSIDERACIONES DE DISEÑO .- Existen varios pasos bien definidos que deben tomerse en cuenta al diseñar enlaces de radios de microondas (Bayles: 1979, Panter: 1972, Dumas y Sands: 1967). Previos a estos pasos se debe definir el tipo de información a transmitir (voz, datos, etc.), y el tráfico a cursar (volumen y tipo). A continuación se mencionan algunas de las consideraciones más importantes en el diseño de enlaces de radio:

1) Ubicar la situación de ambas terminales (localización).
2) Determinar línea de vista entre terminales.
3) Estudiar el tipo de terreno bajo la trayectoria.
4) Determinar altura de posibles obstáculos (actuales y futuros).
5) Obtener información en cuanto a frecuencias y trayectorias permitidas.
6) Obtener información meteorológica de la región del enlace.
7) Determinar el ancho de banda del enlace.
8) Determinar la potencia requerida en recepción.
9) Determinar los pasos de procesamiento de la señal digital para su transmisión.
10) Determinar acceso a líneas de alimentación y señal.
11) Determinar altura de torres y separación entre equipo.

Con el fin de lograr una mejor comprensión de estos

pasos, a continuación se presenta una explicación más detallada de cada uno.

1) El primer paso consiste en establecer claramente los puntos terminales del enlace, con el fin de obtener la distancia aproximada que cubrirá la trayectoria entre un punto A y un punto B. Se les puede llamar también punto de transmisión y punto de recepción, pero en el caso de comunicación bidireccional simultánea (full-duplex) esto no se aplica.

Al establecer los puntos terminales del enlace, se puede obtener su distancia a partir de dos métodos. Uno de ellos consiste en calcular la distancia mediante métodos de medición física (kilometraje de un automóvil o aproximación trigonométrica con respecto a una distancia conocida). El otro método consiste en el uso de cartas y mapas topográficos, en el que se encuentren las coordenadas de ambos puntos en grados, minutos y segundos. Esto es debido a que en enlaces cortos un minuto de grado equivale aproximadamente a 1.58 km, por lo que enlaces de 10 km implican diferencias de menos de 6 minutos de latitud o longitud. Si se tienen los datos precisos de la ubicación de ambos sitios, se recomienda utilizar esta técnica, pero si no es así, la primer técnica proporciona buenos resultados para fines prácticos.

2) Un punto muy importante en el diseño de enlaces de microondas es el hecho de que debe existir línea de vista entre las antenas transmisora y receptora. Esto es debido a que las microondas se propagan predominantemente en línea recta, con muy pequeñas variantes en el caso de la curvatura del haz por factor K. Además, las frecuencias utilizadas

requieren que no existan distancias mayores a las que se tiene alcance visual, dado que serían necesarios sistemas con mucha ganancia y bajo ruido. En el caso de los radios de microondas, se requiere que las antenas sean perfectamente visibles una de otra.

3) El siguiente paso implica el obtener información acerca del tipo de terreno sobre el que se va a establecer el enlace. Ya se mencionó en el capítulo 2.1 que se debe hacer lo posible por evitar superficies lisas o planas, como son los desiertos, lagos o playas donde se pudieran presentar efectos de reflexión terrestre, así como vías acuíferas (ríos, arroyos, canales), debido a que la evaporación que sufren causa cambios en la atmósfera inmediata al haz, provocando desvanecimiento o refracción. En el caso de que exista alguno de estos tipos de terreno bajo la trayectoria directa del haz, se recomienda establecer posibles trayectorias opcionales de manera que se eviten dichos terrenos. Si no existe manera de evitarlos, se recomienda utilizar diversidad de frecuencia y/o diversidad espacial.

La primera consiste en transmitir simultáneamente la misma información a frecuencias distintas (5% de separación entre una y otra, aproximadamente). Esto es debido a que la refracción y el devanecimiento son selectivos a la frecuencia, por lo que afecta más a unas frecuencias que a otras. En caso de que un receptor reciba menos potencia del mínimo requerido, automáticamente se cambia el sistema a la otra frecuencia. Esto obviamente hace necesario el agregar redundancia en el sistema y lo hace más caro, pero existen

aplicaciones que así lo requieren (aplicaciones militares, bancarias o de telefonía).

La diversidad espacial implica la utilización de dos o más antenas, separadas a varias decenas de longitudes de onda entre sí. Esta se utiliza cuando se tienen problemas de reflexión terrestre, refracción o multitrayectorias. Cuando existen problemas de este tipo en una de las antenas, se cambia a otra colocada en un punto distinto y donde los problemas son menores.

4) Esta es una variante del punto número 2. Dado que un enlace de microondas requiere de línea de vista, se trata de evitar posibles obstrucciones a la trayectoria del haz. Todo obstáculo que se encuentre dentro de la primera zona de Fresnel afectará en gran parte la potencia de la señal transmitida. Esto incluye obstrucciones del tipo de casas, edificios, paredes, montes y hasta árboles, sobre todo si son muy altos o muy frondosos. Dado que las microondas se comportan muy parecido a la luz, cualquier obstáculo impide en gran medida el paso de la señal, causándole atenuación. Deben tenerse en cuenta obstáculos actuales y futuros, por lo que debe hacerse un estudio sobre las posibles áreas de construcción, parques y bosques que pudiesen crear problemas en un futuro cercano. Además del libramiento de la primera zona de Fresnel, debe añadirse la distancia h por corrección de curvatura de la tierra por factor K.

5) En el caso de la República Mexicana puede decirse que, aparte de la banda de frecuencias de los 4 y 6 GHz, el

espectro de frecuencias de microondas está casi libre, sobre todo en zonas urbanas. Sin embargo, dado que es previsible el uso futuro de sistemas urbanos de microondas, conviene planear y utilizar adecuadamente las distintas bandas de operación de microondas con el fin de no congestionarlas, y que no interfieran en sistemas adyacentes. Esto se hace regulando la ubicación, distancia y orientación de cada enlace, su frecuencia y polaridad, además de su potencia y ancho de banda. Esta debe ser labor que realize la dependencia del gobierno encargada de otorgar permisos para el uso de sistemas de microondas, tanto públicos como privados.

6) Es conveniente el acudir a oficinas gubernamentales o a entidades que dispongan de información meteorológica estadística de la región del enlace, con el fin de conseguir los datos más exactos en cuanto a promedios de intensidad de precipitación pluvial, máximos y mínimos, así como información respecto al índice de refractividad atmosférico, temperatura, presión atmosférica y humedad relativa en cada época del año. Esto es con el fin de poder calcular atenuación por lluvia y curvatura del haz por factores atmosféricos, que llevan a la obtención del factor K.

7) Es indispensable el conocer de antemano las necesidades del usuario en cuanto a velocidad de transmisión de datos, ya que de esto depende en buena parte el esquema de modulación a utilizar, dependiendo del ancho de banda de canal asignado. Esto redunda en la potencia requerida para transmitir a este ancho de banda, y en la potencia mínima requerida en recepción

para una probabilidad de error definida.

8) Este punto es complemento del anterior, ya que si bien el esquema de modulación demanda cierto nivel de potencia en recepción, el equipo de RF es el encargado de lograr que esto se cumpla. Es imprescindible el definir la ganancia de las antenas así como la potencia del transmisor y la ganancia del receptor, con el fin de que la señal pueda ser demodulada sin problemas. Igualmente deben determinarse las pérdidas totales del sistema, como lo son las de propagación en espacio libre, desvanecimiento, reflexión, refracción y las pérdidas esperadas por lluvia para un caso de interrupción del sistema dado. Esto debe saberse con anticipación, con el fin de obtener la ganancia necesaria de antenas, del receptor y potencia del transmisor.

9) Es también necesario el definir cuales son los pasos necesarios para el procesamiento de la señal en banda base. Se debe establecer qué procesos son necesarios y cuáles son opcionales, ya que en base a esto se decide gran parte de la eficiencia y del costo total del sistema. Debe tenerse cuidado también de no mezclar señales codificadas distintamente ni con parámetros diferentes (valores de voltajes distintos para 1's y 0's), y que las velocidades de transmisión de cada etapa sean las adecuadas, con el fin de lograr una transmisión más eficiente y libre de errores.

10) Es también importante el localizar posibles fuentes de alimentación para el equipo exterior, así como determinar

posibles tendidos de cables de transmisión entre el equipo de FI y banda base en interiores, y el equipo de RF en exteriores.

11) Debe determinarse con anterioridad el lugar donde se fijarán las antenas. Si es necesario el uso de torres o mástiles para superar obstáculos, debe determinarse dónde estará la base de éstas y a dónde se asirán los cables de anclaje. También es necesario conocer las dimensiones de las torres así como su distancia al equipo de FI y BB, para poder determinar los requerimientos de estructuras para ambas torres, así como la longitud de los cables. Las antenas deben fijarse fuertemente a los mástiles dado que frecuentemente los radomes tienen superficies planas, oponiendo gran resistencia al viento.

III.- DISEÑO DE SISTEMAS DE RADIO.-

La investigación dedicada a aumentar la velocidad de transmisión en sistemas de banda limitada se inició desde los primeros años de la comunicación por radio (Gulstad, 1898, con el telégrafo). Posteriormente, Nyquist en 1928 presentó los fundamentos analíticos para la transmisión de telégrafo sobre un cable de banda limitada con cero interferencia entre símbolos. Posteriormente, en 1963, Lender presentó las bases analíticas para transmisión duobinaria, generalizado después por Kretzner en 1966. Durante este período la transmisión digital fué tomada con la idea de usar instalaciones de voz analógicas para transmitir datos. Los trabajos de Nyquist, Lender y Kretzner, entre otros, forman la base teórica para el diseño de sistemas de radio digital de banda limitada, aunque se deben tomar en cuenta otros factores adicionales (Bayless, 1979), que se describen a continuación.

1) Dado el hecho de que el espectro de radio es un recurso compartido, se debe utilizar eficientemente para que cumpla las demandas de capacidad de transmisión. Esto obliga a que se regule el espectro mediante distintas bandas, con determinado número de canales por banda, con un ancho de banda fijo a cada canal. Esto implica el que los canales estén muy cerca unos de otros, por lo que es importante el establecer los niveles mínimos de interferencia entre canales y de potencia transmitida que permitan a los usuarios un buen aprovechamiento de dicho espectro.

2) En sistemas de radio multicanal, la mayor fuente de error es la interferencia entre canales. La relación señal a interferencia (S/I) depende del espectro de potencia de la señal transmitida y de la selectividad del filtro receptor. El aumentar el nivel de potencia de la señal transmitida no aumenta esta relación.

3) La limitación al ancho de banda de la señal digital ocurre tanto en transmisión (Tx) como en recepción (Rx). Dependiendo de la técnica de modulación se deben diseñar los filtros de Tx y Rx para generar el pulso de señalización del ancho de banda deseado, y suprimir la potencia de señales fuera de esta banda. La función compuesta entre los filtros de Tx y Rx debe asegurar una mínima interferencia entre canales y proporcionar una detección óptima en el receptor (ver subcapítulo 2.1.4).

4) Los filtros que dan forma al pulso no corresponden a los diseños clásicos de Chevisheb y Butterworth, por lo que la síntesis de filtros de Tx y Rx es un factor muy importante en la realización de sistemas de radio digital. Esto es debido a que los filtros deben cumplir ciertos objetivos en ambos dominios del tiempo y la frecuencia. La función de transferencia de un filtro de caída cosenoidal es distinta a la de un filtro RC.

5) En los sistemas de radio digital se usan algunas veces amplificadores de potencia no lineales en transmisión. De

este factor depende el punto de ubicación del filtro en el sistema. En el caso de amplificación lineal, el filtro debe anteceder al amplificador, y en el caso no lineal, el filtro debe ir después del amplificador (Bayless: 1979).

El diseño de sistemas de radio es un trabajo que implica el tomar muchas cosas en cuenta al momento de hacer los cálculos. Se requiere hacer estudios cuidadosos de muchas variantes. Se tienen factores encontrados como, por ejemplo, los relativos a eficiencia en potencia o en espectro, o del uso de mayores frecuencias, con antenas de mayor ganancia pero con mayores pérdidas atmosféricas en la señal, o de esquemas de modulación más eficientes pero más complejos y costosos, y varios más. Es por eso necesario el establecer un compromiso entre una transmisión con un valor mínimo permitido de probabilidad de error y una transmisión eficiente en potencia.

A todo lo anterior es necesario el agregar que a veces no se ofrecen comercialmente los sistemas o componentes con los parámetros que el diseñador requiere, por lo que a veces es necesario hacer nuevos cálculos donde sí se tomen en cuenta las limitaciones existentes. Es también muy importante el tener en mente que mientras más potencia requiera un sistema (ya sea por atenuación excesiva o por ancho de banda muy amplio), se eleva su costo de compra y mantenimiento. Lo mismo sucede con sistemas que utilizan esquemas de modulación muy complejos, y cuando se utiliza procesamiento digital de la señal para obtener privacidad o bajos niveles de probabilidad de error.

III.1 DESARROLLO DE PROGRAMAS DE COMPUTADORA .-

En base a los parámetros requeridos para calcular y diseñar enlaces de radios de microondas que ya fueron detallados en los capítulos anteriores, se estableció un plan de trabajo que condujera a un programa de computadora que hiciera el análisis total de un enlace de radio digital de microondas. El trabajo se desarrolló de la manera siguiente.

Tomando en cuenta las áreas principales de diseño para enlaces de radio digital de microondas, se dividió el trabajo en tres de éstas áreas mediante el desarrollo de tres programas de computadora primarios, que se denominaron de la manera siguiente: *TRAYECTO*, el cual calculaba los parámetros de la trayectoria física del enlace; *PROPAGA*, el cual analizaba los parámetros de propagación de la señal; y *DIGITAL*, el cual hacía el estudio de los parámetros utilizados en sistemas digitales de comunicación.

El programa *TRAYECTO* calcula los posibles obstáculos que se encuentran dentro de la trayectoria de un enlace de RDM. Calcula primeramente la corrección h por curvatura de la tierra por el factor K para cada obstáculo, a partir de su distancia hacia ambas antenas. Posteriormente obtiene los principales radios de Fresnel en cada obstáculo, tras lo cual suma el primer radio de Fresnel a la altura h, con lo que se determina el libramiento mínimo del haz sobre cada obstáculo. En caso de existir interferencia, se manda llamar una subrutina que incrementa la altura de la torre de menor altura

en tramos de medio metro cada vez, hasta cerciorarse que ningún obstáculo interfiere el libramiento. También analiza la superficie terrestre bajo el haz, y calcula posibles valores de atenuación.

El programa *PROPAGA* hace el análisis de potencia del enlace en general, con especial interés en el aspecto de atenuación atmosférica por gases y por lluvia, de acuerdo a determinada confiabilidad, proporcionada por el usuario, y principalmente debido a la frecuencia de operación del enlace, tanto en atenuación por gases como por lluvia. Hace también el análisis de potencia del transmisor, del receptor y de la ganancia de antenas, así como de las pérdidas por espacio libre. Luego suma todos los valores, y muestra el resultado. Si el enlace no tiene los valores de potencia apropiados, el programa ofrece tres posibles acciones a tomar, a juicio del usuario.

El programa *DIGITAL* se encarga solamente de analizar el esquema de modulación digital sugerido, y en base a la potencia recibida y la velocidad de transmisión, calcula los valores de probabilidad de error y de eficiencia espectral esperados. En caso de existir limitación en ancho de banda, decide qué esquema de modulación es el más apropiado. De otra manera, permite al usuario el utilizar el esquema de modulación de su preferencia.

Tras analizar los resultados obtenidos con dichos programas, se decidió fragmentar cada uno en sus partes

básicas, y unir estas partes en un sólo programa general que hiciera todas las funciones de los tres anteriores, y al cual se denominó *ENLACE*. El objetivo fué que mediante este programa se pudiese proporcionar al usuario las herramientas necesarias para tomar decisiones técnicas, económicas y de instalación al momento de diseñar enlaces de sistemas de radio digital de microondas.

Todos los programas fueron realizados en y para microcomputadoras personales compatibles con el formato IBM-PC XT/AT, y se pueden correr en cualquier sistema compatible. La programación fué realizada en lenguaje TURBO-PASCAL, lo cual permitió emplear las ventajas de la programación estructurada. Esto favoreció el diseño del programa basado en un pequeño programa principal auxiliado por múltiples procedimientos o subrutinas, las cuales podían ser tomadas en cuenta o no, a opción del usuario. El programa *ENLACE* forma parte importante de este trabajo de tesis, y reúne las ventajas de los tres programas anteriores. Por esta razón se presenta sólamente éste programa, además de que incluye varias mejoras con respecto a sus predecesores.

El programa *ENLACE* consta de una rutina principal donde se introducen los datos principales del enlace y se obtienen los parámetros típicos de operación en esa región. A partir de este momento, se entra en un ciclo de operación tipo *MENU*, donde se muestran al usuario todas las posibilidades que ofrece el programa. Este menú ofrece el análisis de obstáculos y zonas de Fresnel, de reflexión terrestre, de

atenuación por lluvia, de modulación digital, de propagación del enlace, y de costos del enlace total. Al requerir alguno de estos procedimientos, el programa toma en cuenta o nó el resultado obtenido, a criterio del usuario. Al salir de cada procedimiento, siempre se retorna al menú principal con los valores obtenidos la última vez que se utilizó cada procedimiento, excepto al inicio de la corrida del programa, donde todo está igualado a cero.

Este programa está hecho para ser amigable al usuario. Tiene un trato interactivo que permite ser utilizado sólo en su parte más sencilla por un usuario poco conocedor de la materia, o ser utilizado completamente por un usuario versado en el diseño de sistemas de radio.

En la Figura 41 inciso a) se muestra el diagrama de flujo del programa *ENLACE*, y los parámetros que se analizan en cada subrutina aparecen en los incisos b) y c).

131

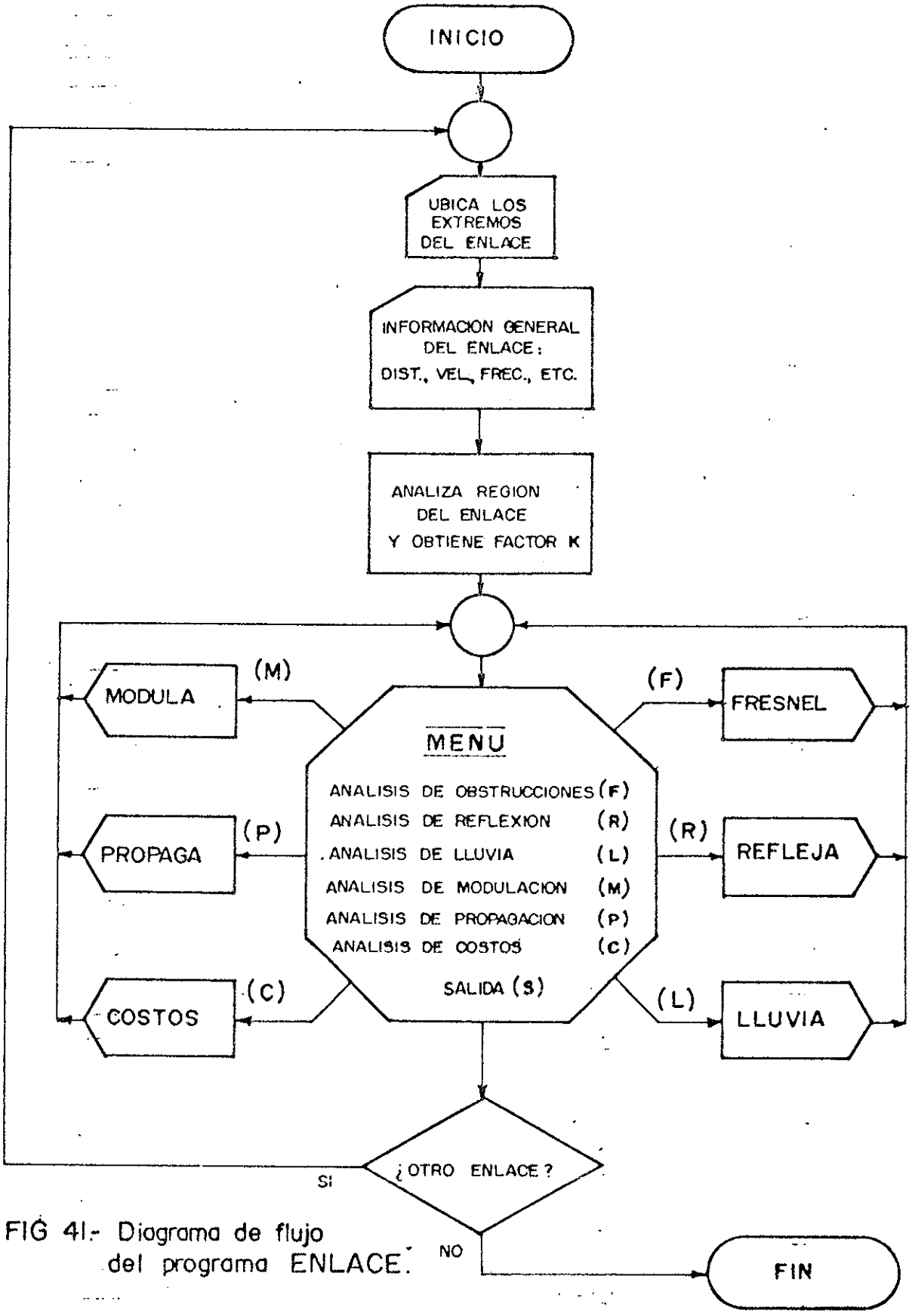


FIG 41.- Diagrama de flujo del programa ENLACE.

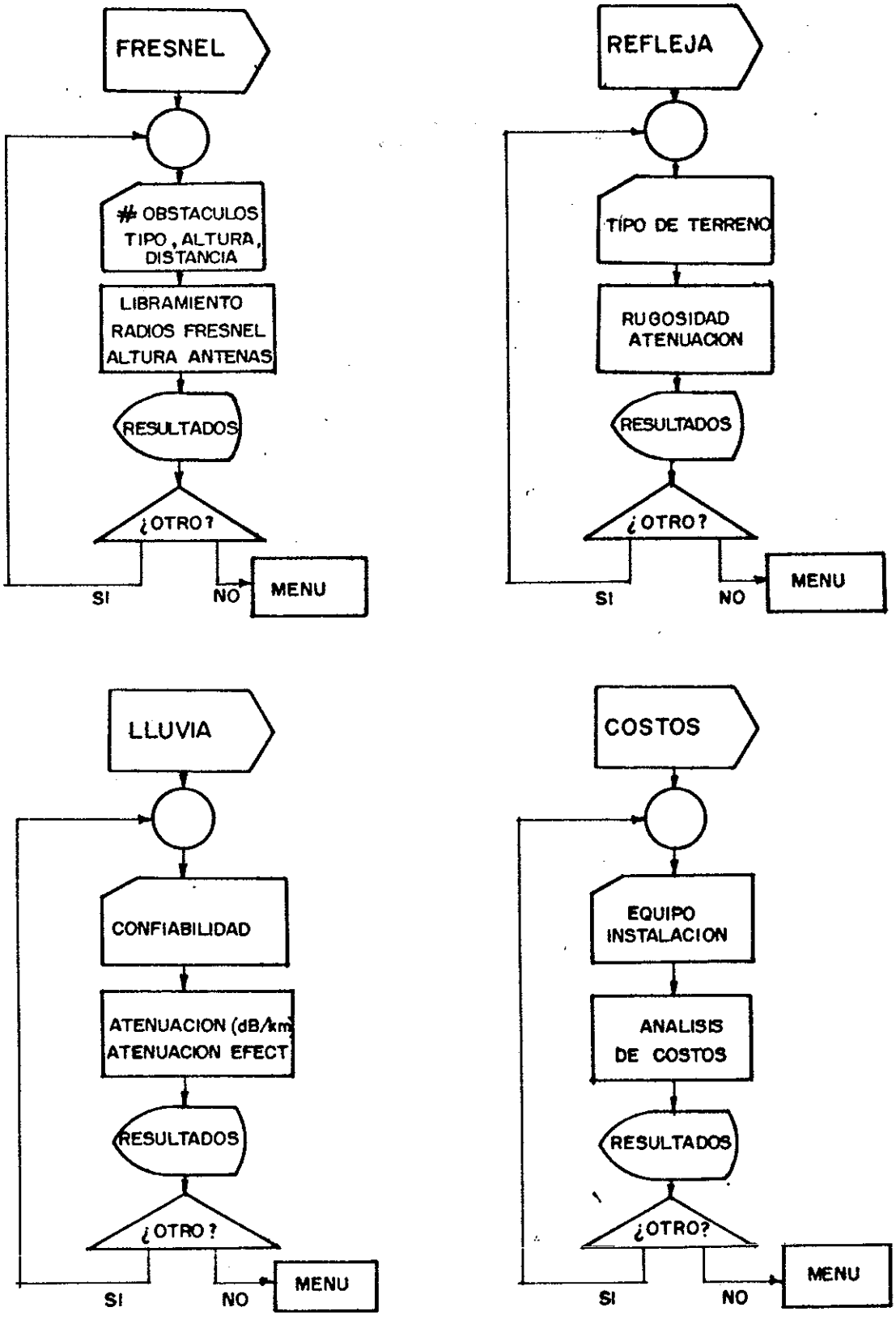


FIG. 41 Diagrama de flujo del programa ENLACE.

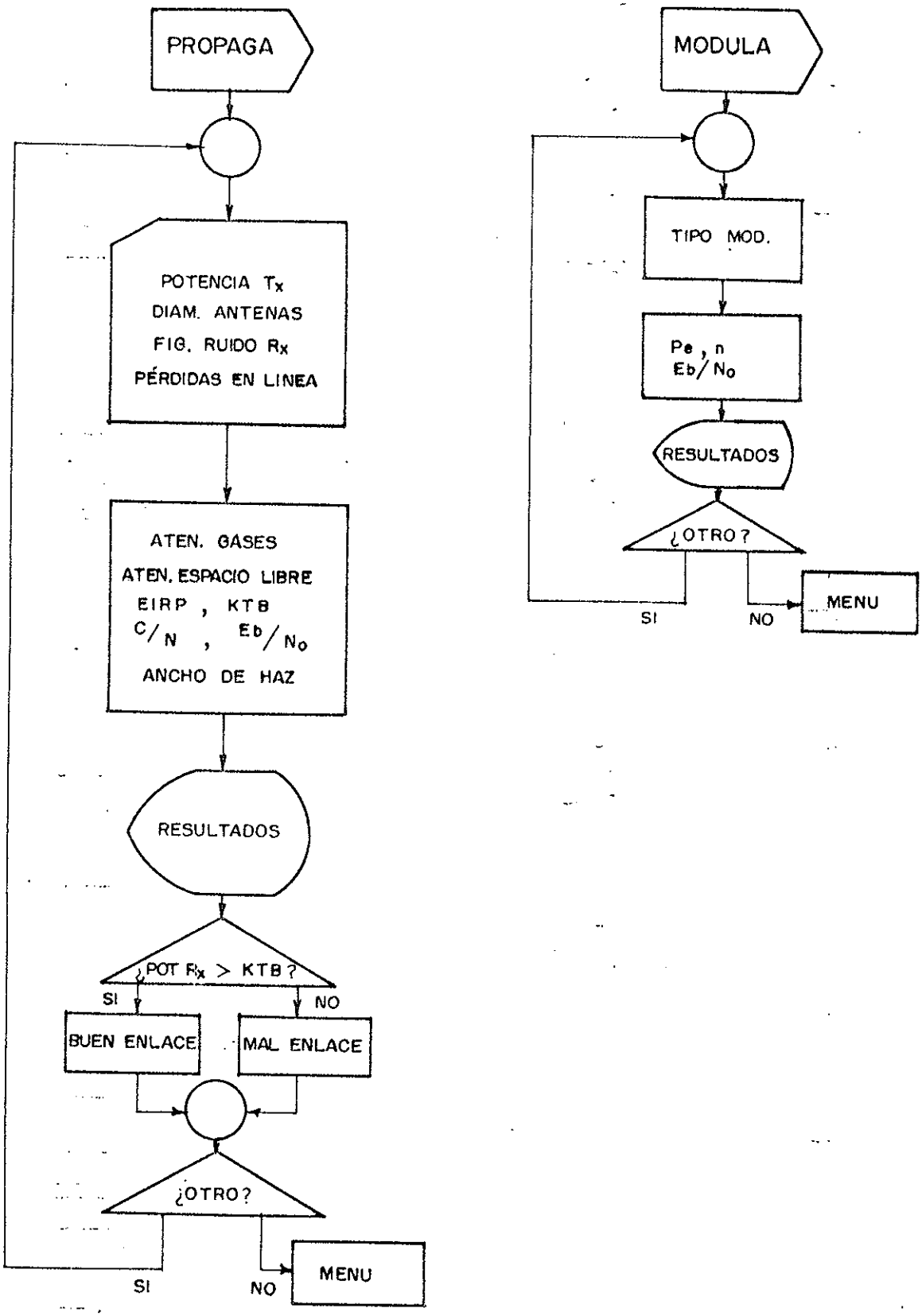


FIG. 41. Diagrama de flujo del programa ENLACE.

III.2 SIMULACION DE SISTEMAS DE RADIO DIGITAL DE MICROONDAS.

La simulación en tecnología implica el obtener resultados de sistemas reales mediante la duplicación de sus parámetros de operación y funcionamiento usando sistemas computacionales. Esto se hace con el fin de evitar procesos reales conocidos que sean repetitivos, peligrosos, costosos o difíciles de realizar cuando se requiere de obtener resultados mediante métodos de prueba y error, o cuando hay que manejar varias variables que finalmente requieren de un compromiso entre ellas.

En el caso de los sistemas de radio de microondas se cae dentro del último punto. Dado que se requiere de un compromiso entre frecuencia, pérdidas, ancho de banda, potencia, probabilidad de error y confiabilidad del sistema, se consideró que sería adecuado el crear un programa de computadora que realizara lo anterior, dejando al usuario la libertad de considerar los factores que crea convenientes. Este fué el punto de partida de la creación del programa *ENLACE*.

El programa *ENLACE* sirve para simular enlaces de sistemas de radio de microondas, tanto analógicos como digitales, en cuanto al análisis de propagación y trayectorias se refiere. Este programa dá la flexibilidad necesaria como para indicar si un enlace propuesto funcionará bajo los términos de diseño, o si hace falta cambiar algúno de sus parámetros. Es mucho más sencillo correr el programa varias veces para darse una idea del comportamiento de un enlace, que instalar todo el

equipo, hacer las mediciones y darse cuenta que algo no está correcto. El objetivo de este programa es darle al usuario una idea del posible comportamiento de un enlace de radio con las características que se describen.

Los distintos procedimientos (subrutinas) del programa hacen los diversos cálculos y análisis que se estudian y describen en los capítulos anteriores de este trabajo, con lo que se asegura que se toman en cuenta los aspectos principales del diseño de estos sistemas.

Se pueden diseñar enlaces de variadas distancias, en todo tipo de terrenos y regiones dentro de la República Mexicana, con múltiples obstáculos y condiciones de atenuación de la señal, y para distintos grados de probabilidad de error y confiabilidad del sistema.

III.3 EJEMPLO DE DISEÑO PARA TRANSMISION DIGITAL .-

A continuación se muestra un ejemplo de diseño de enlaces de radio digital de microondas utilizando el programa *ENLACE*. Este es sólo un ejemplo y se tomó al azar, considerando que era adecuado para mostrar los parámetros que influyen en el diseño de un enlace de esta naturaleza.

Para esto, se simula un enlace de microondas en la ciudad de Ensenada. Este ejemplo se diseñó para transmitir datos y

telefonía entre el edificio de la Comisión Federal de Electricidad (CFE), sito en Gastélum y calle 15, y la Central Telefónica de Teléfonos del Noroeste (TELNOR), situada en el Bulevar Ramírez Méndez y calle Aldama, Fracc. Bahía, con una distancia supuesta de 5 km entre antenas.

Se propone un enlace urbano de corto alcance para la transmisión de datos y telefonía digital mediante la jerarquía CEPT (Conference of European Post and Telecommunications), que implica la transmisión de 32 canales PCM digitales, a una velocidad de transmisión de 2048 kbps (2.048 Mbps). Esto se logra al tener 30 canales de voz, muestreados a la frecuencia de Nyquist (2 veces la frecuencia máxima en banda base) y multicanalizados en tiempo, mas la señalización necesaria para determinar la secuencia en los dos canales restantes.

La obtención de CEPT se logra de la siguiente manera: se tiene que la máxima frecuencia en un canal de voz estándar es de 4 kHz, por lo que la frecuencia de muestreo debe ser de 8 kHz. Además se tiene que un canal de voz PCM requiere de codificación PAM con 256 niveles de cuantización, lo cual implica la necesidad de tener una definición de 8 bits por canal. Esto se hace de la siguiente manera: Se tienen 8 bits por canal, en 32 canales. Cada 30 canales, se agrega un canal de sincronía (canal 0) y otro de señalización para determinar el fin de un marco y el inicio de otro (canal 16). Un marco es un conjunto de 32 canales. Esto proporciona las siguientes cifras,

CEPT = [(8 bits/canal) x 30 canales + 1 canal sincr.
+ 1 canal señaliz.] x 8000 Hz

CEPT = [8 bits/canal x 32 canales] x 8000 Hz

= 256 bits x 8000 Hz

CEPT = 2048000 bps = 2048 kbps = 2.048 Mbps

Cabe hacer notar que estos canales PCM pueden ser telefónicos, de datos (máximo de 64 kbps cada uno), o una misma transmisión de datos en varios canales, o una sola transmisión de 1920 kbps. Esto debido a que de los 2048 kbps, sólo 1920 kbps son de información, mientras que los otros 512 kbps son de señalización y sincronía.

Suponiendo que en la CFE requieren de varios canales de voz y de datos para transmitir información entre sus oficinas en el estado, y que TELNOR tiene la capacidad de transmitir a tales velocidades de datos, se inicia la corrida del programa. Se supone una altura del edificio de la CFE de 12 m (3 pisos), y una altura de 20 m (4 pisos + torre) en la central de TELNOR.

Se supone también una distancia de 5 km en línea recta entre ambos edificios, línea de vista parcial, y la existencia de tres posibles obstáculos en la trayectoria, los cuales son un árbol (10 m de altura a 400 m de distancia), un edificio (15 m de altura a 2.7 km de distancia) y un edificio (15 m de altura a 4.2 km de distancia), todos a partir del edificio de la CFE. Estos obstáculos son imaginarios, útiles sólo para fines de demostración de la capacidad del programa *ENLACE*.

Se supone autorización de un enlace a 18 GHz con un ancho de banda de 2.5 MHz y una potencia máxima de transmisión de 23 dBm con polarización vertical. Por otro lado, la CFE requiere de una alta confiabilidad del sistema en todo momento, por lo que hay que vencer la atenuación posible causada por lluvias y gases atmosféricos. También requiere de una baja probabilidad de error en la recepción de datos, ya que la exactitud en la información es una parte crucial del sistema de comunicaciones de la CFE.

Con los datos anteriores, se puede iniciar el cálculo del enlace, como se muestra en las siguientes páginas. Este es un ejemplo de la utilización del programa *ENLACE*, y de cómo se puede utilizar para diseñar y simular enlaces de RDM.

DISENO DE ENLACES DE

RADIO DIGITAL DE MICROONDAS

Sitio de Transmision :CFE
Altura s/nivel del mar (mt) :20

Sitio de Recepcion :TELNOR
Altura s/nivel del mar (mt) :10

DISENO DE UN ENLACE DE RADIO ENTRE

CFE Y TELNOR

Estan correctos los datos del enlace (si,no) :SI

ENLACE

Distancia entre Sitios (kms) :5
Frecuencia de Operacion (GHz) :18
Aplicacion del Enlace :TELEFONIA
Velocidad de Transmision (kb/s) :2048
Ancho de Banda asignado (kHz) :400000
Polaridad de la senal (VER,HOR) :VER

Altura de Torre de Antena Tx (mt) :12
Altura de Torre de Antena Rx (mt) :20

Favor de revisar los datos proporcionados.

Esta todo correcto ? (si,no) : SI

REGION DE ENLACE	CLIMA	CLAVE
Noroeste	Subtropical arido	(NO)
Norte Centro	Arido continental	(NC)
Centro	Tropical moderado	(CT)
Occidente	Templado continental	(OC)
Golfo de Mexico	Tropical humedo	(GM)
Pacifico Sur	Tropical moderado	(PS)
Istmo de Tehuantepec	Tropical humedo	(IT)
Peninsula de Yucatan	Tropical moderado	(PY)

Clave de Region del Enlace :NO

La Correccion al Radio de la Tierra en la Region NO es de K = 1.38

M E N U	CLAVE
Analisis de Obstaculos y Zonas de Fresnel	(F)
Analisis de Reflexion Terrestre	(R)
Analisis de Atenuacion por Lluvia	(L)
Analisis de Propagacion del Enlace	(P)
Analisis de Modulacion Digital	(M)
Analisis de Costos del Enlace Total	(C)
Salida del Programa al Sistema	(S)

Clave del Proceso Deseado : F

```
---------- ANALISIS DE OBSTRUCCIONES ----------

Existen Posibles Obstrucciones entre Tx y Rx (si,no) :SI

Cuantos Obstaculos hay entre Sitios ? :3

  <ARBOL> <CASA> <CERRO> <EDIFICIO> <PARED>
Tipo de Obstaculo 1          :ARBOL
A que Distancia del Tx  (kms) :0.4
Altura s/nivel del suelo (mt) :10
Altura maxima s/niv. mar (mt) :30

  <ARBOL> <CASA> <CERRO> <EDIFICIO> <PARED>
Tipo de Obstaculo 2          :EDIFICIO
A que Distancia del Tx  (kms) :2.7
Altura s/nivel del suelo (mt) :15
Altura maxima s/niv. mar (mt) :30

  <ARBOL> <CASA> <CERRO> <EDIFICIO> <PARED>
Tipo de Obstaculo 3          :EDIFICIO
A que Distancia del Tx  (kms) :4.2
Altura s/nivel del suelo (mt) :15
Altura maxima s/niv. mar (mt) :28

Deseas obtener hasta la Zona de Fresnel # :3

        OBSTACULO # 1, (ARBOL) :
Libramiento del Haz por Factor K es h =0.10 mts
El radio de la zona 1 de Fresnel es 2.474 mts
El radio de la zona 2 de Fresnel es 3.498 mts
El radio de la zona 3 de Fresnel es 4.284 mts

        OBSTACULO # 2, (EDIFICIO) :
Libramiento del Haz por Factor K es h =0.35 mts
El radio de la zona 1 de Fresnel es 4.544 mts
El radio de la zona 2 de Fresnel es 6.427 mts
El radio de la zona 3 de Fresnel es 7.871 mts

        OBSTACULO # 3, (EDIFICIO) :
Libramiento del Haz por Factor K es h =0.19 mts
El radio de la zona 1 de Fresnel es 3.343 mts
El radio de la zona 2 de Fresnel es 4.727 mts
El radio de la zona 3 de Fresnel es 5.790 mts
```

```
EL OBSTACULO 3 INTERFIERE LA 1a. ZONA DE FRESNEL

El Obstaculo 1 no interfiere en la Trayectoria
EL OBSTACULO 2 INTERFIERE LA 1a. ZONA DE FRESNEL
El Obstaculo 3 no interfiere en la Trayectoria

EL OBSTACULO 1 INTERFIERE LA 1a. ZONA DE FRESNEL
EL OBSTACULO 2 INTERFIERE LA 1a. ZONA DE FRESNEL
EL OBSTACULO 3 INTERFIERE LA 1a. ZONA DE FRESNEL

El Obstaculo 1 no interfiere en la Trayectoria
EL OBSTACULO 2 INTERFIERE LA 1a. ZONA DE FRESNEL
El Obstaculo 3 no interfiere en la Trayectoria

EL OBSTACULO 1 INTERFIERE LA 1a. ZONA DE FRESNEL
EL OBSTACULO 2 INTERFIERE LA 1a. ZONA DE FRESNEL
EL OBSTACULO 3 INTERFIERE LA 1a. ZONA DE FRESNEL

El Obstaculo 1 no interfiere en la Trayectoria
El Obstaculo 2 no interfiere en la Trayectoria
El Obstaculo 3 no interfiere en la Trayectoria

Altura de Antena Tx = 15.0 mt, y Antena Rx = 25.0 mt

Favor de revisar los resultados y <RET>
```

---------- ANALISIS DE ATENUACION POR LLUVIA ----------

Confiabilidad del Sistema (%) :99.9

Para una Confiabilidad de 99.900 % el Sistema se interrumpe anualmente 525.6 minutos (8.76 horas).
El Enlace es de 5.00 km, a 18.00 GHz, y polaridad VER.

En la Region NO se tienen Lluvias de 66.0 mm/h.
La Atenuacion por Lluvia es de 1.66 dB/Km
La Aten. efectiva por Lluvia en 5.0 kms es de 6.78 dB

Deseas calcular otra Confiabilidad ? (si,no) :SI

---------- ANALISIS DE ATENUACION POR LLUVIA ----------

Confiabilidad del Sistema (%) :99.99

Para una Confiabilidad de 99.990 % el Sistema se interrumpe anualmente 52.6 minutos (0.88 horas).
El Enlace es de 5.00 km, a 18.00 GHz, y polaridad VER.

En la Region NO se tienen Lluvias de 66.0 mm/h.
La Atenuacion por Lluvia es de 5.12 dB/Km
La Aten. efectiva por Lluvia en 5.0 kms es de 20.95 dB

Deseas calcular otra Confiabilidad ? (si,no) :SI

---------- ANALISIS DE ATENUACION POR LLUVIA ----------

Confiabilidad del Sistema (%) :99.999

Para una Confiabilidad de 99.999 % el Sistema se interrumpe anualmente 5.3 minutos (0.09 horas).
El Enlace es de 5.00 km, a 18.00 GHz, y polaridad VER.

En la Region NO se tienen Lluvias de 66.0 mm/h.
La Atenuacion por Lluvia es de 10.95 dB/Km
La Aten. efectiva por Lluvia en 5.0 kms es de 44.79 dB

Deseas calcular otra Confiabilidad ? (si,no) :

---------- ANALISIS DE REFLEXION TERRESTRE ----------

Existe algun Plano de Reflexion en la Trayectoria ? (si,no) :SI

TIPO DE TERRENO	CLAVE
Fuertemente Boscoso, muchos Arboles.	(FB)
Parcialmente Boscoso, algunos Arboles.	(MB)
Area de Arbustos o Matorrales altos.	(AM)
Campos sembrados, Pradera o Mar picado	(CS)
Llanura, Arena suave, Lago o Agua tranquila	(AL)
Ciudad grande, muchos Edificios e Industrias	(CG)
Ciudad mediana, pocos Edificios, Arboles	(CM)
Ciudad pequena, Pueblo, poco pavimento	(CP)

Clave de Terreno bajo el Haz principal ? . :CM

Para un terreno CM el Coef. de Reflexion es 0.55
El Coeficiente de Rugosidad es R = 1.90
La Desv. Standard aprox. es de 1000.0 mm
La Atenuacion por Reflexion Terrestre en Zonas de
Fresnel impares puede llegar a 8.0 dB.

Existe algun punto especifico de reflexion entre los
0.6 y los 2.7 kms a partir de la Torre Tx ?
(si,no) :SI

ANALISIS DE PROPAGACION.

TRANSMISION

Potencia del Transmisor (mW) :100
Perdidas en Linea de Transm. (dB) :1
Diametro de Antena Transmisora (mt) :0.3

RECEPCION

Figura de Ruido del Receptor (dB) :12
Diametro de Antena Receptora (mt) :0.3
Perdidas en Linea de Transm. (dB) :1

Estan correctos los datos ? (si,no) :SI

Atenuacion por Espacio Libre At = 131.5 dB.
Atenuacion por Vapor de Agua Aa = 3.01 dB/km
Atenuacion por Molec. Oxigeno Ao = -0.00 dB/km

Potencia Efectiva de Transm. PIRE = 51.4 dBm
Ganancia de Antenas Gant = 32.4 dB
Ganancia Total del Sistema Gts = 83.9 dB
Umbral de Ruido Termico en Rx KTB = -86.0 dBm
Ancho de Haz de Antenas (3 dB) = 3.4 grados

La Potencia en Recepcion es PRx = -96.4 dB
La relacion Port./Ruido es C/N = -10.4 dB
La rel. Energ.bit/Ruido es Eb/No = 2.5 dB

!!! ERROR !!!
ESTE ENLACE NO SE PUEDE EFECTUAR

Se requiere alterar uno de los siguientes parametros :
- Antenas con MAYOR GANANCIA, o
- Transmisor con MAYOR POTENCIA, o
- Receptor con MEJOR POT. de UMBRAL.

Deseas hacer algun cambio ? (si,no) :SI

ANALISIS DE PROPAGACION

TRANSMISION

```
Potencia del Transmisor              (mW) :100
Perdidas en Linea de Transm.         (dB) :1
Diametro de Antena Transmisora       (mt) :0.6
```

RECEPCION

```
Figura de Ruido del Receptor         (dB) :12
Diametro de Antena Receptora         (mt) :0.6
Perdidas en Linea de Transm.         (dB) :1
```

Estan correctos los datos ? (si,no) :SI

```
Atenuacion por Espacio Libre      At = 131.5 dB.
Atenuacion por Vapor de Agua      Aa = 3.01 dB/km
Atenuacion por Molec. Oxigeno     Ao = -0.00 dB/km
```

```
Potencia Efectiva de Transm.   PIRE = 57.5 dBm
Ganancia de Antenas            Gant = 38.5 dB
Ganancia Total del Sistema      Gts = 95.9 dB
Umbral de Ruido Termico en Rx   KTB = -86.0 dBm
Ancho de Haz de Antenas      (3 dB) = 1.7 grados
```

```
La Potencia en Recepcion es    PRx = -84.4 dB
La relacion Port./Ruido es      C/N = 1.6 dB
La rel. Energ.bit/Ruido es   Eb/No = 14.5 dB
```

EL ENLACE PROPUESTO ES REALIZABLE. ADELANTE !

Deseas hacer algun cambio ? (si,no) :NO

```
---------- ANALISIS DE MODULACION DIGITAL ----------

Existe limitacion en Ancho de Banda ? (si,no) :SI

Ancho de Banda a utilizar   (kHz) :40000

Se puede Modular con ASK, FSK o PSK
Tipo de Modulacion a emplear : FSK

-----------------------------------------------------------
El Ancho de Banda para 2-FSK es de 40000.0 kHz
El valor de Eb/No es de              Eb/No = 14.5 dB
La Vel. de transmision (bit rate) es R = 2048.0 kbps
La Eficiencia Espectral es             n = 0.05 bits/seg/Hz.
La Probabilidad de Error es         Pe = 6.9E-05
-----------------------------------------------------------

Deseas hacer otro calculo ? (si,no) :SI

---------- ANALISIS DE MODULACION DIGITAL ----------

Existe limitacion en Ancho de Banda ? (si,no) :SI

Ancho de Banda a utilizar   (kHz) :40000

Se puede Modular con ASK, FSK o PSK
Tipo de Modulacion a emplear : PSK

-----------------------------------------------------------
El Ancho de Banda para 2-PSK es de 40000.0 kHz
El valor de Eb/No es de              Eb/No = 14.5 dB
La Vel. de transmision (bit rate) es R = 2048.0 kbps
La Eficiencia Espectral es             n = 0.05 bits/seg/Hz.
La Probabilidad de Error es         Pe = 3.6E-08
-----------------------------------------------------------

Deseas hacer otro calculo ? (si,no) :NO
```

```
---------- ANALISIS DE COSTOS DEL ENLACE ----------

---------- EQUIPO DE COMUNICACIONES ----------
Costo de la Electronica de Interiores ($) :5500
Costo de la Electronica de Exteriores ($) :7000
Costo del Equipo Opcional (Cifr, FEC) ($) :6900

---------- INSTALACION DEL EQUIPO ----------
Costo de Legalizacion del Equipo      ($) :2000
Costo de Torres para las Antenas   ($/mt) :30
Costo Total de Cables y Conectores    ($) :300
Costo de Instalacion del Equipo       ($) :1200

---------- OPERACION DEL EQUIPO ----------
Costo de Operacion del Equipo     ($/mes) :150
Costo de Mantenimiento del Equipo ($/mes) :2000
Costo Permiso Util. de Espectro ($/anual) :2000

-------------------------------------------------------
El Costo total del Equipo al comprarlo es de   $ 19400.00
El Gasto requerido para iniciar el Sistema es  $ 24100.00
El Costo mensual de utilizacion del Sistema es $ 2316.67
-------------------------------------------------------

-------------------------------------------------------
    M E N U                                   CLAVE
-------------------------------------------------------
Analisis de Obstaculos y Zonas de Fresnel      ( F )
Analisis de Reflexion Terrestre                ( R )
Analisis de Atenuacion por Lluvia              ( L )
Analisis de Propagacion del Enlace             ( P )
Analisis de Modulacion Digital                 ( M )
Analisis de Costos del Enlace Total            ( C )
Salida del Programa al Sistema                 ( S )
-------------------------------------------------------

Clave del Proceso Deseado                      : S

Deseas correr de nuevo el PROGRAMA ? (si,no) :NO

                FIN DEL PROGRAMA.

CICESE,  Ensenada, B.C.          Hecho por : Roberto Conte G.
                                 Version Final :   Mayo 1988.
A>
```

En la corrida del programa se pueden observar varias cosas interesantes, como por ejemplo, en el Análisis de Obstáculos y zonas de Fresnel, se tiene que el segundo obstáculo interfiere en el libramiento. En este caso, entra una subrutina que añade porciones de medio metro a la estructura de la torre de antena que lo requiera, logrando de esta manera librar automáticamente todos los obstáculos. En este caso, la antena en la CFE requiere una estructura extra de 3 metros en su azotea (12 + 3 = 15 m), mientras que en la central de TELNOR se necesitan 5 metros extra de torre (20 + 5 = 25 m).

Se tiene que en el Análisis de Reflexión Terrestre se pueden presentar reflexiones que causen hasta 8 dB de atenuación. Si se acepta que existe algún punto específico dentro del área de reflexión, se añade esta atenuación a la total del enlace.

En el análisis de lluvias se vió que para una confiabilidad baja se tenía poca atenuación, pero una gran interrupción posible del sistema. Dado que se requiere de una confiabilidad alta, se disminuyó el tiempo de interrupción a costa de un incremento en la atenuación posible, lo que pesará mas tarde al momento de calcular la potencia requerida del enlace.

Esto se hizo presente durante el Análisis de Propagación, donde se vió que, debido a las pérdidas tan grandes, usando antenas normales de 30 cm de diámetro (1 pie), se lograba obtener un valor de *C/N* negativo (-10.4), por lo que hubo que doblar el diámetro de las antenas (60 cm),logrando un *C/N* de

1.6 y posteriormente, un *Eb/No* 14.5 dB, con lo que se superó el problema.

En el Análisis de Modulación Digital se observa que modulando con FSK se tiene una probabilidad de error de 6.9×10^{-5}, mientras que modulando con BPSK se logra un valor de 3.6×10^{-8}, lo que demuestra que BPSK es un sistema más eficiente que FSK, aunque más complicado en su circuitería.

Por último, en el Análisis de Costos, se usaron valores aproximados, ya que son tantas las variantes que se ofrecen, que se trató únicamente de dar una idea de los factores económicos necesarios para iniciar un sistema comercial de RDM, y los principales costos asociados. Los valores utilizados se basan en varias cotizaciones reales efectuadas recientemente al grupo de Telecomunicaciones del CICESE por las compañías RACON, AVANTEK, M/A-COM, Microwave Networks y DEI, en aplicaciones para video, telefonía multicanal y datos, y en configuraciones simplex, duplex y full-duplex. Todas las cantidades del ejemplo son en dólares.

Finalmente, se concluye que se pueden hacer muchas variantes aparte de las que se presentan en este ejemplo. Es ésta la condición bajo la cual se diseñó el programa *ENLACE*, y por la que se considera que este programa es interactivo con el usuario. En base al ejemplo se observa que el programa de computadora se apega bastante a la teoría descrita anteriormente, aunque siempre será indiscutible el peso que tenga la experiencia personal del diseñador en este aspecto.

IV.- CONSIDERACIONES TECNICO-ECONOMICAS EN EL DISEÑO Y Y APLICACION DE SISTEMAS DE RADIO DIGITAL DE MICROONDAS (RDM) .-

En base a lo estudiado hasta este punto, es conveniente el hacer un análisis comparativo de las distintas combinaciones posibles en cuanto a equipo, en el diseño de enlaces de radio digital de microondas.

Los sistemas de radio digital son en sí mas costosos que los analógicos, tienen mayor inmunidad al ruido, permiten el uso de enlaces privados cifrados y el uso de esquemas de alta eficiencia espectral. La comunicación digital se usa principalmente para la transmisión de datos entre computadoras, aunque es también muy utilizada para telefonía y conmutación digital. Ultimamente se ha venido utilizando también para la transmisión de video digitalizado, aunque esta opción falta aún de entrar a su fase de madurez. Por lo pronto se está utilizando en teleconferencias y vigilancia por TV en circuito cerrado.

Cuando se requiere la transmisión de datos a bajas velocidades, frecuentemente se usan esquemas de modulación de bajo nivel (ASK, FSK, BPSK), los cuales son eficientes en potencia pero requieren de un ancho de banda por lo menos igual a su velocidad de transmisión. Estos sistemas suelen ser los más económicos, ya que requieren de circuitos sencillos en banda base, y de moduladores y demoduladores no muy complicados, sobre todo en ASK y FSK. Cuando se

requieren enlaces de velocidades medias, se suelen usar sistemas de mediana eficiencia (QPSK), los cuales tienen cierta eficiencia espectral, pero requieren de circuitos más complicados y detectores más precisos. Además, estos sistemas son menos eficientes en potencia que los anteriores, y este suele ser un punto a considerar a mediano y largo plazo. Los sistemas con eficiencia espectral consumen más energía que los eficientes en potencia, a veces con los mismos resultados, y esta energía es la que se le cobra al usuario (costo de operación).

Existe una clara relación entre eficiencia espectral en ancho de banda y complejidad de los circuitos moduladores y demoduladores, estos últimos con mayor énfasis. Al referirse a complejidad en circuitos, significa que se requieren de más y mejores componentes, con mayor precisión en sus parámetros y características, y con un mejor comportamiento en general. Esto implica, entre otras cosas, la elaboración de diseños de circuitos altamente complejos y sofisticados por ingenieros y diseñadores con mucha experiencia. En términos económicos, eso se refleja en grandes inversiones en cuanto a equipo de laboratorio (cientos de miles de dólares), uso de componentes más caros y mano de obra especializada para el fabricante, lo cual repercute en el precio final del producto.

Por otro lado, se ha visto que los esquemas de modulación con eficiencia espectral no son eficientes en potencia. Esto implica que se tengan que usar componentes que soporten grandes corrientes, y es un hecho que los componentes de

potencia en microondas son mucho más caros que los de menor potencia (entre el doble o el triple del costo por unidad).

En el caso de transmisores de mediana y alta potencia, se requiere emplear componentes de alto costo debido a muchas características que involucran la producción de componentes de potencia. Esto se remonta hasta los procesos de fabricación misma del componente, y se cumple tanto en caso de esquemas de modulación eficientes en el uso del espectro como en potencia. Todo lo anterior es también dependiente de la frecuencia, ya que un sistema a 2 GHz es más sencillo que uno a 18 GHz, y aunque consume mayor potencia, su costo total en general pudiese ser menor que el otro. Por otro lado, se vió que los sistemas a menores frecuencias requieren mayor espacio para librar las zonas de Fresnel y la corrección a la curvatura de la Tierra. Esto implicaría utilizar estructuras muy altas para las torres que contengan las antenas, elevando a su vez el costo total del sistema.

Quizás la parte más costosa de un sistema de radio digital lo sea la parte de RF si no se toma en cuenta el equipo necesario para generar la banda base, pero generalmente se requiere de radios de microondas debido a que se tienen muchos canales de voz multicanalizados, ya sea en tiempo o en frecuencia, o transmisión de datos a muy altas velocidades. De cualquier manera, es conveniente tomar en cuenta los requerimientos de equipo de banda base, ya que este puede ser un punto engañoso para el usuario.

Si se tiene la fuente de datos (computadora o conmutador telefónico digital), es conveniente saber que el equipo de radio digital en sí no será suficiente. Se requiere de todo el equipo que interconecta la fuente de datos con el sistema de radio, esto es, las interfases usuario/equipo, las que que a veces suelen ser igual o más costosas que el sistema de radio completo.

Con respecto a la frecuencia, es necesario saber que, a mayor frecuencia, se tiene mayor ancho de banda disponible, pero también que se requiere de componentes que elevan el costo del sistema, ya que actualmente los sistemas a 18 y 23 GHz siguen siendo más caros que los sistemas a 2 y 4 GHz. Por otro lado, puede ser más fácil conseguir permiso a altas frecuencias que a bajas, las cuales pudiesen estar congestionadas. Otra de las ventajas de utilizar frecuencias más altas es el uso de antenas más pequeñas , más directivas y con mayor ganancia, en sistemas pequeños, portátiles y de fácil instalación, los cuales requieren de menor área de libramiento alrededor del haz.

Se puede resumir que el diseño de enlaces y sistemas de radio digital de microondas implica el establecer y balancear lo mejor posible las distintas variables involucradas en cada caso particular, tanto técnicas como económicas. Por el lado de las variables técnicas, se tiene el compromiso entre frecuencia, esquema de modulación, equipo en banda base, probabilidad de error, confiabilidad del sistema, ganancia de antenas y del sistema en general, y potencia de transmisión.

Por otro lado se tienen las variables económicas, como lo pueden ser la velocidad de transmisión, la capacidad de multicanalización, los requerimientos de confiabilidad, la necesidad de privacidad o la disponibilidad de equipo de banda base ya existente.

En último caso , quizás lo más importante de todo sea la necesidad de establecer un enlace con determinadas características, el cual depende de la situación económica y particular del usuario. En base a estas características, es que el diseñador debe hacer lo posible por reunir la mayor parte de las ventajas, y evitar en lo posible las desventajas de cada enlace y situación en particular, tanto técnica como económicamente.

El programa *ENLACE* cuenta con una subrutina sencilla que puede ayudar, en parte, al usuario a darse una idea sobre los costos que implica el establecer un enlace de corto alcance de radio digital de microondas. Con los datos proporcionados al usuario, se verá la conveniencia de instalar dicho sistema, con las características técnico-económicas que usuario y diseñador decidan.

El diseñador de sistemas de radio debe tratar de lograr el mejor equilibrio posible entre el compromiso que implica, por un lado, la calidad técnica y la eficiencia, y por el otro, el costo económico y la complejidad asociada a éstas.

V.- CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .-

El objetivo principal de este trabajo fué el estudiar y analizar sistemas de radio digital de microondas, dentro de un contexto general de transmisión de información mediante sistemas de radio punto a punto. Con el fin de apoyar dicho análisis, se presentó un programa de computadora interactivo y fácilmente accesible al usuario, con el cual se puede llegar a comprender mejor el análisis, diseño, y simulación de enlaces de radios de microondas, con un enfoque específico a la transmisión digital.

Este análisis cubrió los aspectos más importantes de la transmisión digital de información mediante sistemas de radio que operan en la banda de las microondas, los cuales se enumeran a continuación:

- ANALISIS DE TECNICAS DE MODULACION DIGITAL, donde se estudian y analizan los principales métodos, circuitos y características de los distintos esquemas de modulación digital actualmente disponibles.

- ANALISIS DE ASPECTOS DE PROPAGACION, donde se toman en cuenta los principales factores que afectan la señal de microondas durante su propagación en la atmósfera, y en particular, sus efectos dentro del ambiente urbano.

- ANALISIS DE SUBSISTEMAS DE RADIO DIGITAL DE MICROONDAS, donde se describen de manera general los subsistemas que componen un sistema de radio digital de microondas, en cada una de sus etapas de frecuencia así como en los dos elementos (transmisor y receptor) que constituyen, junto con el medio de transmisión (aire), el sistema general de comunicaciones.

- ANALISIS DE COSTOS, donde se indican los principales aspectos a tomar en cuenta al momento de comprar y poner en marcha un sistema de radio de microondas.

El programa de computadora que se presenta, *ENLACE*, es sólo un apoyo al estudio y análisis de este tipo de sistemas, con el fin de poder simular sus efectos. Puede usarse también para diseñar enlaces de sistemas analógicos de radio, o enlaces a menores frecuencias.

Es conveniente hacer notar que el programa es susceptible a cambios y mejoras, con el fin de hacerlo más versátil y funcional. Por ejemplo, en la subrutina *DIGITAL* es posible agregar los pasos necesarios para tomar en cuenta la codificación para corrección de errores, ganancia de codificación y comportamiento respecto al ancho de banda. En la subrutina *REFLEJA* se usan valores de atenuación por reflexión obtenidos de tablas (Freeman, 1987), las cuales son algo ambivalentes, por lo cual sería conveniente el agregar la ecuación de donde salen dichos valores, si esta se obtiene. Dada la ambivalencia de los valores, fué prácticamente

imposible obtener una ecuación confiable mediante los métodos usuales.

Con respecto al capítulo 2.3, sobre subsistemas de RDM, es conveniente hacer notar que es un área muy interesante, pero a la vez muy extensa. También fué difícil el obtener componentes, técnicas y valores más concretos, dado que los fabricantes de equipo comercial no ofrecen mucha información de este tipo. Es necesario estudiar más a fondo los subsistemas de la etapa de banda base, así como sus características y efectos sobre la calidad de las comunicaciones digitales por radio.

En base a lo presentado en este trabajo, se puede concluir lo siguiente:

Los sistemas de radio digital de microondas son una alternativa viable al problema de la transmisión de grandes volúmenes de información digital en distancias cortas.

Las técnicas de modulación influyen determinantemente en el diseño y desempeño de los sistemas de radio digital de microondas. Las técnicas más utilizadas actualmente en sistemas de radio comerciales son FSK, BPSK, QPSK y 16-QAM.

El sistema de microondas requiere de equipo periférico adicional, muchas veces costoso, para poder cumplir su cometido de transmitir información digital eficientemente.

Los aspectos atmosféricos tienen una importancia decisiva en el funcionamiento de este tipo de sistemas, y los problemas que ocasionan aumentan a la par con la frecuencia. Se pueden simular por computadora condiciones de propagación con el fin de obtener resultados cercanos a la realidad.

En el diseño de enlaces de microondas, se debe tener mucho cuidado al hacer el estudio de la trayectoria del haz. Se deben evitar en lo posible trayectorias que puedan causar efectos negativos a la potencia de la señal transmitida, ya sea por obstáculos o por multitrayectorias.

Este trabajo es el primero de una serie de estudios a realizar en el CICESE sobre la problemática de la transmisión de grandes volúmenes de información digital sobre distintos canales de comunicación. Por esta razón, se realizó un estudio detallado sobre las características del canal de transmisión, en este caso el aire, y su relación y efectos con las señales de microondas al propagarse a través de él.

Asimismo, se realizó un estudio a fondo de las distintas técnicas de modulación digital utilizadas actualmente, haciendo énfasis en sus parámetros principales, y su interrelación con el sistema de comunicaciones. Dado que estas técnicas no son exclusivas a los sistemas de radio, se pretende que puedan ser utilizadas posteriormente en cualquier otro trabajo que implique la transmisión de información digital, mediante algún sistema alterno de comunicaciones (satélite, fibras ópticas, telefonía o redes de datos). Esta

es la razón por la cual se hace énfasis en los diagramas y componentes de cada esquema de modulación en particular. Aunque pudiese parecer demasiado largo, considero que es importante el incluir estos esquemas en el presente trabajo de tesis, dado que es difícil encontrar toda esta información junta en un sólo escrito, y explicada con detenimiento.

Por último, es importante el destacar el cada vez mayor impulso que se está tomando en el CICESE al análisis y diseño de equipo de comunicaciones a nivel de sistemas. Espero que en el futuro este trabajo sea útil para la continuación de este proceso, tanto en el área de altas frecuencias como en la de telecomunicaciones.

LITERATURA CITADA

Avantek. 1986 Signal Sources and Filters.

Avantek. DR18C-144. 1987 Folleto comercial.

Avantek. 1987, Digital Microwave Radio Product Summary, ADS-1550/4-87.

Barthia P., Bahl I.J. 1984. Millimiter wave engineering and applications. John Wiley and Sons, pp. 153-180.

Bayless, J. W. et Al., 1979. The specification and design of bandlimited digital radio systems. IEEE Transactions on Communications, Vol. COM 27, No. 12, pp. 1763-1770.

Bullington, Kenneth. 1957. Radio propagation fundamentals. Bell System Tech. Journal, Vol. 36, pp. 593-626.

Carlson, Bruce. 1975. Communications Systems. 2nd. Ed. McGraw-Hill.

Crane, Robert. 1980. Prediction of attenuation by rain. IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-28, No. 9, pp. 1131-1137.

Davarian, F. 1986. Digital transmitter: simple, yet precise. Microwaves and RF. No. 12, pp. 73-78.

Digital Microwave Corp. 1987. DMC 23 Digital Microwave Radio.

Dinn, Neil F. 1980. Digital Radio: its time has come. IEEE Communications Magazine, Nov. 1980, pp. 6-12.

Dumas, K.L., Sands, L.G. 1967. Microwave systems planning. Hayden Book Co. pp. 8-24.

Feher, K. 1979. Digital Communications by Radio. IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-27, No. 12, pp. 1749-1750.

Feher, K. 1983. Digital Communications - Satellite / Earth Station Engineering. Prentice Hall.

Freeman, Roger L. 1975. Telecommunications transmission handbook. John Wiley and Sons. p. 341.

Freeman, Roger L. 1980. Telecommunication systems engineering. John Wiley. pp. 227-241.

Freeman, Roger L. 1987. Radio systems design for telecommunications (1-100 GHz). John Wiley and Sons. capitulos 1, 2, 6 y 7.

General Electric, 1982. GemLink LSK-112A/122A Microwave Radio. TDP 8022A, 20M A40018 5/82.

Gray, James S. 1980. Theory of Digital Communications. Earth Station Symposium '80. Scientific Atlanta, Atlanta, Ga.

Ha, Tri T. 1986. Digital Satellite Communications. McMillan Publishing Co. pp. 157-165.

Hewlett Packard Manual, 1979. Introduction to Pulse Code Modulation. South Queensberry, England.

Hewlett Packard, 1986. Application Note 343-1. Vector Modulation Measurements.- Measurement Applications for Microwave Digital Radio.

Harris Corp., FARINON Division. 1987. DM18 Digital Radio. Form 7901-S.

International Microwave Corp. 1987. DMC 23 Digital Microwave Radio.

Kennedy, George. 1984. Electronic Communications Systems. 3rd. Ed. McGraw-Hill. pp. 221-230.

Lathi, B.P. 1974. Introducción a la teoría y los sistemas de comunicaciones. Ed. Limusa. pp. 230-242.

Leuenbergen, Kurt. 1986. Digital Radio Systems examined - partes I y II Microwaves Systems News & CT. Nos. 1 y 2.

Liao, Samuel Y. 1980. Microwave Devices and Circuits. Prentice Hall. pp. 257-345.

Lin, S.H. 1979. Empirical Rain Attenuation Rate for Earth - Satellite Paths. IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-27, No. 5, pp. 812-817.

Lopez-Shunia, Jorge. 1985. Estudio de los efectos por hidrometeoros en los enlaces vía satélite utilizando la banda Ku. Revista Teledato, obra 190, III-1985, Publicaciones Telecomex.

Loral Terracom. 1987. CelLink 11, 11 GHz Microwave Radios. Publicación No. 003-017-17B.

Loral Terracom. 1986. TMC 620 Series, 1.7 - 19.7 GHz Microwave Radios. Publicación. No. 003-0171-022D.

MACOM. 1987. MAC 23 Product Line. Bulletin 9285 B, MA-23V FM

Microwaves & RF. 1986. Product Data Directory 86/87, p. 283.

Microwave Networks Inc. 1987 MicroNet 23 Communication System

Motorola, 1987. STARPOINT Microwave Radios. StarPoint 23 y StarPoint R3-16.1-02D.

Noguchi, T. et Al. 1986. Modulation techniques for microwave digital radio. IEEE Communications Magazine, Oct. 1986, Vol. 24, pp 8-20.

Nettles, Patrick H. 1979. Link Analysis, Earth Station Symposium '79, Scientific Atlanta Inc., Oct. 1979, Atlanta, Ga.

Oeting, John D. 1979. A Comparison of Modulation Techniques for Digital Radio. IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-27, No. 12, pp. 1751-1763.

Olsen, R.L. et Al. 1978. The aR^b Relation in the Calculation of Rain Attenuation. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-26, No. 3, pp. 318-329.

Panter, Phillip F. 1972. Communications Systems Design. McGraw Hill. pp. 98-115.

Pasupathy, Subarayan 1979. Minimun Shift Keying: A Spectrally Efficient Modulation. IEEE Communications Magazine, Jul. 1979, pp. 14-22.

RACON, 1987. Micropass 7000 Microwave transmitters. Document No. 03000-020-04.

Rice, P.L., Holmberg, N.R. 1973. Cumulative Time Statistics of Surface-Point Rainfall Rates. IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-27, No. 10, pp. 1131-1136.

Schilb, William A. 1986. Profile of a 23 GHz Radio Design. Microwave Journal, pp. 71-79.

Sklar, Bernard 1986. A Structured Overview of Digital Communications - A Tutorial Review. Partes I y II, IEEE Communications Magazine, Vol. 24, Nos. 8 y 10.

Tendick, C. 1987. Understanding Freespace Propagation. Microwave Systems News & Com. Tech., No. 10, pp. 98-114.

Tomasi, Wayne 1978. Advanced electronic communications systems. Prentice Hall. pp. 1-35.

Walker, Alan 1979. An Alternative: The 18 GHz, Low-Density Microwave System. Telecommunications, May. 1979, pp. 109-110.

Walker, Alan 1983. Microwave Communications Applications in Industry. Microwave Journal, Jan. 1983, pp. 71-79.

Watson, Robert 1986. Guidelines for Receiver Analysis. Microwaves & RF, Dec. 1986, pp.113-122.

Yamamoto, Heiichi 1981. Advanced 16-QAM Techniques for Digital Microwave Radio. IEEE Communications Magazine, May 1981, pp. 36-45.

APENDICE I

MANUAL DE OPERACION DE LOS PROGRAMAS DE COMPUTADORA.

El programa *ENLACE* tiene la estructura que se muestra en la Figura 41 (ver pag. 131). Esto implica el que para correrlo se requiera de introducir los datos respectivos en la manera que se piden, y tomando en cuenta las unidades de cada parámetro. Cada sesión o grupo de datos ofrece al final la posibilidad de corregir o cambiar los valores introducidos, proporcionando de esta manera la posibilidad de trabajar con los valores correctos en cada ocasión, sin necesidad de tener que terminar todo el programa para volver a introducirlos. Esto se cumple para información equivocada (voluntaria o involuntariamente), errores en unidades, o datos falsos.

INICIALIZACION DEL SISTEMA .-

El programa *ENLACE* viene en un diskette en su forma de programa ejecutable. Esto implica el que sólo se requiera teclear su nombre (*ENLACE*) en mayúsculas o minúsculas, se orpima la tecla de retorno de renglón (RET), e inmediatamente se inicia la ejecución del programa. En caso de utilizar una computadora con sistema operativo en disco duro (memoria fija) o haber utilizado ésta anteriormente, se hace como se indica. En caso de contar con una computadora sin sistema operativo, se puede introducir el diskette de *ENLACE*, se enciende la computadora, y éste realiza las operaciones de inicialización del sistema. El diskette cuenta con ésta función, que es parte del sistema operativo. La inicialización del sistema

no requiere del usuario en lo más mínimo. Sólo se inserta el diskette, se enciende la computadora, y se inicia el sistema, con lo que el usuario está listo para correr el programa.

Al iniciarse el programa, aparece una pantalla con la explicación de los objetivos de éste, así como una breve descripción de su distribución. Cada vez que termine de escribirse un párrafo, se requiere de oprimir la tecla de retorno del teclado (RET), hasta que aparece todo. Este es un proceso corto, ya que sólo aparece una pantalla completa. Cuando se utiliza el programa por primera vez, es recomendable el leer este escrito, aunque las veces siguientes se puede oprimir dos veces <RET> y se elimina el volver a leerlo.

Inmediatamente después de que desaparece este escrito, se hace la introducción al programa. Aquí se requiere establecer cuidadosamente el nombre de los sitios de transmisión y recepción, así como la altura sobre el nivel del mar de cada uno. En el caso de enlaces bidireccionales (full-duplex) se puede utilizar indistintamente cualquiera de los dos puntos como sitio de transmisión o recepción.

Ya establecidos los puntos terminales del enlace, se piden a continuación los datos principales del enlace. Es muy importante el introducir datos con las unidades precisas, ya que de ésto depende el correcto funcionamiento del programa así como de sus resultados. Para establecer cualquier enlace digital, es necesario el conocer de antemano la distancia entre sitios, la frecuencia de operación, la

aplicación del enlace (telefonía digital, datos, video digital o combinaciones de éstos), así como su velocidad de transmisión de datos en bits por segundo. Es también conveniente el conocer el ancho de banda así como la polaridad asignados al enlace por las autoridades correspondientes.

Al pedirse la altura de la torre de las antenas Tx y Rx, se pide saber su altura sobre el nivel del suelo. En caso de encontrarse en la azotea de un edificio de 20 m de altura, se toma este valor, aunque el mástil donde se sujeta la antena sea sólo de medio metro. Esto es debido a que el programa trabaja siempre con valores precisos de altura sobre el nivel del mar.

Después de introducir estos datos, se requiere conocer la región de la República Mexicana dentro de la cual se ubica el enlace, lo cual se hace al mostrar las distintas regiones climáticas en que se divide nuestro país e introduciendo la clave correspondiente. Con este último dato proporcionado, se hace el análisis y se despliega el valor del factor de corrección *K* de curvatura de la tierra.

Una vez obtenido el valor del factor *K*, se entra en el menú principal, el cual es la parte principal del programa. Dentro del menú se puede hacer el análisis de cualquiera de los aspectos mencionados en la tesis relativos a enlaces de radios de microondas. Esto se hace al oprimir la clave de la función de interés, entre las seis presentes : Obstáculos y zonas de Fresnel (F), Reflexión terrestre (R), Atenuación por Lluvia (L), Propagación del Enlace (P), Modulación Digital

(MD, y Costos del Enlace Total (CD. Además de las funciones anteriores, se presenta también la opción de salirse del programa mediante Salida al Sistema (SD.

Se recomienda que, aunque el programa permite utilizar cualquiera de las subrutinas a todo momento, se tomen en cuenta los siguientes puntos:

El programa está creado con la idea de diseñar sistemas de radio. Esto requiere el conocer con anterioridad un supuesto de las pérdidas a superar durante la propagación, y estas pérdidas se obtienen en las subrutinas (RD y (LD.

Se requiere calcular la trayectoria del haz para conocer la posibilidad de establecer el enlace así como los requerimientos de libramiento de obstáculos, y esto se realiza en la subrutina (FD.

Se requiere conocer el esquema de modulación a utilizar así como su ancho de banda asociado, y esto se realiza en la subrutina (MD.

Se requiere conocer los requerimientos de potencia en las etapas de transmisión y recepción, y esto se realiza en la subrutina (PD.

Se requiere tener una idea aproximada del costo total de la implementación de dicho sistema, y esto se realiza en la subrutina (CD.

Con todo lo anterior es recomendable el seguir una secuencia que se inicie con el cálculo de las pérdidas, ya sean por lluvia (LD o por reflexión (RD. Luego se recomienda utilizar la subrutina de propagación (PD, donde se toman en

cuenta los valores anteriores, y finalmente se recomienda utilizar la subrutina (M), que utiliza la información presentada hasta este momento. Esto es con respecto al análisis de potencia total del enlace. La subrutina de cálculo de la trayectoria (F) se puede utilizar indistintamente dentro del programa, pero es aconsejable el utilizarla al principio, dado que no tiene caso calcular requerimientos de potencia, si después nos encontramos con que el enlace es irrealizable. Finalmente, se recomienda utilizar la subrutina de costos (C) al terminar el análisis de todos los puntos anteriores. Esto es debido a que en este punto, el usuario tiene ya una cierta idea acerca de los requerimientos técnicos que demanda el enlace, y puede dar una información más completa.

En caso de que el usuario quiera tener los resultados por escrito, se recomienda utilizar una impresora conectada a la computadora. Dado que el programa entrega resultados en forma de desplegados, se requiere solamente el esperar a que la información se encuentre completa dentro de la pantalla, y oprimir la tecla PrtSc del teclado (imprime lo que se encuentre en la pantalla). Hay que tener cuidado de que la información esté completamente dentro de la pantalla, para no imprimir varias veces lo mismo.

La estructura interna del programa se menciona en el capítulo III.1 de este trabajo, y en el capítulo III.3 se muestra un ejemplo, a mi parecer bastante completo, de la utilización del programa *ENLACE*.

APENDICE II

ESTADO DEL ARTE EN RADIO DIGITAL DE MICROONDAS.

A continuación se presentan algunos de los sistemas comercialmente disponibles, y que reúnen algunas de las características que se mencionan en esta tesis. El objetivo de este Apéndice es el de mostrar los datos técnicos de algunos de los sistemas de RDM que se ofrecen a la fecha. Dado que no existen compañías mexicanas que fabriquen o distribuyan este tipo de sistemas, se muestran sólamente equipos de fabricación extranjera, en este caso, de los Estados Unidos.

Es interesante el comparar las similitudes y las diferencias entre ellos, y la relación que tienen con este trabajo de tesis, especialmente en cuanto a parámetros técnicos. Espero que este apéndice cumpla su objetivo de ampliar el conocimiento de los sistemas de radio de microondas y se observe congruencia entre lo tratado en este escrito, y los sistemas reales.

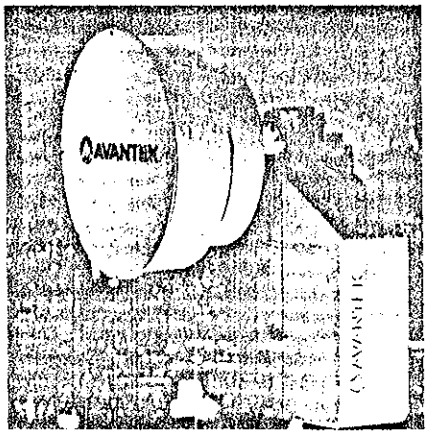
AVANTEK

DR23A

Digital Microwave Radio

FEATURES

- Digital Transmission Capacities of:
  - DS-1 (1.544 Mbps)
  - DS-2 (6.312 Mbps)
  - CEPT 1 (2.048 Mbps)
  - CEPT 2 (8.448 Mbps)
- Source voltages of 110/220 VAC with optional Battery Back-up or -21/-48 VDC
- Available in Non-protected and 1-for-1 Hot Standby for both Simplex and Duplex Operation
- Employs Highly Reliable Direct FSK Modulation
- Outdoor Installation Includes Standard Two-Foot Antenna with Radome
- Operational from 21.2 GHz to 23.6 GHz
- Satisfies Requirements of FCC Part 21 and 94
- Reliability Ensured through Solid-State Circuitry
- Designed for Quick and Easy Installation
- Built-in Self-Test Circuits and Loopback Test Switching
- Pseudorandom Scrambler for Breaking Up Strong Periodic Components in PCM/Data Traffic
- Optional Service Channel Capability with Standard Telephone Modular Connector Interface
- Modular Design for Fast On-Site Repairs
- Self Contained Transmitter and Receiver
- Indoor Unit Available with several features including M12 Multiplexer



GENERAL

The DR23A represents the newest member in the Avantek family of Digital Microwave Radios. Operating in the 21.2 to 23.6 GHz frequency band, it is capable of transmitting a single DS-1, DS-2, CEPT-1 or CEPT-2 digital signal. In other words, the DR23A can be used for the transmission of data, voice or a mixture of data and voice at any of the data rates of 1.544, 6.312, 2.048 or 8.448 Mbps.

APPLICATIONS

Eligible licensees include common carrier (FCC Part 21) and private industry or private business (FCC Part 94). Typical applications include low density drops or spurs off of digital backbone routes, interconnection of office complexes where short distances and esthetics prevail and interconnection to points of presence where frequency congestion prohibits use of lower frequency bands.

DESCRIPTION

The DR23A Digital Microwave System consists of four basic elements...an outdoor equipment enclosure, a two-foot antenna, an indoor unit and the interconnecting cable used between the indoor and outdoor elements.

The outdoor equipment enclosure contains all of the baseband, IF and RF modules for the system. The baseband and IF circuits are packaged in a separate plug-in housing for ease of maintenance. Two such housings can be provided in one outdoor equipment enclosure to provide 1 x 1 hot standby duplex operation.

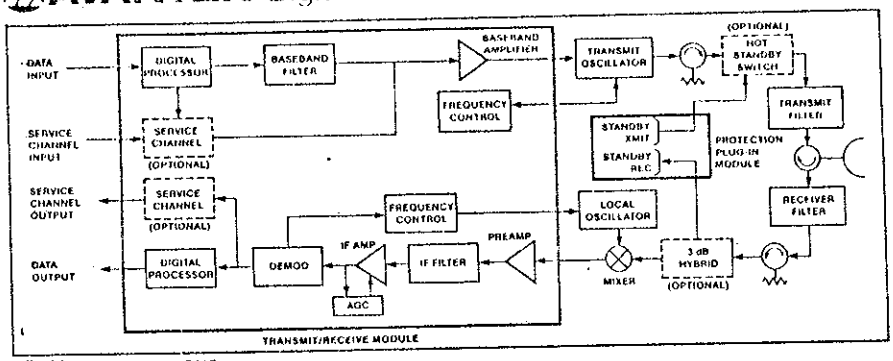
Included with each DR23A system is a two-foot antenna and radome which satisfies the FCC requirements for Category A operation. Full vernier adjustment capabilities are provided for antenna alignment in both the azimuth and elevation axes. Connection between the antenna and outdoor equipment enclosure is accomplished with a two foot length of flexible waveguide. This approach allows for added dimensions of flexibility. For example, if a desire to provide easy access to the outdoor equipment enclosure creates a situation that demands greater separation between the enclosure and the antenna, this can be easily accommodated by replacing the short flexible waveguide with the appropriate length of elliptical waveguide. Additionally, if an antenna with greater gain than that provided by the standard two-foot model is required, larger sizes can be substituted without modification to the remaining equipment.

A single multiconductor cable provides the connection between the outdoor equipment and indoor unit. This cable carries data traffic at any of the rates previously mentioned, DC voltages to power outdoor equipment, alarm status, AGC voltages, service channel and control signals. The cable is provided with a weather-proof connector already installed for connection to the outdoor housing. Indoor connection is accomplished through a terminal strip positioned on the back of the indoor unit.

The indoor unit contains the power supplies for protected or non-protected operation with AC or DC source voltages. Simple alarm indicators are also provided for diagnostic purposes. The unit can also be supplied with several optional features including service channel, receive signal level indicator, near end and distant loopback control, and a back-up battery pack for continued operation in the event of commercial power failure. In addition, an M12 multiplexer is available in both the protected and non-protected configuration for those applications operating at the DS-2 (6.312 Mbps) rate. Space for the M12 modules is provided in the same indoor unit referenced above. The indoor unit is available for either desk top or rack mounting.

AVANTEK, DR23A, Digital Microwave Radio, 1/2.

AVANTEK Digital Microwave Radio



DR23A SPECIFICATIONS

FCC DATA

Transmitter Type Number	Rules Part	Radio Frequency Range	Maximum Output Power	Frequency Tolerance	Emission Designator	Maximum Transmission Rate	Capacity	FCC Identification
DR23A-24	21, 94	21200-23600	0.10 Watt	±0.03	3M6F1W	1.544 Mbps	24 channels	BNI806DR23A 24
DR23A-30	21, 94	21200-23600	0.10 Watt	±0.03	4M69F1W	2.048 Mbps	30 channels	BNI866DR23A-30
DR23A-96	21, 94	21200-23600	0.10 Watt	±0.03	15M4F1W	6.312 Mbps	96 channels	BNI866DR23A-96
DR23A-120	21, 94	21200-23600	0.10 Watt	±0.03	20M2F1W	8.448 Mbps	120 channels	BNI866DR23A-120

* FCC type acceptance granted January 31, 1986

Transmitter

Output Power ..... +17 dBm*
Oscillator ..... frequency controlled
Frequency stability ..... ± 0.03%
Modulation ..... FSK (direct)

Receiver

Noise Figure ..... 9 dB*
Local oscillator ..... frequency controlled
IF 300MHz

Sensitivity for 10 $^{-6}$ BER**	Transmission Bit Rate DS1	DS2	CEPT-1	CEPT-2
Minimum (dBm)	-83	-77	-82	-76
Typical (dBm)	-85	-79	-84	-78

Sensitivity for 10 $^{-3}$ BER**	Transmission Bit Rate DS1	DS2	CEPT-1	CEPT-2
Minimum (dBm)	-86	-80	-85	-79
Typical (dBm)	-88	-82	-87	-81

Dynamic range ..... 60 dB
Typical unfaded BER ..... Less than 10 $^{-10}$

Digital Interfaces

1 DS-1 ..... 1.544 Mbps
1 DS-2 ..... 6.312 Mbps
1 CEPT 1 ..... 2.048 Mbps
1 CEPT 2 ..... 8.448 Mbps

Protection Arrangements

Non protected
1-for-1 Hot Standby

Service Channel

One optional 300 Hz to 3.3 KHz FM subcarrier service channel is available with standard telephone modular connector.

Specifications subject to change

Mechanical

Weather tight outdoor equipment enclosure:
Mounting ..... 3 to 4.5 inch O.D. pipe (wall or rack mount available)
Dimensions ..... 9 inches wide
5.25 inches high
12 inches deep

Digital Interface Service Unit

Mounting ..... desktop or 19 inch rack
Dimensions ..... 17 inches wide
25.5 inches high
15 inches deep

Antenna Characteristics

Diameter ..... 24 inches
FCC Identification No ..... VO 100
Gain (at 22.4 GHz including radome) ..... 39.5 dBi
Beamwidth (3 dB point) ..... 1.8°
RF Connector UG-595
Polarization ..... vertical or horizontal
Mounting ..... 3 to 4.5 inch O.D. pipe
Adjustments ..... both coarse and fine adjustments for azimuth and elevation

Power Requirements

1-for-1 Hot Standby terminal: less than 100 watts
Line voltage ..... 110 or 220 VAC
Optional DC Power ..... -24 or -48 VDC
Backup power optional battery backup is available to protect against loss of commercial AC power.

Operating Environment

Outdoor Equipment
Temperature ..... -30° to 55°C
Humidity ..... Up to 100%
Altitude ..... 15,000 feet

Display/Control Unit
Temperature ..... 0° to 40°C
Humidity 95%
Altitude ..... 15,000 feet

Transmission Data

Co channel I/I ..... 20 dB, MIN

System

System Gain for 10 $^{-6}$ BER**	Transmission Bit Rate DS1	DS2	CEPT-1	CEPT-2
Minimum (dBm)	100	94	99	93
Typical (dBm)	102	96	101	95

System Gain for 10 $^{-3}$ BER**	Transmission Bit Rate DS1	DS2	CEPT-1	CEPT-2
Minimum (dBm)	103	97	102	96
Typical (dBm)	105	99	104	98

Occupied bandwidth ..... 25 MHz
Capacity ..... 24/30/96/120 VF channels
PCM Interface
North American plan ..... DS-1 or DS-2
European plan (CCITT) ..... CEPT 1 or CEPT 2

NOTES

*All RF Specifications are measured at the antenna port of the weather-tight enclosure. Non-protected configuration is assumed. For 1x1 protected operation, add an additional 0.5dB of loss.

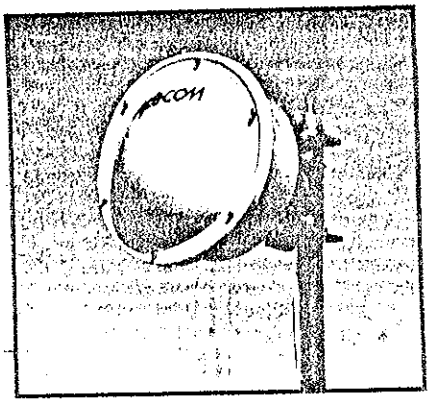
**Receiver sensitivities assume non-protected transmission. For 1x1 protected operation, add an additional 3.5dB of loss.

Regional Sales Offices
Milpitas, CA (408) 946-3080
Atlanta, GA (404) 498-2151
Orange, CA (714) 978-3663
Aurora, CO (303) 366-4264
Syosset, NY (516) 496-4502
Redmond, WA (206) 882-2272
Shawnee, KS (913) 677-1639
Detroit, MI (313) 553-5930

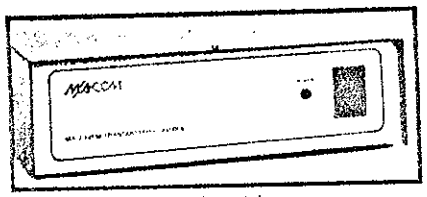
AUS-1410/R-12-86
Printed in U.S.A.

AVANTEK, DR23A Digital Microwave Radio, 2/2.

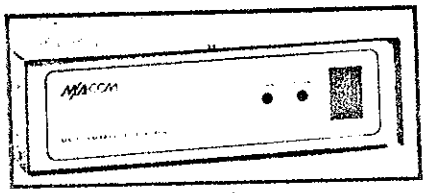
MAC 23 PRODUCT LINE



MA-23VFM, Pole Mount



Transmitter Remote Interface Unit



Receiver Remote Interface Unit

MA-23VFM AND MA-23CFM BUDGET 23 GHz FM MICROWAVE SYSTEMS

DESCRIPTION. M/A COM's MA-23VFM/CFM microwave systems are budget priced, solid-state, FM radio systems which provide reliable wireless short-range information transmission between two points. These high frequency microwave links operate in the uncongested Federal Communications Commission (FCC) frequency band of 21.8 to 23 GHz.

M/A-COM 23 GHz systems are an economical alternative to conventional coaxial cable links, especially where cable installation is impractical such as in congested downtown areas, across landscaped grounds or locations where trenching and aerial lines are not permitted. In these instances, the MA-23VFM/CFM System eliminates not only the prohibitive installation costs of cable systems, but also the lengthy delays encountered in obtaining municipal construction permits.

Our compact, lightweight MA-23VFM/CFM systems are engineered to provide reliable performance and simplicity of operation at reasonable cost. Transmitter and Receiver subsystems are comprised of weather-resistant RF units equipped with integral high gain 1 foot diameter antennas designed for outdoor use, and a Control/Interface Unit containing power supply and interface circuits.

There is no need to learn about microwave technology because MA-23VFM/CFM Systems require no field adjustments. These radios are simply mounted, pointed, and turned ON. Only an adjustable wrench, screwdriver, and voltmeter are required to install your own microwave link.

All M/A-COM 23 GHz radios incorporate solid-state technology which means no moving parts to wear out. Since frequency modulation (FM) technology is less susceptible to noise, we have used this technology exclusively rather than AM. We also employ high power output (66 mW). These factors result in better transmission quality (clear video, few false alarms) and greater reliability under adverse environmental conditions.

FEATURES

- High Power Output 66 mW Typical
- Low Cost, Compact FM Microwave System
- Full Color Compatible Video Plus Audio, Data, Control
- All Solid-State
- Simple Installation and Alignment
- Weather-Resistant RF Units
- Built-In 115 Vac Power Supply
- Ready to Mount on 2 to 4" O.D. Pipe
- Several Thousand M/A-COM 23 GHz Systems In Use Worldwide

OPTIONS

- One or Two Audio/Data Subcarriers
- 230 Vac/625 Line Video Operation

FM ADVANTAGES

- Higher Signal-to-Noise Ratio – Superior Picture and Audio and Data Quality
- Higher Fade Margin – Longer Paths Without Repeaters
- Less Susceptible to Interference From Electrical Storms, RFI, and EMI

PRIMARY USES

- Teleconferencing/CCTV
- Control Functions
- Surveillance
- Telephony via FDM

M/A COM

MA-COM, MAC 23 Digital Radios, 1/2.

SPECIFICATIONS

GENERAL

Frequency Bands ..... 21.8 to 22.0 GHz and 23.0 to 23.2 GHz

Radio Capacity

MA-23VFM ..... 8 MHz bandwidth, 525/625 line video plus 2 audio subcarrier program channels

MA-23CTM ..... 1 MHz bandwidth to 75 ohms or 40 kHz bandwidth to 600 ohms plus 1 audio subcarrier program channel

Modulation ..... FM

Deviation ..... ±4 MHz

Antenna

Size ..... 12" diameter

Gain ..... 33 dBi typical

Beamwidth (3 dB) ..... 3.5°

Video Signal-to-Noise Ratio

(with 55 dBm RCU) ..... 55 dB minimum

Subcarrier Bandwidth ..... 15 kHz

PRIMARY POWER

Source ..... 120 Vac (50 to 60 Hz); 230 Vac optional

Power Consumption

Transmitter 50W

Receiver 50W

RF Units powered via interconnection cable by Control/Interface Units

ENVIRONMENTAL

RF Unit

Ambient Temperature

Operational ..... −30 to +50°C

Storage ..... −40 to +60°C

Relative Humidity ..... up to 100%

Wind Load ..... 40 psf maximum

Control Unit

Ambient Temperature

Operational ..... +10 to +40°C

Storage ..... −30 to +50°C

Relative Humidity ..... up to 95%

TRANSMITTER

Power Output

Minimum ..... 50 mW (+17 dBm)

Typical ..... 66 mW (+18 dBm)

Maximum ..... 100 mW (+20 dBm)

Long Term Frequency Stability ..... ±0.03%

Spurious Response ..... per FCC Part 94

Video Input

Level ..... 1 V P-P

Impedance ..... 75 ohms

Return Loss ..... 20 dB minimum

Audio Input

Level ..... 0 dBm

Impedance ..... 600 ohms, balanced

Subcarrier Frequencies ..... 6.8 MHz standard (other frequencies available)

RECEIVER

Type ..... dual conversion, superheterodyne

Noise Figure ..... 12 dB nominal

Local Oscillator ..... solid-state, Gunn oscillator

RF Bandwidth ..... 40 MHz

IF Bandwidth ..... 140 MHz

Video Output

Level ..... 1 V P-P

Impedance ..... 75 ohms

Audio Output

Level ..... +9 dBm

Impedance ..... 600 ohms, balanced

Receiver Threshold

(33 dB weighted S/N) ..... −74 dBm

PHYSICAL

Size (Transmitter or Receiver)

RF Unit (including antenna) ..... 16" dia. x 10.25" (d) (40.6 x 27.5 cm)

Control/Interface Unit ..... 9" (h) x 10.5" (w) x 8.25" (d) (17.6 x 26.7 x 21.0 cm)

Weight

RF Unit ..... 9 lbs. (4.1 kg)

Control/Interface Unit ..... 4.5 lbs. (2.1 kg)

CONTROLLER UNIT TO RF ASSEMBLY INTERCONNECTION

Transmitter Configurations

Recommended Configuration

DC Power ..... 250 feet maximum of #20 AWG, 4 conductor, shielded wire

Video/BB ..... 250 feet maximum of Type RG-6/U coax cable double shielded (braid and foil)

Technical Limits For Alternate Configuration

DC Power ..... 3.5V maximum dc drop at 1.4A or 2.5 ohm total loop resistance, or 10.5V minimum, 13V maximum RF Assembly input voltage.

Video/BB ..... 1.7 dB maximum loss at 5 MHz

Receiver Configurations

Recommended Configuration

DC Power ..... 250 feet maximum of #20 AWG, 4 conductor, shielded wire

IF ..... 250 feet maximum of Type RG-6/U coax cable double shielded (braid and foil)

Technical Limits For Alternate Configuration

DC Power ..... 8V maximum dc drop at 0.6A or 5 ohm total loop resistance, or 10.5V minimum RF Assembly input voltage

IF ..... 12 dB maximum loss at 140 MHz

All specifications are subject to change without notice.

MA-COM, MAC 23 Microwave Radios, 2/2.

microwave networks INCORPORATED

MicroNet 23 LAN Communication System

Features

- Operates to 10 Mbps data rate
- Complies with Part 94 FCC rules
- Meets IEEE 802.3 baseband Ethernet specifications
- Protocol independent
- Connects to host LAN's through Store and Forward Buffers
- Field tunable frequencies
- Sunshields on outdoor enclosure
- Transient surge protection

The MicroNet 23 LAN Communication System is a 23 GHz microwave radio for point-to-point extension of baseband Ethernet traffic. A typical site installation consists of an indoor rack-mounted LAN Interface and Power Supply, an outdoor pole-mounted RF Unit, and an Antenna.

The MicroNet 23 LAN Communication System functions between Store and Forward Buffers in layer 1 or layers 1 and 2 (Physical and Data Link) of the ISO Open System Interconnection architecture. The Store and forward Buffers decouple the microwave radio system from the two Ethernet LAN's being connected. Decoupling is accomplished because the buffer completely receives a data packet before it is forwarded. Collision enforcement is not forwarded. Since the buffer operates only in the physical and data link layers of the network architecture, it is protocol independent above those layers and will operate with any architecture compatible with Ethernet /IEEE 802.3 (NET/ONE, DECnet, TCP/IP, XNS, ISO, etc.)

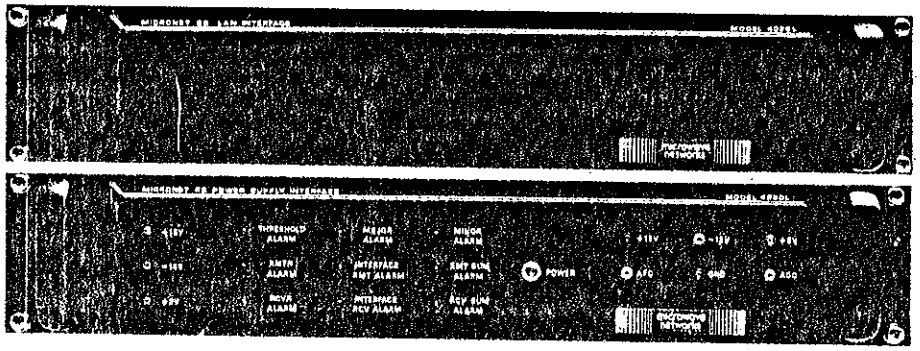
The MicroNet 23 Communication System is a full duplex system available in a non-protected configuration. All RF components are housed in one enclosure and operate over one antenna.

The RF Units and antennas mount independently and are connected with flexible waveguide, allowing various size antennas to be used. The standard offering is the MicroNet 2330 Antenna System featuring a 30-inch, category A, high performance antenna.

A single multiconductor cable connects the indoor interface to the outdoor RF unit. This cable supplies power to the RF Unit, carries the data, and brings diagnostic information down to the interface.

MicroNet 23 LAN Communication System Specifications*

General Characteristics	
Data Transfer Rate	10 Mbps
Operating Frequency (Tunable over four ranges)	21.225 – 21.775 GHz Part 21 21.825 – 22.375 GHz Part 94 22.425 – 22.975 GHz Part 21 23.025 – 23.575 GHz Part 94
RF Channel Spacing	50 MHz
Transmitter Characteristics	
Modulation Type	Frequency Modulation
Power Output	17.8 dBm (60 mW)
Gunn Diode Oscillator	Temperature compensated
Frequency Stability	± 0.01%
Receiver Characteristics	
Type	Superheterodyne
Noise Figure	10 dB
Sensitivity (10E-9 BER)	– 67 dBm
Intermediate Frequency	70 MHz
Gunn Diode Local Oscillator	Frequency controlled
System Characteristics	
System Gain (10E-9 BER)	84.8 dB
Unfaded Bit-Error-Rate	10E-12 or better



Microwave Networks, MicroNet 23 LAN, 1/3

Interface Parameters	
Interface Specification	per IEEE 802.3 (Ethernet)
I/O Connectors	15 pin D-connector
Number of I/O Connectors	7 maximum at each site
Protocols Passed	All meeting IEEE 802.3
Connectors	
Power/Alarm Connector	
at RF Unit	Burndy MIL-SPEC Multipin
at Interface	Terminal Block
Baseband Signal Connector	
at RF Unit	TNC
at Interface	BNC
FCC Information	
FCC Identifier	ECF6E7LAN-10M
FCC Rules	Part 94
Emission Designator	40000F9Y/40M0F1W
Frequency Tolerance	±0.03%
Maximum Output Power	0.100 Watt
Guaranteed Output Power	0.060 Watt
Median Output Power	0.070 Watt
Power Requirements	
Voltage	115 VAC, 50–60 Hz
Power	90 watts
Mechanical Characteristics	
LAN Interface	
Dimensions (W × D × H)	15" × 8" × 3.5"
Weight	14 lb
Power Supply Interface	
Dimensions (W × D × H)	15" × 16" × 3.5"
Weight	10 lb
RF Unit	
Dimensions (H × W × D)	12.3" × 14.8" × 6.8"
Weight	23 lb
Operating Environment	
LAN and Power Supply Interfaces	
Ambient Temperature	0°C to +40°C
Relative Humidity	Up to 95%
RF Unit	
Ambient Temperature	-30°C to +55°C
Relative Humidity	Up to 100%
Status and Diagnostics	
LED Status Indicators	+15V, −15V, +9V, Primary Power.
LED Alarm Indicators	THRESHOLD, XMTR, RCVR, MAJOR, MINOR, INTERFACE XMT, INTERFACE RCV, XMT Summary, RCV Summary
Diagnostic Aids	AGC, AFC, and DC voltage test points, optional transmit monitor port
Customer Alarm Output	Form C relay closures for Major and Minor alarms

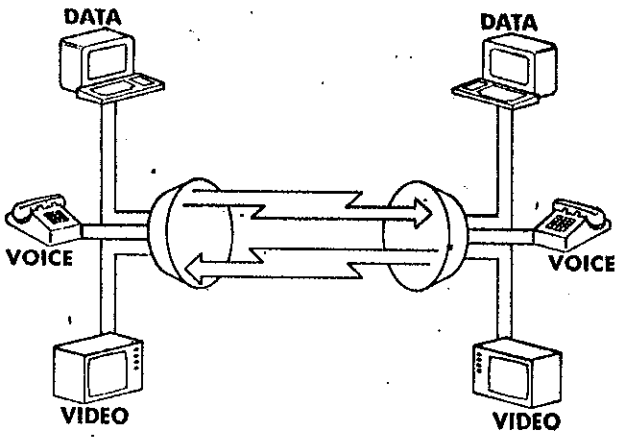
*Specifications apply to equipment connected back-to-back unless otherwise noted, and are subject to change without notice. Dimensions and weights are approximate.

microwave networks

10795 ROCKLEY ROAD • HOUSTON, TEXAS 77099 • 713/495-7123

Microwave Networks, MicroNet 23, 2/3.

THE MICRONET 23 COMMUNICATION SYSTEM



...WITH INTERFACES FOR MOST APPLICATIONS

The MicroNet 23 Communication System offers a growing family of interfaces for most types of transmission. The **Power Supply Interface** for the radio features diagnostics test points, LED status indicators and alarms.

The **Four T1 Interface** accepts from 1 to 4 T1s and meets AT&T PUB CB119 for DS1 cross connects and PUB 62411 for customer-provided T1 service. A **T1 Interface** is available for lower capacity systems.

The **Digital Interface Redundancy Control** is used when monitored hot-standby 1:1 protection is required. The hot standby configuration features independent switching between transmitters and receivers.

Additional interfaces are the **Video Interface** that meets the EIA-250-B standard for short haul television relay, featuring an optional "T1 over Video Modem," and a **LAN Interface** that allows for the extension of a baseband Ethernet/IEEE 802.3 Local Area Network at a full 10 Mbps transmission rate.

The MicroNet 23 Communication System from Microwave Networks Incorporated (MNI) is quickly becoming the recognized choice for private telephone lines, critical computer data circuits, and video communications for distances under ten miles.

The MicroNet 23 Communication System is a high quality transmission media that is extremely cost effective when compared to leased lines. Voice lines are toll quality, data circuits are virtually error free, and video transmissions are broadcast standard. But the most significant benefit is ownership. No more leased-line costs. You retain control of the network, and achieve flexibility to quickly enhance the network for the changing demands of your communications environment.

The ability to extend communications to remote buildings has become critical as more and more companies install digital PBXs, Local Area Networks, and corporate video conferencing. The MicroNet 23 Communication System is ideal for linking voice, data, and video communications, building to building, with the same level of proficiency as at the host location.

Communication continues to grow in importance as a strategic corporate resource. And communication systems must be dependable, fast, cost effective, and flexible. Let the MicroNet 23 Communication System give you the competitive advantage.

AT MICROWAVE NETWORKS WE DELIVER SOLUTIONS!

Microwave Networks, MicroNet 23, 3/3.

GT-N45 Digital Radio System

RT4/64, RT6/64, RT11/64
4, 6 and 11 GHz Transceivers

The GT-N45 system has been designed for the transmission of digital signals using 64 QAM modulation, in order to achieve a spectrum utilization of at least 4.5 bit/s per Hz with maximum capacities equivalent to 2 DS3, and 3 DS3.

Because of the sensitivity of 64 QAM modulation to distortion, the GT-N45 is designed to have low-amplitude distortion in each part of the system, while still maintaining a high system gain.

The high level of integration makes it possible to house the transceiver (4, 6, and 11 GHz) in one slim rack.

Low power consumption is achieved through accurate selection of input/output levels

Transmitter

The FCC-mask requirements in authorized bands are met by shaping the spectrum emitted by the modulator and by providing a highly linear transmitter. The latter employs linear amplifiers with FETs or TWTs, according to the frequency band used.

The power amplifiers used in the various bands are:

- 4 GHz: FET
- 6 GHz: FET or TWT (option)
- 11 GHz: TWT

A highly-linear, balanced-type converter is used.

The RF amplifier works with about 8.5 dB back-off. The overall linearity required for the 64 QAM signal is ensured by a fixed-type pre-distortion circuit at the 70 MHz intermediate frequency. Power outputs (including branching filter loss) as high as +28 dBm and +31 dBm are obtained respectively with solid state or TWT amplifiers. The TWT is used for high-power outputs because the thermal resistance of the present state-of-the-art high-power FET devices does not permit higher power outputs, while meeting first-class MTBF objectives.

The frequency stability over the temperature range 0-50°C is better than 30 ppm. This is achieved by using dielectric stabilized oscillators (DSO) at both the transmitter and the receiver, resulting in a very low level of phase noise.

Receiver

The receivers are equipped with two-stage low-noise RF preamplifiers. Total receiver noise figures (including branching filter loss) of 3.5 dB (4 GHz), 4 dB (6 GHz) and 4.5 dB (11 GHz) are obtained.

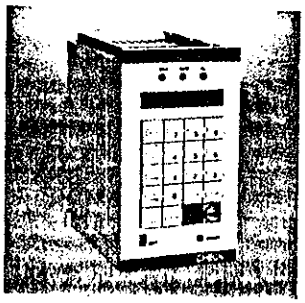
In order to achieve system gains better than 100 dB, the following threshold levels (10^{-3} BER) for the maximum capacity are obtained:

- 2 DS3-4 GHz -73 dBm
- 3 DS3-6 GHz -71 dBm
- 3 DS3-11 GHz -70.5 dBm

The image-rejection receiver converter employs a double balanced mixer.

In order to handle very high received signals (up-fading up to 20 dB) without an increase in receiver distortion, a pin diode RF attenuator is provided at the input. This is controlled by an automatic-gain-control (AGC) circuit and is capable of introducing more than 20 dB of RF attenuation.

The IF amplifier with AGC, the IF filter and the phase equalizer complete the standard version of the receiver, which is capable of a 60 dB dynamic range at the input.



Space Diversity Receiver

A space diversity version of the receiver is available for use in cases when the dispersive fade margin of the unprotected receiver, equipped with a BB transversal equalizer and an IF adaptive equalizer, cannot guarantee the outage objective required on the hop. The diversity scheme uses an IF phase shifter and combiner, with an in-phase combination of the two signals.

FCC Data

Type	GT-N45/4	GT-N45/6	GT-N45/11
FCC Identifier FET	F6P8BH RT 4/64-L	F6P8BH RT 6/64-L	
TWT		F6P8BH RT 6/64-H	F6P8BH RT 11/64-3H
		or	
FET	F6P5DL RT 4/64-L	F6P5DL RT 6/64-L	
TWT		F6P5DL RT 6/64-H	F6P5DL RT 11/64-3H
Frequency range (GHz)	3.7-4.2	5.925-6.425	10.7-11.7
Emission designator	20M0D7W	30M0D7W	30M0D7W

Technical Specifications

System	4 GHz	6 GHz	11 GHz
RF channel arrangement	FCC TD2	CCIR 383	CCIR 387
No. of RF channels	12 two-way	8 two-way	11 two-way
RF channel bandwidth	20 MHz	30 MHz	30 MHz
Transmission capacity	90 Mb/s (2DS3)	135 Mb/s (3DS3)	135 Mb/s (3DS3)
Gross bit rate	94.604 Mb/s	141.906 Mb/s	141.906 Mb/s
Max. No. of VF chs (64 kb/s)	1344	2016	2016
Type of modulation	64 QAM	64 QAM	64 QAM
Data efficiency (bit/s per Hz)	4.5	4.5	3.5
IF frequency	70 MHz	70 MHz	70 MHz
Transmit power (*) FET	+28 dBm	+28 dBm	—
TWT	—	+31 dBm	+31 dBm
Receiver noise figure (*)	3.5 dB	4 dB	4.5 dB
Receiver threshold at BER=10^{-3}	-73.0 dBm	-71.0 dBm	-70.5 dBm
at BER=10^{-6}	-69.0 dBm	-67.0 dBm	-66.5 dBm
System Gain at BER=10^{-3} (*) FET	101 dB	99 dB	—
TWT	—	102 dB	101.5 dB
Transmit frequency stability	±30 ppm	±30 ppm	±30 ppm
RF interface	WR 229	WR 137	WR 75
Operating voltage (DC)		-24V/-48V/-60V ±20%	
Power consumption per T-R (R) FET	75 W	75 W	
TWT		105 W	105 W

Environmental Range

Temperature range guaranteed performance: 32° to 122°F (0° to 50°C)

Physical Dimensions

A complete transceiver with diversity receiver can be housed in a slim rack of standard dimensions: height 7' (2134 mm); depth 10.2" (225 mm); width 4.7" (120 mm); weight (average) 132 pounds.

(*) Including branching filter loss

Siemens continually improves products as new technologies and components become available. Siemens, therefore, reserves the right to change specifications or options without prior notice. These products comply with all applicable FCC rules.

For more information contact Siemens Transmission Systems, Inc., 2411 W. 14th Street, Tempe, Arizona 85281. Telephone 1-800-227-5824, or 602-921-5824.

SIEMENS, GT-N45 Digital Radio System, 2/4

GT-N45 Digital Radio System

MD-64/N45
64 QAM Modem and Baseband Processor

The MD-64/N45 equipment is composed of two basic parts:

- Baseband processing
- 64 QAM modem

Baseband processing unit

This unit performs the bit insertion/bit extraction of the following signals:

- 44,736 kb/s information system (DS3)
- 288 kb/s stream from the service multiplexer
- 35.8 kb/s stream dedicated to the transmission of the Switching Control Signal (SCS).

The four digital service channels, multiplexed by the service multiplexer into the 288 kb/s stream are asynchronously inserted into the aggregate frame.

The following performances are also provided:

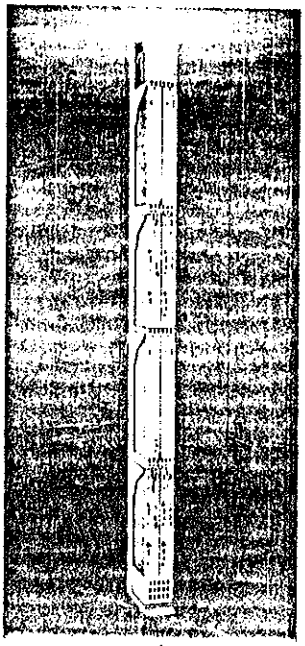
- generation of criteria of the SCS for the protection switching system
- parity bit insertion/extraction
- 10^{-3} and 10^{-5} BER monitoring

64 QAM modem

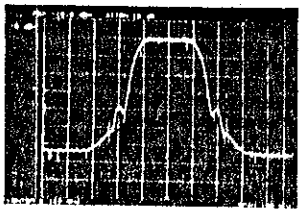
Two versions of the modem are provided: 2 DS3 and 3 DS3.

Each configuration is modular, while each 45 Mb/s stream is treated separately from the BI/BE perspective. The following operations are also performed:

- **Forward Error Correction (FEC)**
  The FEC circuit, included as a standard part of both the terminal and repeater modem, corrects single errors in each block of bits. The main features are:
  - significant improvement in system EFS (Error Free Seconds), stabilization of low BER performance and elimination of dribble errors
  - higher improvement at lower BERs
  - BER performance improvement perfectly matched to counteract nonlinear distortion effects (System Gain Improvement)
- **Adaptative Equalization** composed of:
  - BB transversal equalization
  - IF equalization



The baseband transversal equalization, included as a standard part of the demodulator, gives the advantage of reduced signature with low sensitivity to intersymbol interference and, therefore, a high resistance to distortion due to selective fading. The baseband equalizer, operating in the time domain, employs a Linear Forward Equalizer (LFE) to control precursor intersymbol interference, a



Decision Feedback Equalizer (DFE) to control post-cursors, and a central tap to control the received level.

The IF equalizer is composed of an AGC amplifier for amplitude compensation and a slope equalizer for compensation of up to 10 dB of positive or negative slope.

- **Drop/Insert**
  At the repeater station, any single DS3 can easily be dropped and inserted without the need for transforming the repeater into a back-to-back terminal.

  Moreover, up to four digital service channels can be dropped by a DS3 signal.

  The dropped/inserted signal (DS3 or service channels) is also protected by dropping the corresponding signal of the standby radio and using a 1:1 service switch.

- **Regenerator testing**
  To maximize system performance, all repeaters are capable of regeneration.

  At each repeater, the BER measurement is obtained through proper error counting.

  Double threshold BER measurement for each radio channel is delivered to the monitoring system and transmitted to the remote master. Local and remote indication of system performance is obtained without regenerator loopback testing.

Technical Specifications

Main traffic input bit rate	2 DS3, 3 DS3
Digital service capacity for each DS3	288 kb/s (corresponding to four 64 kb/s channels) For example: —1 Express —1 Omnibus —1 Telesignaling —1 Free
Dedicated high speed data channel for SCS	35.85 kb/s
Input/output interfaces	according to TA 34
Modulation type	64 QAM
Demodulation type	coherent
Forward Error Correction	
type	Reed Solomon—modified
code	64/62
Modulator output bit rate	
2 DS3	96,604 kb/s
3 DS3	141,906 kb/s
Modem intermediate frequency	70 MHz
IF input/output level	-5 dBm
IF impedance	75 ohm

BB characteristic	
Filtering	Binary Transversal Filtering
Roll-off factor	40%
Repeater facilities	—Digital service drop/insert —Local restart of frame —DS3 drop/insert
Quality indication	—hop quality by syndrome inspection (FEC) —link quality from parity bits
S/N* (modem in IF loop)	
BER = 10^{-3}	25 dB
BER = 10^{-6}	29 dB
Power supply	The modem rack is fed by the T/R bay
Power consumption	
Terminal	65 W (2 DS3) 70 W (3 DS3)
Repeater	50 W (2 DS3 or 3 DS3)
Slim rack dimensions (Each slim rack can house up to two terminal or repeater modems)	Height: 7' (2134 mm) Width: 4.7" (120 mm) Depth: 10.2" (225 mm)
Operating Temperature range	32° to 122°F (0° to 50°C)

*S = mean steady state power
N = noise power in a bandwidth equal to the symbol rate

Siemens continually improves products as new technologies and components become available. Siemens, therefore, reserves the right to change specifications or options without prior notice. These products comply with all applicable FCC rules.

For more information contact Siemens Transmission Systems, Inc., 2411 W. 14th Street, Tempe, Arizona 85281. Telephone 1-800-227-5824, or 602-921-5824

SIEMENS, GT-N8845, Digital Radio System, 4/4.

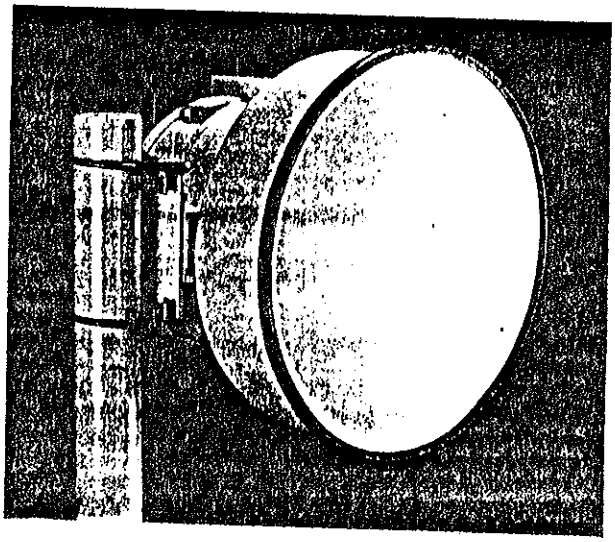
MICROPASS 7000 SERIES
Microwave Voice/Data Transmission

Micropass is the easy to use, cost effective solution for your voice/data communications needs. Designed for today's demanding networks, Micropass provides superior quality microwave signals for all of your voice/data transmissions.

Micropass can handle a variety of voice/data transmissions, making it flexible enough for virtually all applications. Transmission capabilities include: DS1/T1, aggregate T2, V.35 or RS232 and RS422. And it's so easy. No cables to bury — no tariffs — no hassles. Just crisp, precise voice and data transmissions.

All Micropass communications products are built in the USA to exacting standards. Factory tested for a 72-hour "burn in" period at levated temperatures, Micropass products are built rugged to stand outdoor environmental extremes. And their built-in microwave source/mixer heaters assure frequency stability and reliability.

Hundreds of companies and government agencies worldwide trust their critical voice/data transmissions to Micropass on a daily basis. Micropass the voice/data, point-to-point, communications solution...



- ***Simple Installation*** — Lightweight, installed with everyday hand tools, built in coarse and fine alignment capabilities
- ***Rugged*** — Constructed of anodized aluminum, coated to MIL specifications, stainless steel mounting hardware. Modular, solid state design
- ***FM Design*** — Superior in quality, especially in areas of inclement weather and high electrical noise
- ***Path Reliability*** — Depending on your application configuration, Micropass can offer the highest path reliability available
- ***Easy to License*** — Licensed quickly by the FCC, your Micropass system can be approved for operation within 45-60 days
- ***Proven Performance*** — With hundreds of systems operational worldwide, Micropass has proven its reliability and durability in the field
- ***Flexible Capacity*** — Capacity from 56 Kbps to multiple T-1 with flexibility to expand as requirements change
- ***Hot Standby*** — Systems available for every configuration
- ***Cost Effective*** — Provides an expandable communications network that *you* control

MICROPASS™

RACON, Sistema Micropass 7000. 1/5

MICROPASS 7000 SERIES
System Specifications

GENERAL — 7000 SERIES
Modulation: FM
Deviation: ± 5MHz
System Gain: 172dB typical
Frequency Band: 21.2 to 23.6GHz
Common Carrier
(Part 21) – All channels
Business
(Part 94) — All channels
Standard Factory Frequencies:
21.725, 21.825, 22.925, 23.075GHz
(contact factory for other frequencies)
Capability:
V.35
RS422 — up to 4.5Mbit
RS232 — up to 19.2Kbps
T1 — 1.54Mbps
4T1 — 6.16Mbps
FCC Equipment Authorization:
Type number — B2N9CL10050
Type accepted — Both Part 21 and 94
Emission designator — 338000-9

TRANSMITTER SECTION
RF Source: Solid state Gunn diode in environmental ovens
Power Output:
65mW typical (+ 18dBm)
100mW maximum (+ 20dBm)
Frequency Stability: Less than ± .02% of carrier frequency (– 30°C to 55°C)

RECEIVER SECTION
Type: Superheterodyne
IF Bandwidth: 18MHz
Threshold: – 65dBm for 10^{-6} BER
Signal to Noise Ratio: 65dB (minimum)
Signal to Hum Ratio: 53dB
Local Oscillator: Solid state Gunn diode in environmental oven
Noise Figure: 12dB nominal

ANTENNA
Size: Shrouded 24 inch (61cm) diameter standard (contact factory for other antenna sizes)
Gain: 39dBi (minimum)
40dBi (typical)
Polarization: Vertical or horizontal
Beamwidth (3dB): 1.7°
Alignment: Includes course and fine elevation and azimuth adjustment. Optical bore sight alignment kit available.
Radome: Supplied with antenna. Designed for rugged environmental application.

POWER REQUIREMENTS
Power Consumption:
30 Watts/antenna assembly
Input Voltage:
Standard: 120Vac input to Class 2 UL approved transformer, 50/60Hz
Optional: 230Vac input to transformer, 50/60Hz — No charge option
24Vdc — No charge option
– 48Vdc — Contact factory for pricing

ENVIRONMENTAL
Temperature Range:
Operating:
– 30°C to 55°C (– 22°F to 131°F)
Storage:
– 40°C to 60°C (– 40°F to 140°F)
Humidity: Up to 100% for all-weather operation

MECHANICAL
Dimensions:
Diameter — 24 inch (61cm)
Depth — 19 inch (48cm)
Weight: 25 lbs (11 kg) per antenna assembly (Rx or Tx)
Material: White, all-weather aluminum coated to MIL C 5541 — with stainless steel hardware
Shielding: Built-in conducted and radiated RFI shielding
Mounting:
Standard: Attachment to 3.5 inch O.D. vertical pipe. Each system includes mounting plate and hardware
Optional: Mounting kit for attachment to horizontal pipe
Optional: 4.5 inch O.D. pipe mounting — No charge option

ALARMS
Loss of RF Alarm:
Alarm @ 10-15Vdc
No alarm @ 2Vdc
Impedance 1,000 ohms, unbalanced
Connector terminal block

INTERFACE EQUIPMENT
RS232:
Indoor mounted with 120Vac operation
DS1:
Indoor mounted with 120Vac operation
4DS1:
19 inch rack mount with 120Vac or – 48Vdc operation

OPTIONS (Contact Factory)
- Service channel
- Four foot antenna
- Optical boresight alignment tool
- Horizontal mounting kit
- 3.5 inch O.D. pipe mounting hardware kit
- Protected/hot standby switching equipment
- – 48Vdc power supply

Specifications subject to change without notice
Document # 03000-020-04
Printed in USA/Copyright January 1987

RACON
12628 Interurban Avenue South
Seattle, WA 98168-3383 U.S.A.
(206) 241-1610 800-426-5245
Telex 32-1202 FAX (206) 246-9308

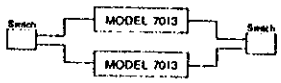
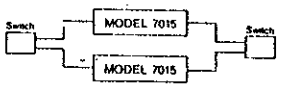
MICROPASS®

Voice/Data Communications

List Price Schedule
Effective October 1986

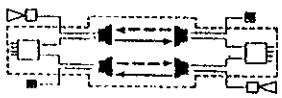
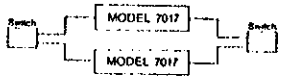
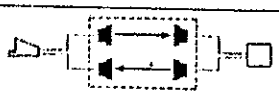
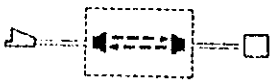
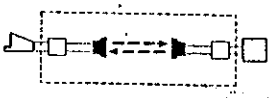
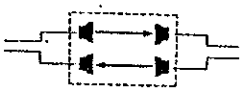
Micropass Voice Data Product Line
Each Micropass system model provides equipment for both ends of the transmission path including:

- Transmitters
- Receivers
- Shrouded two foot antenna with radome
- Mounting hardware (3.5 " or 4.5" O.D.)
- 120 VAC or 240 VAC to 24 VAC power transformers
- Installation/operation manual
- 1 year limited warranty

Model	Description	List Price (USD)	System Diagram
FULL DUPLEX T1			
7013	•DSX-1 interface supports T1 (1.54Mbps) •Two antennas and one remote interface unit per end	$15,430.00	
7014	•Hot standby for model 7013 •Two full duplex systems •Two 19" rack mountable automatic switching units	$35,430.00	
FULL DUPLEX MULTIPLE T1			
7015	•Supports up to four DSX-1 inputs (eggregate 6.16 Mbps) •Two antennas per end •Includes two M12 multiplexers —With 1 T1 channel cards —With 2 T1 channel cards —With 3 T1 channel cards —With 4 T1 channel cards	 $24,270.00 $26,030.00 $27,785.00 $29,540.00	
7016	•Hot standby for model 7015 •Two duplex systems •Two 19" rack mountable automatic switching units •Two M12 multiplexers —With 1 T1 channel cards —With 2 T1 channel cards —With 3 T1 channel cards —With 4 T1 channel cards	 $41,485.00 $43,240.00 $44,985.00 $46,760.00	

12628 Interurban Avenue South
Seattle, Washington 98168
(206) 241-1110 / 800-426-5245 Telex: 32-1202
FAX (206) 246-9306

RACON®

Model	Description	List Price (USD)	System Diagram
FULL DUPLEX MULTIPLE T1 WITH SERVICE CHANNEL			
7017	• Supports up to four DSX-1 inputs • 600 Ohm full duplex 12KHz bandwidth service channel • Two antennas per end • Two 4 port M12 multiplexers —With 1 T1 channel cards —With 2 T1 channel cards —With 3 T1 channel cards —With 4 T1 channel cards	 $26,285.00 $28,050.00 $29,810.00 $31,560.00	
7018	• Hot standby for model 7017 • 2 full duplex model 7017 systems • Two 19" rack mountable automatic switching units • Two 4 port M12 multiplexers —With 1 T1 channel cards —With 2 T1 channel cards —With 3 T1 channel cards —With 4 T1 channel cards	 $43,840.00 $45,600.00 $47,360.00 $49,110.00	
FULL DUPLEX RS422			
7019	• 300bps to 4.5Mbps data rates • Two antennas per end	$15,000.00	
7020	• Up to 56Kbps data rates • One antenna per end	$ 9,085.00	
FULL DUPLEX RS232			
7021	• Asynchronous RS232 • Up to 19.2Kbps data rates • One antenna and one remote interface unit per end	$10,685.00	
FULL DUPLEX V.35			
7022	• 56Kbps data rate • Operates in conjunction with limited distance modem (not supplied) • One antenna per end	$ 8,500.00	
FULL DUPLEX BASEBAND INPUT			
7023	• 4.5 MHz Bandwidth (requires 1v p/p input) • Two antennas per end	$11,830.00	

RACON, Sistema Micropass & 7000, 4/5

Model	Description	List Price (USD)
ACCESSORIES		
OAKII	Optical alignment kit	$ 230.00
IMK	Horizontal mounting kit (3.5")	$ 320.00
I&O	Installation and Operation manual (Additional)	$ 25.00
LMK	Spare mounting kit •Specify 3.5"	$ 46.50
	•Specify 4.5"	$ 46.50
STA	Site-Technical Assistance •On site technical assistance	$500.00/day + expenses +$50.00/HR Travel
	•On site technical training	$500.00/day + expenses +$50.00/HR Travel
SPARES		
M12	Multiplexer M12 Digital −48V 1T1	$ 4,550.00
M12	Multiplexer M12 Digital 115V 1T1	$ 4,550.00
M12	Multiplexer M12 Digital -24V 1T1	$ 4,550.00
MCC	•DS-1 Multiplexer Channel Card	$ 700.00
MPS	Multiplexer Power Supply, AC or DC	$ 700.00
DC	DC-1 Direct Connector	$ 940.00
MCT	Multiplexer Card with 3 Level Partial Response	$ 1,362.50
DCT	Demultiplexer Card with 3 Level Partial Response	$ 1,362.50
DPC II	DSX-1 Interface Unit •One required per end	$ 735.00
HSW1	Hot Standby Switching Unit Balanced I/O (Model 7014)	$ 800.00
HSW2	Hot Standby Switching Unit Coaxial I/O (Models 7016, 7018)	$ 880.00
SPT-1	Spare power transformer •120 VAC to 24 VAC, 50VA	$ 30.00
SPT-2	Spare power transformer •240 VAC to 24 VAC, 40VA	$ 30.00
RS232	Spare RS232 Interface unit	$ 800.00
ESK	Electronic spares kit •Configuration depends on model	Contact Factory
ANT1	1 Foot Antenna	Contact Factory
ANT4	4 Foot Antenna	Contact Factory

RACON, Sistema Micropass 7000, 5/5.