

50
2el.



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA
DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

“NUEVAS TENDENCIAS EN MICROONDAS
DIGITALES”

T E S I S

PARA OBTENER EL TITULO DE :
INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA
ÁREA DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA
P R E S E N T A N
JOSÉ DANIEL CRUZ REYES
SALVADOR RAFAEL CORZAS REYES



ASESOR : M. C. SALVADOR LANDEROS AYALA

CIUDAD UNIVERSITARIA, MÉXICO D. F.

NOVIEMBRE

1997

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

AGRADECIMIENTOS



**AGRADECEMOS A LA UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE MÉXICO NUESTRA ALMA MATER
POR LA GENEROSA EDUCACIÓN QUE NOS
BRINDO**

AGRADECIMIENTOS



**ESTE TRABAJO TAMBIÉN VA DEDICADO AL
INSTITUTO MEXICANO DEL PETRÓLEO POR
TODO EL APOYO BRINDADO EN LA REALIZACIÓN
DEL MISMO**

AGRADECIMIENTOS



**AGRADECEMOS LA COLABORACIÓN Y
ASERTADA ASESORIA QUE NOS BRINDO EL M.C.
SALVADOR LANDEROS AYALA EN LA
ELABORACIÓN DE ESTE TRABAJO**

**CONTENIDO**

	PÁGINA
INTRODUCCIÓN	1
CAPITULO 1 CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO PARA MICROONDAS EN MÉXICO	
1.1 INTRODUCCIÓN	3
1.2 GENERALIDADES	3
1.2.1 TIPOS DE SERVICIO	3
1.2.2 NOTAS INTERNACIONALES Y NACIONALES	4
1.2.3 ESPECTRO RADIOELÉCTRICO	4
1.2.4 MODALIDADES DE LOS SERVICIOS	6
1.3 CONSIDERACIONES PARA EL ESTABLECIMIENTO DE LOS PLANES DE LOS PLANES DE FRECUENCIA	6
1.3.1 FRECUENCIAS NECESARIAS PARA LA TRANSMISIÓN BILATERAL DE UNA SEÑAL	6
1.3.2 MEDIAS BANDAS	8
1.3.3 SELECCIÓN PRECISA DE LAS FRECUENCIAS PORTADORAS	8
1.4 USO DEL ESPECTRO RADIOELÉCTRICO PARA LOS SERVICIOS DE RADIOCOMUNICACIÓN EN FRECUENCIAS DE GHz	10
1.5 DISPOSICIÓN DE LAS BANDAS DE RADIOFRECUENCIA	20
1.5.1 DISPOSICIÓN DE RADIOCANALES EN LA BANDA DE 2 GHz	20
1.5.2 DISPOSICIÓN DE RADIOCANALES EN LA BANDA DE 4 GHz	21
1.5.3 DISPOSICIÓN DE RADIOCANALES EN LA BANDA DE 6 GHz	22



CONTENIDO

1.5.4	DISPOSICIÓN DE RADIOCANALES EN LA BANDA DE 7 GHz	24
1.5.5	DISPOSICIÓN DE RADIOCANALES EN LA BANDA DE 8 GHz	25
1.5.6	DISPOSICIÓN DE RADIOCANALES EN LA BANDA DE 11 GHz	26
1.5.7	DISPOSICIÓN DE RADIOCANALES EN LA BANDA DE 13 GHz	26
1.5.8	DISPOSICIÓN DE RADIOCANALES EN LA BANDA DE 15 GHz	27
1.5.9	DISPOSICIÓN DE RADIOCANALES EN LA BANDA DE 17.7 - 19.7 GHz	29
1.5.10	DISPOSICIÓN DE RADIOCANALES EN LA BANDA DE 21.2 - 23.6 GHz	30

CAPITULO 2 GUÍAS DE ONDA Y COMPONENTES DE TRANSMISIÓN

2.1	INTRODUCCIÓN	31
2.2	CABLE COAXIAL	31
2.3	GUÍAS DE ONDA	36
2.3.a	GUÍA DE ONDA RECTANGULAR	38
2.3.b	GUÍA DE ONDA RÍGIDA CON REBORDES INTERIORES	40
2.3.c	GUÍA DE ONDA CIRCULAR	43
2.3.d	GUÍA DE ONDA SEMI-FLEXIBLE	43
2.4	ATENUADORES	44
2.5	AISLADORES	44
2.6	CIRCULADORES	45
2.7	RAMIFICACIONES	46
2.8	PUNTES	46
2.9	TERMINACIONES	47



CONTENIDO**CAPITULO 3 GENERACIÓN, AMPLIFICACIÓN
Y DETECCIÓN DE MICROONDAS**

3.1	INTRODUCCIÓN	49
3.2	TUBOS PLANARES	49
3.3	DISPOSITIVOS DE CAVIDAD RESONANTE	51
3.3.a	CLISTRÓN REFLEJO	52
3.3.b	CLISTRÓN DE CAVIDADES MÚLTIPLES	54
3.4	TUBO DE ONDA PROGRESIVA	56
3.5	MAGNETRÓN	58
3.5.a	MAGNETRÓN DE FRECUENCIA CICLOTRONICA	58
3.5.b	MAGNETRÓN DE ONDA PROGRESIVA	60
3.6	DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES	62

CAPITULO 4 MODULACIÓN

4.1	INTRODUCCIÓN	65
4.2	MODULACIÓN	65
4.3	MODULACIÓN ANALÓGICA	66
4.3.1	MODULACIÓN EN AMPLITUD	66
4.3.2	MODULACIÓN EN FRECUENCIA	66
4.3.3	MODULACIÓN EN FASE	67
4.4	MODULACIÓN POR CODIFICACIÓN DE PULSOS PCM	68
4.4.1	MUESTREO	68
4.4.2	CUANTIZACIÓN	69



CONTENIDO

4.4.3	CODIFICACIÓN	71
4.5	MODULACIÓN DIGITAL	72
4.5.1	SISTEMAS DE MODULACIÓN DIGITAL BINARIA	72
4.5.1.a	MODULACIÓN POR DESPLAZAMIENTO EN AMPLITUD	72
4.5.1.b	MODULACIÓN POR DESPLAZAMIENTO EN FRECUENCIA	73
4.5.1.c	MODULACIÓN POR DESPLAZAMIENTO EN FASE	73
4.5.2	SISTEMAS DE MODULACIÓN DIGITAL MULTINIVEL	74
4.5.2.a	CONMUTACIÓN DE FASE CUATERNARIA QPSK	74
4.5.2.b	CONMUTACIÓN EN AMPLITUD MODULADA	75
4.5.3	ELECCIÓN DE LA TÉCNICA DE MODULACIÓN	78
4.6	TÉCNICAS DE MULTIPLEXAJE	80
4.6.1	MULTIPLEXAJE POR DIVISIÓN DE FRECUENCIA	80
4.6.2	MULTIPLEXAJE POR DIVISIÓN DEL TIEMPO	82
4.6.3	COMPARACIONES	85

CAPITULO 5 EQUIPOS DE MICROONDAS

5.1	INTRODUCCIÓN	86
5.2	ETAPAS DE TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN	86
5.2.1	INTERFACES DE ENTRADA	87
5.2.2	ETAPA DE MODULACIÓN	88
5.2.3	ETAPA DEL TRANSMISOR	89
5.2.4	ETAPA DE FILTRADO	89
5.3	RECEPCIÓN	89



CONTENIDO

5.3.1	RECEPCIÓN DE LA SEÑAL	90
5.3.2	ETAPA DE MODULACIÓN	90
5.3.3	INTERFACE DE SALIDA	91
5.4	EQUIPO REPRESENTATIVO PARA MICROONDAS DIGITALES	92
5.4.1	MODULADORES	92
5.4.2	AMPLIFICADORES	94
5.4.3	CABLES Y CONECTORES	95
5.5	EQUIPOS QUE TRABAJAN EN LAS BANDAS BAJA, MEDIA Y ALTA	96
 CAPITULO 6 EFECTOS DE PROPAGACIÓN		
6.1	INTRODUCCIÓN	104
6.2	PÉRDIDA EN EL ESPACIO LIBRE	104
6.3	ATENUACIÓN POR LLUVIA	108
6.4	ATENUACIÓN POR OXÍGENO Y VAPOR DE AGUA	111
6.5	REFRACCIÓN ATMOSFÉRICA	113
6.6	ZONAS DE FRESNEL	118
6.7	REFLEXIONES POR LA SUPERFICIE TERRESTRE	123
 ANEXO		
	PROGRAMA PARA CALCULAR UN ENLACE DE MICROONDAS	125
 CONCLUSIONES		
		135
 REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFÍA		
		138



INTRODUCCIÓN

El término microondas se refiere a señales de corriente alterna cuyas frecuencias varían en el rango de 1 GHz a 300 GHz (30 cm a 0.1 cm), y aunque el análisis y diseño de componentes de microondas es algo complejo, estas son utilizadas debido a las siguientes características:

- Proporcionan un gran ancho de banda. Un ancho de banda del 2% a 600 MHz es 12 MHz (el ancho de banda de 2 canales de televisión), mientras que a 60 GHz un ancho de banda de 2% es 1200 MHz (alrededor de 200 canales de televisión).
- Las señales de microondas viajan por línea de vista, haciendo así posible los enlaces de comunicaciones de muy alta capacidad.
- Los componentes utilizados son de igual o menor dimensión que estas longitudes de onda.
- A mayores frecuencias será posible una mayor ganancia de la antena para un tamaño de antena dado.
- A frecuencias de microondas ocurren varias resonancias como la molecular, atómica y nuclear, creando una amplia variedad de aplicaciones como pueden ser tratamientos y diagnósticos médicos, métodos de cocina, detección remota, etc.

Actualmente la mayoría de las aplicaciones de microondas esta relacionada a los sistemas de radar y comunicaciones. Los sistemas de comunicación manejan una amplia gama de usos como son telefonía, televisión, datos y comunicaciones militares. De aquí, la importancia de conocer los conceptos básicos y los principales parámetros para diseñar un radioenlace de microondas.

El presente trabajo tiene como objetivo integrar los conceptos de más actualidad en el diseño de microondas, tales como las nuevas técnicas de modulación (64 QAM, 128 QAM y 256 QAM entre otras), los nuevos equipos de transmisión y recepción, así como la reglamentación que sigue a estos.



INTRODUCCIÓN

Los conceptos fundamentales más frecuentemente manejados como son dispositivos pasivos, dispositivos activos y modulación son revisados en los capítulos 2, 3 y 4 respectivamente. El capítulo 1 nos proporciona información referente al espectro radioeléctrico en México para así tener un uso eficiente de nuestro enlace, dependiendo de la banda de frecuencia que se nos asigne. En lo que respecta al capítulo 5, éste presenta información referente a los equipos de microondas actualmente utilizados para enlaces de comunicaciones ya que dependiendo de la banda de frecuencia que se nos haya asignado por la secretaría de comunicaciones en cuestión, será determinado el tipo de equipo a usar para una cierta capacidad de acuerdo a nuestro enlace. El equipo a usar también cuenta con otras características de manufactura como es el tipo de modulación a emplearse y las pérdidas que podamos obtener por el uso de éste. El capítulo 6 nos proporciona información fundamental que hay que tomar en cuenta al hacer un enlace de comunicaciones de microondas, ya que este capítulo nos dice como calcular los principales factores que afectan a nuestra señal en su trayectoria del transmisor al receptor. Al final del capítulo 6 hay una aplicación de como se realiza el diseño de un enlace de microondas por medio de un programa desarrollado en lenguaje C. Este programa toma en cuenta los principales parámetros que influyen en el diseño de un enlace de comunicaciones.

Así, este trabajo está enfocado a los sistemas de microondas (radioenlaces), debido a su gran versatilidad y utilidad de acoplarse a diferentes regiones, y considerando además que este tipo de sistemas siguen creciendo y son parte vital de los sistemas de comunicación actuales. Un ejemplo de esto es el uso de "Minilinks" los cuales se siguen utilizando para cortas distancias.



CAPITULO 1

CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO PARA MICROONDAS EN MÉXICO

1.1 INTRODUCCIÓN

El desarrollo de la tecnología ha permitido explorar nuevas técnicas para la transmisión de señales, lo cual permite un uso más eficiente del espectro radioeléctrico aprovechando aquellas bandas de frecuencia sin uso.

Este desarrollo ha permitido el avance de otras aplicaciones como son las culturales, científicas, sociales y económicas, que requieren cada vez más de la utilización del servicio de radiocomunicaciones, lo que, ha conducido a establecer una organización óptima del espectro de tal manera que se pueda hacer uso de él sin causar interferencias entre estas diferentes aplicaciones.

1.2 GENERALIDADES

Con la intención de que todos los países puedan hacer uso del espectro de una manera eficiente, se ha requerido planificarlo para poder asignar bandas de frecuencia de acuerdo a sus necesidades. El primer paso de esta planificación es la de dividir al mundo en tres regiones de acuerdo a su situación geográfica, de tal modo que :

- Región 1 .- Asignada a Europa y África (incluye lo que era la URSS, Turquía y Mongolia).
- Región 2 .- Continente Americano (México queda incluido en esta región).
- Región 3.- Asia y Oceanía (excepto Turquía, Mongolia y la URSS).

1.2.1 TIPOS DE SERVICIOS

Existen tres tipos de servicios : primarios, secundarios y permitidos, sin embargo en México solo se aplican los dos primeros.



CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO

Los primarios son aquellos que tienen prioridad absoluta sobre cualquier otra categoría. Los servicios permitidos y primarios tienen los mismos derechos, salvo que, en la preparación de planes de frecuencia, los servicios primarios, con relación a los servicios permitidos, serán los primeros en escoger frecuencias. Los servicios secundarios, a su vez no deberán causar interferencia perjudicial a las estaciones de servicio primario o permitido y sólo tienen derecho a la protección contra interferencias perjudiciales causadas por estaciones del mismo servicio [1].

Los servicios primarios se reconocen por estar escritos todos con letras mayúsculas y los secundarios, sólo empiezan con la primera letra en mayúscula y las demás en minúsculas.

1.2.2 NOTAS INTERNACIONALES Y NACIONALES

Las notas internacionales corresponden en numeración a las del artículo 8 del reglamento de radiocomunicaciones (edición 1990) de la UIT; tales notas comienzan a partir del número 444 y la última es 927, este tipo de notas contienen las limitaciones a las que deberán acatarse los servicios al empleo de determinadas frecuencias; Las notas nacionales contienen información adicional sobre el uso que se hace en nuestro país de determinadas bandas de frecuencias. El prefijo M antes de un número significa México y es utilizado para connotar las notas nacionales por ejemplo M1, M2, etc.

1.2.3 ESPECTRO RADIOELÉCTRICO

Este es el medio o espacio por donde se propagan las ondas radioeléctricas ó es el conjunto de radiofrecuencias cuyo límite se fija por debajo de los 3000 GHz. La atribución específica de servicios a una banda llega actualmente a la frecuencia de 275 GHz y la atribución práctica en México se sitúa en 23.5 GHz. Actualmente, en nuestro país están en etapa de planeación nuevos servicios arriba de 23.6 GHz.

El espectro radioeléctrico esta dividido de acuerdo a la tabla 1.1 :

FRECUENCIA	LONGITUD DE ONDA (m)	DÉSIGNACIÓN
3 - 30 KHz	$10^4 - 10^1$	Muy baja frecuencia (VLF)
30 - 300 KHz	$10^4 - 10^3$	Baja frecuencia (LF)
300 KHz - 3 MHz	$10^3 - 10^2$	frecuencia media (MF)
3 MHz - 30 MHz	$10^2 - 10$	Alta frecuencia (HF)
30 MHz - 300 MHz	$10 - 1$	Muy alta frecuencia (VHF)
300 MHz - 3 GHz	$1 - 10^{-1}$	Ultra alta frecuencia (UHF)
3 GHz - 30 GHz	$10^{-1} - 10^{-2}$	Super alta frecuencia (SHF)
30 GHz -300 GHz	$10^{-2} - 10^{-3}$	Extra alta frecuencia
10 - 10 THz	$3 \times 10^{-5} - 3 \times 10^{-9}$	Infrarrojo, luz visible, u.v.

TABLA 1.1 Espectro electromagnético.



CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO

En la figura 1.1 se puede observar de una forma más clara el espectro electromagnético en su forma descompuesta en potencias de base 10.

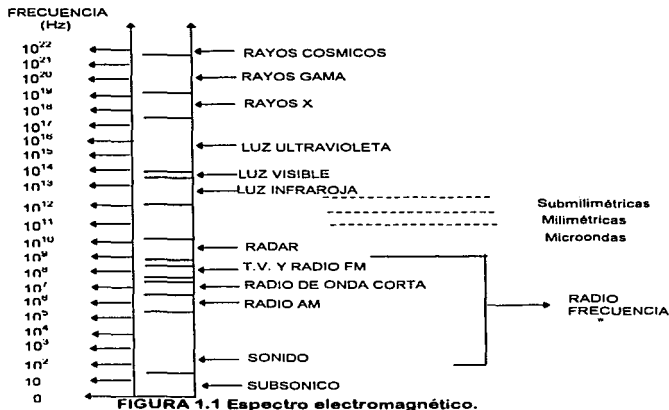


FIGURA 1.1 Espectro electromagnético.

Las bandas que se encuentran en el rango de GHz son comúnmente conocidas como banda L, banda C, banda X, banda Ku, y banda Ka, limitadas en las frecuencias que se indican en la tabla 1.2

BANDA	RANGO
L	1 a 2 GHz
S	2 a 4 GHz
C	4 a 8 GHz
X	8 a 12.4 GHz
Ku	12.4 a 18 GHz
K	18 a 26.5 GHz
Ka	26.5 a 40 GHz
MILIMETRICA	40 a 300 GHz
SUBMILIMETRICA	ARRIBA DE LOS 300 GHz

TABLA 1.2 Bandas de frecuencia estándar de acuerdo a la IEEE para microondas.



CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO

La banda L se encuentra asignada para estaciones móviles, mientras que la banda C, la banda X (por lo regular de uso militar), la banda Ku y banda Ka son usadas para estaciones fijas de comunicación por satélite.

1.2.4 MODALIDAD DE LOS SERVICIOS

Algunas modalidades de servicios de radiocomunicación que están en operación en nuestro país son las siguientes, Los FIJOS, conformados por señales de televisión, radiotelefonía, radiotelegrafía, enlaces estudio planta para los sistemas de radiodifusión de AM y FM, música continua, enlaces de microondas punto a punto y punto a multipunto, radiotransmisión de datos. MÓVIL AERONÁUTICO, conformados por el control de tránsito aéreo y telecomunicaciones aeronáuticas entre otras. MÓVIL TERRESTRE, conformados por radiotelefonía celular, radiocomunicación móvil especializada en flotillas, radiolocalización móvil de personas, búsqueda de personal, radiotelefonía privada, banda civil, etc. RADIODIFUSIÓN, conformada por la banda sonora, en amplitud modulada y frecuencia modulada, televisión en VHF y en UHF. FIJO POR SATÉLITE, conformado por los sistemas de satélites Morelos, Solidaridad, y por último MÓVIL MARÍTIMO, que comprende las comunicaciones costera - costera, costera - barco, barco - barco y otras. En algunos de los servicios podemos observar que se repiten algunos tipos de señales, por ejemplo la diferencia entre el fijo y el de radiodifusión radica en la frecuencia que le sea asignada y también en la técnica que tengan que elegir para su transmisión [1].

1.3 CONSIDERACIONES PARA EL ESTABLECIMIENTO DE LOS PLANES DE FRECUENCIA

La optimización del espectro radioeléctrico, ha llevado, a la búsqueda de métodos que permitan la transmisión de un máximo de señales en una trayectoria dada con una banda más angosta y el mínimo de interferencias; este objetivo se logra en los planes de frecuencias al considerar los siguientes puntos.

1.3.1 FRECUENCIAS NECESARIAS PARA LA TRANSMISIÓN BILATERAL DE UNA SEÑAL

La solución más lógica consiste en utilizar una frecuencia en un solo sentido de transmisión conforme a la figura 1.2.

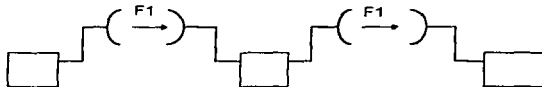


FIGURA 1.2 Transmisión con una sola frecuencia.



CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO

Pero si bajo estas condiciones, las antenas situadas en una misma estructura no están bien acopladas causarán interferencias que deteriorarán la señal; por lo tanto no es recomendable utilizar una sola frecuencia para un solo sentido de transmisión, la solución a esto sería usar dos frecuencias, es decir una misma frecuencia para la transmisión y otra para la recepción de acuerdo a la figura 1.3.

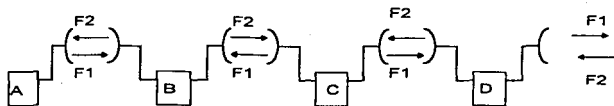


FIGURA 1.3 Utilizando dos frecuencias portadoras.

Algunos problemas que se originan con este tipo de arreglo son más fáciles de resolver que con el otro tipo de arreglo. En la figura 1.3 existe una interferencia en la recepción D debido a la transmisión de A por ser de la misma frecuencia, esto se resuelve cuidando que las antenas no queden en visibilidad directa. Otro problema que se presenta es la interferencia causada debida al patrón de radiación de la señal, en la cual, existe un lóbulo trasero que retroalimenta a otras antenas, este efecto se observa en la recepción de B debido a la transmisión de C, una solución a este problema es hacer más directivas las antenas reduciendo así el lóbulo trasero del patrón de radiación; por lo tanto el empleo de antenas muy directivas y el uso de dos frecuencias portadoras para transmisión bilateral reduce considerablemente los problemas en la transmisión de señales; el uso de dos frecuencias portadoras implicará que en cada estación exista un cruce de frecuencias entre los dos sentidos de transmisión. Esta solución es excelente en el plan de separación de frecuencias [2].

Al transmitir varios canales se vigila que las portadoras estén lo más próximas posibles para optimar el espectro; la separación mínima de éstas depende del ancho de banda de la onda modulada, de la posibilidad de filtrado y de la sensibilidad de las señales a las interferencias.

Se obtienen buenos resultados alternando las polarizaciones de las ondas transmitidas, es decir el canal uno se transmitirá en polarización horizontal, el canal dos se transmitirá en polarización vertical y así sucesivamente; para conseguirlo se emplean antenas de doble polarización, la desventaja existente en este tipo de arreglo es que el costo se ira elevando conforme vayamos mejorando nuestra antena; otro punto para optimizar el espectro, es el uso de medias bandas.



1.3.2 MEDIAS BANDAS

Consiste en reagrupar todas las frecuencias que nos sirven para la transmisión en un grupo y para la recepción en otro grupo, donde se tendrá de acuerdo a la figura 1.4 que las frecuencias F1, F2 y F3 constituyen la mitad inferior de la banda y las frecuencias F1^P, F2^P y F3^P constituyen la mitad superior de la banda por lo tanto cada estación transmite en una mitad de banda y recibe en otra mitad de banda.

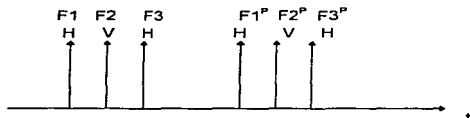


FIGURA 1.4 Medias bandas.

La selección de las polarizaciones respectivas en la mitad de las bandas se puede presentar en dos casos, si las polarizaciones de las frecuencias F_n y F_n^P son las mismas, la transmisión y la recepción tienen lugar en un mismo acceso, esto es económico pero presenta el inconveniente de que al envejecer las guías de ondas ocasionan intermodulación y esta se acentúa más por tener el mismo acceso, el otro caso es cuando F_n y F_n^P son diferentes, este caso es más empleado cuando se requieren transmisiones de alta capacidad y de gran calidad, aquí es donde se requieren de dos antenas y cuatro guías de onda por estación y por dirección [2].

1.3.3 SELECCIÓN PRECISA DE LAS FRECUENCIAS PORTADORAS

Es conveniente que las diversas frecuencias engendradas no caigan dentro de bandas útiles de tal forma que las posibles intermodulaciones entre canales no provoquen fuertes interferencias; el siguiente ejemplo muestra la forma de planificar las frecuencias.

Seleccionando la banda de 5.9 a 6.4 GHz y de acuerdo con la recomendación 383-1 del CCIR, se indica que para una banda de frecuencias de 500 MHz se pueden interconectar hasta 8 radiocanales de ida y 8 de regreso, los cuales permiten emplear la disposición de radio canales definida para los sistemas analógicos de 1800 canales telefónicos o para la transmisión de canales digitales de velocidad igual a 140 Mbps, donde la frecuencia de cada radiocanal se expresa entonces como:

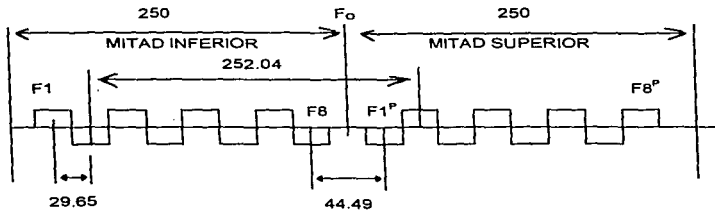
$$\begin{aligned} F_n &= F_0 - 259.45 + (29.65 \times n) && \text{(ec 1)} \\ F_n^P &= F_0 - 7.41 + (29.65 \times n) && \text{(ec 2)} \end{aligned}$$

para n = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 y F₀ = 6175.0 MHz (F₀ .- frecuencia central)



CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO

Cuenta con una separación entre las portadoras adyacentes de 29.65 MHz y una diferencia de 44.5 entre la portadora más elevada de la mitad inferior de la banda y la portadora más baja de la mitad superior de la banda. los resultados se pueden observar en la figura 1.5 [3]



DONDE $F_1 = 5915.20$ Y $F_1^P = 6197.24$ de acuerdo a las ecuaciones 1 y 2

FIGURA 1.5 Disposición de radiocanales para la banda de frecuencias por abajo de 6 GHz de acuerdo al CCIR.



CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO

1.4.- USO DEL ESPECTRO RADIOELÉCTRICO PARA LOS SERVICIOS DE RADIOCOMUNICACIÓN EN FRECUENCIAS DE GHZ

FRECUENCIA EN MHZ	SERVICIOS	FRECUENCIA EN MHZ	SERVICIOS
2700	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo) NOTA 708	4400	RADIONAVEGACION AERONAUTICA NOTAS 789, 791
2690	FIJO , NOTAS M113, M114	4200	FJO FIJO POR SATELITE (Espacio - Tierra) NOTA M115
2500	FIJO RADIODETERMINACION POR SATELITE (Espacio-Tierra) NOTAS 753A, M106	3700	FJO FIJO POR SATELITE (Espacio - Tierra) NOTA M116
2483.5	FIJO MOVIL NOTAS 752, M112	3625	FJO FIJO POR SATELITE (Espacio - Tierra) NOTA M115, 784
2450	FIJO NOTAS 752, M110, M11	3400	RADIOLOCALIZACION NOTA 776
2300	FIJO NOTAS 871, 722, 744, 745, 747, 748, 750, M107, M108, M109, M128, M129)	3300	RADIOLOCALIZACION NOTA 776
1700	AYUDAS A LA METEOROLOGIA POR SATELITE (Espacio-Tierra) NOTAS 871, 722	3100	RADIONAVEGACION AERONAUTICA NOTAS 772, 773, 775A
1690	AYUDAS A LA METEOROLOGIA POR SATELITE (Espacio-Tierra) NOTAS 722, M128	2900	RADIONAVEGACION AERONAUTICA, Radiolocalización NOTAS 717, 770
1670		2700	

CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO



FRECUENCIA EN MHz	SERVICIOS	FRECUENCIA EN MHz	SERVICIOS
5925	FIJO POR SATELITE (Tierra-Espacio) NOTAS 806, M116, M118	9300	RADIOLOCALIZACION RADIONAVEGACION MARITIMA NOTAS 823, 824A
5850	RADIOLOCALIZACION Aficionados .NOTA 806, 808	9200	RADIONAVEGACION AERONAUTICA Radiolocalización NOTA 717
5725	RADIOLOCALIZACION Aficionados , Investigación espacial NOTA 804	9000	RADIOLOCALIZACION RADIONAVEGACION MARITIMA NOTA 823
5650	RADIONAVEGACION MARITIMA, Radiolocalización NOTAS 802, M133	8850	RADIOLOCALIZACION RADIONAVEGACION AERONAUTICA NOTA 821.
5470	RADIONAVEGACION Radiolocalización	8750	RADIOLOCALIZACION NOTA 713
5350	RADIOLOCALIZACION NOTA 713	8500	FIJO NOTA M118
5255	RADIOLOCALIZACION Investigación espacial NOTA 713	8215	FIJO NOTA M118
5250	RADIONAVEGACION AERONAUTICA NOTAS 733, 796, 797, 797A	7750	FIJO NOTAS 809, 811, 812.
5000		6425	FIJO POR SATELITE (Tierra- Espacio) NOTAS 792A, 809
		5925	



FRECUENCIA EN GHZ	SERVICIOS	FRECUENCIA EN GHZ	SERVICIOS
13.25	FIJO NOTA M123	17.3	RADIOLOCALIZACION
12.7	RADIODIFUSION POR SATELITE NOTA M122	15.7	RADIONAVEGACION AERONAUTICA NOTAS 733, 797
12.2	FIJO FIJO POR SATELITE NOTAS 838, 844, M123	15.4	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo) RADIOASTRONOMIA INVESTIGACION ESPACIAL
11.7	FIJO NOTAS M113, M114	15.35	FIJO NOTAS 863,720, M125
10.7	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo) RADIOASTRONOMIA INVESTIGACION ESPACIAL	14.5	FIJO POR SATELITE (Espacio - Tierra) NOTA M124, 858,859, 862
10.68	FIJO NOTAS 831, 832, M119	14	RADIOLOCALIZACION Frecuencias patrón y señales horarias por satélite investigación espacial
10.5	RADIOLOCALIZACION Aficionados Aficionados por satélite NOTA 828	13.4	RADIONAVEGACION AERONAUTICA, NOTA 851
10.45		13.25	
10			



CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO

FRECUENCIA EN GHz	SERVICIOS	FRECUENCIA EN GHz	SERVICIOS
24.25	RADIOLOCALIZACION Aficionados, EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Activo) NOTA 881	31	FIJO POR SATELITE MOVIL POR SATELITE Frecuencias patrón y señales horarias por satélite
24.05	AFICIONADOS AFICIONADOS POR SATELITE NOTA 881	30	FIJO POR SATELITE MOVIL POR SATELITE NOTAS 882, 883
24	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo) RADIOASTRONOMIA NOTA 880	29.5	FIJO FIJO POR SATELITE MOVIL
23.6	FIJO NOTAS 874-879, M128	27.5	FIJO FIJO POR SATELITE MOVIL, Exploración de la tierra por satélite (Espacio-Espacio)
21.2	FIJO POR SATELITE MOVIL POR SATELITE	27	FIJO, MOVIL, Exploración de la tierra por satélite (Espacio-Espacio) EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo)
20.2	FIJO POR SATELITE (Espacio-Tierra) MOVIL POR SATELITE (Espacio-Tierra)	25.25	RADIONAVEGACION
19.7	FIJO		
17.7	FIJO POR SATELITE (Tierra-Espacio)	24.25	
17.3			

CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO



FRECUENCIA EN GHz	SERVICIOS	FRECUENCIA EN GHz	SERVICIOS
32.3	RADIONAVEGACION Investigación espacial NOTAS 890, 891, 892, 893	37	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo) FIJO, MOVIL, INVESTIGACION ESPACIAL (Pasivo) NOTA 898
32	RADIONAVEGACION Investigación espacial NOTAS 890- 892	36	AYUDAS A LA METEOROLOGIA RADIOLOCALIZACION NOTAS 894, 897
31.8	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo) RADIOASTRONOMIA INVESTIGACION ESPACIAL (Pasivo) NOTA 888	35.2	RADIOLOCALIZACION Investigación espacial NOTAS 894, 895
31.5	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo) RADIOASTRONOMIA INVESTIGACION ESPACIAL (Pasivo) NOTA 887	34.2	RADIOLOCALIZACION NOTAS 892, 894
31.3	FIJO MOVIL Frecuencias patrón y señales horarias por satélite (Espacio-Tierra) NOTAS 885, 886	33.4	RADIOLOCALIZACION NOTA 892
31		33	RADIONAVEGACION NOTAS 892, 893
		32.3	

CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO



FRECUENCIA EN GHZ	SERVICIOS	FRECUENCIA EN GHZ	SERVICIOS
43.5	FIJO FIJO POR SATELITE (Tierra-Espacio) MOVIL salvo móvil aeronáutico RADIOASTRONOMIA NOTA 900	51.4	FIJO FIJO POR SATELITE (Tierra-Espacio) MOVIL MOVIL POR SATELITE (Tierra-Espacio)
42.5	RADIODIFUSION POR SATELITE Fijo Móvil	50.4	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo) FIJO, MOVIL, INVESTIGACION ESPACIAL (Pasivo)
40.5	FIJO FIJO POR SATELITE (Espacio Tierra) MOVIL MOVIL POR SATELITE (Espacio - Tierra)	50.2	FIJO FIJO POR SATELITE (Tierra-Espacio) 901 MOVIL 905
39.5	FIJO FIJOPOR SATELITE (Espacio Tierra) MOVIL	47.2	AFICIONADOS AFICIONADOS POR SATELITE
37.5	FIJO MOVIL NOTA 899	47	MOVIL 902 MOVIL POR SATELITE RADIONAVEGACION RADIONAVEGACION POR SATELITE NOTAS 902, 903
37		43.5	

CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO



FRECUENCIA EN GHz	SERVICIOS	FRECUENCIA EN GHz	SERVICIOS
65	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo)	84	FIJO
	INVESTIGACION ESPACIAL (Pasivo)		FIJO POR SATELITE (Espacio Tierra)
64	NOTA S 906, 907	81	MOVIL
	RADIODIFUSION POR SATELITE		MOVIL POR SATELITE (Espacio Tierra)
	Fijo	76	RADIOLOCALIZACION
59	Móvil		Aficionados
	FIJO ENTRE SATELITES		Aficionados por satélite 912
	MOVIL 909	75.5	AFICIONADOS
	RADIOLOCALIZACION		AFICIONADOS POR SATELITE
	NOTAS 910, 911		FIJO
58.2	FIJO POR SATELITE (Espacio Tierra)		FIJO POR SATELITE (Tierra Espacio)
	MOVIL		MOVIL
	MOVIL POR SATELITE (Espacio - Tierra)	74	FIJO
	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo)		FIJO POR SATELITE (Tierra-Espacio)
54.25	INVESTIGACION ESPACIAL (Pasivo)		MOVIL, MOVIL POR SATELITE (Espacio Tierra)
	NOTA S 908, 909	71	MOVIL 902
51.4			MOVIL POR SATELITE
			RADIONAVEGACION
			RADIONAVEGACION POR SATELITE
		66	NOTA 903

CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO



FRECUENCIA EN GHz	SERVICIOS	FRECUENCIA EN GHz	SERVICIOS
102	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo) FIJO, MOVIL, INVESTIGACION ESPACIAL (Pasivo) NOTA 722	142	MOVIL 902 MOVIL POR SATELITE RADIONAVEGACION RADIONAVEGACION POR SATELITE NOTA 903, 917, 918
100	MOVIL 902 MOVIL POR SATELITE RADIONAVEGACION RADIONAVEGACION POR SATELITE NOTA 903, 904	134	FIJO FIJO ENTRE SATELITES MOVIL 909
95	FIJO FIJO POR SATELITE (Tierra Espacio) MOV IL, NOTA 914	126	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo) FIJO FIJO ENTRE SATELITES MOVIL 909 INVESTIGACION ESPACIAL(Pasivo) NOTAS 722, 915, 916
92	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo) FIJO, MOVIL, INVESTIGACION ESPACIAL (Pasivo)	116	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo) RADIOASTRONOMIA INVESTIGACION ESPACIAL (Pasivo) NOTAS 722, 807
86	FIJO , MOVIL, RADIO DIFUSION RADIO DIFUSION POR SATELITE NOTA 913	105	FIJO FIJO POR SATELITE (Tierra Espacio) MOV IL, NOTA 722
84		102	

CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO



FRECUENCIA EN GHZ	SERVICIOS	FRECUENCIA EN GHZ	SERVICIOS
168	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo), RADIOASTRONOMIA, INVESTIGACION ESPACIAL (Pasivo)	190	FIJO FIJO ENTRE SATELITES MOVIL 909 NOTA 919
164	FIJO FIJO POR SATELITE (Tierra Espacio)	185	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE, RADIOASTRONOMIA, INVESTIGACION ESPACIAL (Pasivo) NOTA 920, 921
151	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo) FIJO, MOVIL, INVESTIGACION ESPACIAL (Pasivo)	182	FIJO FIJO ENTRE SATELITES MOVIL 909
150	FIJO FIJO ENTRE SATELITE (Espacio Tierra) , MOVIL	176.5	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo) FIJO FIJO ENTRE SATELITES MOVIL 909 INVESTIGACION ESPACIAL (Pasivo) NOTA 919
149	RADIOLOCALIZACION Aficionados Aficionados por satélite nota 918	174.5	FIJO ENTRE SATELITES MOV IL, NOTA 722, 909
144	AFICIONADOS AFICIONADOS POR SATELITE	170	FIJO MOVIL
142		168	

CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO



FRECUENCIA EN GHz	SERVICIOS	FRECUENCIA EN GHz	SERVICIOS
235	FIJO FIJO POR SATELITE (Tierra Espacio) MOVIL, Radiolocalización	265	MOVIL, MOVIL POR SATELITE, RADIONAVEGACION POR SATELITE NOTAS 903, 923, 924, 925
231	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo) RADIOASTRONOMIA INVESTIGACION ESPACIAL (Pasivo) NOTAS 722, 907	252	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo), INVESTIGACION ESPACIAL (Pasivo) NOTA 923
217	FIJO FIJO POR SATELITES (Tierra Espacio) , MOVIL NOTA 722	250	AFICIONADOS , AFICIONADOS POR SATELITE
202	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo) FIJO , MOVIL 909 INVESTIGACION ESPACIAL (Pasivo)	248	RADIOLOCALIZACION Aficionados Aficionados por satellite
200	MOVIL MOVIL POR SATELITE RADIONAVEGACION RADIONAVEGACION POR SATELITE NOTAS 722, 903	241	FIJO FIJO POR SATELITE (Espacio Tierra) MOVIL, Radiolocalización
190		238	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo) FIJO FIJO POR SATELITES MOVIL 909 INVESTIGACION ESPACIAL(Pasivo)
		235	



1.5 DISPOSICIÓN DE LAS BANDAS DE RADIOFRECUENCIA

Esta disposición de las bandas nos servirán para determinar la ubicación correcta de los radiocanales para el uso eficiente y económico del espectro de frecuencias para microondas. Basándose en los estándares del CCIR se estructura la disposición de las bandas de acuerdo a las frecuencias en uso, que se presentan a continuación.

1.5.1 DISPOSICIÓN DE RADIOCANALES EN LA BANDA DE 2 GHz

De acuerdo a la recomendación 283 del CCIR los radiocanales se encuentran distribuidos conforme a las siguientes consideraciones :

- Seis radiocanales de ida y seis de regreso, cada uno de ellos formados por 60, 120, 300 o hasta 960 canales o por sistemas digitales de hasta 70 Mbps
- Las frecuencias de los radiocanales se expresan en MHz de acuerdo con las siguientes relaciones :
 - mitad inferior de la banda $f_n = f_o - 94.5 + 14n$
 - mitad superior de la banda $f_n^p = f_o + 3.5 + 14n$
 - donde $n = 1, 2, \dots, 5, 6$
- Las frecuencias centrales (f_o) sean de preferencia para una disposición de 60 a 300 canales las siguientes:
 - 1808 MHz para la banda de 1700 a 1900 MHz
 - 2000 MHz para la banda de 1900 a 2100 MHz
 - 2203 MHz para la banda de 2100 a 2300 MHz
 - 2586 MHz para la banda de 2500 a 2700 MHz

Por lo tanto la disposición de los radiocanales para la banda de 2 GHz, conformado de 60 a 300 canales estarán distribuidos conforme a la figura 1.6 a y para una disposición de 600 a 1800 canales en la banda de 2 GHz conforme a la recomendación 382-2 del CCIR y las frecuencias f_n y f_n^p se determinaran de acuerdo a las siguientes expresiones :

- mitad inferior de la banda $f_n = f_o - 208 + 29n$
- mitad superior de la banda $f_n^p = f_o + 5 + 29n$
- donde $n = 1, 2, \dots, 5, 6$ y $f_o = 1903$ o 2101



CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO

Esta distribución se observa en la figura 1.6.b.

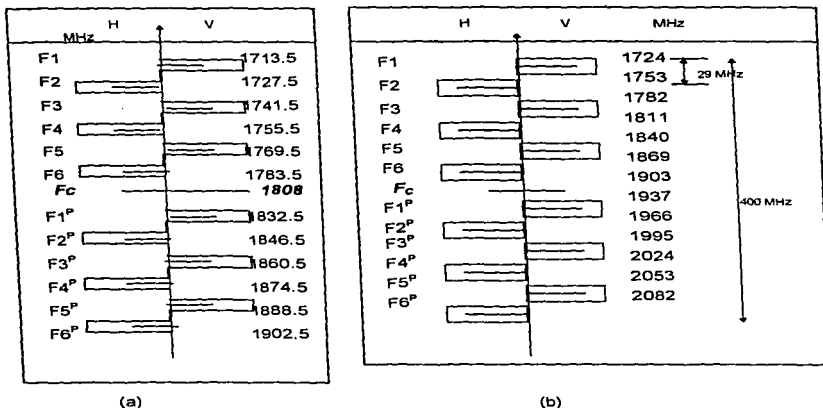


FIGURA 1.6 DISPOSICIÓN DE LOS RADIOCANALES EN LA BANDA DE 2 GHz a).- UTILIZANDO UNA $F_c = 1800$ CON CAPACIDAD DE 60 A 300 CANALES O 13 Mbps, b).- PRESENTA LA DISPOSICIÓN DE LOS RADIOCANALES CON CAPACIDAD DE 600 A 1800 CANALES O DE 40 Mbps

1.5.2 DISPOSICIÓN DE LOS RADIOCANALES EN LA BANDA DE 4 GHz

De acuerdo a la recomendación 382-2 del CCIR la disposición de los radiocanales se encuentra determinado conforme a las siguientes consideraciones :

- Seis radiocanales de ida y seis de retorno



CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO

- con una disposición de 600 a 1800 canales o por sistemas digitales de 34 hasta 140 Mbps
- Las frecuencias de los radiocanales se determinarán con forme a las expresiones siguientes :
 - mitad inferior de la banda $fn = fo - 208 + 29n$
 - mitad superior de la banda $fn^p = fo + 5 + 29n$
 - donde $n = 1, 2, \dots, 5, 6$ y $fo = 4003.5$ MHz

La distribución de los radiocanales queda determinada conforme a la figura 1.7

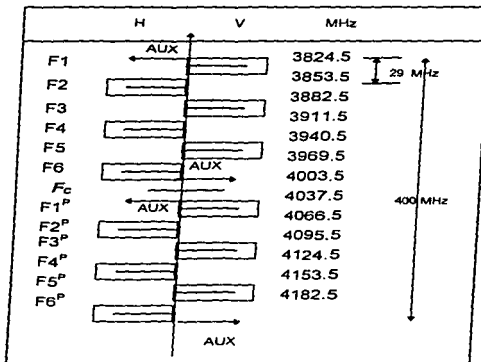


FIGURA 1.7 DISTRIBUCIÓN DE LOS RADIOCANALES EN LA BANDA DE 4 GHz CON 4 PORTADORAS AUXILIARES 3799,3991.5, 4012.5, 4202.5 MHz CON CAPACIDAD DE 34 a 140 Mbps

1.5.3 DISPOSICIÓN DE LOS RADIOCANALES EN LA BANDA DE 6 GHz

De la recomendación 383-4 del CCIR, la disposición de los radiocanales en la banda de 6 GHz se encuentra determinada por las siguientes consideraciones :



CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO

- Que en una banda de 500 MHz de anchura se pueden interconectar ocho radiocanales de ida y ocho de retorno, con una capacidad de 1800 canales o con una velocidad binaria de 140 Mbps para canales digitales
- Las frecuencias fn y fn^p son determinadas por :
 - mitad inferior de la banda $fn = fo - 259.45 + 29.65n$
 - mitad superior de la banda $fn^p = fo - 7.41 + 29.65n$
 - donde $n = 1, 2, \dots, 7, 8$ y $fo = 6175.0$ MHz

Por lo tanto la disposición de los radiocanales quedara estipula conforme a la figura 1.8 y para una disposición de 2700 o hasta 1260 canales para la banda de 6 GHz quedarán determinadas las frecuencias de los radiocanales, por la recomendación 384-5 del CCIR con una frecuencia central de :

$$fo = 6770 \text{ MHz}$$

y las frecuencias fn y fn^p por las expresiones:

$$\text{mitad inferior de la banda } fn = fo - 350 + 40n$$

$$\text{mitad superior da la banda } fn = fo - 10 + 40n$$

donde $n = 1, 2, \dots, 7, 8$

la distribución de los radiocanales se observa en la figura 1.9

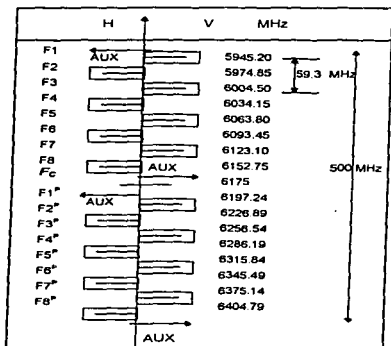


FIGURA 1.8 DISPOSICIÓN DE RADIOCANALES EN LA BANDA DE 5925 - 6425 MHz CON CAPACIDAD DE 140 Mbps Y PORTADORAS AUXILIARES DE 5925.1, 6171.9, 6178.1, 6423.9



CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO

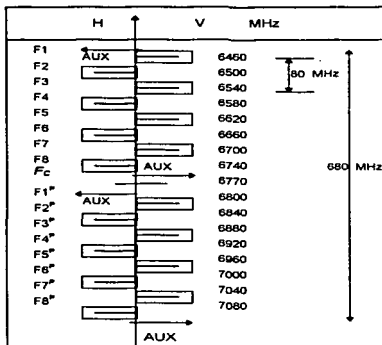


FIGURA 1.9 DISPOSICIÓN DE RADIOCANALES EN LA BANDA DE 6430 - 7110 MHz CON CAPACIDAD DE 200 Mbps Y PORTADORAS AUXILIARES DE 6433, 6767, 67773, 7107 MHz

1.5.4 DISPOSICIÓN DE LOS RADIOCANALES EN LA BANDA DE 7 GHz

De la recomendación 385-4 del CCIR, la disposición de los radiocanales toma las siguientes consideraciones:

- Capacidad de 60, 120, 300 canales por radiocanal
- Bandas de frecuencia de 300 MHz de disponibilidad
- Uso de varios radiocanales de ida y de regreso, veinte en total
- Con una $f_0 = 7575$ MHz para la banda de 7425 a 7725 MHz de acuerdo a la zona geográfica pueden emplearse otras frecuencias centrales como 7275, 7400, 7700 MHz
- Las frecuencias de cada radiocanal estarán determinadas por :
 - mitad inferior de la banda $f_n = f_0 - 154 + 7n$
 - mitad superior de la banda $f_n = f_0 + 7 + 7n$
 - donde $n = 1, 2, \dots, 19, 20$



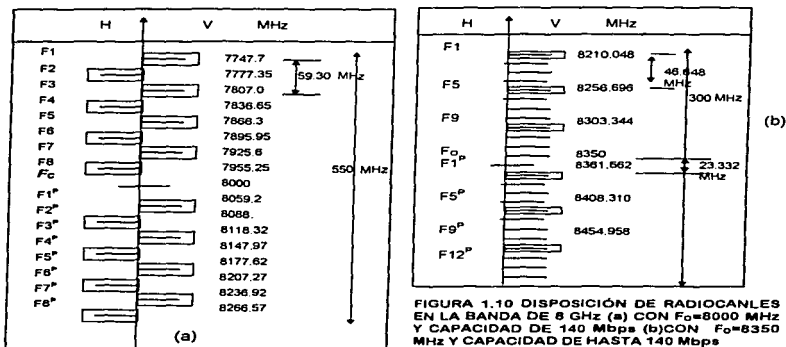
CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO

1.5.5 DISPOSICIÓN DE LOS RADIOCANALES EN LA BANDA DE 8 GHz

Conforme a la recomendación 386 -1 del CCIR la disposición de los radiocanales estará determinada por las siguientes consideraciones :

- Disponibilidad de una banda de 300 MHz de anchura
- Capacidad de 960 a 1800 canales
- Las frecuencias de los radiocanales esta determinada por :
 - mitad inferior de la banda $fn = fo - 151,614 + 11,662n$
 - mitad superior de la banda $fn^p = fo + 11,662n$
 - donde $n = 1,2,\dots, 12$
- Con $fo = 8350$ MHz para la banda de 8200 a 8500 MHz
- Con $fo = 8000$ MHz para la disposición de 1800 canales

De lo anterior la distribución de los radiocanales estará determinada por las figuras 1.10





CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO

1.5.6 DISPOSICIÓN DE LOS RADIOCANALES PARA LA BANDA DE 11 GHz

Conforme a la recomendación 387-5 del CCIR, la distribución de los radiocanales sigue las siguientes consideraciones :

- Cuenta con una capacidad máxima de 1800 canales o con una velocidad binaria de hasta 140 Mbps para canales digitales
- Cuenta con una banda de frecuencias de 1000 MHz donde pueden interconectarse doce radiocanales de ida y doce de retorno (analógicos)
- Las frecuencias f_n y f_n^P están determinadas por :
 - mitad inferior de la banda $f_n = f_0 - 525 + 40n$
 - mitad superior de la banda $f_n^P = f_0 + 5 + 40n$
 - donde $n = 1, 2, \dots, 12$ y $f_0 = 11,200$ MHz

La distribución de los radiocanales se observa en la figura 1.11

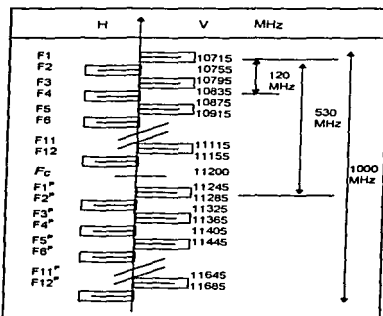


FIGURA 1.11 DISPOSICIÓN DE RADIOCANALES EN LA BANDA DE 10700 A 11700 CON CAPACIDAD DE HASTA 140 Mbps y F_0 11200 MHz

1.5.7 DISPOSICIÓN DE LOS RADIOCANALES EN LA BANDE DE 13 GHz

Conforme a la recomendación 497-3 del CCIR, para la banda de 12.75 a 13.25 GHz que esta atribuida a los servicios fijo y móvil terrestre, la disposición de los radiocanales que cuenta con una capacidad máxima de 960 canales telefónicos o con una velocidad binaria de hasta 65 Mbps quedaran distribuidos de acuerdo a la figura 1.12.



CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO

Donde las frecuencias f_n y f_n^p están determinadas por :

- mitad inferior de la banda $f_n = f_0 - 259 + 35n$ MHz
- mitad superior de la banda $f_n^p = f_0 + 21 + 35n$ MHz
- donde $n = 1, 2, \dots, 6$ y $f_0 = 12996$ MHz

Considerando una anchura de banda de hasta 500 MHz donde es posible interconectar seis radiocanales de ida y los otros seis de retorno

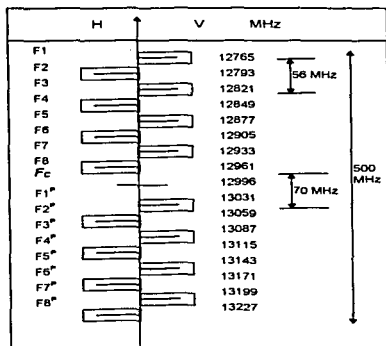


FIGURA 1.12 DISPOSICIÓN DE RADIOCANALES EN LA BANDA DE 12750 A 13250 CON $f_0 = 12996$ MHz Y CAPACIDAD DE 65 Mbps

1.5.8 DISPOSICIÓN DE LOS RADIOCANALES EN LA BANDA DE 15 GHz

De la recomendación 636-1 del CCIR, la distribución de los radiocanales que funcionan con una separación de 28 MHz entre ellos es determinada por :

- mitad inferior de la banda $f_n = f_r + a + 28n$ MHz
- mitad superior de la banda $f_n^p = f_r + 3626 - 28(N-n)$ MHz
- donde $f_r = 11701$ MHz
- Se tendrá entonces que para la banda de 14.4 a 15.35 GHz que esta atribuida a los servicios fijos con un valor de $a = 2688$ MHz, $A = 950$ MHz, $B = 17$ MHz, $C = 966$ MHz y $n = 1, 2, \dots, N$ para $N \leq 16$



CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO

- Y para la banda de 14.5 a 15.35 GHz se tendrán los valores de $a = 2780$ MHz, $A = 850$ MHz, $B = 15$ MHz, $C = 868$ MHz

Por lo tanto la distribución de los radiocanales quedara definida conforme a la figura 1.13 y para el estándar japonés se definirá de acuerdo a la figura 1.14.

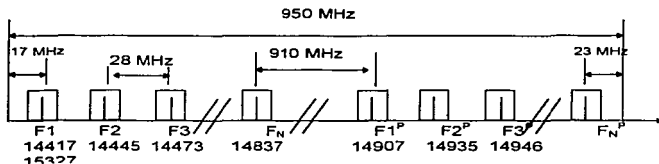


FIGURA 1.13 DISPOSICIÓN DE LOS RADIOCANALES PARA LA BANDA DE 14.4 A 15.35 GHz CON CAPACIDAD DE HASTA 140 Mbps

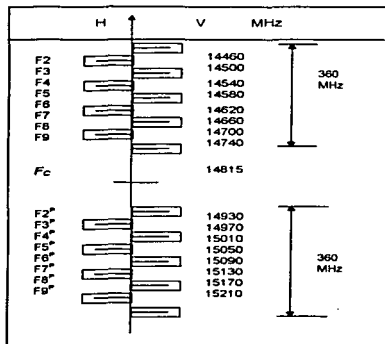


FIGURA 1.14 DISPOSICIÓN DE RADIOCANALES EN LA BANDA DE 14400 A 15230 CON $F_c = 14815$ MHz DEL ESTÁNDAR JAPONÉS



CONFIGURACIÓN DEL ESPECTRO DE MICROONDAS EN MÉXICO

1.5.9 DISPOSICIÓN DE LOS RADIOCANALES EN LA BANDA DE 17.7 A 19.7 GHz

Conforme a la recomendación 595-2 del CCIR, la distribución preferida de los radiocanales con capacidades de 280 Mbps, 140 Mbps y 34 Mbps se encuentran determinados por:

- Si la distribución es con reutilización de los radiocanales
 - mitad inferior de la banda $f_n = f_o - 1110 + 220n$ MHz
 - mitad superior de la banda $f_n^p = f_o + 10 + 220n$ MHz
 - donde $n = 1, 2, 3$ ó 4
- Si la distribución es con radiocanales intercalados
 - mitad inferior de la banda $f_n = f_o - 1000 + 110n$ MHz
 - mitad superior de la banda $f_n^p = f_o + 120 + 110n$ MHz
 - donde $n = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ ó 7

Considerando como frecuencia central $f_o = 18700$ MHz, la disposición de este dos tipos de distribución se observan en la figura 1.15 y 1.16.

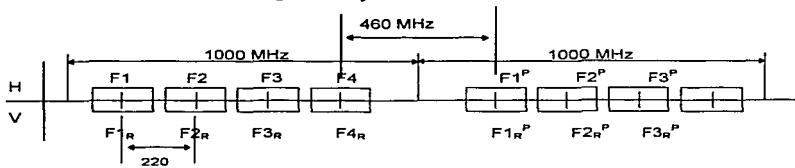


FIGURA 1.15 DISPOSICIÓN DE LOS RADIOCANALES PARA LA BANDA DE 17.7 A 19.7 GHz CON REUTILIZACIÓN DE RADIOCANALES

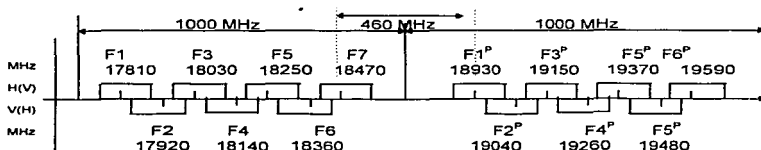


FIGURA 1.16 DISPOSICIÓN DE RADIOCANALES PARA LA BANDA DE 17.7 A 19.7 GHz CON RADIOCANALES INTERCALADOS



1.5.10 DISPOSICIÓN DE LOS RADIOCANALES EN LA BANDA DE 21.2 A 23.6 GHz

Conforme a la recomendación 637 del CCIR, considera que en esta banda pueden utilizarse diferentes tipos de servicio con diferentes capacidades de 34 hasta 140 Mbps y considerando un esquema de frecuencias homogéneo en el intervalo de 3.5 MHz de separación entre radiocanales se definirá como :

- $f_n = f_r + 3.5 + 3.5n$
- donde $1 \leq n \leq 685$ y f_r sea la frecuencia de referencia del esquema homogéneo

Considerando un intervalo de 2.5 MHz de separación entre radiocanales se definirá como :

- $f_n = f_r + 4 + 2.5n$
- donde $1 \leq n \leq 959$ y f_r sea la frecuencia de referencia del esquema homogéneo

La frecuencia de referencia (f_r) del sistema homogéneo es considerada con el valor de 21196 MHz.



CAPITULO 2

GUÍAS DE ONDA Y COMPONENTES DE TRANSMISIÓN

2.1 INTRODUCCIÓN

Las microondas tienen un campo de aplicación cada vez más amplio como comunicaciones terrestres, radioastronomía, comunicaciones por satélite y sistemas de radar entre otras. Para estas aplicaciones se utilizan componentes que operan con longitudes de onda del orden de los centímetros, desde 30 hasta alrededor de 0.1 cm (frecuencias de 1 a 300 GHz), y las dimensiones de los circuitos generalmente son del mismo orden de magnitud o menor que estas longitudes de onda. Gracias a la tecnología actual de microondas, los componentes pasivos (son aquellos que guían las ondas electromagnéticas a través de un medio dieléctrico o realizan funciones tales como combinación, división o defasamiento de ondas electromagnéticas, en general son componentes en donde la disipación se debe a factores como pérdida de conducción, pérdida dieléctrica, radiación y absorción de potencia por el material), están siendo sustituidos por componentes con dimensiones cada vez menores. Estos dispositivos determinan la confiabilidad del sistema, aunque también influyen otros factores como la frecuencia de transmisión, el nivel de potencia, la lluvia, etc. [4] [5].

2.2 CABLE COAXIAL

Existen dos tipos de línea coaxial comúnmente usados: la rígida y la acanalada (semi-flexible). La primera suministra baja pérdida, bajo VSWR (Voltaje Standing Wave Ratio) y alto manejo de potencia, sin embargo, este tipo de línea de transmisión es cara no sólo en cuanto a la compra sino también en lo que se refiere a la instalación. El cable coaxial rígido consta de conductores de cobre con espaciadores de teflón o cerámica.

La línea coaxial de transmisión semi-flexible es una alternativa y ésta es hecha de tubos conductores interiores y exteriores acanalados con un aislamiento de teflón o polietileno.

Los principales beneficios de esta línea son :



GUÍAS DE ONDA Y COMPONENTES DE TRANSMISIÓN

- Es manufacturada en longitudes continuas mayores de 6.096 m (20 ft).
- Puede tomar la forma requerida para rutear desde el transmisor a la antena.

La línea de transmisión coaxial consta de conductores exteriores y centrales concéntricos los cuales son separados por un material dieléctrico. La corriente que fluye a través del conductor central genera un campo eléctrico y la intensidad de éste se determinará por la constante dieléctrica del material aislante, el cual, se polariza con cargas negativas de un lado y con cargas positivas en el lado opuesto, asemejando así a un capacitor cuya capacitancia depende de la longitud de la línea [4]. Otro parámetro que influye es la inductancia, que es aquella propiedad de los conductores que tiende a oponerse a cualquier cambio en el campo magnético existente y también depende de la longitud de la línea [6].

Las características de impedancia de la línea (Z_0) están dadas por la siguiente ecuación :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{ec. 2.1})$$

donde :

L=inductancia en H/ft
C=Capacitancia en F/ft

Las impedancias características (Z_0) a la cual son elaborados los cables coaxiales son 50 y 75 ohms, y ambos cables tienen una excelente inmunidad al ruido. Para los dos tipos de cable el ancho de banda depende de la longitud de éste [4] [7]. El cable coaxial es fácil de instalar, pero al aumentar la frecuencia aumentan exponencialmente las pérdidas por lo que generalmente es usado para frecuencias abajo de 2 GHz. [8].

Generalmente las líneas de transmisión coaxiales utilizan dos tipos de aislantes para separar los conductores exteriores de los interiores, el dieléctrico de aire y el dieléctrico de espuma. En el primer caso, el conductor interior es soportado por un dieléctrico espaciador en forma de anillo o círculos discretos hechos de teflón o polietileno y el volumen restante es llenado con aire o gas nitrógeno Ver figura 2.1.a. En el segundo caso, el conductor central que es de cobre flexible y puede ser sólido o hueco, es envuelto completamente por un material dieléctrico de espuma hecho a base de polietileno, proporcionando así un alto nivel de aislamiento Ver figura 2.1.b.

El cable con dieléctrico de aire proporciona niveles de potencia más altos y menor atenuación que el cable con dieléctrico de espuma, sin embargo este último tiene menos deterioro a altas temperaturas. La figura 2.2 muestra la atenuación del cable coaxial al aumentar la frecuencia usando aire como dieléctrico y en la figura 2.3 se muestran las mismas variables pero usando espuma como dieléctrico [4] [9] [10].



GUÍAS DE ONDA Y COMPONENTES DE TRANSMISIÓN

La atenuación de la línea de transmisión depende principalmente del tamaño de ésta y de la frecuencia de operación a una cierta temperatura, ya que conforme la temperatura crece la atenuación también aumenta. Además, la atenuación también se incrementa como función del VSWR [4].

El VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) está relacionado con el par de impedancias del punto de alimentación de la antena a la línea de transmisión. La impedancia de entrada de la antena establece una carga sobre el transmisor, el receptor y la línea de transmisión de el radioenlace. Para tener la energía de radiofrecuencia producida por el transmisor o la energía captada por la antena y pasada al receptor con pérdidas mínimas, la impedancia de la línea de transmisión debe estar acoplada con la impedancia de la antena. El mal acoplamiento de estas impedancias causa aumento a las ondas reflejadas u ondas estacionarias sobre la línea de transmisión. Estas ondas estacionarias pueden ser determinadas por un voltaje máximo (V_{\max}) y un voltaje mínimo (V_{\min}) sobre la línea, seguidos a intervalos de $\lambda/4$. El VSWR se determina mediante la ecuación 2.2. [9].

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} \quad (\text{ec. 2.2})$$

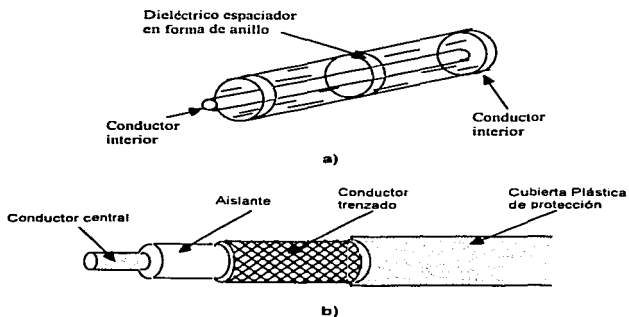


Figura 2.1 Línea de transmisión coaxial; a) Dieléctrico de aire; b) Dieléctrico de espuma.

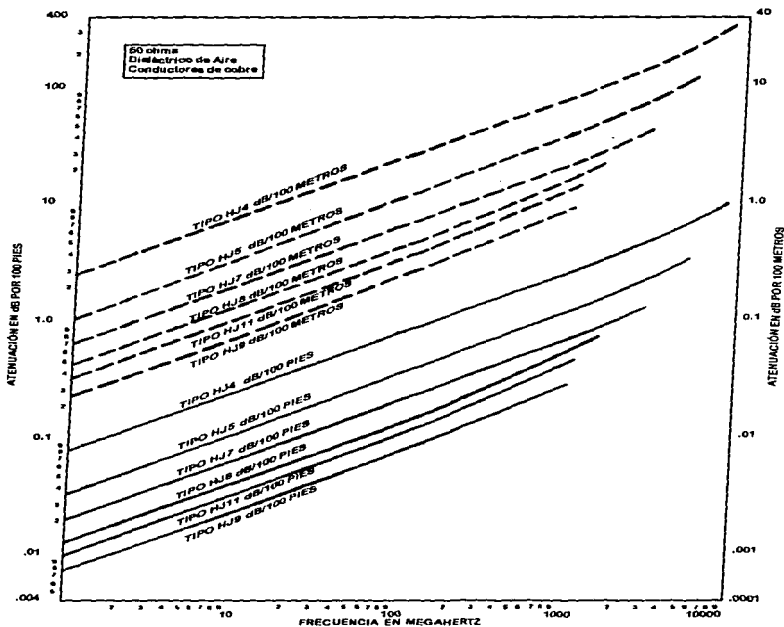


Figura 2.2 Frecuencia vs Atenuación usando aire como dieléctrico.

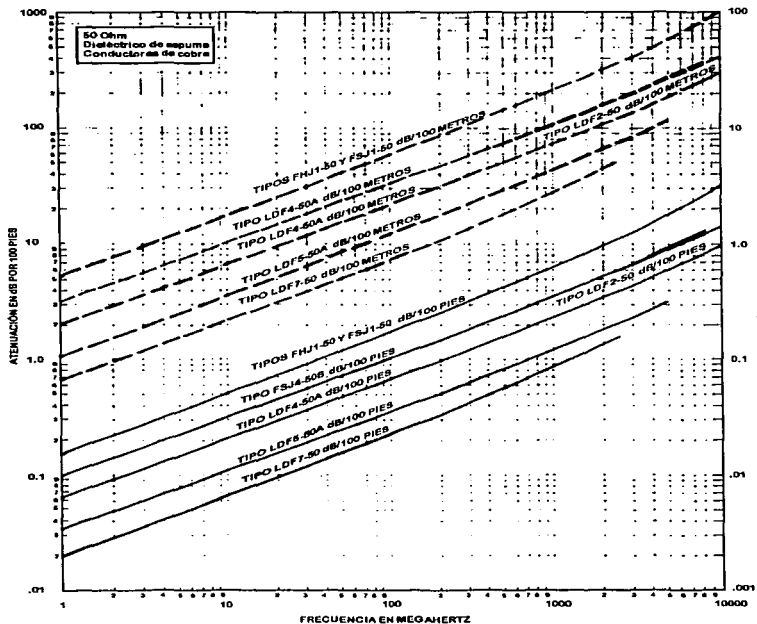


Figura 2.3 Frecuencia vs Atenuación usando espuma como dieléctrico.



2.3 GUÍAS DE ONDA

Las guías de onda son conductores huecos que pueden manejar ondas eléctricas transversales (TE) y ondas magnéticas transversales (TM) [5]. La onda que se propaga por la guía es electromagnética y tiene componentes eléctricos y magnéticos. Una guía de onda actúa como un filtro que deja pasar frecuencias arriba de su valor de corte (generalmente altas frecuencias), en donde, el corte de las bajas frecuencias se determina por sus dimensiones [4]. Las frecuencias comúnmente usadas son arriba de 2 GHz y abajo de la luz visible. El material típicamente usado en guías de onda es cobre, aluminio y latón debido a que son buenos conductores eléctricos y actúan como espejo reflejando las ondas electromagnéticas a su destino sobre la guía. Existen 3 tipos de guía de onda usadas en microondas que son : rectangular sin y con rebordes interiores (rígida), circular (rígida), y elíptica (semi-flexible). Algunos de estas guías de onda se muestran en la figura 2.4. [11] [12].

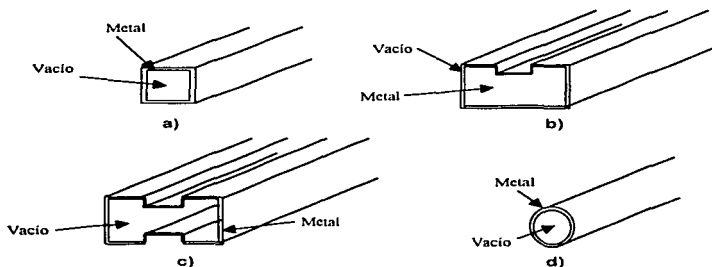


Figura 2.4 Guías de onda rígidas ; a) Rectangular ; b) Rectangular con reborde superior ; c) Rectangular doble reborde y d) Circular.

Las guías de onda tiene menor atenuación que el cable coaxial para altas frecuencias por lo que son utilizadas para frecuencias en donde se requiere baja pérdida y alta potencia. Por ejemplo, la guía de onda del tipo WR-90 cuyas dimensiones son 0.9 x 0.4 pulg. (2.286 x 1.016 cm) que es un tamaño estándar usado en la gama de frecuencias de la banda X, tiene un rango de frecuencias recomendado de 8.2 a 12.4 GHz. La tabla 2.1 muestra otras características de esta guía.

En la figura 2.5 se muestran algunos tipos de guías de onda típicos. El eje de las abscisas muestra el rango de frecuencias recomendadas para los diferentes tipos de guía de onda y el eje de las ordenadas muestra las curvas de atenuación para estas guías con un VSWR igual a 1 y una temperatura ambiente de 24°C [9].



GUÍAS DE ONDA Y COMPONENTES DE TRANSMISIÓN

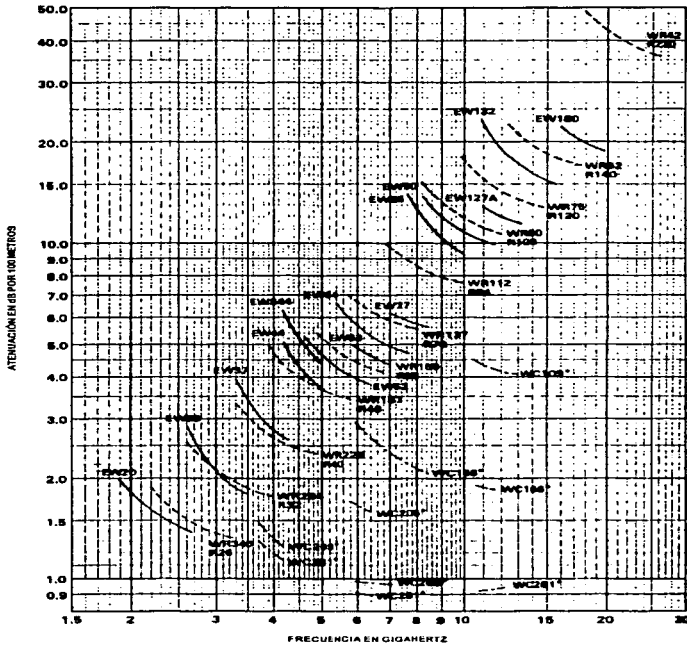


Figura 2.5 Frecuencia vs Atenuación de algunos tipos de Guías de onda típicos.



2.3.a GUÍA DE ONDA RECTANGULAR

Este tipo de guía de onda es la de uso más común. Físicamente las guías de onda se dimensionan de tal forma que el modo de orden más bajo (dominante) se propague con la menor cantidad de atenuación, así sólo la componente del campo eléctrico cuyo patrón de campo semisinusoidal cubre la guía con máxima magnitud en el centro, es transversal a la dirección del flujo de energía [5]. En la figura 2.6.a se puede observar una guía de onda rectangular en donde el campo eléctrico es transversal al eje de la guía de onda. También se puede observar que exactamente una mitad de la longitud de onda se ajusta entre las paredes izquierda y derecha de la guía de onda. Esto es conocido como modo de propagación TE₁₀ ó modo fundamental y tiene la frecuencia de corte más baja de alguno de los posibles modos de propagación [4] [11]. La dimensión *a* en dicha figura esta dada por :

$$a = \frac{\lambda}{2} \tag{ec. 2.3}$$

donde : λ es la longitud de onda
a es el ancho de la dimensión de la guía

De la ecuación anterior se puede observar que la longitud de onda dada por la dimensión $2a$ es la mayor longitud de onda que se puede propagar por la guía, es decir, la frecuencia más baja que se puede propagar por la guía asociada a esta longitud de onda es f_c y es conocida como frecuencia de corte de la guía de onda. Si sabemos que la frecuencia esta dada por :

$$f = \frac{v_p}{\lambda} \tag{ec. 2.4}$$

donde : *f* es la frecuencia
 $v_p = 3 \times 10^8$ m/s (velocidad de la luz)
 λ es la longitud de onda

y sustituimos el valor de λ en la ecuación anterior, obtenemos que :

$$f_c = \frac{v_p}{2a} \tag{ec. 2.5}$$

donde : f_c es la frecuencia de corte de la guía de onda



GUÍAS DE ONDA Y COMPONENTES DE TRANSMISIÓN

En la figura 2.6.b el modo de propagación fundamental es conocido como TE_{20} . Aquí el subíndice 2 indica que el campo eléctrico a través de la dimensión a de la guía de onda rectangular es dos medios ciclos máximo de la longitud de onda completa. El subíndice 0 indica que no hay medios ciclos máximos de campo magnético a través de la dimensión b de la guía [11]. En esta figura se puede observar que al aumentar al doble la longitud a , la frecuencia de corte aumenta al doble, es decir :

$$a = \lambda \quad (\text{ec. 2.6})$$

por lo que :

$$f_c = \frac{v_p}{a} \quad (\text{ec. 2.7})$$

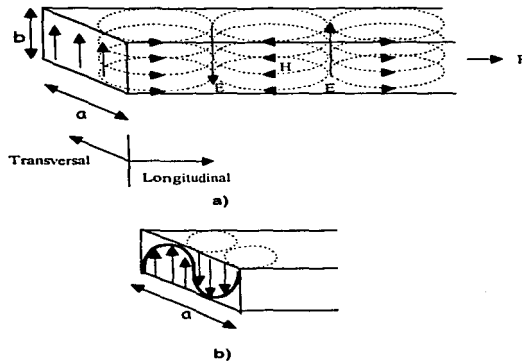


Figura 2.6 Guía de onda rectangular ; a) Modo fundamental TE_{10} ($a = \lambda/2$) ; b) Modo TE_{20} ($a = \lambda$).



GUÍAS DE ONDA Y COMPONENTES DE TRANSMISIÓN

En la tabla 2.1 se presentan algunas características para diferentes guías de onda las cuales están optimizadas para intervalos de frecuencia específicos. La frecuencia de operación recomendada es un 30% por encima de su frecuencia de corte para el modo TE_{10} ($f_c = v_p/2a$), y un 30% por debajo de la frecuencia de corte para el modo TE_{20} ($f_c = v_p/a$). En la tabla sólo se muestra la f_c para el modo dominante TE_{10} , la cual es el doble de la f_c para el modo dominante TE_{20} .

El valor de potencia nominal de las guías de onda que se presentan en la tabla 2.1 se puede incrementar presurizando las guías de onda con aire seco o hexafluoruro de azufre, lo cual previene la condensación de humedad en la guía. Una presión positiva constante de 0.7 kg/cm² es la adecuada para esto [5] [8].

La impedancia característica (Z_0) de la guía de onda no es fácil de definir debido a que la guía es un conductor único, sin embargo, ésta puede ser aproximadamente igual a la razón de la intensidad de campo eléctrico a la intensidad de campo magnético para la energía que viaja en una dirección. Esta razón es equivalente a la razón voltaje a corriente para líneas coaxiales cuando no hay ondas estacionarias. Para la guía rectangular que opera en el modo dominante TE_{10} , La impedancia característica esta dada por la ecuación 2.8. [13].

$$Z_0 = \frac{\xi}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} \quad (\text{ec. 2.8})$$

donde : ξ es la impedancia característica del espacio libre = $120\pi = 377\Omega$.

λ es la longitud de onda = v_p/f

a es el ancho de la dimensión de la guía

2.3.b GUÍA DE ONDA RÍGIDA CON REBORDES INTERIORES

Este tipo de guía es similar a una guía rectangular, pero además cuenta con un borde central agregado en la parte superior, inferior o ambas partes, lo cual tiene un efecto capacitivo que reduce la f_c y la impedancia efectiva. Algunas ventajas de esta guía es que permite el acoplamiento de impedancias y tiene un mayor ancho de banda en un mismo modo, pero como desventaja se puede mencionar que incrementa un poco la pérdida de transmisión. La figura 2.4. incisos b y c muestran este tipo de guía [5] [11] [13].



GUÍAS DE ONDA Y COMPONENTES DE TRANSMISIÓN

Número de guía de onda equivalente de la Electronic Industries Association (núm. WR)	Intervalo de frecuencia (GHz)	Intervalo de longitud de onda	Frecuencia de corte (GHz)	Longitud de onda de corte (cm)	Potencia nominal teórica (MW)	Atenuación teórica (dB/100 pies)	Material
975	0.75-1.12	39.95-26.76	0.605	49.53	27.0-38.5	.137-.095	Alum.
770	0.96-1.45	31.23-20.67	0.766	39.12	17.2-24.1	.201-.136	Alum.
650	1.12-1.70	26.76-17.63	0.908	33.02	11.9-17.2	.317-.212 .269-.178	Latón Alum.
510	1.45-2.20	20.67-13.62	1.157	25.91	7.5-10.7		
430	1.70-2.60	17.63-11.53	1.372	21.84	5.2-7.5	.588-.385 .501-.330	Latón Alum.
340	2.20-3.30	13.63-9.08	1.736	17.27	3.1-4.5	.877-.572 .751-.492	Latón Alum.
284	2.60-3.95	11.53-7.59	2.078	14.43	2.2-3.2	1.102-.752 .940-.641	Latón Alum.
229	3.30-4.90	9.08-6.12	2.577	11.63	1.6-2.2		
187	3.95-5.85	7.59-5.12	3.152	9.510	1.4-2.0	2.08-1.44 1.77-1.12	Latón Alum.
159	4.90-7.05	6.12-4.25	3.711	8.078	0.79-1.0		
137	5.85-8.20	5.12-3.66	4.301	6.970	0.56-0.71	2.87-2.30 2.45-1.94	Latón Alum.
112	7.05-10.0	4.25-2.99	5.259	5.700	0.35-0.46	4.12-3.21 3.50-2.74	Latón Alum.
90	8.20-12.40	3.66-2.42	6.557	4.572	0.20-0.29	6.45-4.48 5.49-3.83	Latón Alum.
75	10.0-15.0	2.99-2.0	7.868	3.810	0.17-0.23		



GUÍAS DE ONDA Y COMPONENTES DE TRANSMISIÓN

Número de guía de onda equivalente de la Electronic Industries Association (núm. WR)	Intervalo de frecuencia (GHz)	Intervalo de longitud de onda	Frecuencia de corte (GHz)	Longitud de onda de corte (cm)	Potencia nominal teórica (MW)	Atenuación teórica (dB/100 pies)	Material
62	12.40-18.0	2.42-1.66	9.486	3.160	0.12-0.16	9.51-8.31 --- 6.14-5.36	Latón Alum. Plata
51	15.0-22.0	2.0-1.36	11.574	2.590	.080-.107		
42	18.0-26.50	1.66-1.13	14.047	2.134	.043-.058	20.7-14.8 17.6-12.6 13.3-9.5	Latón Alum. Plata
34	22.0-33.0	1.36-0.91	17.328	1.730	.034-.048		
28	26.50-40.0	1.13-0.75	21.081	1.422	.022-.031	-- -- -- -- 21.9-15.0	Latón Alum. Plata
22	33.0-50.0	0.91-0.60	26.342	1.138	.014-.020	-- -- 31.0-20.9	Latón Plata
19	40.0-60.0	0.75-0.50	31.357	0.956	.011-.015		
15	50.0-75.0	0.60-0.40	39.863	0.752	.0063-.0090	-- -- 52.9-39.1	Latón Plata
12	60.0-90.0	0.50-0.33	48.350	0.620	.0042-.0060	-- -- 93.3-52.2	Latón Plata
10	75.0-110.0	0.40-0.27	59.010	0.508	.0030-.0041		
8	90.0-140.0	0.333-0.214	73.840	0.406	.0018-.0026	152-99	Plata
7	110-170	0.272-0.176	90.840	0.330	.0012-.0017	163-137	Plata
5	140-220	0.214-0.135	115.750	0.259	.0007-.0010	308-193	Plata
4	170-260	0.176-0.115	137.520	0.218	.0005-.0007	384-254	Plata
3	220-325	0.136-0.092	173.280	0.173	.0003-.0004	512-348	Plata



2.3.c GUÍA DE ONDA CIRCULAR

Este tipo de guía es utilizada para aplicaciones únicas, en donde se requiere una sección rotatoria continua (por ejemplo, en los radares), ver figura 2.7. Una guía de onda circular correctamente instalada produce una atenuación de apenas unos cuantos dB por kilómetro para frecuencias de más de 40 GHz. El modo principal en la guía de onda circular es el TE₁₁, y su frecuencia de corte es [4] [5] [13] :

$$f_c = \frac{v_p}{3.41a'} \quad (\text{ec. 2.9})$$

donde : a' es el radio de la guía

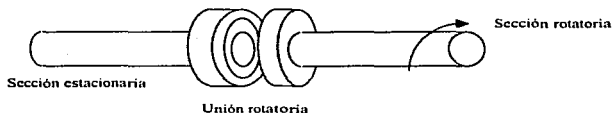


Figura 2.7 Guía de onda circular con unión rotatoria.

2.3.d GUÍA DE ONDA SEMI-FLEXIBLE

La guía de onda semi-flexible es útil en aplicaciones donde existan flexiones continuas debido a que consta de pequeños segmentos de latón o cobre unidos en espiral (curva). Su característica principal es que puede ser instalada como una guía de onda continua sin codos intermedarios. La parte exterior está cubierta con un dieléctrico suave de manera que mantenga las condiciones de aire y aprueba de agua para evitar la corrosión en la superficie interior de la guía, ya que esta corrosión puede incrementar la atenuación debido a pérdidas de corriente en la superficie e incremento de reflexiones [12] [13].

En la tabla 2.2 se hace una comparación de los medios de transmisión aquí mencionados con algunas de sus principales ventajas.

Línea de transmisión	Frecuencia	Ventajas
Cable Coaxial	< 2 GHz	Fácil instalación y bajo costo
Guía de Onda Rectangular	> 2 GHz	Trabaja en el modo dominante
Guía de Onda Circular	> 2 GHz	Menor pérdida y gran ancho de banda
Guía de Onda Elíptica	> 2 GHz	Flexible, útil para grandes longitudes continuas

Tabla 2.2 Comparación de los medios de transmisión.



2.4 ATENUADORES

Los atenuadores son dispositivos fijos o variables que producen atenuación de la onda que se propaga a través de éste y se emplean para ajustar el nivel de potencia en los sistemas de microondas. Para ampliar el máximo rango de potencia, un atenuador variable puede ser colocado en serie con un detector de potencia y un potenciómetro. Ambos atenuadores disponen de un alto grado de exactitud, con un mínimo VSWR y un amplio rango de niveles de disipación de potencia. En su diseño básico, los atenuadores constan de una pieza de ferrita colocada en el centro de la guía, bajo la acción de un campo magnético constante. Esto origina una frecuencia de resonancia de los electrones en la ferrita, ocasionando que las frecuencias iguales a ésta sean atenuadas, mientras que las demás frecuencias no (se atenuarán muy poco). Si la intensidad de campo magnético es modificada, la frecuencia que será atenuada también cambiará. [5] [13] [14] [15].

2.5 AISLADORES

Cuando los sistemas son interconectados, a veces requieren dispositivos adicionales como los aisladores, los cuales son una aplicación de las ferritas que permiten que la energía viaje en una dirección, pero absorben la energía que viaja en dirección opuesta, reduciendo así la potencia reflejada del generador desde el sistema de acoplamiento a niveles aceptables. Los acopladores son colocados en serie con el generador de salida como se muestra en la figura 2.8 para permitir que toda la potencia de salida pase por éste sin ser atenuada, mientras la potencia de la señal reflejada causada por el mal acoplamiento del sistema de prueba disminuye (esta reducción de potencia reflejada puede ser mayor a 20 dB). El aislador sirve para estabilizar impedancias, aislar el transmisor, eliminar las reflexiones de la antena y absorber las armónicas y los productos de intermodulación. También se usan para conmutar entre una antena o carga bajo potencia total ó para combinar 2 o más transmisores a una antena común. Los aisladores pueden manejar hasta 400 kW de potencia con menos de 1 dB de pérdida de potencia [4] [5] [13] [14].

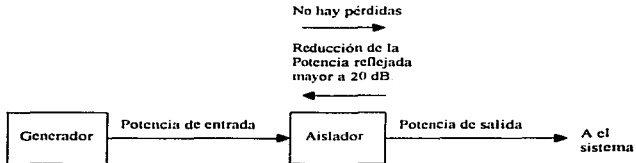


Figura 2.8 Diagrama de bloques de colocación de un aislador.



2.6 CIRCULADORES

Los dispositivos amplificadores requieren un aislamiento entre la potencia de entrada y la potencia de salida, por lo que se utiliza un dispositivo de ferrita conocido como circulador, el cual suministra la rotación correcta para que la señal aplicada en uno de los puertos de entrada pueda viajar sólo en una dirección. El circulador es una unión de varios puertos en donde la onda que alimenta al puerto i ocasiona solamente una salida en el puerto $i+1$. El modelo más comúnmente usado es el de unión Y, que consta de 3 líneas de transmisión separadas 120° , donde la energía acoplada en el puerto 1 alimenta sólo al puerto 2, mientras el puerto 2 alimenta únicamente al puerto 3 y el puerto 3 alimenta únicamente al puerto 1 ver figura 2.9. En la figura 2.10 se muestra un uso típico del circulador habilitando al transmisor y receptor de un radar para hacer uso de la misma antena aérea. Aquí, el circulador hace que la señal que sale del transmisor alimente únicamente a la antena aérea, mientras que la señal que regresa a la antena alimenta solamente al receptor [4] [5] [13] [15] [16].

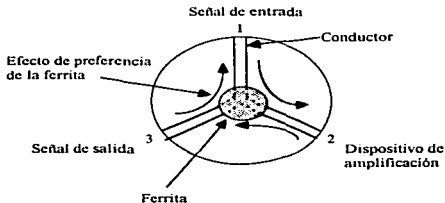


Figura 2.9 Circulador tipo Y.

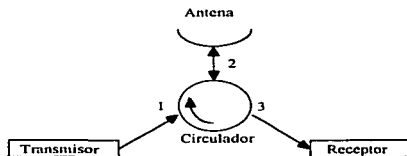


Figura 2.10 Conexión de un transmisor y un receptor a una antena usando un circulador.



2.7 RAMIFICACIONES

Son unidades que constan de filtros de radiofrecuencia Tx y Rx adicionales al circulator, combinando o separando la señal de recepción de la señal de transmisión. La función de estos dispositivos es conectar múltiples equipos a una sola antena por medio de filtros paso banda, lo cual es posible mediante la combinación o separación de las polarizaciones hacia o desde la antena común. En la figura 2.11 se muestra una conexión típica [9].



Figura 2.11 Ramificación.

2.8 PUENTES

Constan de filtros de red y elementos adicionales tales como los acopladores direccionales y los conectores tipo T. En la conexión típica, dos puentes son conectados a dos filtros idénticos para producir un elemento de filtro separador (EFS) como se muestra en la figura 2.12.a. De los cuatro puertos que componen al EFS, uno es conectado a la terminación y el otro a la terminal, mientras que los otros dos puertos son conectados a los elementos adjuntos ya sea EFS, línea de transmisión o terminación, como se muestra en las figuras 2.12.b y 2.12.c. [9].



Figura 2.12.a Elemento de filtro separador.

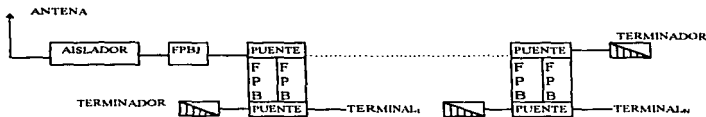


Figura 2.12.b. Conexión tipo puente.

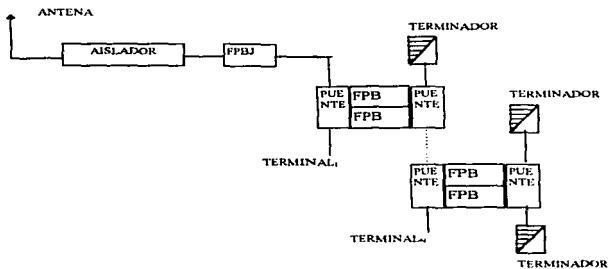


Figura 2.12.c. Conexión tipo puente.

2.9 TERMINACIONES

Las terminaciones son dispositivos hechos de material que absorbe potencia y se colocan en la terminal de la línea de microondas para evitar las reflexiones de potencia mediante la absorción de ésta. Generalmente, las terminaciones se instalan cerca del final de la sección cerrada de la guía de onda, en un punto en el cual se calcula que la intensidad de campo es máxima y por tanto la absorción de energía muy buena.



GUÍAS DE ONDA Y COMPONENTES DE TRANSMISIÓN

Para evitar que la potencia incidente sea reflejada de regreso a la guía, existen varias maneras de disiparla en forma de calor. Una de éstas, es mediante el uso de una varita de alta resistencia colocada en el centro del campo E, ocasionando que el voltaje de este campo haga fluir una corriente a través de la varita. La alta resistencia de la varita disipa la energía como una pérdida de potencia en forma de calor y nada de la energía disipada de esta forma es reflejada de regreso a la guía. En la figura 2.13 se muestra este tipo de terminación.

Es importante agregar que las terminaciones son diseñadas a manera que la impedancia de la guía haga juego, de tal forma que asegure una reflexión mínima. Finalmente, para aplicaciones de alta potencia se requieren sistemas de enfriamiento, ya que es evidente que la potencia disipada en forma de calor es demasiada [13] [14] [15] [16] [17].

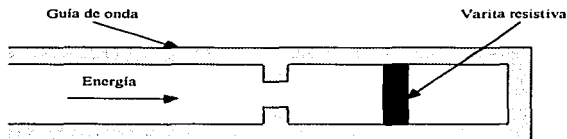


Figura 2.13 Terminación de guía de onda.



CAPITULO 3

GENERACIÓN, AMPLIFICACIÓN Y DETECCIÓN DE MICROONDAS

3.1 INTRODUCCIÓN

La función básica del generador o el amplificador de microondas es convertir potencia de CD en potencia de señales de microondas para accionar una carga externa. Las técnicas convencionales de generación, amplificación y detección de microondas son eficientes a bajas frecuencias pero presentan fallas a altas frecuencias debido a su alta radiación, conducción y pérdida dieléctrica. Gracias a esto, la tendencia de los dispositivos actuales es incrementar el rango de frecuencia de microondas utilizado mediante el desarrollo de nuevos dispositivos.

Las técnicas de generación, amplificación y detección de microondas son diferentes para bandas de frecuencias individuales, por ejemplo para la banda de frecuencias de 1 a 10 GHz son utilizados triodos y tetrodos, mientras que para la banda de 1 a 300 GHz se han desarrollado tubos osciladores y amplificadores de microondas (como los Clistrón, los Tubos de Onda Progresiva y los Magnetrones), además de sus equivalentes de estado sólido.

Aunque con los tubos de microondas la amplificación para frecuencias mayores a 50 GHz es muy difícil, su generación es relativamente fácil, por lo que estos tubos aún dominan las aplicaciones de muy alta potencia en los sistemas de microondas. Sin embargo, los dispositivos de microondas de estado sólido están sustituyendo gradualmente a los tubos, ya que presentan menor ruido, menor tamaño, mejor rendimiento de linealidad y mayor confiabilidad [5] [14] [15].

3.2 TUBOS PLANARES

Para frecuencias de microondas abajo de 10 GHz se utilizan como amplificadores y generadores tubos de vacío. Anteriormente estos dispositivos fueron desarrollados con el interés de reducir su tamaño más que el de aumentar la potencia [15]. El funcionamiento de los tubos de vacío como los triodos y tetrodos está limitado a frecuencias bajas de microondas, esto es en parte debido a que los tubos tienen relativamente grandes electrodos que producen una capacitancia e inductancia muy grande para los circuitos resonantes de microondas. Para poder permitir la resonancia a frecuencias de microondas las inductancias y capacitancias del



GENERACIÓN, AMPLIFICACIÓN Y DETECCIÓN DE MICROONDAS

circuito deben ser pequeñas [5]. De aquí que se considera la miniaturización del tamaño de los electrodos y de las dimensiones del tubo, pero ésta limita la capacidad de manejo de potencia. Las técnicas de cavidades resonantes eliminan o minimizan los efectos de capacitancias e inductancias [15].

También, debido a que el tiempo de tránsito de los electrones interelectrodos es muy grande, estos dispositivos no son muy útiles a altas frecuencias de microondas. Para contrarrestar esto, algunos tubos triodos tienen un espacio muy cerrado entre electrodos (extremadamente pequeño alrededor de 1/10000 pulg.) y pueden operar hasta a 4 GHz [15]. El tiempo de tránsito depende sólo del voltaje aplicado entre el cátodo y el ánodo y de la distancia de viaje D del ánodo al cátodo [14]. Además, la región activa de estos dispositivos es muy pequeña, lo cual los limita en su capacidad de manejo de potencia y conforme la frecuencia de operación se incrementa, la capacidad de potencia es reducida [16].

Generalmente los triodos se utilizan para aplicaciones de baja potencia y operan a frecuencias de 1 a 10 GHz y los tetrodos se utilizan para aplicaciones de relativamente altas potencia y operan a frecuencias de menos de 1 GHz. En la figura 3.1 se muestran los parámetros que afectan la operación para altas frecuencias de los tubos de vacío como son la inductancia que es debida a la inducida en la rejilla (L_{gr}), en el cátodo (L_{cat}) y en el ánodo (L_{ano}), además la capacitancia interelectrodos que es debida a la capacitancia rejilla-cátodo (C_{rc}), rejilla-ánodo (C_{ra}), y ánodo-cátodo (C_{ac}) [5] [14] [15] [16].

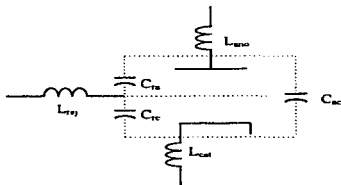


Figura 3.1 Elementos que limitan la operación de los tubos de vacío a altas frecuencias.

La regulación del número de electrones que llegan al ánodo se conoce como modulación en densidad. Esta modulación es posible si se coloca la rejilla cerca del cátodo, de manera que genere un campo eléctrico entre ambos. Los electrones son emitidos desde el cátodo y se mueven hacia el ánodo con una velocidad que depende del campo eléctrico entre ellos, la influencia del campo eléctrico entre la rejilla y el cátodo determina el número de electrones que pueden llegar al ánodo [14].



3.3 DISPOSITIVOS DE CAVIDAD RESONANTE

Los dispositivos de cavidades resonantes son comúnmente utilizados para osciladores y amplificadores debido a que como ya se mencionó anteriormente, las técnicas de cavidades resonantes eliminan o minimizan los efectos de capacitancias e inductancias. En estos dispositivos el campo eléctrico causado por las cavidades afecta el haz de electrones. Hay dos tipos de dispositivos de cavidades resonantes, el clístrón reflejo y el clístrón de dos o más cavidades. Ambos son tubos de microondas y están basados en la modulación de velocidad de un haz de electrones con un campo eléctrico. Este concepto describe como un haz de electrones continuo es convertido en un haz modulado en densidad a frecuencias de microondas como se describe a continuación [4] [14] [15].

Una corriente eléctrica calienta un cátodo, el cual emite un haz de electrones cuando éste tiene la temperatura suficiente (alta) para reaccionar. Se colocan dos rejillas frente a la entrada de la cavidad, y el espacio entre estas rejillas se conoce como región de interacción. Ver figura 3.2.a. Los electrones son acelerados hacia la región de interacción a una velocidad muy alta debido al campo eléctrico generado por el voltaje cátodo-a-ánodo y llevan la misma velocidad hasta antes de entrar al centro de la cavidad resonante, de tal forma que cuando pasan por ahí, unos cuantos son atrapados entre las rejillas, generando así un pequeño campo eléctrico frente a la entrada de la cavidad, lo cual ocasionará que ésta oscile a su frecuencia de resonancia. La oscilación inicial es causada por variaciones aleatorias de la corriente del haz, que produce campos de RF (radio frecuencia) en la región de interacción a una frecuencia de resonancia que depende de la forma y de las dimensiones de la cavidad. Esta frecuencia de resonancia genera un campo eléctrico frente a la apertura de la cavidad y las dos rejillas (en la región de interacción), el cual se suma o resta con el campo eléctrico de CD (corriente directa) [4] [14] [15] [17].

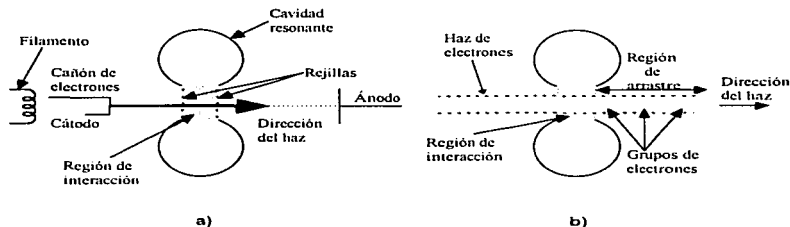


Figura 3.2 a) Estructura básica de un dispositivo de cavidad resonante; b) Formación de agrupamiento de electrones debido a la modulación en velocidad del haz de electrones.



GENERACIÓN, AMPLIFICACIÓN Y DETECCIÓN DE MICROONDAS

Si el campo eléctrico de la frecuencia resonante de microondas se suma al campo eléctrico de CD, los electrones que pasan en ese momento por la región de interacción son acelerados. Por el contrario, medio ciclo después, el campo eléctrico de la frecuencia resonante se opone al campo eléctrico de CD y los electrones que pasan en ese momento por la región de interacción son retrasados. Este proceso de aceleración y retraso de los electrones del haz es conocido como *velocidad modulada* y sólo puede ocurrir en la región de interacción, además no hay pérdida de energía, ya que el número promedio de electrones acelerados es igual al número promedio de electrones retrasados, de tal forma que cuando los electrones son acelerados, éstos absorben energía del campo eléctrico de RF en la cavidad, y cuando los electrones son retrasados, estos ceden energía al campo eléctrico de RF dentro de la cavidad [4] [14] [15].

Esta aceleración y retraso de electrones dentro de el haz, ocasiona que los electrones que son acelerados alcancen a los que son retrasados, formando con esto grupos de electrones en el haz a la frecuencia de oscilación de la cavidad, lo que se conoce como *modulación en densidad*. Conforme los electrones acelerados alcanzan a los electrones retrasados (debido a la modulación en velocidad) se forman grupos más estrechos, con una alta densidad de electrones, ocasionando que la energía almacenada en dichos grupos sea máxima. Ver figura 3.2.b. Esta condición es la óptima debido a que los electrones acelerados están a punto de rebasar a los electrones retrasados, causando con esto que el grupo de electrones se vuelva a separar [4] [14] [15] [17].

3.3.a CLISTRÓN REFLEJO

Los clístrón reflejos se utilizan como fuentes para la generación de señales de microondas, como osciladores locales para transmisores y receptores de baja potencia y como detectores, aunque esta última aplicación es poco común. Un rendimiento típico es de menos de 500 mW de salida a frecuencias de 1 a 25 GHz [5] [15] [17].

El clístrón reflejo aplica la teoría de los dispositivos de cavidad resonante y como tal, consta de una cavidad resonante, un cátodo y un par de rejillas, adicionalmente un electrodo reflector es agregado. La conexión de estos dispositivos se muestra en la figura 3.3. La energía electromagnética de oscilación es removida del clístrón a través de una sonda colocada en el puerto de salida de la cavidad [4] [14] [15] [17].

Estos dispositivos se basan en el principio de modulación de velocidad de un haz de electrones para su operación y utilizan una sola cavidad resonante para modular y extraer la energía de este haz [4] [14].

En un oscilador convencional parte de la onda de salida es realimentada en fase a la entrada, para así mantener la oscilación. Así, en el clístrón reflejo se utiliza un circuito de realimentación del haz para producir energía de salida. La cavidad tiene un potencial positivo (tierra) de CD con respecto al cátodo, y el ánodo reflector es negativo con respecto al cátodo para así repeler el haz de electrones como se muestra en la figura 3.3.

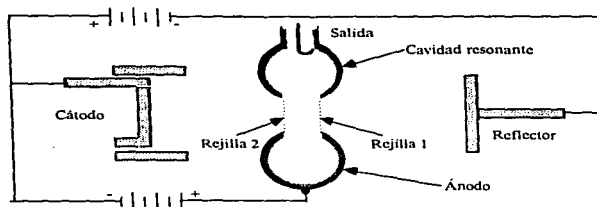


Figura 3.3 Diagrama de conexión del clístrón reflejo.

Al igual que en los dispositivos de cavidad resonante, el haz de electrones que pasa a través de la región de interacción entre las rejillas y la cavidad es modulado en velocidad. Cuando los electrones penetran a la región del campo reflector, estos son regresados hacia la región de interacción debido al voltaje negativo del ánodo reflector como se indica en la figura 3.4. [14] [17].

El haz de electrones reflejado debe de arribar a la región de interacción cuando el campo eléctrico de RF sea opuesto a el campo del haz, ya que de esta manera la energía cinética de los electrones es cedida a la cavidad y el haz de electrones es desacelerado en su regreso a la región de interacción. Este ajuste en el arribo del haz de electrones se logra regulando el voltaje en el ánodo reflector, ya que con esto el tiempo de tránsito es cambiado. La energía cedida a la cavidad por el haz de electrones es utilizada para mantener la oscilación y así reemplazar la energía electromagnética que es removida de la cavidad por la sonda de prueba [14].

La frecuencia básica de operación del clístrón está determinada por la cavidad y puede ser modificada en un rango muy estrecho de hasta un 25%. Esto se puede lograr de varias formas, algunas de ellas son moviendo mecánicamente las paredes de la cavidad dentro y fuera (ya que así se varían las inductancias de la cavidad), cambiando el espacio de las rejillas de la cavidad o ajustando el voltaje del reflector [4] [5] [14].

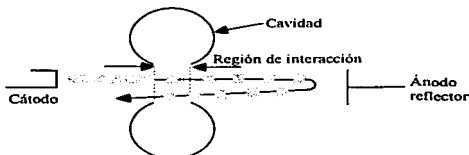


Figura 3.4 Agrupaciones de electrones repelidas por el ánodo reflector.

3.3.b CLÍSTRÓN DE CAVIDADES MÚLTIPLES

Este dispositivo es utilizado como amplificador y también se basa en el principio de modulación de velocidad de un haz de electrones. El más común de estos dispositivos es el clístron de dos cavidades, en donde la primera de las cavidades resonantes es llamada cavidad de entrada o cavidad agrupadora, la segunda es conocida como cavidad de salida o cavidad receptora y la separación entre ambas se conoce como región de deriva, como se muestra en la figura 3.5. [14] [15] [17].

En el clístron de dos cavidades los electrones viajan del cátodo al ánodo y un campo magnético externo ocasiona que los éstos permanezcan en el centro del tubo. Una sonda magnética acopla la onda de entrada de RF a las paredes de la cavidad agrupadora y otra sonda magnética en la pared de la cavidad receptora se utiliza para tomar la energía amplificada [14].

Una señal de microondas es aplicada a la primera cavidad, provocando que ésta oscile a su frecuencia de resonancia. El campo eléctrico generado entre las dos rejillas de la cavidad agrupadora modula el haz de electrones en velocidad y ocasiona que algunos electrones sean acelerados y otros sean retrasados, formando así grupos de electrones modulados en densidad. La cavidad receptora es ubicada en un punto donde el agrupamiento es máximo, a una distancia a la cual el grupo de electrones es lo más estrecho posible, de tal forma que la energía entregada a la cavidad sea mayor.

La cavidad receptora es sintonizada a la misma frecuencia que la cavidad agrupadora y si los pulsos de electrones arriban a ésta última cuando el campo entre las rejillas está orientado en dirección opuesta al campo de los electrones, el grupo de electrones es retrasado, entregando algo de su energía cinética a la cavidad receptora.



Finalmente un electrodo colector positivo es colocado después de la cavidad receptora, esto es para evitar que los electrones sean impactados al llegar al final de la pared lo que produciría una emisión secundaria. Este proceso da como resultado la amplificación de la señal de entrada, ya que la potencia de salida de la cavidad receptora es mayor a la potencia de entrada de la cavidad agrupadora [5] [14] [15] [17].

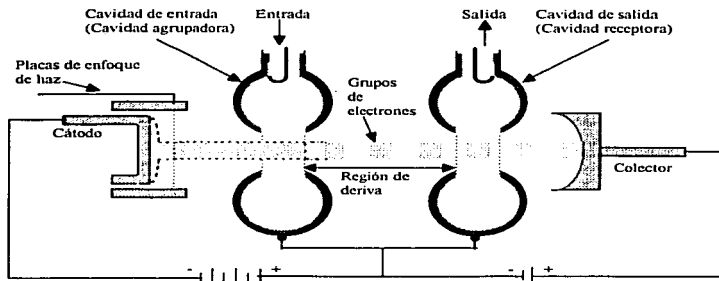


Figura 3.5 Clístron de dos cavidades.

Los clístron de dos cavidades se utilizan a frecuencias de hasta 25 GHz con potencias típicas de menos de 50 kW, proporcionando ganancias moderadas de aproximadamente 10 dB [4] [5] [14].

Los clístron multicavidades modulan los electrones a una gran densidad y éstos dispositivos a diferencia del clístron de dos cavidades cuentan con varias cavidades agrupadoras y una sola cavidad receptora, las cuales son agrupadas adecuadamente dando como resultado un haz de electrones muy estrecho [15]. Cada cavidad agrega 20 dB de ganancia a los 10 dB ya proporcionados por el clístron de dos cavidades, y es común obtener una ganancia total de 60 dB [4].



3.4 TUBO DE ONDA PROGRESIVA

El Tubo de Onda Progresiva (TWT de Traveling Wave Tube) es un dispositivo que junto con el Oscilador de Onda Retrógrada (BWO de Backward Wave Oscillator) y el Amplificador de Onda Retrógrada (BWA de Backward Wave Amplifier) operan con el principio de onda lenta [14]. En este tipo de dispositivos también se utiliza la modulación en velocidad pero sin el uso de cavidades resonantes. El principio básico de esta modulación es la interacción continua de la energía cinética de los electrones y la energía de campo electromagnética de las ondas, las cuales están viajando a aproximadamente la misma velocidad.

El TWT consta de un cátodo que emite un haz de electrones los cuales viajan a la misma velocidad dentro del haz. Una onda electromagnética de microondas que viaja a aproximadamente la velocidad de la luz se hace pasar por un conductor helicoidal. Además un campo magnético constante es aplicado externamente para mantener a el haz de electrones en el centro del eje del conductor helicoidal y un ánodo colector es colocado al final del dispositivo para evitar una emisión secundaria. Finalmente se coloca un atenuador a la mitad del tubo, esto se hace para reducir la onda que viaja a lo largo de la hélice a un valor de casi cero. Este atenuador protege la estructura de entrada de ondas reflejadas indeseadas debidas al mal acoplamiento de la carga que pudieran regresar y causar oscilaciones. Ver figura 3 6 [14].

La velocidad electromagnética de la onda es mucho mayor que la velocidad de los electrones físicamente posible (la velocidad del haz de electrones es típicamente de un 10 a un 50 % la velocidad de la luz, para voltajes de cátodo de 4 a 120 kV) [4] [5] [14] [15]. Debido a esto, la forma del conductor es helicoidal, ya que de esta manera la velocidad de la onda que viaja a lo largo de la hélice es descompuesta en tres ejes. Por lo tanto, la componente de velocidad de la onda que viaja en la dirección del haz de electrones se reduce y es aproximadamente igual a la velocidad del haz de electrones. Esta componente de velocidad del campo eléctrico axial de la onda de RF helicoidal es conocida como *onda lenta*.

Un voltaje de CD es seleccionado para obtener una velocidad de haz ligeramente mayor que la velocidad de onda lenta, ocasionando así una interacción continua entre la componente de onda axial de la hélice y el haz de electrones dentro de esta hélice como se muestra en la figura 3 7.

Los electrones entran a la estructura durante los ciclos positivo y negativo de la señal de RF. Cuando los electrones entran en el ciclo positivo estos son acelerados y cuando entran en el ciclo negativo estos son retrasados, generando así grupos de electrones dentro de el haz modulados en velocidad. El resultado de estos grupos de electrones es que producen una corriente alterna sobrepuesta a la corriente del haz de CD. Esta corriente alterna es inducida a la onda helicoidal, agregándole así una pequeña cantidad de voltaje a dicha onda de RF y produciéndole una amplificación. Esta amplificación en la señal produce grupos de electrones más densos, lo cual permite que cada vez sea mayor la cantidad de voltaje que se agrega a la señal, generando así una mayor amplificación. La onda final (después del atenuador) se incrementa exponencialmente con la distancia [4] [14] [17].



El resultado obtenido con el TWT es una amplificación muy grande (de unos cuantos watts a 10 MW con rangos de ganancia de 40 a 70 dB) debido a la interacción continua entre el haz de electrones y la onda lenta a través de todo el dispositivo. Además otra ventaja de este dispositivo es su gran banda de frecuencia de operación ya que el proceso de amplificación no requiere de cavidades resonantes a frecuencias específicas [4] [5] [14].

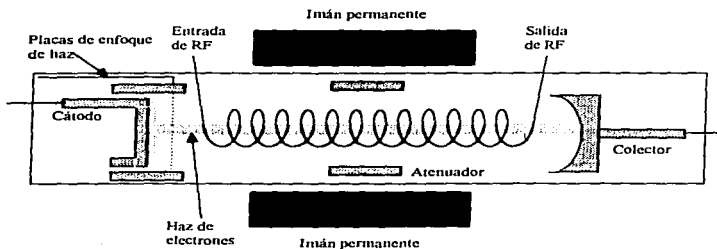


Figura 3.6 Tubo de Onda Progresiva.

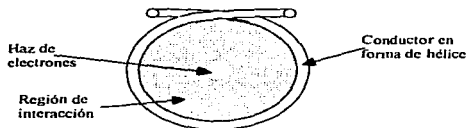


Figura 3.7 Región de interacción.



3.5 MAGNETRÓN

El magnetrón es un dispositivo para generar frecuencias de microondas en un rango de longitudes de onda de los centímetros y los milímetros. Los principales componentes del oscilador magnetrón son un cátodo, ánodo, imán, circuito tanque y un puerto de salida [14] [17]. Los dos tipos de magnetrones más comúnmente usados que serán discutidos son el magnetrón de frecuencia ciclotrónica y el magnetrón de onda progresiva. La operación de estos magnetrones está basada en la interacción de campos cruzados, es decir, el campo eléctrico de CD y el campo magnético de CD son perpendiculares entre sí.

En estos dispositivos el campo magnético ejerce una fuerza sobre los electrones, lo que ocasionará que estos electrones sigan una trayectoria curva. Así pues, la influencia del campo magnético sobre los electrones es una fuerza perpendicular a la dirección de los electrones y al campo magnético como se muestra en la figura 3.8 [14] [17].

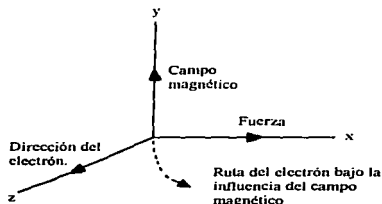


Figura 3.8 Ruta del electrón debida a la influencia del campo magnético.

3.5.a MAGNETRÓN DE FRECUENCIA CICLOTRÓNICA

Este magnetrón consta de un cátodo rodeado de un ánodo, donde ambos electrodos son cilíndricos. Los electrones que salen del cátodo son acelerados hacia el ánodo por un campo eléctrico de CD. Adicionalmente un campo magnético perpendicular al campo eléctrico y paralelo al eje axial del ánodo y cátodo ejerce una fuerza sobre los electrones como se muestra en la figura 3.9. Una intensidad pequeña de campo magnético provoca una desviación de ruta en los electrones como se muestra en la figura 3.10.a. Si la intensidad de campo magnético es aumentada a un valor específico, los electrones siguen una ruta circular saliendo desde el cátodo y regresando a éste sin tocar el ánodo como se muestra en la figura



GENERACIÓN, AMPLIFICACIÓN Y DETECCIÓN DE MICROONDAS

3.10.b. Una intensidad de campo magnético aún mayor que la anterior ocasionará que la ruta circular del electrón saliendo de el cátodo y regresando a éste sea menor, como se muestra en la figura 3.10.c.

Para una intensidad de campo magnético y un voltaje ánodo-a-cátodo seleccionados de manera que el electrón salga del cátodo y regrese a éste sin tocar al ánodo, el dispositivo oscilará a la frecuencia determinada por el tiempo de tránsito del electrón. En el viaje de regreso al cátodo los electrones actúan en contra del campo eléctrico, por lo que éstos son retrasados y ceden su energía cinética al campo eléctrico, el cual a su vez la transfiere al ánodo. Esto ocasiona alterancias de voltaje en el ánodo que se superponen al voltaje de CD de este ánodo. Finalmente, se conecta un circuito tanque o circuito resonador sintonizado a la misma frecuencia para aumentar y transferir la energía del magnetrón a la carga. Ver figura 3.9 [14] [17].

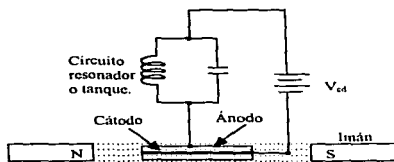


Figura 3.9 Diagrama de un magnetrón de ánodo único.

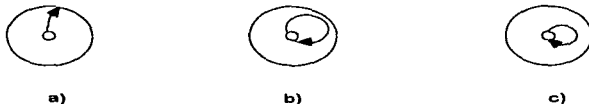


Figura 3.10 a) Ruta del electrón del cátodo hacia el ánodo debida a la influencia del campo magnético ; b) Ruta circular del electrón rozando al ánodo debida al aumento de la intensidad de campo magnético ; c) Intensidad de campo magnético aun mayor, lo que ocasiona que la ruta circular sea aun más pequeña.



GENERACIÓN, AMPLIFICACIÓN Y DETECCIÓN DE MICROONDAS

Cuando existen componentes de voltaje alterno, la energía cedida al campo eléctrico es mayor que la energía que se pierde cediéndola a los electrones. Esto se debe a que cuando el electrón sale del cátodo con dirección al ánodo en el momento en que el campo eléctrico de RF es contrario, este electrón cede su energía al campo de RF y como su trayectoria es curva debido a la influencia del campo magnético, éste *tiende* a regresar al cátodo sin haber alcanzado al ánodo. En ese momento la fase del campo cambia de dirección volviendo a ser contraria a la dirección del electrón, por lo que el electrón vuelve a ceder su energía al campo eléctrico de RF en su intento de alcanzar al cátodo pero esta vez la trayectoria circular del electrón es más pequeña. El electrón sigue de esta manera hasta que toda su energía es cedida al campo de RF como se muestra en la figura 3.11. Finalmente los electrones son quitados por medio de placas que son calocadas al final de los electrodos.

Por otro lado, cuando el electrón sale del cátodo en el momento en que el campo eléctrico está orientado en su misma dirección, este electrón absorbe energía del campo eléctrico de RF y por consiguiente es acelerado. Debido a su trayectoria circular, el electrón se dirige de regreso al cátodo y en ese momento el campo de RF alterna, cambiando su sentido y orientándose de nuevo en la misma dirección del electrón, el cual vuelve a ser acelerado. En esta última trayectoria el electrón se impacta contra el cátodo disipando su energía cinética en forma de calor y evitando absorber más energía del campo de RF [14] [17].

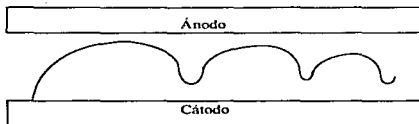


Figura 3.11 Trayectoria del electrón cuando cede energía al campo de RF.

3.5.b MAGNETRÓN DE ONDA PROGRESIVA

Este tipo de magnetrón es el más comúnmente usado en el rango de longitudes de onda de los centímetros a los milímetros. Su eficiencia de conversión de CD a RF varía del 40 al 70% y su potencia de salida va desde unos cuantos kilowatts hasta potencias pico de 40 MW con voltajes de 500 kV CD. La estructura básica de este magnetrón consta de un ánodo cilíndrico con una serie de cavidades resonante idénticas e igualmente espaciadas, las cuales están conectadas a la cavidad central por medio de ranuras. El cátodo se localiza en el centro de la cavidad. Para remover la onda de RF se coloca un acoplador de lazo magnético en una de las cavidades como se muestra en la figura 3.12. Al igual que en el magnetrón de frecuencia ciclotrónica, se coloca un imán permanente para suministrar un campo magnético perpendicular al campo eléctrico de CD entre el ánodo y el cátodo [4] [5] [14] [15] [17].



GENERACIÓN, AMPLIFICACIÓN Y DETECCIÓN DE MICROONDAS

Los electrones que salen del cátodo hacia el ánodo sufren una trayectoria curva debido al campo magnético que actúa sobre ellos. Cuando estos electrones llegan al ánodo, inducen un voltaje a la entrada de las cavidades, ocasionando que las cavidades comiencen a oscilar a su frecuencia de resonancia. La oscilación de las cavidades produce campos eléctricos de RF en las ranuras del ánodo y la cavidad central como se muestra en la figura 3.13.

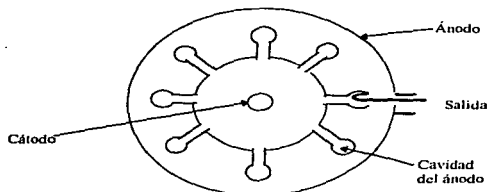


Figura 3.12 Esquema de un magnetrón de onda progresiva.

Debido a la interacción que existe entre los electrones y el campo de RF en la cavidad central (región de interacción), la transferencia de energía es en su mayor parte cedida del campo de CD al campo de RF. Cuando los electrones que se dirigen del cátodo hacia el ánodo se encuentran con un campo eléctrico de RF de dirección opuesta, como se muestra con el número 1 en la figura 3.13., estos electrones son retrasados y le ceden su energía al campo de RF. Si en ese momento la fase del campo de RF varía 180° (es decir, la dirección del campo eléctrico de RF es opuesta a la mostrada), los electrones volverán a ser acelerados hacia el ánodo por el campo de CD y se encontrarán de nuevo con un campo de RF de dirección opuesta, cediéndole otra vez su energía. Los electrones dan así la mayor parte de su energía al campo de RF antes de terminar en el ánodo. En el caso 2 de la figura 3.13., los electrones se encuentran un campo de RF de dirección igual a la de ellos y son acelerados debido a la energía que absorben de dicho campo de RF. Así, los electrones chocan contra el cátodo y disipan su energía en forma de calor, por lo que ya no absorben energía del campo de RF. Esto provoca que la energía entregada a las cavidades sea mayor que la energía cedida a los electrones. La capacidad de manejo de potencia de un magnetrón está determinada por su capacidad de disipación de calor en el cátodo [5] [14] [15] [16] [17].

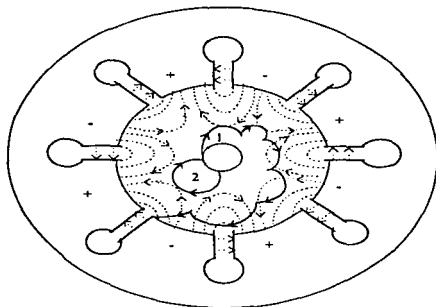


Figura 3.13 Trayectoria de los electrones que se dirigen del cátodo al ánodo en un magnetrón de onda progresiva.

3.6 DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES

Recientes avances en la fabricación de materiales semiconductores han incrementado la aplicación de estos dispositivos de estado sólido en las comunicaciones para microondas. Estos semiconductores son usados como la base de osciladores, amplificadores, detectores moduladores y mezcladores entre otros. La tendencia de estos dispositivos semiconductores es ampliar el intervalo de frecuencia utilizado, es decir emplearlos en el rango de frecuencias de microondas superior. Además, estos dispositivos tienden a basarse en principios nuevos con iguales o diferentes estructuras [5] [14].

Algunos de estos dispositivos semiconductores y sus principales características se mencionan a continuación :

Transistor Bipolar de Unión (TBJ): Son utilizados como osciladores y amplificadores entre otras aplicaciones y su frecuencia de operación es de hasta 10 GHz con eficiencias que dependen de la frecuencia. Cuentan con una potencia de salida de aproximadamente 1.5 W a 10 GHz y de hasta 120 W a 1 GHz para onda continua. Actualmente los TBJ son de silicio del tipo *npn* debido a que la movilidad de los electrones es mayor que la de los huecos.



Transistor de Efecto de Campo (FET): Este es esencialmente un resistor controlado por voltaje y puede operar en la banda X (de 8 a 12 GHz) como oscilador y amplificador. Su ventaja sobre el TBJ es su baja figura de ruido, alta impedancia de salida y mayor eficiencia. Su operación depende del material semiconductor utilizado ya sea silicio (Si) o arseniuro de galio (GaAs) siendo este último el preferido. Actualmente los MESFET (transistores de efecto de campo a base de semiconductor de metal) planares de arseniuro de galio son usados en la mayor parte de las aplicaciones de microondas y se han observado en éstos oscilaciones cercanas a los 60 GHz.

Diodos Túnel: Estos dispositivos suelen llamarse diodos inversos debido a un efecto de resistencia negativa el cual permite que estos sean usados como amplificadores y osciladores de baja potencia a las frecuencias de microondas más bajas. El material más usado es el germanio (Ge) aunque se han estudiado otros materiales como el arseniuro de galio y el silicio. Además, estos dispositivo tiene otras aplicaciones tales como detectores, mezcladores y conversores de frecuencia.

Dispositivos de Electrones de Transferencia (TED): Son dispositivos de dos terminales utilizados como osciladores y amplificadores. Estos dispositivos no tienen uniones *pn* o compuertas. Los materiales más investigados son el arseniuro de galio (GaAs) tipo *n* y el fosforo de indio (InP) tipo *n*, donde las eficiencias ideales son del 30 y el 40 % respectivamente. Entre este tipo de dispositivos se encuentra el DIODO GUNN y el DIODO DE ACUMULACIÓN LIMITADA DE CARGA ESPACIAL (LSA). Los primeros son usados a frecuencias de hasta 100 GHz con capacidades de potencia de salida de hasta 10 W a las frecuencias de microondas más bajas, ya que la potencia de salida disminuye rápidamente conforme la frecuencia aumenta. El segundo tipo de estos dispositivos tiene una frecuencia de operación de hasta 20 GHz para el GaAs y frecuencias mayores para el InP. En general la frecuencia de operación para los TED va desde menos de 1 GHz hasta más 100 GHz.

Dispositivos de tiempo de tránsito de avalancha y de inyección de barrera: Existen tres dispositivos que operan de esta manera, el diodo IMPATT (Tiempo de tránsito de avalancha debida a ionización por impacto), el diodo TRAPATT (Tránsito activado por avalancha de plasma atrapado) y el diodo BARITT (inyección por barrera y tiempo de tránsito).

Los diodos IMPATT pueden ser fabricados de germanio, silicio o arseniuro de galio, con frecuencias de operación mayores a 100 GHz. Su potencia de salida para onda continua (CW) va desde 10 W para las frecuencias más bajas hasta 0.10 W a frecuencias de 100 GHz, con una eficiencia del 30%. Los dispositivos de silicio presentan las mayores capacidades de potencia de salida, mientras que los de arseniuro de galio presentan menor ruido. Estos dispositivos pueden ser utilizados como osciladores de alta frecuencia y amplificadores.

Los diodos TRAPATT son utilizados para la generación de microondas y su frecuencia de operación es de 0.5 a 10 GHz debido a que producen mayores niveles de ruido. Estos



GENERACIÓN, AMPLIFICACIÓN Y DETECCIÓN DE MICROONDAS

tienen los más altos niveles de potencia de todos los semiconductores, con potencias máximas de 500 W a las frecuencias más bajas y 100 W a las frecuencias más altas. Su eficiencia de CD a RF es de aproximadamente un 75 % a las frecuencias más bajas.

Los diodos BARITT limitan su uso a frecuencias de operación de 3 a 12 GHz debido a su baja potencia de salida, su baja eficiencia y su ancho de banda relativamente pequeño. Estos dispositivos presentan menores cifras de ruido que los diodos IMPATT y son utilizados en osciladores locales y detectores de microondas.

Dispositivos de electrónica cuántica: En estos dispositivos se encuentran los MASER (Amplificación de Microondas por Emisión Estimulada de Radiación), los cuales aprovechan las características cuánticas de la materia para la generación y amplificación de microondas. Su característica principal es su ruido extremadamente bajo, el cual es causado por la emisión espontánea a partir del material paramagnético. Estos dispositivos se emplean como amplificadores de señales débiles en enlaces satelitales y radioastronomía, y como osciladores con frecuencias muy exactas [5] [14].



CAPITULO 4

MODULACIÓN

4.1 INTRODUCCIÓN

La voz humana abarca un rango de aproximadamente 100 Hz a 5 KHz, para transmitir esta señal por un canal se hace pasar por un traductor el cual la convierte en una señal eléctrica. La transmisión de esa señal tiene dos problemas primordiales; el primero es que si varias estaciones de radio quisieran transmitir la señal por un canal como lo es el espacio libre, ocurrirían interferencias debido a que la frecuencia de transmisión de cada radiodifusora sería la misma (100 Hz - 5kHz).

El segundo problema es que para tener una radiación eficiente a bajas frecuencias, éstas deben de ser radiadas por una antena con longitud mayor ó igual a un décimo de la longitud de onda de la señal radiada, es decir ;

$$L_{ant} \geq \lambda/10$$

Así, para frecuencias de 5 KHz se tendría que tener una antena de 60 Km. la cual es demasiado grande, en cambio para frecuencias grandes por decir de 5 MHz se tienen antenas del orden de 6 m. lo cual es más razonable.

Para este tipo de problemas se recurre a un proceso llamado *modulación*. En la modulación, los parámetros de una señal generalmente de alta frecuencia senoidal $c(t)$ llamada portadora son modificados por la señal banda base $m(t)$, estos parámetros son la amplitud, frecuencia y fase[18].

4.2 MODULACIÓN

Las microondas son señales de radio y son una forma de energía electromagnética que se propaga a través del espacio a la velocidad de la luz. La onda de radio tiene tres características fundamentales :

- 1).- Amplitud
- 2).- Frecuencia
- 3).- Fase



MODULACIÓN

Para transmitir la señal es necesario considerar varios aspectos, entre estos están el considerar dos señales, la que servirá de moduladora y la que servirá de portadora. La moduladora es el mensaje el cual es aleatorio y modula a la señal portadora. La señal portadora es una onda continua de frecuencia fija y amplitud igual. La frecuencia de la portadora es de mucha importancia ya que a diferentes frecuencias interactúan de diferentes maneras con el ambiente físico. En la modulación la información es impresa sobre la onda portadora variando ya sea su amplitud, frecuencia o fase, o alguna combinación de estas.

Existen dos tipos de modulación :

- 1).- Modulación analógica
- 2).- Modulación digital.

que se describen a continuación.

4.3 MODULACIÓN ANALÓGICA

Esta modulación consiste en la variación de los parámetros de la onda de radio que es continua. Dentro de las más familiares están :

- Modulación en amplitud AM
- Modulación en frecuencia FM
- Modulación en fase PM

4.3.1 MODULACIÓN EN AMPLITUD AM

En este tipo de modulación la amplitud de la señal portadora de alta frecuencia $c(t)$ es alterada en función de la señal de banda base $m(t)$, trasladando el espectro de frecuencia a una frecuencia de $\pm \omega_c$ (ver figura 4.1.a.)

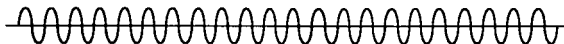
4.3.2 MODULACIÓN EN FRECUENCIA FM

Aquí, el parámetro que varía es la frecuencia de la señal portadora de alta frecuencia $c(t)$ en proporción de la señal de banda base $m(t)$. (ver figura 4.1.b.)

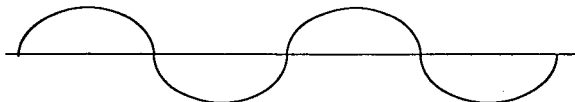


4.3.3 MODULACIÓN EN FASE PM

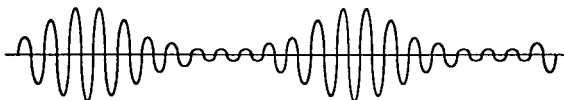
Para este tipo de modulación, la fase de la señal portadora de alta frecuencia $c(t)$ es modificada en proporción a la señal banda base $m(t)$. (Ver figura 4.1.c.[18].)



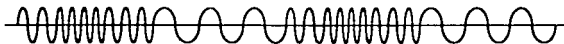
Portadora de alta frecuencia $c(t)$



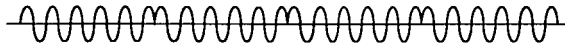
Señal banda base $m(t)$



a) Amplitud Modulada



b) Frecuencia Modulada



c) Fase Modulada

Figura 4.1. Modulación en Amplitud, Frecuencia y Fase.



4.4 MODULACIÓN POR CODIFICACIÓN DE PULSOS PCM

El rango de voz que se puede transmitir por una línea telefónica abarca las frecuencias de 30 a 3400 Hz, esta frecuencia se determinó en base a estudios que demostraron que en ese rango de frecuencias se concentra la mayoría de la información disponible en una señal normal de voz y además porque permite una utilización eficiente de las líneas de transmisión existentes previas al empleo de la técnica PCM [19]. Por lo tanto la señal analógica se limita a su banda de frecuencias utilizando un filtro paso banda de 30 a 3400 Hz y entonces se muestra para generar un tren de pulsos con amplitud modulada (PAM), estas amplitudes son cuantificadas y convertidas en señales digitales mediante un codificador y es entonces que se obtiene una señal PCM, lo que implica que para la formación de una señal PCM se lleva a cabo en tres fases :

1. Muestreo
2. Cuantificación
3. Codificación

4.4.1 MUESTREO

La teoría de muestreo dice que si una forma de onda posee un espectro de frecuencia limitado a un rango finito, no es necesario conocer sus valores a cada instante con el fin de especificarla completamente. Es decir, con solo algunas muestra representativas de la señal podemos reconstruir la señal original.

Según Nyquist :

Si una función continua $f(t)$ no contiene componentes de frecuencia mayores a F Hz, entonces la función puede ser completamente representada por sus valores a intervalos no mayores de $1/2f$ segundos.

Puede verse que después del muestreo la señal ya no es continua pero los valores de las muestras aun no son digitales, ya que estos se encuentran en un rango continuo y pueden tomar cualquier valor dentro de este. Además, cada muestra representa la magnitud de la señal original lo que se conoce como Modulación por Amplitud de Pulsos (PAM) ver figura 4.2. [19].

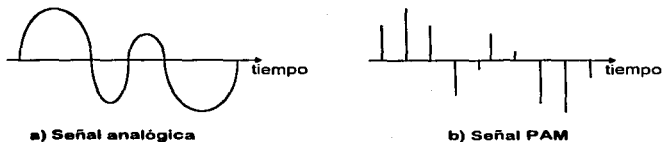


Figura 4.2 Muestreo de una señal analógica.

La frecuencia de muestreo (f_m) a utilizar debería ser según Nyquist el doble de la frecuencia máxima de la señal, lo que nos daría como resultado 6800 Hz dado que :

$$f_{\max} = 3400 \text{ Hz} \quad \text{y} \quad f_m = 2 \times f_{\max} = 6800 \text{ Hz}$$

Internacionalmente se adoptado como frecuencia de muestreo 8000 Hz. Esta es mayor al exigido por el teorema del muestreo porque permite el uso de filtros que no requieren una característica de corte abrupta y por lo tanto son más sencillos y baratos.

Con esta frecuencia de muestreo, significará que tardará 125 μs en volver a tomar la siguiente muestra, dado que :

$$T = 1/8000 ; T = 125 \mu\text{s}$$

4.4.2 CUANTIZACIÓN

Esta etapa consiste en asignar a las amplitudes de las muestras tomadas el valor más próximo de un número finito de intervalos de cuantización, reemplazando así su valor original.

En otras palabras la cuantización es el proceso que consiste en representar en una escala binaria los valores digitales asignados a una magnitud analógica. Si, por ejemplo, tenemos un intervalo cuyos límites sean 0.5 y 1.5, el punto medio de este intervalo será 1.0. A todo valor de la señal que caiga por encima de este valor medio se le asignará el valor del límite superior (en este caso 1.5), por el contrario a todo valor de la señal que caiga por debajo de el valor medio se le asignará el límite inferior (en este caso 0.5). Lo peor que nos puede suceder, es que el valor de la señal caiga exactamente en el valor medio (en este caso 1.0) y se le asigne el valor digital del límite superior, ocasionando con esto un error de cuantificación máximo (que en este ejemplo es 0.5).



A cada intervalo se le denomina paso de cuantificación y a los límites de cada paso se les llama valores de decisión, el número de pasos de decisión esta determinado por el número de bits que formarán la palabra digital con la que ha de representarse cada valor de amplitud, es decir, si utilizamos una palabra digital de 3 bits se tendrán $2^3 = 8$ niveles de cuantización o valores de decisión. [19]. Ver figura 4.3

Al asignar a un conjunto de valores de la señal muestreada un mismo valor digital nos genera un error, al cual se le conoce como error de cuantificación y tiene un valor máximo de la mitad de un paso de cuantificación (como ya se vio en el ejemplo anterior). En la práctica los sistemas PCM cuentan con 256 ($2^8 = 256$) niveles de decisión derivados del empleo de 8 dígitos binarios los cuales están organizados en 128 niveles positivos y 128 niveles negativos.[20].

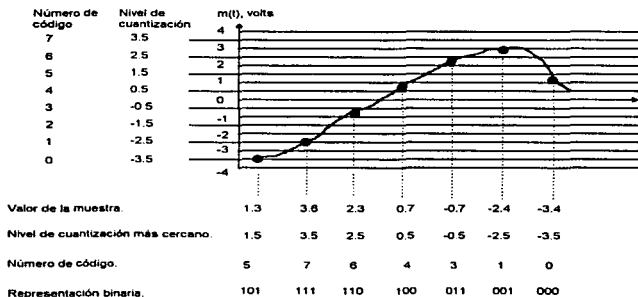


Figura 4.3. Cuantización.



4.4.3 CODIFICACIÓN

El codificador es la parte del sistema PCM que genera los números binarios que representarán los valores cuantificados de las muestras. La tensión de la muestra que va a ser codificada es comparada con tensiones de referencia generadas progresivamente en un convertidor digital analógico de tal forma que en cada paso del proceso de codificación la tensión de referencia se aproxima a la muestra, la magnitud de la muestra es representada por un código binario de 8 bits.

Actualmente existen dos leyes para la codificación de señales PCM :

- ley μ
- ley A

El sistema original T1 de la BELL utilizaba un compansor bajo la ley μ de codificación con la siguiente ec. matemática [19]:

$$Y = \frac{\log(1 + \mu x)}{\log(1 + \mu)} \quad \text{para } \mu=100 \quad (\text{ec. 4.1})$$

Recomendaciones posteriores de la CCITT para el sistema de 24 canales abandonaron el compansor y utilizaron una ley no lineal de codificación con un valor de $\mu=255$. En los sistemas de telefonía actualmente empleados en México se utiliza la ley de codificación A cuya expresión matemática es la siguiente [19]:

$$Y = \frac{1 + \log x}{1 + \log A} \quad \text{para } 1/A < x < 1$$
$$Y = \frac{A * x}{1 + \log A} \quad \text{para } 0 < x < 1/A \quad \text{donde } A = 87.6 \quad (\text{ec. 4.2})$$

Si asignamos a los intervalos de cuantificación un código inicial en forma consecutiva tenemos para la amplitud menor el código 00000000 y para la amplitud máxima 11111111. Si se numeran los pasos de cuantificación a partir de la línea cero para pasos positivos y negativos de +0 a +127 y de -0 a -127 y además se acuerda que los números iniciados con 1 son positivos y los iniciados con cero son negativos se obtiene un código binario simétrico, y debido a que las amplitudes pequeñas aparecen con más frecuencia (+0 = 10000000, -0 = 00000000, +1 = 10000001, -1 = 00000001) originando que aparezcan una serie de grandes ceros lo cual no es conveniente por razones de recuperación de reloj, por este motivo se ideó un mecanismo que evitará esta confusión.



MODULACIÓN

El mecanismo consiste en un código binario con cambio de signos alternados comenzando del bit más significativo al menos significativo, esto es, todos los bits pares se van a cambiar si es 0 a 1 y si es 1 a 0. Así para una amplitud +0 corresponde un código 11010101 y para una amplitud +1 corresponde un código 11010100.

A partir del código se puede saber para cual segmento corresponde la amplitud codificada, el primer bit de la palabra codificada de 8 bits marca el signo + ó -, los bits 2,3 y 4 indican en que segmento cae la muestra (dado $2^3 = 8$ segmentos) y los bits 5, 6, 7 y 8 designan los 16 pasos para cada segmento de cuantificación en donde cae la muestra ($2^4=16$). [20]. Ejemplo :

código	1	011	0101
pos.		segm.	nivel

4.5 MODULACIÓN DIGITAL

Este tipo de modulación consiste en que la variación de los parámetros de la onda de radio se efectúa en forma de cambios discretos(en pasos, niveles o pulsos). Dentro de las muchas técnicas desarrolladas podemos dividir las en dos partes :

- Sistemas binivel
- Sistemas multinivel

4.5.1 SISTEMAS DE MODULACIÓN DIGITAL BINARIA

Dentro de estas las técnicas más comunes son:

- Modulación por desplazamiento en amplitud ASK
- Modulación por desplazamiento en frecuencia FSK
- Modulación por desplazamiento en fase PSK

4.5.1.a MODULACIÓN POR DESPLAZAMIENTO EN AMPLITUD ASK

Aquí, la amplitud de la portadora de alta frecuencia conmuta entre dos o más valores en respuesta al código PCM. Ver figura 4.4. [21].

Algunas características de este tipo de modulación son :

- Circuitos sencillos
- Tasa de error promedio inferior a las anteriores



4.5.1.b MODULACIÓN POR DESPLAZAMIENTO EN FRECUENCIA FSK

En este tipo de modulación, la frecuencia en un instante de tiempo de la señal portadora $c(t)$ se conmuta entre dos o más valores en función del código PCM. Ver figura 4.4.

Algunas características de este tipo de modulación son :

- Tasa de error promedio aceptable
- Requiere de una banda de frecuencias ancha

4.5.1.c MODULACIÓN POR DESPLAZAMIENTO EN FASE PSK

En este tipo de modulación la fase de la portadora cambia entre dos valores, separados por π radianes con cada nuevo dígito binario, es decir, consiste en cambiar la fase de una portadora senoidal de 0 grados a 180 grados dependiendo de una señal unipolar. Esto es equivalente a una señal PM con una forma de onda digital y también semejante a una señal modulada en DSB-SC. Esto se puede observar en la figura 4.4 [22]. Para PCM binario se emplea un desfaseamiento de 180° debido a que esto hace más simple el diseño del modulador.

Algunas ventajas de este tipo de modulación son :

- Tasa de error promedio aceptable
- Circuitos sencillos
- Poco ancho de banda
- Posibilidad de modulación multifásica

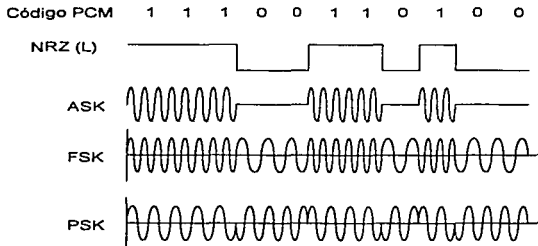


Fig. 4.4 Modulación ASK, FSK y PSK.



4.5.2 SISTEMAS DE MODULACIÓN DIGITAL MULTINIVEL

Son aquellos en los cuales las señales digitales con más de dos niveles de modulación son permitidos. En la figura 4.5 podemos observar el esquema general de los sistemas multinivel.

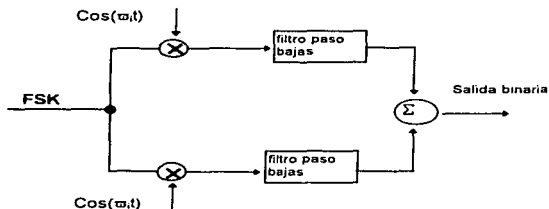


Figura 4.5. Detección coherente (síncrona).

Dentro de las técnicas más características están :

- Modulación por desplazamiento en fase por cuadratura QPSK
- Modulación en amplitud por cuadratura QAM

4.5.2.a .CONMUTACIÓN DE FASE CUATERNARIA QPSK

Se puede considerar que al usar un transmisor PM para obtener una modulación PSK podemos aumentar los niveles de transmisión considerando un arreglo multinivel para una modulación con cuatro fases comúnmente conocida como QPSK. Ver el diagrama de la figura 4.6.

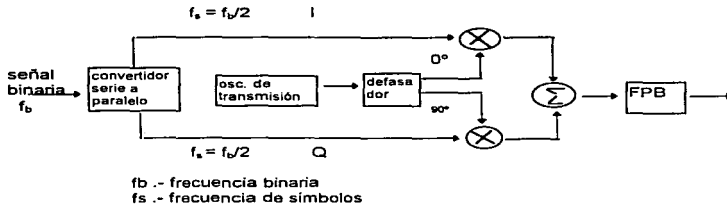


Figura 4.6. Modulador QPSK.

De la figura 4.6 el convertidor serie a paralelo transforma el tren de bits con una velocidad f_b en dos patrones de bits paralelos con velocidad f_s y el espectro de banda base de los patrones paralelos I y Q tienen la misma forma que el patrón entrante, pero sus lóbulos serán de la mitad de f_b . El oscilador genera la onda portadora sin modular, la cual onda pasa a través de un defasador que nos entrega dos portadoras una de 0° y otra de 90° y estas son multiplicadas por nuestras señales I y Q respectivamente lo que da como resultado una traslación en frecuencia.

Las bandas base (I y Q) son simétricas y sólo pueden tomar valores de +1 y -1, por lo tanto, ambas portadoras ya moduladas se dicen que son ortogonales. Una vez sumadas (en el sumador) obtenemos la señal modulada a cuatro fases en cuadratura, la cual es limitada en su banda por un filtro paso bajas [23].

La fase de la portadora cambia entre cuatro valores de fase distintos donde los símbolos son:

00, 01, 10, 11

4.5.2.b. CONMUTACIÓN EN AMPLITUD MODULADA QAM

En la búsqueda de una mayor eficiencia en el uso del espectro de frecuencias para poder transmitir mayor cantidad de información, se consideran los esquemas multiestados. La técnica de modulación en multifase, es una extensión de la modulación en cuatro fases en conmutación, la cual se aplica para obtener la señal modulada en QAM.



Donde la señal de información binaria con una velocidad de f_b se separa en dos trenes de símbolos y a continuación seguirá un convertidor de banda base de L niveles, el cual convertirá el patrón $f_b/2$ en varias señales AM con L niveles L , donde la frecuencia de los símbolos dependerá de $f_s = f_b/2$ y la eficiencia espectral estará determinada por $\log_2 L$. En la figura 4.7. se observa el diagrama de bloques de este tipo de modulación.

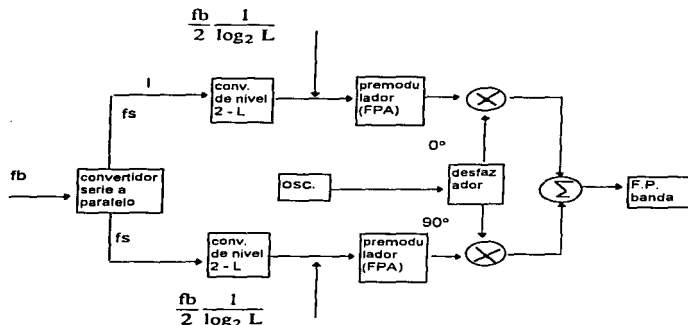


Fig 4.7. Diagrama de bloques de un modulador multiestado QAM.

Por ejemplo si se desea una señal modulada con 16 estados se tendrá una eficiencia de 4 bps., lo que implica que f_s se tenga que convertir a señales de banda base con cuatro niveles es decir:

$$f_s = \frac{f_b}{2} \frac{1}{\log_2 L} \quad (\text{ec. 4.3})$$



En la gráfica 4.8 se encuentra resumido el avance que se ha tenido con respecto a los tipos de modulación digital.

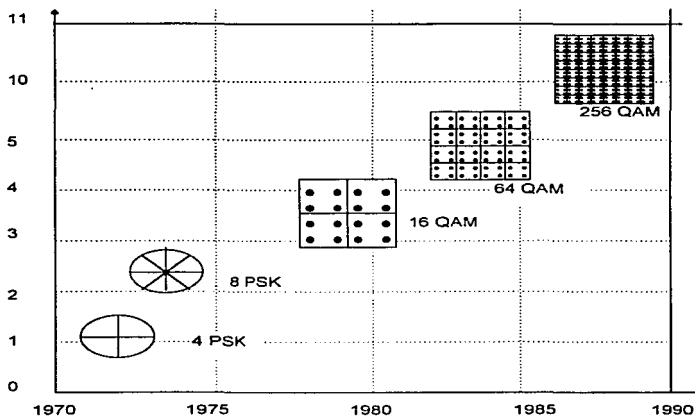


FIGURA 4.8 DESARROLLO DE LAS TÉCNICAS DE MODULACIÓN, DONDE EL EJE HORIZONTAL REPRESENTA LOS AÑOS Y EL VERTICAL LA EFICIENCIA DE TRANSMISIÓN DADA EN bits/Hz



4.5.3. ELECCIÓN DE LA TECNICA DE MODULACIÓN

Existen tres aspectos principales a considerar :

- 1). Conocer la eficiencia espectral dada de acuerdo a los requerimientos del número de megabits por un ancho de banda dado.
- 2). Considerar el costo y la complejidad del equipo.
- 3). Considerar la potencia de transmisión necesaria.

Las diferentes técnicas de modulación pueden ser comparadas de acuerdo al ancho de banda según Nyquist y a los requerimientos de potencia usados, definiendo como potencia de ruido de la portadora(carrier to noise power ratio) a W , de acuerdo a la siguiente ecuación :

$$W = 10 \log \left(\frac{W_{in}}{W_n f_n} \right) \quad (\text{ec. 4.4})$$

donde:

W_{in} .- es la máxima señal de potencia recibida(es el valor más alto de la potencia promedio durante cualquier ciclo de potencia).

W_n .- Es la densidad de potencia de ruido a la entrada del receptor.

f_n .- Es el ancho de banda numéricamente igual a la velocidad de bits de la señal binaria antes del proceso de modulación.

La eficiencia espectral definida por la FCC es de 4.5 bps/Hz. En la practica, los sistemas están por lo regular por debajo de este limite.

Otro punto importante en considerar, es la relación E_b/N_0 que es el equivalente a la tasa de error promedio (BER) donde E_b es la energía por bit y N_0 es la densidad de ruido en dB. En la figura 4.9 se muestra está relación [9].



MODULACIÓN

BER 10^{-6}

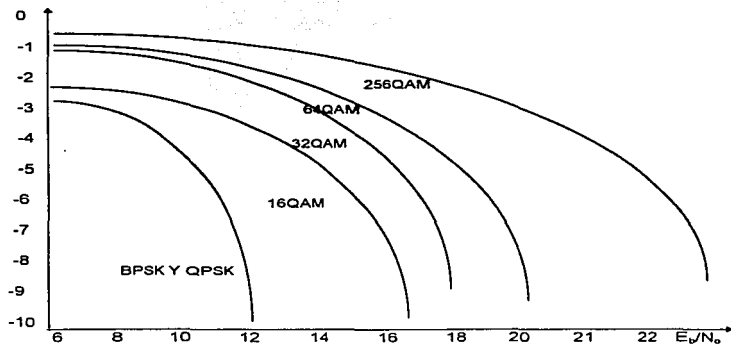


Figura 4.9 Tasa de error para diferentes tipos de modulación comparada con E_s/N_0 .

En la tabla 4.1 se muestran algunos valores que nos permitirán comparar el ancho de banda utilizado por los diferentes esquemas de modulación y la E_s/N_0 .

SISTEMA	ANCHO DE BANDA DE NYQUIST	E_s/N_0 (dB) PARA UN BER 10^{-3}	E_s/N_0 (dB) PARA UN BER 10^{-6}
2 FSK	B	≈ 11.3	≈ 14.2
8 FSK	B/3	≈ 7.1	≈ 10
2 PSK	B	≈ 7.5	≈ 10.9
4 PSK	B/2	≈ 8.2	≈ 11.2
8 PSK	B/3	≈ 11.5	≈ 14.5
16 QAM	B/4	≈ 10.6	≈ 14.8
32 QAM	B/5	≈ 13.8	≈ 16.3
64 QAM	B/6	≈ 15.3	≈ 19.2
256 QAM	B/8	≈ 19.8	≈ 22.3

TABLA 4.1 ANCHO DE BANDA Y E_s/N_0 PARA DIFERENTES ESQUEMAS DE MODULACIÓN [8].



4.6 TÉCNICAS DE MULTIPLEXAJE

En la mayoría de las aplicaciones es preferible transmitir simultáneamente varias señales, esto se debe principalmente a la reducción de costos. Actualmente existen dos técnicas ampliamente usadas para realizar esto; Multiplexaje por División del Tiempo (TDM) y Multiplexaje por División de Frecuencia (FDM). FDM aprovecha que el ancho de banda útil del medio de transmisión excede los requerimientos del ancho de banda de una señal dada, mientras que TDM aprovecha que la velocidad del medio de transmisión excede los requerimientos de velocidad de una señal dada [24].

4.6.1 MULTIPLEXAJE POR DIVISIÓN DE FRECUENCIA FDM

Esta consiste en que varias señales mensaje se trasladan por medio de la modulación a diferentes localizaciones espectrales y se suman para formar una señal de banda base, además se pueden transmitir por un sólo canal utilizando sólo un proceso de modulación [25]. Un esquema general de esta técnica se muestra en la figura 4.10.

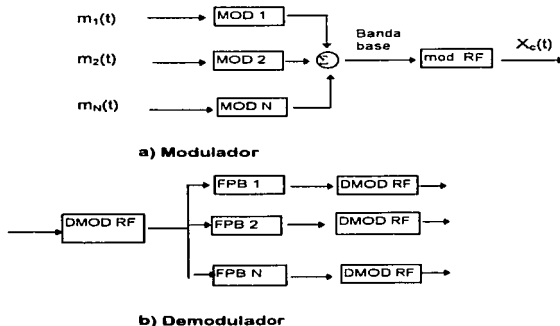


Fig 4.10 Multiplexaje por división de frecuencia. a) Modulador y b) Demodulador [25].

MODULACIÓN



Para ambos Estados Unidos (Bell System Standart) y Europa (CCITT, Comité Consultor Internacional de Telegrafía y Telefonía) un esquema estándar de multiplexaje son 12 canales de voz de 4 kHz desde 60 hasta 108 kHz. Para enlaces de más alta capacidad ambos, la Bell y la CCITT definen grupos más largos de canales de 4 kHz [24]. En ambos casos la frecuencia de voz es restringida a menos de 4 KHz y los canales de voz son espaciados también 4 KHz.

Mientras mejor sea la calidad del equipo de audio, este ancho de banda suministrará una excelente inteligibilidad de la voz y una transmisión más económica. La primera jerarquía consiste en la modulación de 12 circuitos de voz, lo cual se conoce como un grupo y ocupa un ancho de banda de 48 kHz. Ver figura 4.11. La siguiente jerarquía consiste en la modulación de 5 grupos donde cada grupo es tratado como una unidad formando así un supergrupo con un ancho de banda de 240 kHz. La siguiente y más alta jerarquía es conocida como grupo maestro y consta de 10 supergrupos con un ancho de banda de 2.4 MHz (de acuerdo a Bell Systems), o cinco supergrupos con un ancho de banda de 1.2 MHz (de acuerdo con la norma CCITT) y es utilizada cuando la transmisión puede soportar el ancho de banda. [7] [26]. El ancho de banda de la banda base estará determinado por la suma del ancho de banda de las señales moduladas más la suma de las bandas de seguridad.

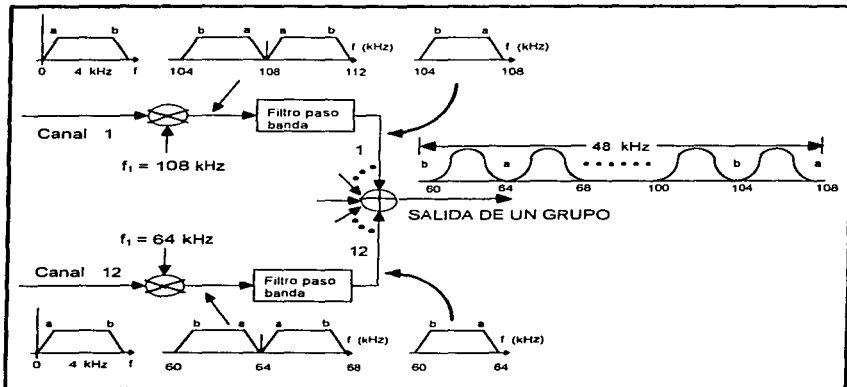


Figura 4.11 Formación de un grupo para FDM.

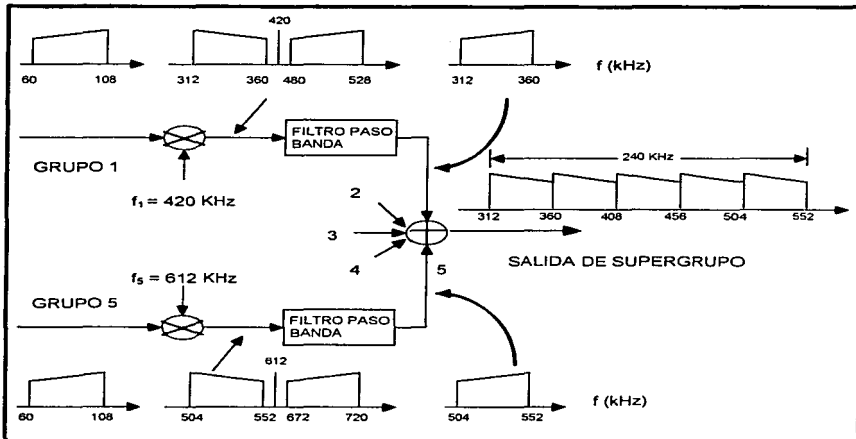


Figura 4.12 Formación de un supergrupo para FDM.

4.6.2 MULTIPLEXAJE POR DIVISION DEL TIEMPO TDM

Considerando que las fuentes de datos han sido muestreadas a una velocidad mayor o igual a la indicada por Nyquist, un conmutador se encargará de entrelazar estas muestras secuencialmente para formar la señal de banda base y a la salida del canal la señal de banda base se de multiplexará con el uso de otro conmutador, donde la operación apropiada de esta técnica es dependiente de una adecuada sincronización entre los conmutadores [25]. El esquema de este tipo de multiplexaje se aprecia en la figura 4.13.

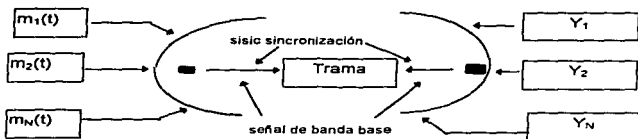


Fig 4.13 Multiplexaje por División de Tiempo.

En este tipo de multiplexaje el tiempo se divide en periodos fijos, cada uno de los cuales se asigna a un canal, la conjunción de estos canales forman lo que se conoce como trama. El multiplexaje se puede realizar según la longitud de los elementos transmitidos ya sea por bit, byte o bloque con longitud de N bits, para formar el canal básico se utiliza el byte (8 bits). Para una velocidad de muestreo de 8000 Hz y una representación binaria de 8 bits por canal tendremos una velocidad de canal básico de $8000 \times 8 = 64$ kbps.

Para Estados Unidos y Japón la estructura básica de la trama agrupa 24 canales cada uno con 7 bits por canal más un octavo bit que es usado para señalización y supervisión de funciones, así, $24 \times 8 = 192$ bits de datos y señales de control por trama. Un bit final es sumado para establecer y mantener la sincronización dando un total de 193 bits por trama. Dado que el periodo de muestreo es de 8000 Hz la velocidad de datos requerida es de 1.544 Mbps para un sistema T_1 . A la multiplexación de 4 T_1 se le conoce como T_2 , a la multiplexación de 7 T_2 se le conoce como T_3 y a la multiplexación de 6 T_3 se le conoce como T_4 . Ver figura 4.14.

En los países que se rigen bajo los estándares de la CCITT la trama esta conformada por 32 canales (30 canales de datos y 2 canales de información para sincronización y señalización) con una velocidad por canal de 64 kbps que es a lo que se le conoce como un sistema de tipo E_1 . Ahora bien, si tenemos un total de 32 canales necesitaremos una velocidad de trama de $64000 \times 32 = 2.048$ Mbps que es lo se conoce como un sistema E_2 . En cuanto al número de bits transmitido tendremos $32 \times 8 = 256$ bits con una duración de trama de 256 bits/2048 kbps = $125\mu s$. A la multiplexación de 4 sistemas E_1 se le conoce como E_2 , a la multiplexación de 4 E_2 se le conoce como E_3 y a la multiplexación de 4 E_3 se le conoce como E_4 . Ver figura 4.15.

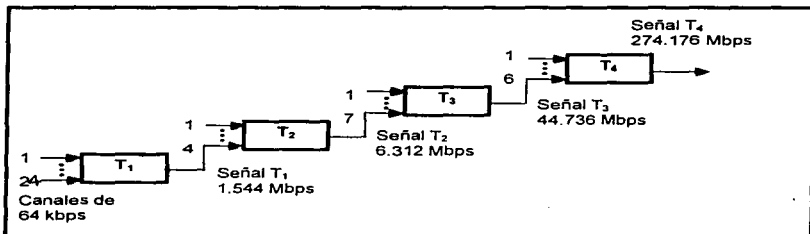


Figura 4.14. Jerarquía Digital (Bell System Standar).

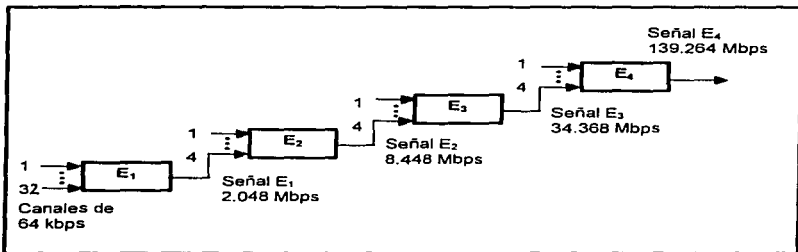


Figura 4.15. Jerarquía Digital (CCITT).



4.6.3 COMPARACIONES

La ventaja básica de los sistemas FDM es su simplicidad de puesta en operación, aunque tiene la desventaja de presentar problemas de intermodulación que dan como resultado lo que se conoce como diáfonía entre los canales de banda base. Este problema puede resolverse aplicando TDM, pero la desventaja de éste, es que cuando no existe tráfico en una terminal, se desperdicia una ranura de tiempo de salida. Las ranuras de salida se van llenando de Información secuencialmente, pero cuando no hay datos que transmitir se utilizan caracteres de relleno. No se puede saltar u omitir una ranura de tiempo debido a que ambos, el extremo transmisor y el extremo receptor están sincronizados y saben el orden de los paquetes, es decir quien los manda y hacia adónde van dirigidos ya que los datos por sí mismos no llevan una identificación que indique su origen. Si se llegará a omitir una ranura de tiempo, el receptor quedaría fuera de fase interpretando el origen de los caracteres siguientes incorrectamente. De aquí se observa que si las terminales no tuvieran información por transmitir, la eficiencia del sistema sería baja, desperdiciando así la capacidad de la línea de salida [7].



CAPITULO 5

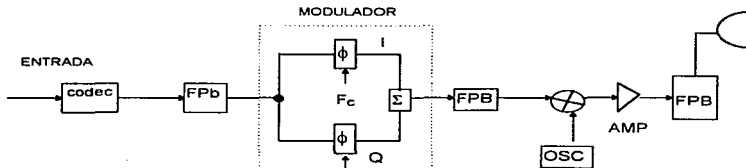
EQUIPOS DE MICROONDAS

5.1 INTRODUCCIÓN

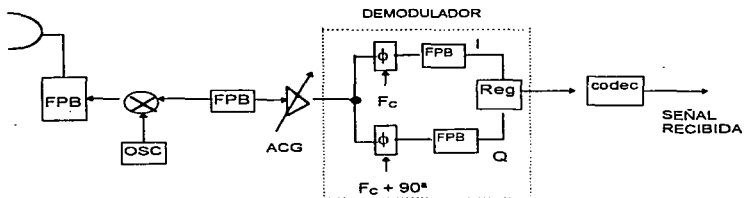
Con la aparición de nuevas técnicas de modulación y la necesidad de optimar el espectro de frecuencias, los equipos de microondas se han modificados persiguiendo el ideal de trabajar a mayores velocidades con pocas pérdidas; para lograr este objetivo se considera desde las técnicas de modulación empleadas hasta el ruido existente en el equipo y el medio de transmisión, así como las diferentes etapas que sufre la señal para poder ser transmitida y recibida. El diseño del nuevo equipo deberá de mejorar los problemas presentados en los anteriores equipos. En el capítulo presente se exhibirán en forma general las etapas por la cual pasa la señal para poder ser transmitida y recibida, así como el equipo representativo existente que se está gestionando en la actualidad.

5.2 ETAPAS DE TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN

Las etapas por las cuales pasa una señal para poder ser transmitida y recibida via microondas se pueden observar en la figura 5.1.



a.- transmisor



b.- Receptor

FIGURA 5.1 Sistema de bloques de radio digital

La parte de transmisión de la figura 5.1 inciso "a" está integrada en forma general por :

- Interface de entrada
- Modulación
- Transmisión
- Filtrado

5.2.1 INTERFACE DE ENTRADA

Esta interfaces se encuentra conformada por:

- a) Convertidor de Código.

Este circuito convierte el código de entrada HDB3, AMI (para 2, 8 y 34 MBITS) o CMI (para 140 MBITS) a código binario.



EQUIPOS DE MICROONDAS

b) Aleatorizador (SCRAMBLER).

Transforma la señal codificada a una secuencia aleatoria para evitar grandes números de ceros, unos o patrones repetitivos consecutivos para así prevenir errores de recuperación del reloj y obtener un espectro de modulación con una densidad uniforme.

c) Extractor de Reloj.

Este circuito recobra la señal de reloj de información digital.

d) Generador SIA (AIS).

Este circuito produce una señal cuadrada con la frecuencia de reloj, de tal forma que si se llega a perder la señal digital de información entrante o su reloj, se pueda restablecer la señal.

5.2.2 ETAPA DE MODULACIÓN

La función principal de esta etapa es convertir la señal codificada en uno de los esquemas de modulación (como QPSK, QAM u otros), para su transmisión; esta etapa se encuentra compuesta por las siguientes partes:

a) Codificador diferencial.

El propósito de este tipo de codificación es el de evitar el uso de una portadora en el demodulador con fase absoluta [23].

b) Generador de frecuencia intermedia (F.I)

Genera una señal de 70 MHz, con una diferencia de 90° de fase entre ellas y con las cuales vamos a alimentar el modulador.

c) Modulador

Este circuito, el cual es un multiplexor recibe las cuatro portadoras de F.I. de 70 MHz, con diferencia de 90° de fase entre ellas y los dos patrones digitales codificados diferencialmente que las convierte al esquema de modulación seleccionado.



5.2.3 ETAPA DEL TRANSMISOR

Su función de esta etapa es la de transmitir la señal modulada anteriormente haciéndola pasar por las siguientes partes.

a) **Amplificador de F.I**

Aquí el nivel de la señal modulada es aumentado con el fin de tener mayores posibilidades de que la señal llegue al receptor.

b) **Oscilador local.**

El oscilador local (sintetizador), nos entrega la señal de frecuencia de RF requerida y con el nivel necesario para excitar al mezclador.

c) **Mezclador**

Convierte la señal de F.I, modulada a la frecuencia final de R.F y a la salida del mezclador se tiene un filtro pasa banda para suprimir las armónicas.

d) **Amplificador de Potencia.**

El circuito recibe la señal de R.F. modulada en fase con el mezclador vía un filtro pasa banda y se encarga de elevar su nivel de potencia al nivel final requerido a la salida.

5.2.4 ETAPA DE FILTRADO

La función de estos filtros es la de limitar la banda del espectro de frecuencia de la señal de R.F. modulada en fase que se envía hacia la antena y la que se recibe de ella.

5.3. RECEPCIÓN

En la etapa de recepción este proceso es inverso; tomando en cuenta que consta casi de las mismas partes que en la etapa de transmisión, se puede considerar que la parte de recepción esta compuesta por :



- Recepción de la señal
- Demodulación
- Interfaces de salida

5.3.1 RECEPCIÓN DE LA SEÑAL

Esta parte se desglosa de la siguiente manera :

a) **Amplificador de bajo ruido**

La señal de recepción proveniente de la antena vía el filtro pasa banda de R.F. se le va a elevar su nivel mediante un amplificador, el cual ha sido optimizado su acoplamiento de entrada para una figura de ruido baja [23].

b) **Oscilador Local**

Consiste de un oscilador controlado por voltaje, que nos entrega la señal de frecuencia de R.F. y con el nivel adecuado para excitar al mezclador.

c) **Mezclador.**

Este realiza la misma función que en la etapa de transmisión.

d) **Amplificador de F.I.**

Realiza la amplificación de la señal recibida a través del control de ganancia del amplificador (CAG)

5.3.2 ETAPA DE MODULACIÓN

La función de esta etapa, consiste en volver a generar el código de la señal original realizando el proceso inverso del modulador, para esto sigue el procedimiento que a continuación se enuncia.

a) **Amplificador de F.I.**

La señal de F.I. que entrega el receptor de R.F. se aplica a un amplificador de varias etapas con control automático de ganancia, el cual nos va a dar un nivel de salida constante para diferentes niveles de recepción o por desvanecimiento durante el rango del C.A.G.



EQUIPOS DE MICROONDAS

b) Regenerador de Portadora.

Para la demodulación de la señal de F.I. recibida se necesita de una portadora con fase fija; para ello se toma parte de la señal a la salida del amplificador de F.I. y se multiplica por cuatro y en este proceso desaparece la modulación en fase.

c) Demodulador.

Este circuito por un lado recibe del amplificador la señal de F.I. modulada en fase y por otro lado recibe las cuatro portadoras de F.I. con diferencia de fase de 90° entre ellas con las cuales vamos a demodular la señal entrante, obteniendo a la salida dos señales digitales que corresponden a los patrones digitales codificados diferencialmente del lado de transmisión.

d) Extractor de reloj

El patrón digital a la salida del demodulador, es utilizado como señal de referencia para la extracción de reloj.

e) Regenerador, Decodificador Diferencial y Combinador.

Las dos señales provenientes del demodulador son regeneradas primero y luego, con auxilio del reloj recién extraído se descodifican para finalmente combinar ambos patrones digitales y obtener la señal digital.

5.3.3 INTERFACE DE SALIDA.

Esta etapa consiste en la entrega de la señal original lo más parecida posible y se puede desglosar en las siguientes partes :

a) Desaleatorizador

Recibe la señal digital binaria aleatorizada y la convierte nuevamente al patrón original del información digital.

b) Regenerador de Señal con Pseudo-Errores y Detector de Errores.

El regenerador de señal con pseudo-errores, realiza exactamente la misma función que anteriormente realizaban el regenerador, el decodificador y el combinador, creando pseudo-errores (vía un reloj que obtiene un desfaseamiento intencional respecto al reloj extraído [23].



EQUIPOS DE MICROONDAS

c) Convertidor de Código.

Una vez que se ha obtenido el patrón original de información se procede a convertir la señal binaria al código AMI, HDB3 o CMI según se requiera en el equipo múltiplex terminal.

5.4 EQUIPO REPRESENTATIVO PARA MICROONDAS DIGITALES

Dentro de la gran gama de equipo que existe se pretende presentar algunas características técnicas que presentan mayor avance técnico, para este análisis se desglosan de la siguiente forma:

- Moduladores
- Amplificadores
- Filtros
- Cables y conectores

5.4.1 MODULADORES

Como ya se ha mencionado la modulación es la parte en la cual la señal es modificada en algunas de sus características físicas (fase, amplitud y frecuencia). En la tabla 5.1 y la tabla 5.2 se muestran algunas de las características de este tipo de equipos

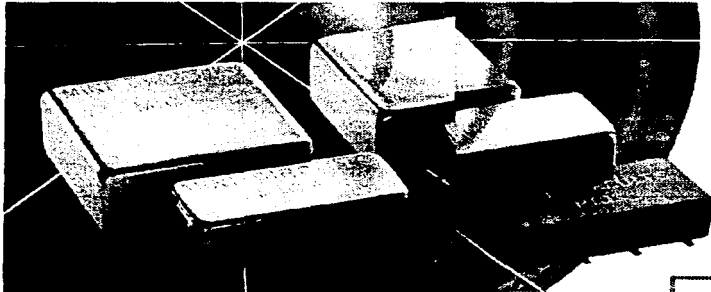


Figura 5.1 Modulador tipo I-Q marca Mini-Circuits.



MODELO	FREQ MHz		MODULADORES CONV. LOSS dB		CARRIER REJ (-dBc) TYP	SIDE BAND REJ (-dBc) TYP
	f_L	f_U	x'	σ		
MIQA-21M	20	23	6.2	0.14	50	40
MIQC-895M	868	895	8.0	0.10	40	40
MIQY-140M	137	143	5.8	0.20	34	36
			DEMULADORES		AMP UNBAL (dB)	PHASE UNBAL (DEG)
			x'	σ		
MIQA-21D	20	23	6.1	0.10	0.15	0.7
MIQC-895D	868	895	8.0	0.20	0.15	1.5
MIQY-140D	137	143	5.5	0.25	0.10	0.5

TABLA 5.1 Características técnicas de moduladores y demoduladores marca Mini-Circuits [27].

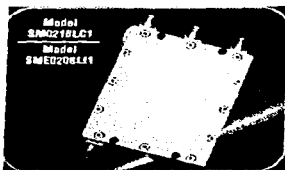


Figura 5.2 Modulador SSB marca Mini-Tek

FREC. (GHz)	CONV. LOSS (11 dB Max)	MODULADORES MODELO SSB I/Q SM0218LC1			
		f_o -1F (15 dB Min)	f_o (25 dB Typ)	f_o -21F (20 dB Typ)	f_o -31F (12 dB Typ)
8	9.2	21.1	36.5	40.8	13.6
14	9.6	22.8	31.1	43.7	12.0
18	9.7	21.9	21.3	37.1	11.8

TABLA 5.2 Características técnicas de moduladores marca MITEQ [27].



5.4.2 AMPLIFICADORES

Dentro de esta gama la variedad es muy amplia pero de igual forma se tomaran algunos equipos representativos para describir sus características técnicas, que se pueden observar en la tabla 5.3 y tabla 5.4 que se presentan a continuación :



Figura 5.3 Amplificador marca Mini-Tek.

AMPLIFICADOR ZVE- 8G								
RANGO DE FREC.(GHz)	GANANCIA (dB)		POTENCIA (dB _m)		RANGODINAMICO		VSWR IN/OUT	DC POWER V I
	Min	FLN MaX	Min	OUT MaX In	NF(dB)	IP(dB _m)		
2 - 8	30	+2.0	+30*	+20**	4	40	2.0 : 1	+12(v) 2(A)

TABLA 5.3 Características técnicas de un amplificador marca Mini- Circuitos donde FLN = Flatness, IP = Intercep point, * =At 25° C +29 dB_m typ. at +90° C case, **= sin carga [27].

MODELO	FREC. (GHz)	GAIN (dB)		NF Max (dB)	VSWR max IN/OUT
		Min	Max		
AFS3-04000800-ULN	4-8	24	1.0	1.0	2.0 : 1
AFS30800120014ULN	8-12	22	1.0	1.4	2.0 : 1
AFS3120018002BULN	12-18	20	1.5	2.8	2.0 : 1

TABLA 5.4 Características técnicas de los amplificadores marca MITEQ donde el rango dinámico tiene como especificación 1dB gain [27].



EQUIPOS DE MICROONDAS

5.4.3 CABLES Y CONECTORES

Los sistemas de transmisión que se basan en los esquemas de enlaces punto a punto, de mediano ó largo alcance con capacidades de transmisión de E1, E2, E3 y E4, por lo regular utilizan pares coaxiales de 1.2/4.4 mm ó 2.6 / 9.5 mm, donde la máxima distancia permisible promedio entre dos regeneradores es de 4 Km, pero si se utilizan cable coaxial del tipo 2.6 / 9.5 mm su capacidad podrá aumentar hasta 9 Km. Algunas características técnicas de estos tipos de cables coaxiales se muestran en las tablas siguientes.

(A)

Conductor central RCD nominal	Diámetro de aislamiento	Diámetro exterior	Impedancia nominal	Velocidad de propagación nominal	capacitancia nominal	Atenuación	
mm pulg	mm pulg	mm pulg	Ω	%	pF/m	FREC. MHz	dB / 100m
0.89 19x33	5.0 0.198	7.75 0.305	75	66.0	68.7	1.00	0.7
						10.00	2.1
						100.00	6.7
						200.00	9.5
						400.00	13.5

(B):

Dimensión exterior	Resistencia conductor Par / Coax	Impedancia nominal Par / Coax	Atenuación Pares		Atenuación Coaxiales	
mm	Ω /Km	Ω	Frec. MHz	dB / 100m	Frec. MHz	dB / 100m
14.5 x 16.7	83.5 105.0	100.0 75.0	10 31 100	6.56 11.80 22.00	10 200 700	2.8 9.7 18.2

(C)

Radio mn de curvatura	Tam de operación	Número de fibras	Diámetro exterior nominal	Atenuación	Apertura numérica	ϕ del núcleo	Ancho de banda	ϕ de revestimiento	ϕ de la protección
mm	$^{\circ}$ C			850/1300nm		μ m	nm	μ m	μ m
150	-10 a 60	4 8 12 18	6.0 7.0 7.5 8.0	3.2/0.9dB/Km	0.275+ 0.015	62.5+-.3	160/500 MHz-Km	125+-.3	900

TABLA 5.5 CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DE CABLES COAXIALES (A) PARA VIDEO, (B) PARA VOZ, DATOS Y VIDEO, (C) FIBRA OPTICA PARA REDES DE DISTRIBUCIÓN [28].



EQUIPOS DE MICROONDAS

Los conectores dependerán del tipo de servicio y cable a utilizar, por ejemplo en la tabla 5.6 se presentan algunos tipos.

SISTEMA DE TRANSMISIÓN E1	CONECTOR FÍSICO EN LA INTERFAZ E1	TIPO DE CABLE EN INTERFAZ E1
Manejador de línea (line driver)	Par metálico	<ul style="list-style-type: none">• Par trenzado• Par metálico balanceado/no balanceado
Manejador de línea	BNC	Cable coaxial
Fibra óptica	BNC	Cable coaxial
Microondas	BNC	Cable coaxial

TABLA 5.6 CONECTORES DE ACUERDO AL TIPO DE SISTEMA.

5.5 EQUIPOS QUE TRABAJAN EN LAS BANDAS BAJA, MEDIA Y ALTA

Existen varios equipos que trabajan en estas bandas, aunque en la mayoría de los equipos se definen principalmente por su capacidad de manejo de información, para el diseño de estos equipos son considerados varios factores como lo son temperaturas críticas, estados de humedad altos, todos estos basados en los estándares internacionales que proponen los límites permisibles para la transmisión de señales de voz, datos y actualmente video, todo esto con el fin de que los equipos puedan trabajar en cualquier tipo de región.

Dentro de los equipos considerados que trabajan en las bandas bajas se encuentra el modelo 600 de NEC que es un sistema de radio digital para microondas, considerado para trabajar bajos volúmenes de 4 o 8 Mbps entre las bandas de 1.5 y 2.6 GHz, esta familia de equipos cuenta con las características mencionadas en la tabla 5.7 y 5.8.



BANDAS DE RF	1427 A 1535 MHz 1700 A 1900 MHz 2100 A 2300 MHz 2308 A 2481 MHz 2486 A 2686 MHz
INTERFACE DIGITAL CCITT G.703	4 Mbps (2 E1) 8Mbps (4 E1 o 8.448 Mbps)
MODULACIÓN	4 PSK
DEMODULACIÓN	DETECCIÓN COHERENTE
CANALES DE SERVICIO	2 (DSC / SERVICIO DE CANAL DIGITAL)
MEDIOAMBIENTE • TEMPERATURA • HUMEDAD	0° C a +50 °C POR ARRIBA DEL 95% (DENTRO DE UN RANGO DE TEMPERATURA DE 5A 45°C)
CONSUMO DE POTENCIA	
OPERACIÓN DUPLEX (2TRX + BB UNIT)	30 dB _m POTENCIA DEL TX APROX. 85 Watts 36 dB _m POTENCIA DEL TX APROX. 125 Watts
OPERACIÓN DUPLEX w/o (1TRX + BB)	30 dB _m POTENCIA DEL TX APROX. 45 Watts 36 dB _m POTENCIA DEL TX APROX 65 Watts

TABLA 5.7 CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DEL MODELO 600 DE NEC [29].

SALIDA DEL TRANSMISOR	NF. EN EL RECEPTOR A LA ENTRADA	ESTABILIDA D DE FRECUENCI A	NIVEL DE ENTRADA EN EL RECEPTOR PARA BER 1 X 10⁻³
TIPICO + 30 dB _m + 36 dB _m	3.0 dB	+ - 10 ppm	4 Mbps - 95dB _m 8 Mbps - 91dB _m
GARANTIZADO +30 dB _m +1.5/-1.0 dB +36 dB _m +1.5/-1.0 dB	Max 3.5 dB	Max +- 20 ppm	4 Mbps -93 dB _m 8 Mbps -89 dB _m

TABLA 5.8 CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DEL MODELO 600 DE NEC [29].

EQUIPOS DE MICROONDAS

Para las bandas media y alta se consideran los siguientes equipos, de los cuales sus características técnicas se presentan en las tablas 5.9, 5.10, 5.11, 5.12 y 5.13

<i>INTERFAZ DE TRAFICO</i>	REC. G.703 CCITT
<i>CÓDIGO DE CANAL</i>	ALEATORIZACIÓN Y CONVERSIÓN GRAY DE 2 Y 4 NIVELES
<i>INTERFAZ DE ALARMA</i>	RS232C(V.24) Y RELÉS
<i>INTERFAZ DE CANAL DE SERVICIO</i>	4 HILOS, 600 Ω, MARGEN DE FRECUENCIA 0.3-3.4 KHz
<i>MONOTORIZACIÓN DE LA CALIDAD</i>	REC. G.821 CCITT
<i>ALIMENTACIÓN CC</i>	39 - 72 v(20-58 v OPCIONAL)
<i>CONSUMO DE POTENCIA</i>	MENOR DE 34 Watts
<i>CONDICIONES AMBIENTALES</i>	-40°C+55°C(mód. radio/mód antena) -10°C+55°C(mód. acceso)
<i>HUMEDAD</i>	menos de 100% R.H.(mód radio/mód antena) 5- 90 %(mód acceso)

TABLA 5.9 CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS GENERALES DE LA FAMILIA DEMINI-LINK C DE ERICSSON [30].



EQUIPOS DE MICROONDAS

Especificación de algunos datos técnicos de equipos que trabajan en algunas de las bandas de la familia MINILINK-C de ERICSSON.

MINILINK 15-C			
BANDA DE FRECUENCIAS	14.5 -15.35 GHz		
ESTABILIDAD DE FRECUENCIA	+ 15 ppm		
MODULACIÓN	4 FSK		
POTENCIA DE SALIDA RF	ESTÁNDAR +18dB _m ALTA POTE. +25dB _m		
UMBRAL DEL RECEPTOR			
CAPACIDAD	DESVIACIÓN	BER	
	Bps/Hz	10⁻³	10⁻⁶
2 Mbps	1.0	-93dB _m	-89 dB _m
4	1.25	-87	- 83
8	1.25	-84	- 80
16	1.25	-81	- 77
GANANCIA DE ANTENA			
0.6 m : 37 dB,			
1.2 m : 42 dB,			

TABLA 5.10 CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DEL MINILINK 15-C DE ERICSSON [30].

MINILINK 23-C			
BANDA DE FRECUENCIAS	21.6-23.6 GHz		
ESTABILIDAD DE FRECUENCIA	+15 ppm		
MODULACIÓN	4 FSK		
POTENCIA DE SALIDA RF	ESTÁNDAR +20dB _m		
UMBRAL DEL RECEPTOR			
CAPACIDAD	DESVIACIÓN	BER	
	Bps/Hz	10⁻³	10⁻⁶
2 Mbps	1.0	-92 dB _m	-88 dB _m
4	1.25	-86	- 82
8	1.25	-83	- 79
16	1.25	-80	- 76
GANANCIA DE ANTENA			
0.3m : 34 dB,			
0.6 m : 40 dB,			
1.2 m : 46 dB,			

TABLA 5.11 CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DEL MINILINK 23-C DE ERICSSON [30].


EQUIPOS DE MICROONDAS

MINILINK 23-C		
BANDA DE FRECUENCIAS	37.00 - 39.50 GHz	
ESTABILIDAD DE FRECUENCIA	+/- 15 ppm	
MODULACIÓN	4 FSK	
POTENCIA DE SALIDA RF	ESTÁNDAR +15dB _m	
UMBRAL DEL RECEPTOR		
CAPACIDAD	DESVIACIÓN	BER
	Bps/Hz	10⁻³ 10⁻⁴
2 Mbps	1.0	-87 dB _m -83 dB _m
4 Mbps	1.25	81 dB _m 77 dB _m
8 Mbps	1.25	-78 dB _m -74 dB _m
16 Mbps	1.25	-75 dB _m -71 dB _m
GANANCIA DE ANTENA		
0.3m : 39 dB _i		
0.6m : 45 dB _i		

TABLA 5.12 CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DEL MINILINK 38-C DE ERICSSON [30].

RANGO DE FRECUENCIAS	14.5 - 15.35 GHz	17.7 - 19.7 GHz	21.2 - 23.6 GHz	37.0 - 39.5 GHz
PLAN DE FREQ.	ITU-R Rec 636-2	ITU-R Rec 595-3	ITU-R Rec 936-2	ITU-R Rec 749
CAPACIDAD	4 Mbps, 8Mbps	12, 32, 34 Mbps	8 Mbps, 34 Mbps	2 Mbps, 8 Mbps
SEPARACIÓN ENTRE CANALES		3.5 Mhz (4Mbps) 7. Mhz (8 Mbps)		
ESPACIO RF TX/RX	720 Mhz 420 Mhz	1008 Mhz	1008 Mhz 1232 Mhz	1260 Mhz
FUENTE DE ALIMENTACIÓN		-48 V DC (-20 a -72 V)		
CONSUMO DE POTENCIA		Aprox 60 W (IDU Y ODU)		
RANGO DE TEMPERATURA		ODU -30 a +50°C IDU 0° a + 50°C		
POTENCIA DE SALIDA MEDIDA EN LA ANTENA	+23 dB _m	+23 dB _m	+23 dB _m	+15 dB _m
ESTABILIDAD DE FRECUENCIA		+/- 5 ppm		
MODULACIÓN		4 PSK		
NIVEL DE UMBRAL				
BER 10 ⁻³ @ MB	-90.5 dB _m	-89.5 dB _m	-87.0 dB _m	-86.0 dB _m
4 MB	-93.5 dB _m	-92.5 dB _m	-90.0 dB _m	-89.0 dB _m
BER 10 ⁻⁴ @ MB	-87.0 dB _m	-86.0 dB _m	-83.5 dB _m	-82.5 dB _m
4MB	-90.0 dB _m	-89.0 dB _m	-86.5 dB _m	-85.5 dB _m

TABLA 5.13 CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DE LA SERIE PASOLINK DE NEC [29].



EQUIPOS DE MICROONDAS

Para alta capacidad existen equipos que pueden trabajar de 140 Mbps hasta 256 Mbps en diferentes bandas de frecuencia un ejemplo característico es el presentado en la tabla 5.14 y 5.15 de NEC de la familia 700.

MODULACIÓN	16 QAM
CAPACIDAD	140 Mbps
FRECUENCIA INTERMEDIA	70 MHz
IMPEDANCIA IF IN/OUT	75 Ω
NIVEL DE IF IN/OUT	-3 dB _m
NIVEL DE ENTRADA NOMINAL DE RF	-34 dB _m
NIVEL DE ENTRADA EN EL R _x PARA BER 10 ⁻⁴	-76.0 dB _m
BER 10 ⁻⁷	-70.5 dB _m
POTENCIA DE ALIMENTACIÓN DC	-24 V (-20 A -35 V) -48 V (-35 A -75 V)

TABLA 5.14 CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DE LA FAMILIA NEC 700 [29].

BANDA DE FRECUENCIA	3.600 A 4.200 GHz (CCIR REC 635 ANEX)		6.430 A 7.110 GHz (CCIR REC 384-3)		7.725 A 8.225 GHz	
	TÍPICO	GARANTIZADO	TÍPICO	GARANTIZADO	TÍPICO	GARANTIZADO
ESTABILIDAD DEL OSCILADOR LOCAL	+ 3 ppm	+ 5ppm	+ 3 ppm	+ 5ppm	+ 3 ppm	+ 5ppm
RESPUESTA EN FRECUENCIA (17.5 MHz)	0.5 dB	1.0 dB	0.5 dB	1.0 dB	0.5 dB	1.0 dB
AGR EN RECEPTOR	55 dB	≥ 50 dB	55 dB	≥ 50 dB	55 dB	≥ 50 dB
IF IN/OUT 17.5 MHz	32 dB	≥ 26 dB	32 dB	≥ 26 dB	32 dB	≥ 26 dB
NF EN RECEPTOR	3.0 dB	≤ 4.0 dB	3.5 dB	≤ 4.5 dB	3.5 dB	≤ 4.5 dB

TABLA 5.15 CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DE LAS BANDAS EN QUE TRABAJA LA FAMILIA NEC 700 [29].

Se puede resumir todas estas tablas de acuerdo a su progreso en cuestión de capacidad de transmisión, lo cual se puede observar en la gráfica 5.4 y en la tabla 5.16.

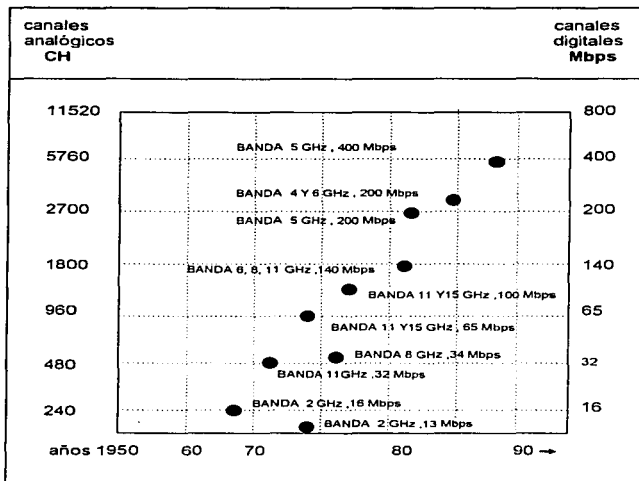


FIGURA 5.4 EVOLUCIÓN Y EQUIVALENCIA DEL USO DE LAS BANDAS RESPECTO AL USO DE CANALES DIGITALES O VELOCIDADES BINARIAS.



BANDA DE FRECUENCIA GHz	RECOMENDACIÓN CCIR	CAPACIDAD DIGITAL Mbps
2	283-5	≤70
4	382-5	34-140
4	635-1	90,140,200
6	383-4, 384-5	140
7	385-4	140
8	386-3	65-90
11	387-5	140
13	497-3	34-65
15	636-1	70-140
17.7-19.7	592-2	34,140,280
21.2 - 23.6	637	34,140

TABLA 5.16 RELACIÓN DE BANDAS DE FRECUENCIA CON SUS RESPECTIVAS VELOCIDADES BINARIAS DE ACUERDO CON LAS RECOMENDACIONES DEL CCIR.



CAPITULO 6

EFFECTOS DE PROPAGACIÓN

6.1 INTRODUCCIÓN

La propagación de las microondas es un proceso por el cual es posible transmitir cualquier tipo de información por el espacio libre. Aunque para fines de simplificación y entendimiento de la propagación el espacio libre se define como un medio homogéneo sin corrientes o cargas conductoras presentes y sin objetos que absorban o reflejen la energía de microondas, existen factores que afectan fuertemente a estas señales principalmente a frecuencias mayores de 10 GHz, como son la lluvia, el vapor de agua y de oxígeno, los fenómenos de refracción atmosférica, la difracción por obstáculos y las reflexiones por la superficie de la tierra. El impacto de éstos y otros parámetros tales como la distancia y la frecuencia hacen que se tomen en cuenta ciertos márgenes de atenuación para el cálculo de un enlace de transmisión de microondas [5] [12] [31].

6.2 PÉRDIDA EN EL ESPACIO LIBRE

La pérdida en el espacio libre de ondas de radio es la atenuación que sufren estas ondas en su trayectoria del transmisor al receptor, es decir el alcance de propagación está limitado únicamente por la pérdida que sufre la señal a medida que ésta se aleja de la fuente de radiación de RF. Esto se debe a que la señal irradiada por una antena se distribuye en áreas cada vez mayores llamadas frentes de onda esféricos ocasionando que la potencia que llega al receptor sea sólo una pequeña parte de la emitida por el transmisor, lo cual lógicamente dependerá de la distancia entre estas dos antenas. Como se observa, se está considerando que la atmósfera es uniforme y no hay obstáculos entre el transmisor y el receptor.

Así, para una transmisión entre una fuente isotrópica (es decir que radia la misma energía en todas direcciones) y un receptor isotrópico (que recibe energía igual de todas direcciones) los cuales no son físicamente realizables pero nos permiten avanzar en la teoría de propagación, la pérdida en el espacio libre L_p , para una distancia d de separación entre estas dos antenas isotópicas será [5] [9] [12] [31] [32] :



EFFECTOS DE PROPAGACIÓN

$$L_p = \frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{ec. 6.1})$$

donde: L_p = Pérdida en el espacio libre o razón de potencias (P_t/P_r).

λ = Longitud de onda.

d = Longitud de la trayectoria.

expresando la ecuación anterior en dB

$$L_p = 20 \log \frac{4\pi d}{\lambda} \quad (\text{ec. 6.2})$$

es decir :

$$L_p = 32.4 + 20 \log f + 20 \log d \quad (\text{ec. 6.3})$$

donde: L_p = Pérdida en el espacio libre, dB.

f = Frecuencia, MHz.

d = Longitud de la trayectoria, km.

La figura 6.1 es un nomograma para la rápida determinación de la atenuación en base a cálculos de la ecuación 6.3. Sin embargo, si a ésta pérdida en el espacio libre se le agrega la ganancia que nos proporcionarán las antenas transmisora y receptora, la ecuación resultante será :

$$L_p = 32.4 + 20 \log f + 20 \log d - G_{TX,db} - G_{RX,db} \quad (\text{ec. 6.4})$$

donde: $G_{TX,db}$ = Ganancia en la antena transmisora en dB.

$G_{RX,db}$ = Ganancia en la antena receptora en dB.

La ganancia de las antenas depende de la frecuencia que se está utilizando y del diámetro de éstas.

En la figura 6.2 se muestra un nomograma para calcular la atenuación en el espacio libre tomando en cuenta la ganancia de nuestras antenas transmisora y receptora.

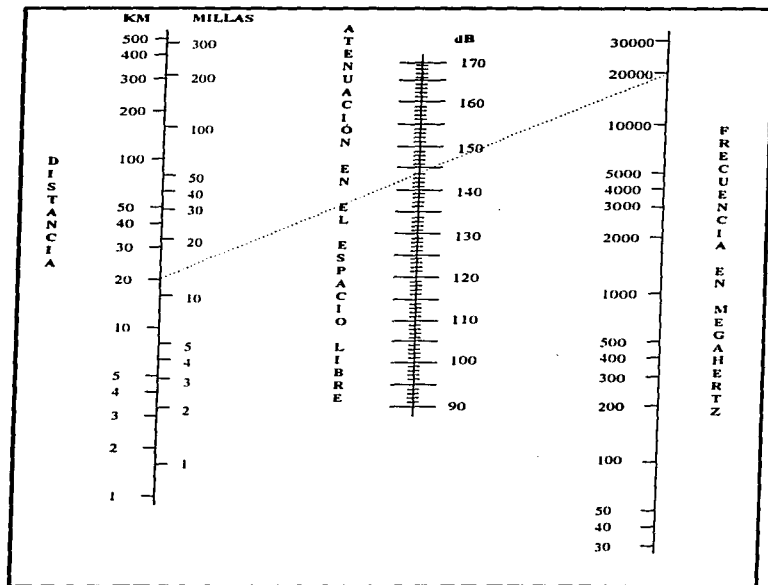


FIGURA 6.1 NOMOGRAMA PARA EL CÁLCULO DE LA ATENUACIÓN EN EL ESPACIO LIBRE.

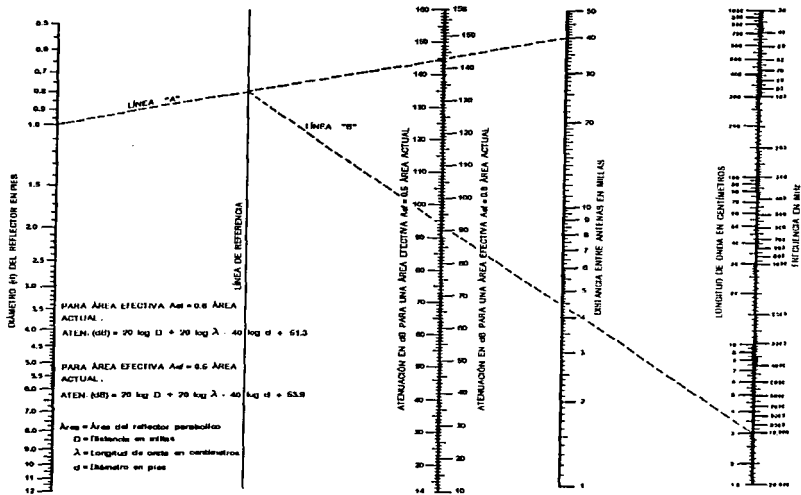


FIGURA 6.2 NOMOGRAMA PARA EL CÁLCULO DE LA ATENUACIÓN EN EL ESPACIO LIBRE TOMANDO EN CUENTA LA GANANCIA DE LAS ANTENAS.



6.3 ATENUACIÓN POR LLUVIA

La atenuación por lluvia en la banda de 2 GHz no tiene gran importancia, pero para la banda de frecuencias de 11 GHz en adelante representa severos problemas que deben tomarse en cuenta al diseñar un enlace de microondas. La pérdida de la intensidad de la energía electromagnética se debe a que la longitud de onda de esta energía es comparable a la separación entre moléculas en el espacio libre, entrando así en resonancia y causando la absorción de la energía electromagnética. La atenuación depende de la *intensidad de la lluvia* y del tamaño de las gotas, como lo han demostrado diversos estudios realizados anteriormente [9] [31] [33] [34].

Debido a la complejidad del problema es que existen diversas distribuciones que determinan la atenuación por lluvia que tolerará el enlace de microondas. Algunas de estas distribuciones son la de Laws-Parsons la cual es una medición empírica tabulada, la de Marshall-Palmer que es similar a la anterior pero con tamaño de gotas ligeramente más pequeñas, la Tipo-Gamma la cual es una expresión matemática y la distribución Normal-logarítmica propuesta por Harden, la cual utiliza gotas más pequeñas.

La tabla I nos da la atenuación como una función de la velocidad de precipitación y de la longitud de onda (o la frecuencia) utilizando la distribución de Laws-Parsons la cual es más comúnmente usada. Además mediante la gráfica mostrada en la figura 6.3 se puede determinar la atenuación debida a la lluvia como una función de la velocidad de precipitación y de la frecuencia utilizando también la distribución de Laws-Parsons [5] [9] [31] [32] [33] [34].

Es importante mencionar que la predicción de los efectos de lluvia dependen del sitio donde se va a instalar el enlace de radio, ya que es obvio que la intensidad del aguacero depende de la zona. Además contando con la localización del enlace y por consiguiente el pronóstico de la cantidad de lluvia, se puede elegir la frecuencia de operación del enlace de microondas para evitar pérdidas innecesarias [33].

Otro factor a tomar en cuenta es la polarización ya que mediante estudios realizados anteriormente se ha encontrado que las ondas polarizadas horizontalmente sufren mayor atenuación que la ondas polarizadas verticalmente, esto se debe a la forma de las gotas y a que éstas están alineadas con un eje de rotación vertical [9].



EFFECTOS DE PROPAGACIÓN

VELOCIDAD DE PRECIPITACIÓN (mm/hora)	λ (cm)	0.3	0.5	1	1.5	2	3	4	5	5.5	6	6.5	7	8	9	10	15
	F (GHz)	100	60	30	20	15	10	7.5	6	5.45454	5	4.61538	4.28571	3.75	3.33333	3	2
0.25		.25	.159	.0349	.0136	.00572	.00172	.000757	.000442	.000309	.000242	.000196	.000162	.000119	.0000939	.0000780	.0000396
1.25		1.29	.764	.210	.0678	.0423	.0116	.00431	.00218	.00160	.00123	.000986	.000809	.000572	.000434	.000350	.000159
2.5		2.19	1.43	.447	.196	.1	.0284	.0101	.00455	.00339	.00257	.00203	.00165	.00112	.000851	.000678	.000294
5		3.68	2.63	.933	.427	.233	.0718	.0252	.0107	.00749	.00554	.0043	.00346	.00234	.00170	.00133	.00055
12.5		7.08	5.46	2.43	1.18	.709	.240	.0848	.0336	.0226	.0159	.0120	.00941	.00586	.00429	.00330	.00128
25		11.7	9.86	4.87	2.49	1.53	.602	.223	.0882	.058	.0383	.0279	.0213	.0127	.00900	.00678	.00247
50		19.6	17	9.59	5.15	3.28	1.45	.590	.235	.152	.0971	.0678	.0499	.0283	.0194	.0142	.00489
100		33.7	29.4	18.4	10.4	6.77	3.43	1.55	.639	.416	.260	.174	.123	.0659	.0432	.0309	.00989
150		46.8	40.9	26.8	15.7	10.2	5.49	2.71	1.13	.739	.472	.313	.214	.11	.07	.0492	.0151

TABLA 6.1 Atenuación en dB/km para varias frecuencias y velocidades de precipitación asumiendo la distribución de Laws-Parsons.

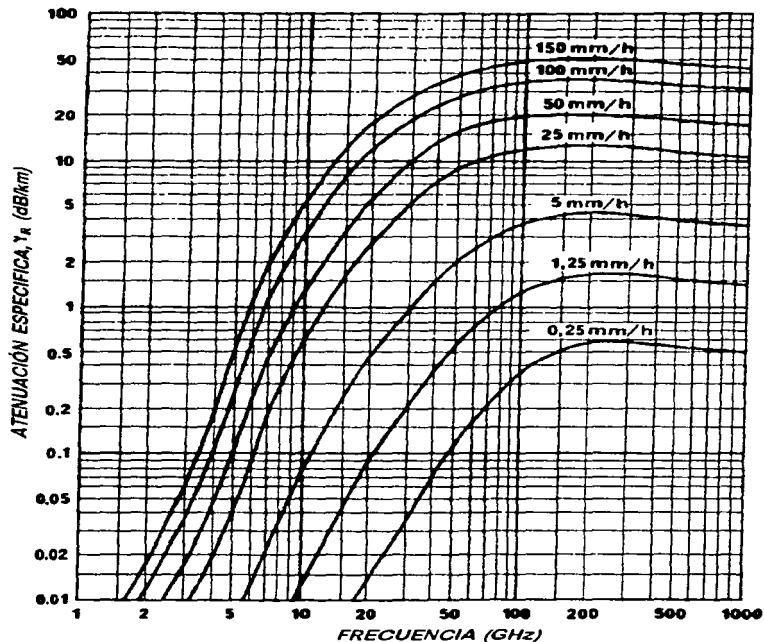


Figura 6.3 Atenuación debida a la lluvia como una función de la velocidad de precipitación y la frecuencia utilizando la distribución de Laws-Parsons.



6.4 ATENUACIÓN POR OXÍGENO Y VAPOR DE AGUA

La absorción molecular en las bandas de longitudes de onda de los centímetros y los milímetros se deben principalmente a el oxígeno y vapor de agua, ya que aunque existen otros gases que tienen líneas de absorción para estas longitudes de onda, ésta en comparación es despreciable.

El oxígeno absorbe energía electromagnética debido a su momento dipolar magnético, es decir, la molécula de oxígeno tiene un momento magnético permanente y la absorción a longitudes de onda milimétricas ocurre debido a la interacción magnética con el campo incidente. Esta interacción produce líneas de absorción con ciertas crestas y valles de atenuación, en donde para frecuencias en la vecindad de 60 GHz y 118.8 GHz la atenuación debida al oxígeno es elevada como se muestra en la figura 6.4 [5] [9] [32] [35].

Van Vleck y Weisskopf [35] desarrollaron la teoría para determinar la dependencia que existe entre la frecuencia y la absorción, la cual depende de *líneas empíricas constantes* que son una función de la temperatura, presión y constitución del gas. Los cálculos de la atenuación debida a la absorción de oxígeno usando la fórmula de Vleck y Weisskopf y las *líneas empíricas constantes* desarrolladas por Meeks y Lilley [35] se ajustan razonablemente con trabajos experimentales desarrollados.

El vapor de agua absorbe energía electromagnética debido a su momento dipolar eléctrico, es decir el vapor de agua es una molécula polar con un dipolo eléctrico el cual interactúa con la radiación incidente para producir líneas de absorción a 22.2 GHz y 183.3 GHz como se muestra en la figura 6.4. Algunos modelos son utilizados para determinar la absorción por vapor de agua aunque estos son más difíciles de estimar debido a la inestabilidad de los parámetros que intervienen [32] [35].

Los valores de atenuación debido al oxígeno y al vapor de agua cambiarán al variar los parámetros meteorológicos. La pérdida debido al oxígeno como ya lo mencionamos depende de la temperatura, la presión y la composición de los gases, y como se puede observar los dos primeros parámetros dependen implícitamente de la altura. Estos factores no varían significativamente de un día a otro, por lo que los modelos para determinar la atenuación por oxígeno son relativamente manejables. Por otro lado, la pérdida debida al vapor de agua depende de la temperatura y de la cantidad de humedad en la atmósfera y aunque la temperatura no varía significativamente a lo largo del día, la humedad sí, y ésta es altamente variable, cambiando de un día a otro y de un lugar a otro, lo que dificulta la estimación de la atenuación debida al vapor de agua [35].

Estas líneas de absorción debidas al oxígeno y al vapor de agua nos permiten escoger las frecuencias adecuadas con las cuales podemos trabajar sin tener una atenuación excesiva. Por ejemplo, para comunicaciones atmosféricas de larga distancia no se recomiendan las frecuencias en la vecindad de 60 GHz y 118.8 GHz, además, es mejor no utilizar frecuencias en la vecindad de 22.2 GHz y 183.3 GHz a menos que existan condiciones ambientales de aire fresco [32] [35].

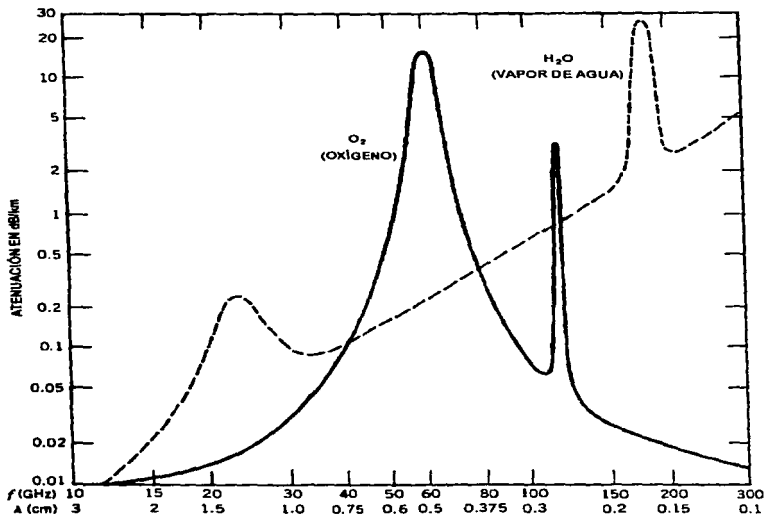


Figura 6.4 Atenuación debida a gases atmosféricos para condiciones normales de temperatura y presión.



6.5 REFRACCIÓN ATMOSFÉRICA

Para los enlaces de línea de vista se tiene la idea errónea de que la comunicación está limitada por el horizonte óptico. Sin embargo, en la práctica debido a la no homogeneidad vertical de la atmósfera las ondas son refractadas a medida que pasan a través de capas atmosféricas de diferentes densidades o diferentes grados de ionización [9].

El fenómeno de refracción atmosférica se debe a la disminución de la presión, temperatura y contenido de vapor de agua (humedad) con el aumento de la altitud, lo que ocasiona que la constante dieléctrica de la atmósfera en condiciones normales la cual combina estas tres propiedades meteorológicas, también disminuya de forma lineal con la altura, de tal manera que el haz tiende a seguir la curvatura de la tierra.

Esta variación de la constante dieléctrica origina que las ondas de radio viajen con diferentes velocidades en las diferentes partes del medio, es decir, debido a que la parte inferior del frente de onda se desplaza en una atmósfera más densa (con un índice de refracción n_1) que la parte superior (cuyo índice de refracción es n_2), su velocidad tiende a ser menor [5] [9] [32].

Como resultado de esta variación de velocidad, el frente de onda se curva hacia abajo un poco (ver figura 6.5) en lugar de desplazarse estrictamente en línea recta, aumentando así el horizonte radioeléctrico. Esta inclinación puede ser encontrada relacionando el radio de la esfera de la tierra y el radio de la esfera delimitada por la curvatura de la trayectoria del haz, cuyos centros coinciden con el centro de la tierra. A la relación entre el radio de la curvatura de la trayectoria del haz r_{TM} y el radio real de la tierra ($r_{TK}=6370$ km) se le conoce como factor K, es decir :

$$K = \frac{r_{TM}}{r_{TK}} \quad (\text{ec. 6.5})$$

El factor K es un escalar por medio del cual se hace un ajuste al radio de la tierra, de tal manera que podamos considerar que la trayectoria del haz es una línea recta, ya que la curvatura relativa entre el haz radial y la tierra no se modifica.

Así, el factor K nos permite cuantificar la curvatura de un haz emitido en una cierta trayectoria y su valor depende de las condiciones atmosféricas que prevalezcan, es decir, el terreno, el lugar y el tiempo.

Debido a que el índice de refracción nos permite determinar la cantidad de desviación que sufre nuestra señal al propagarse por la atmósfera, la ecuación (6.6) que lo representa puede ayudarnos a determinar el valor de K.

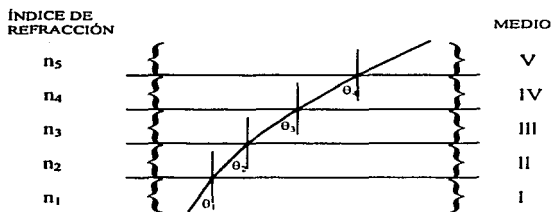


Figura 6.5 Desviación que sufre el haz al disminuir el índice de refracción con la altura.

$$n = 1 + \frac{A}{T} \left(P + \frac{BH}{T} \right) \times 10^{-6} \quad (\text{ec. 6.6})$$

donde : n = Índice de refracción.
 A = Constante = 79 °K/mb.
 B = Constante = 4800 °K.
 P = Presión atmosférica en milibars.
 H = Presión de vapor de agua en milibars.
 T = Temperatura en grados Kelvin.

Cuando el índice de refracción disminuye, este puede ser representado por la ecuación:

$$n = n_0 + \frac{dn}{dh} h \quad (\text{ec. 6.7})$$

donde : n_0 = Índice de refracción del espacio libre = 1
 h = Altura del sobre la tierra

además el factor $\frac{dn}{dh} h$ es pequeño comparado con n_0

Debido a que la presión atmosférica P , la presión de vapor de agua H , y la temperatura T dependen a su vez de la altura h , y tomando como referencia el radio real de la tierra r_{rn} , tenemos la siguiente ecuación :



EFEITOS DE PROPAGACIÓN

$$N = n \left(1 + \frac{h}{r_{TM}} \right) \quad (\text{ec. 6.8})$$

donde : N = Índice de refracción modificado.
 r_{TM} = Radio real de la tierra = 6370 km.

De la ecuación 6.8 se puede observar que el índice de refracción modificado aumenta con la altura.

Sustituyendo la ecuación 6.7 en la ecuación 6.8 obtenemos la siguiente ecuación :

$$N = n_0 + \frac{dn}{dh} h + \frac{hn_0}{r_{TM}} + \frac{h^2}{r_{TM}^2} \frac{dn}{dh} \quad (\text{ec. 6.9})$$

↑ TÉRMINO DESPRECIABLE

Factorizando la ecuación 6.9

$$N = n_0 + hn_0 \left(\frac{1}{n_0} \frac{dn}{dh} + \frac{1}{r_{TM}} \right) \quad (\text{ec. 6.10})$$

$$N = n_0 + hn_0 \left(\frac{r_{TM} \frac{dn}{dh} + n_0}{n_0 r_{TM}} \right) \quad (\text{ec. 6.11})$$

$$\frac{1}{r_{TM}} = \frac{r_{TM} \frac{dn}{dh} + n_0}{n_0 r_{TM}} \quad (\text{ec. 6.12})$$

$$r_{TM} = \frac{n_0 r_{TM}}{r_{TM} \frac{dn}{dh} + n_0} \quad (\text{ec. 6.13})$$

donde : r_{TM} es el Radio de la curvatura de la trayectoria del haz ó Radio de la tierra modificado.



EFECTOS DE PROPAGACIÓN

De la ecuación 6.5 tenemos que :

$$K = \frac{r_{TM}}{r_{TM}} = \frac{n_0}{r_{TM} \frac{dn}{dh} + n_0} \quad (\text{ec. 6.14})$$

Substituyendo valores en la ecuación 6.14

Para $r_{TM} = 6370$ km.

$$\frac{dn}{dh} = -3.66 \times 10^{-4} \quad 1/m \quad \text{Considerando una atmósfera estándar.}$$

$$K = \frac{1}{(6370 \times 10^3)(-3.66 \times 10^{-4}) + 1} = 1.3040$$

$$K \approx \frac{4}{3}$$

Este valor de $K=4/3$ es el más comúnmente usado ya que prevalecen las condiciones de atmósfera estándar, ocurriendo este valor más del 60% del tiempo, sin embargo, existen otros valores de K que hay que tomar en consideración al realizar un enlace de microondas, como se muestra en la figura 6.6 [5] [9] [36].

La altura de las torres se debe determinar tomando en cuenta el radio de la tierra modificado, basándose en las variaciones del factor $K=4/3$ hasta $K=2/3$ según sea el caso. La altura h , que se le debe sumar a la altura final de las torres debido a la refracción atmosférica depende de la distancia que existe entre el mayor obstáculo y las torres, y esta dada por la expresión :

$$h_s = \frac{d_1 d_2}{2r_{TM}} \quad (\text{ec. 6.15})$$

donde : d_1 es la distancia del transmisor al mayor obstáculo, en km.

d_2 es la distancia del receptor al mayor obstáculo, en km.

r_{TM} es el radio de la tierra modificado.

h_s es la altura adicional del obstáculo debida a la curvatura de la tierra.

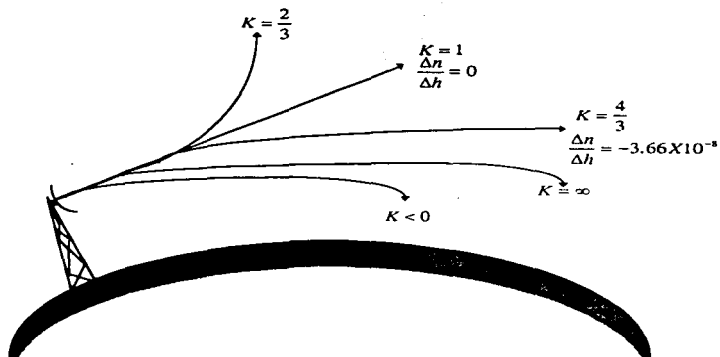


Figura 6.6 Factor K para diferentes condiciones atmosféricas.

Despejando de la ecuación 6.5 al radio de la tierra modificado r_{TK} tenemos que :

$$r_{TK} = Kr_{TK} \quad (\text{ec. 6.16})$$

Substituyendo la ecuación 6.16 en la ecuación 6.15 obtenemos :

$$h_r = \frac{d_1 d_2}{2Kr_{TK}} \quad (\text{ec. 6.17})$$

Substituyendo $r_{TK} = 6370$ km obtenemos que :

$$h_r = 0.07849 \frac{d_1 d_2}{K} \quad [\text{metros}] \quad (\text{ec. 6.18})$$



6.6 ZONA DE FRESNEL

Las señales que se propagan sobre una línea recta son afectadas por diferentes causas en su trayectoria, una de estas son las grandes cubres, edificios muy altos u otros obstáculos similares, que dan como resultado la difracción de la onda al rozar o chocar ésta con los obstáculos, como se muestra la figura 6.7. Este fenómeno es mejor explicado por los conceptos de Fresnel por lo que lleva su nombre. Él consideró que la presencia de la tierra altera las condiciones de propagación ya que existirán dos tipos de ondas, la propagada por el espacio libre y la reflejada por el terreno, las cuales determinan las condiciones de la señal recibida. Esto se debe a que la onda reflejada puede llegar en o fuera de fase con respecto a la onda directa, ocasionando en el peor de los casos una pérdida total de la señal recibida.

De la figura 6.7 se observa que conforme la trayectoria se aleja de la onda directa \overline{TR} ésta se hace más larga, provocando un defasamiento que dependerá de la altura h_f , además se puede ver que la distancia de la trayectoria de la onda directa \overline{TR} es igual a $d_1 + d_2$ que a su vez es igual a d . Cuando la trayectoria \overline{TPR} sea igual a $\overline{TR} + \lambda/2$, que a su vez es $d + \lambda/2$, el elipsoide de revolución formado es conocido como la *primera zona de Fresnel*, es decir, todos los puntos que estén dentro del elipsoide formado por el triángulo \overline{TPR} tendrán una diferencia de fase de hasta $\lambda/2$ (igual a π) [5] [32] [36].

Existen otras trayectorias las cuales exceden en múltiplos de $\lambda/2$ la trayectoria de la onda directa, cuyas formas geométricas serán también elipsoides de revolución, teniendo como focos a la antena transmisora y receptora. Cuando \overline{TPR} excede a \overline{TR} con una distancia de hasta λ (igual a 2π) se le conoce como segunda zona de Fresnel, cuando lo excede con una distancia de hasta $3\lambda/2$ (igual a 3π) se le conoce como la tercera zona de Fresnel, y así sucesivamente como se muestra en la figura 6.8.b.

Las zonas de Fresnel 1, 3, 5, ..., aumentan la señal recibida hasta su máximo (6dB), mientras que las zonas de Fresnel 2, 4, 6, ..., atenúan la señal y dependiendo de la superficie de reflexión pueden llegar a eliminar la señal por completo [36].

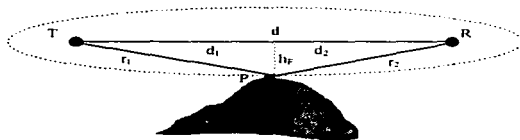


Figura 6.7. Punto de difracción



EFFECTOS DE PROPAGACIÓN

La k -ésima zona de Fresnel es aquella en la cual la distancia del transmisor al receptor pasando por un punto sobre la superficie del elipsoide excede por $k(\lambda/2)$ la distancia entre el transmisor y receptor, conforme a la ecuación 6.19, basada en la figura 6.7 [5] [32].

$$\frac{k\lambda}{2} = r_1 + r_2 - (d_1 + d_2) \quad (\text{ec. 6.19})$$

Los grandes obstáculos que interfieren en la trayectoria del enlace no dejarán pasar la señal, obligándonos a cambiar la altura de las antenas debido a la sombra del obstáculo y a la interferencia entre la onda directa y reflejada como se muestra en la figura 6.8.a. La altura que debemos agregar a las antenas para evitar las pérdidas por difracción es h_F y se denomina radio de la k -ésima región de Fresnel [5] [32] [36].

Si empleamos el teorema de Pitágoras para la figura 6.7 obtenemos las siguientes ecuaciones:

$$r_1 = \sqrt{d_1^2 + h_F^2} \quad (\text{ec. 6.20})$$

$$r_2 = \sqrt{d_2^2 + h_F^2} \quad (\text{ec. 6.21})$$

Las ecuaciones anteriores también se pueden expresar de la siguiente forma :

$$r_1 = d_1 \left(1 + \frac{h_F^2}{d_1^2} \right)^{1/2} \quad (\text{ec. 6.22})$$

$$r_2 = d_2 \left(1 + \frac{h_F^2}{d_2^2} \right)^{1/2} \quad (\text{ec. 6.23})$$

Tomando en cuenta que la teoría del binomio es :

$$(a \pm b)^n = a^n \pm \frac{ba^{n-1}}{1!}n + \frac{n(n-1)}{2!}b^2a^{n-2} + \dots \quad (\text{ec. 6.24})$$



EFFECTOS DE PROPAGACIÓN

Expresando r_1 y r_2 en forma de binomio y utilizando sólo los primeros términos de la serie obtenemos que :

$$r_1 = d_1 \left(1 + \frac{h_F^2}{2d_1^2} \right) \quad (\text{ec. 6.25})$$

$$r_2 = d_2 \left(1 + \frac{h_F^2}{2d_2^2} \right) \quad (\text{ec. 6.26})$$

Sustituyendo las ecuaciones 6.25 y 6.26 en la ecuación 6.19

$$\frac{k\lambda}{2} = r_1 + r_2 - (d_1 + d_2) = d_1 \left(1 + \frac{h_F^2}{2d_1^2} \right) + d_2 \left(1 + \frac{h_F^2}{2d_2^2} \right) - d_1 - d_2 \quad (\text{ec. 6.27})$$

Reduciendo términos

$$\frac{k\lambda}{2} = d_1 + \frac{h_F^2}{2d_1} + d_2 + \frac{h_F^2}{2d_2} - d_1 - d_2 \quad (\text{ec. 6.28})$$

$$\frac{k\lambda}{2} = \frac{h_F^2 d_1 + h_F^2 d_2}{2d_1 d_2} \quad (\text{ec. 6.29})$$

$$\frac{k\lambda}{2} = \frac{h_F^2}{2} \left(\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right) \quad (\text{ec. 6.30})$$

Así, la fórmula general para determinar el radio de cualquier zona de Fresnel esta dado por la ecuación siguiente :

$$h_{F_k} = \sqrt{\frac{k\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad \text{para } k = 1, 2, 3, \dots \quad (\text{ec. 6.31})$$



EFECTOS DE PROPAGACIÓN

La ecuación 6.32 nos permite determinar el radio de la primera zona de Fresnel.

$$h_F = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2 (1000)}{d_1 + d_2}} \quad (\text{ec. 6.32})$$

donde : d_1 es la distancia del transmisor al obstáculo, en km.
 d_2 es la distancia del receptor al obstáculo, en km.
 λ es la longitud de onda, en metros.
 h_F es el radio de la primera zona de Fresnel, en metros.

Experimentalmente se ha comprobado que considerando el 0.6 de la primera zona de Fresnel se satisfacen los requerimientos para una buena propagación de la señal.

En la figura 6.9 se muestra un nomograma para calcular el libramiento de la primera zona de Fresnel tomando en cuenta los parámetros mencionados anteriormente [37].

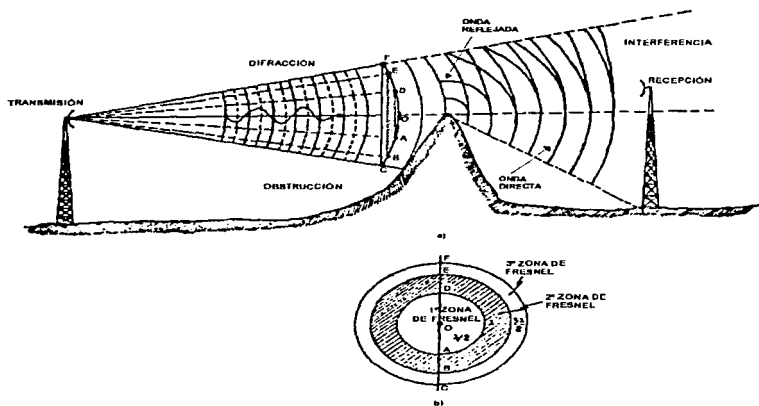


Figura 6.8 a) Obstrucción de la señal ; b) Zonas de Fresnel.

EFFECTOS DE PROPAGACIÓN



NOMOGRAMA PARA DETERMINAR EL LIBRAMIENTO DE LA PRIMERA ZONA DE FRESNEL.

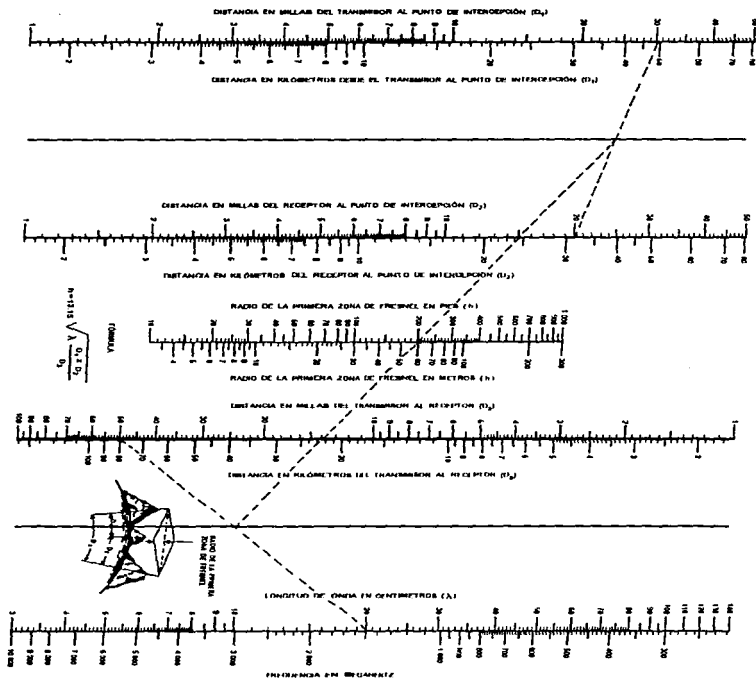


Figura 6.9 Nomograma para determinar el libramiento de la primera zona de Fresnel.

**6.7 REFLEXIONES POR LA SUPERFICIE TERRESTRE**

Otro punto a considerar en la trayectoria de la onda es la reflexión debida a la superficie terrestre, la cual puede ser reducida o eliminada mediante el ajuste de la altura de las torres. La reflexión causa atenuación y defasamiento a la señal reflejada dependiendo del tipo de zona donde se instale el enlace de microondas. En la tabla 6.2 se presentan algunos valores aproximados de reflexión para varios tipos de terrenos [9].

TIPO DE TERRENO	REFLEXIÓN (R)	DESVANECIMIENTO ESPERADO (dB)
BOSQUES DENSOS	0 a -0.1	0 a 2
BOSQUE PARCIAL	-0.1 a -0.4	2 a 5
ZONAS CON GRAN CANTIDAD DE HIERBA Y PLANTAS PEQUEÑAS	-0.5 a -0.7	5 a 10
ZONA DE MAR, ZONAS CON BAJA CANTIDAD DE HIERBAS Y ZONAS DE ALGODÓN CON FOLLAJE	-0.7 a -0.8	10 a 20
AGUAS DE MAR SUAVE Y SUPERFICIES PLANAS	-0.9 a +	20 a 40

Tabla 6.2 Valores de R (reflexión) para diferentes tipos de terreno.

Uno de los métodos más fáciles para determinar la localización del punto de reflexión es el gráfico, el cual es mostrado en la figura 6.10. Debido a que la atmósfera no es homogénea, este método no puede considerar un sólo valor de k para determinar el punto de reflexión, por lo que son utilizados los dos valores extremos de k ($k = \infty$ y $k = \text{roce}$, donde este último es el valor de k cuando el haz roza la superficie terrestre).

Dependiendo del perfil de la ruta se calculan las alturas de las torres transmisora y receptora h_1 y h_2 , para así determinar la razón h_1/h_2 (en donde $h_1 \leq h_2$) la cual será tabulada



EFFECTOS DE PROPAGACIÓN

en el eje de las abscisas. En el eje de las ordenadas tenemos un factor n el cual nos representa una relación de distancias (distancia al punto de reflexión/distancia total), es decir, la distancia al punto de reflexión es igual al producto de la distancia total por el factor n .

Debido a que estamos considerando los dos valores extremos del factor k , obtendremos dos magnitudes del factor n , y por lo tanto tendremos dos distancias al punto de reflexión, lo que quiere decir que entre estos dos intervalos se encuentra el punto de reflexión [5] [9].

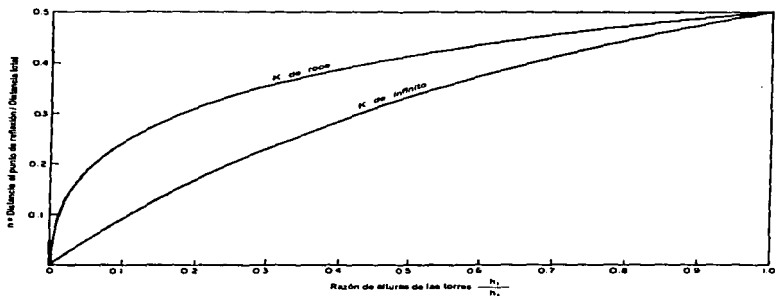


Figura 6.10 Gráfica para determinar la localización del punto de reflexión en un enlace de microondas.



EFFECTOS DE PROPAGACIÓN

```
else if (lamda<=0.465 && lamda>0.435) Ao=d3*5.0;
else if (lamda<=0.5 && lamda>0.465) Ao=d3*14.0;
else if (lamda<=0.556 && lamda>0.5) Ao=d3*1.99;
else if (lamda<=0.588 && lamda>0.556) Ao=d3*0.32;
else if (lamda<=0.667 && lamda>0.588) Ao=d3*0.077;
else if (lamda<=1.0 && lamda>0.667) Ao=d3*0.014;
else if (lamda<=1.5 && lamda>1.0) Ao=d3*0.0089;
else if (lamda<=3.0 && lamda>1.5) Ao=d3*0.0072;
else if (lamda<=10.0 && lamda>3.0) Ao=d3*0.0066;
else if (lamda<=30.0 && lamda>10.0) Ao=d3*0.0050;
else Ao=d3*0.0014;
```

/* Cálculo de la atenuación por Vapor de Agua */
if (lamda<=0.3) Av=d3*0.014;

```
else if (lamda<=0.5 && lamda>0.3) Av=d3*0.0058;
else if (lamda<=0.667 && lamda>0.5) Av=d3*0.0041;
else if (lamda<=1.0 && lamda>0.667) Av=d3*0.0059;
else if (lamda<=1.11 && lamda>1.0) Av=d3*0.009;
else if (lamda<=1.25 && lamda>1.11) Av=d3*0.018;
else if (lamda<=1.35 && lamda>1.25) Av=d3*0.02;
else if (lamda<=1.43 && lamda>1.35) Av=d3*0.015;
else if (lamda<=1.5 && lamda>1.43) Av=d3*0.011;
else if (lamda<=2.0 && lamda>1.5) Av=d3*0.0016;
else if (lamda<=3.0 && lamda>2.0) Av=d3*0.00039;
else Av=d3*0.000025;
```

/* Cálculo de la atenuación por lluvia */
if (lamda<=0.3) {

```
if (p<=0.25) Ar=d3*0.250;
else if (p<=1.25 && p>0.25) Ar=d3*1.29;
else if (p<=2.5 && p>1.25) Ar=d3*2.19;
else if (p<=5.0 && p>2.5) Ar=d3*3.68;
else if (p<=12.5 && p>5.0) Ar=d3*7.08;
else if (p<=25.0 && p>12.5) Ar=d3*11.7;
else if (p<=50.0 && p>25.0) Ar=d3*19.6;
else if (p<=100.0 && p>50.0) Ar=d3*33.7;
else if (p<=150.0 && p>100.0) Ar=d3*46.8;
else Ar=d3*50.0;
```

```
}
else if (lamda<=0.5 && lamda>0.3) {
if (p<=0.25) Ar=d3*0.159;
else if (p<=1.25 && p>0.25) Ar=d3*0.764;
else if (p<=2.5 && p>1.25) Ar=d3*1.43;
else if (p<=5.0 && p>2.5) Ar=d3*2.63;
```

EFFECTOS DE PROPAGACIÓN



```

else if (p<=12.5 && p>5.0) Ar=d3*5.46;
else if (p<=25.0 && p>12.5) Ar=d3*9.86;
else if (p<=50.0 && p>25.0) Ar=d3*17.0;
else if (p<=100.0 && p>50.0) Ar=d3*29.4;
else if (p<=150.0 && p>100.0) Ar=d3*40.9;
else Ar=d3*51.0;

else if (lamda<=1.0 && lamda>0.5)
{
if (p<=0.25) Ar=d3*0.0349;
else if (p<=1.25 && p>0.25) Ar=d3*0.210;
else if (p<=2.5 && p>1.25) Ar=d3*0.447;
else if (p<=5.0 && p>2.5) Ar=d3*0.933;
else if (p<=12.5 && p>5.0) Ar=d3*2.43;
else if (p<=25.0 && p>12.5) Ar=d3*4.87;
else if (p<=50.0 && p>25.0) Ar=d3*9.59;
else if (p<=100.0 && p>50.0) Ar=d3*18.4;
else if (p<=150.0 && p>100.0) Ar=d3*26.8;
else Ar=d3*28.0;

else if (lamda<=1.5 && lamda>1.0)
{
if (p<=0.25) Ar=d3*0.0136;
else if (p<=1.25 && p>0.25) Ar=d3*0.0878;
else if (p<=2.5 && p>1.25) Ar=d3*0.196;
else if (p<=5.0 && p>2.5) Ar=d3*0.427;
else if (p<=12.5 && p>5.0) Ar=d3*1.18;
else if (p<=25.0 && p>12.5) Ar=d3*2.49;
else if (p<=50.0 && p>25.0) Ar=d3*5.15;
else if (p<=100.0 && p>50.0) Ar=d3*10.4;
else if (p<=150.0 && p>100.0) Ar=d3*15.7;
else Ar=d3*19.0;

else if (lamda<=2.0 && lamda>1.5)
{
if (p<=0.25) Ar=d3*0.00572;
else if (p<=1.25 && p>0.25) Ar=d3*0.0423;
else if (p<=2.5 && p>1.25) Ar=d3*0.1;
else if (p<=5.0 && p>2.5) Ar=d3*0.233;
else if (p<=12.5 && p>5.0) Ar=d3*0.709;
else if (p<=25.0 && p>12.5) Ar=d3*1.53;
else if (p<=50.0 && p>25.0) Ar=d3*3.28;
else if (p<=100.0 && p>50.0) Ar=d3*6.77;
else if (p<=150.0 && p>100.0) Ar=d3*10.2;
else Ar=d3*15.0;

else if (lamda<=3.0 && lamda>2.0)
{

```



EFFECTOS DE PROPAGACIÓN

```
if (p<=0.25) Ar=d3*0.00172;
else if (p<=1.25 && p>0.25) Ar=d3*0.0116;
else if (p<=2.5 && p>1.25) Ar=d3*0.0284;
else if (p<=5.0 && p>2.5) Ar=d3*0.0718;
else if (p<=12.5 && p>5.0) Ar=d3*0.240;
else if (p<=25.0 && p>12.5) Ar=d3*0.602;
else if (p<=50.0 && p>25.0) Ar=d3*1.45;
else if (p<=100.0 && p>50.0) Ar=d3*3.43;
else if (p<=150.0 && p>100.0) Ar=d3*5.49;
else Ar=d3*9.0;
}

else if (lamda<=4.0 && lamda>3.0)
{
  (p<=0.25) Ar=d3*0.000757;
  else if (p<=1.25 && p>0.25) Ar=d3*0.00431;
  else if (p<=2.5 && p>1.25) Ar=d3*0.0101;
  else if (p<=5.0 && p>2.5) Ar=d3*0.0252;
  else if (p<=12.5 && p>5.0) Ar=d3*0.0848;
  else if (p<=25.0 && p>12.5) Ar=d3*0.223;
  else if (p<=50.0 && p>25.0) Ar=d3*0.59;
  else if (p<=100.0 && p>50.0) Ar=d3*1.55;
  else if (p<=150.0 && p>100.0) Ar=d3*2.71;
  else Ar=d3*5.0;
}

else if (lamda<=5.0 && lamda>4.0)
{
  if (p<=0.25) Ar=d3*0.000442;
  else if (p<=1.25 && p>0.25) Ar=d3*0.00218;
  else if (p<=2.5 && p>1.25) Ar=d3*0.00465;
  else if (p<=5.0 && p>2.5) Ar=d3*0.0107;
  else if (p<=12.5 && p>5.0) Ar=d3*0.0336;
  else if (p<=25.0 && p>12.5) Ar=d3*0.0882;
  else if (p<=50.0 && p>25.0) Ar=d3*0.235;
  else if (p<=100.0 && p>50.0) Ar=d3*0.639;
  else if (p<=150.0 && p>100.0) Ar=d3*1.13;
  else Ar=d3*3.0;
}

else if (lamda<=5.5 && lamda>5.0)
{
  if (p<=0.25) Ar=d3*0.000309;
  else if (p<=1.25 && p>0.25) Ar=d3*0.00160;
  else if (p<=2.5 && p>1.25) Ar=d3*0.00339;
  else if (p<=5.0 && p>2.5) Ar=d3*0.00749;
  else if (p<=12.5 && p>5.0) Ar=d3*0.0226;
  else if (p<=25.0 && p>12.5) Ar=d3*0.058;
  else if (p<=50.0 && p>25.0) Ar=d3*0.152;
  else if (p<=100.0 && p>50.0) Ar=d3*0.416;
}
```



EFFECTOS DE PROPAGACIÓN

```
else if (p<=150.0 && p>100.0)      Ar=d3*0.739;
else Ar=d3*2.0;                      }

else if (lamda<=6.0 && lamda>5.5)   {
if (p<=0.25) Ar=d3*0.000242;
else if (p<=1.25 && p>0.25)        Ar=d3*0.00123;
else if (p<=2.5 && p>1.25)          Ar=d3*0.00257;
else if (p<=5.0 && p>2.5)           Ar=d3*0.00554;
else if (p<=12.5 && p>5.0)          Ar=d3*0.0159;
else if (p<=25.0 && p>12.5)         Ar=d3*0.0383;
else if (p<=50.0 && p>25.0)        Ar=d3*0.0971;
else if (p<=100.0 && p>50.0)       Ar=d3*0.26;
else if (p<=150.0 && p>100.0)     Ar=d3*0.472;
else Ar=d3*1.0;                      }

else if (lamda<=6.5 && lamda>6.0)   {
if (p<=0.25) Ar=d3*0.000196;
else if (p<=1.25 && p>0.25)        Ar=d3*0.000986;
else if (p<=2.5 && p>1.25)          Ar=d3*0.00203;
else if (p<=5.0 && p>2.5)           Ar=d3*0.0043;
else if (p<=12.5 && p>5.0)          Ar=d3*0.012;
else if (p<=25.0 && p>12.5)         Ar=d3*0.0279;
else if (p<=50.0 && p>25.0)        Ar=d3*0.0678;
else if (p<=100.0 && p>50.0)       Ar=d3*0.174;
else if (p<=150.0 && p>100.0)     Ar=d3*0.313;
else Ar=d3*0.6;                      }

else if (lamda<=7.0 && lamda>6.5)   {
if (p<=0.25) Ar=d3*0.000162;
else if (p<=1.25 && p>0.25)        Ar=d3*0.000809;
else if (p<=2.5 && p>1.25)          Ar=d3*0.00165;
else if (p<=5.0 && p>2.5)           Ar=d3*0.00346;
else if (p<=12.5 && p>5.0)          Ar=d3*0.00941;
else if (p<=25.0 && p>12.5)         Ar=d3*0.0213;
else if (p<=50.0 && p>25.0)        Ar=d3*0.0499;
else if (p<=100.0 && p>50.0)       Ar=d3*0.123;
else if (p<=150.0 && p>100.0)     Ar=d3*0.214;
else Ar=d3*0.4;                      }

else if (lamda<=8.0 && lamda>7.0)   {
if (p<=0.25) Ar=d3*0.000119;
else if (p<=1.25 && p>0.25)        Ar=d3*0.000572;
else if (p<=2.5 && p>1.25)          Ar=d3*0.00112;
else if (p<=5.0 && p>2.5)           Ar=d3*0.00234;
```



EFFECTOS DE PROPAGACIÓN

```
else if (p<=12.5 && p>5.0) Ar=d3*0.00586;
else if (p<=25.0 && p>12.5) Ar=d3*0.0127;
else if (p<=50.0 && p>25.0) Ar=d3*0.0283;
else if (p<=100.0 && p>50.0) Ar=d3*0.0659;
else if (p<=150.0 && p>100.0) Ar=d3*0.11;
else Ar=d3*0.2;
}
else if (lamda<=9.0 && lamda>8.0)
{
if (p<=0.25) Ar=d3*0.0000939;
else if (p<=1.25 && p>0.25) Ar=d3*0.000434;
else if (p<=2.5 && p>1.25) Ar=d3*0.000851;
else if (p<=5.0 && p>2.5) Ar=d3*0.0017;
else if (p<=12.5 && p>5.0) Ar=d3*0.00429;
else if (p<=25.0 && p>12.5) Ar=d3*0.009;
else if (p<=50.0 && p>25.0) Ar=d3*0.0194;
else if (p<=100.0 && p>50.0) Ar=d3*0.0432;
else if (p<=150.0 && p>100.0) Ar=d3*0.07;
else Ar=d3*0.1;
}
else if (lamda<=10.0 && lamda>9.0)
{
if (p<=0.25) Ar=d3*0.000078;
else if (p<=1.25 && p>0.25) Ar=d3*0.00035;
else if (p<=2.5 && p>1.25) Ar=d3*0.000678;
else if (p<=5.0 && p>2.5) Ar=d3*0.00133;
else if (p<=12.5 && p>5.0) Ar=d3*0.0033;
else if (p<=25.0 && p>12.5) Ar=d3*0.00678;
else if (p<=50.0 && p>25.0) Ar=d3*0.0142;
else if (p<=100.0 && p>50.0) Ar=d3*0.0309;
else if (p<=150.0 && p>100.0) Ar=d3*0.0492;
else Ar=d3*0.08;
}
else if (lamda<=15.0 && lamda>10.0)
{
if (p<=0.25) Ar=d3*0.0000396;
else if (p<=1.25 && p>0.25) Ar=d3*0.000159;
else if (p<=2.5 && p>1.25) Ar=d3*0.000294;
else if (p<=5.0 && p>2.5) Ar=d3*0.000550;
else if (p<=12.5 && p>5.0) Ar=d3*0.00128;
else if (p<=25.0 && p>12.5) Ar=d3*0.00247;
else if (p<=50.0 && p>25.0) Ar=d3*0.00489;
else if (p<=100.0 && p>50.0) Ar=d3*0.00989;
else if (p<=150.0 && p>100.0) Ar=d3*0.0151;
else Ar=d3*0.04;
}
}
else Ar=d3*0.01;
```



EFFECTOS DE PROPAGACIÓN

```
printf("\n          / Resultados / \n\n");
printf("Atenuación en el espacio libre           = %f dB\n",Asf);
printf("Atenuación debido a la línea              = %f dB\n",Ag);
printf("Pérdidas por lluvia                          = %f dB\n",Ar);
printf("Pérdidas por absorción de Oxígeno          = %f dB\n",Ao);
printf("Pérdidas por absorción de Vapor de Agua    = %f dB\n",Av);
printf("Pérdidas por fading de desvanecimiento     = %f dB\n",Ad);
printf("Ganancia de la antena transmisora          = %f dB\n",Gtx);
printf("Ganancia en la antena receptora           = %f dB\n",Grx);
printf("Pérdidas misceláneas                       = 2 dB\n");
printf("_____");
AT=2+Asf+Ag+Ar+Ao+Av+Ad-Gtx-Grx;
printf("\nAtenuación total                          = %f dB\n",AT);
printf("\nQuieres calcular de nuevo la atenuación cambiando\n");
printf("algunos parámetros? s/n ");
ca=getch ();
} while (ca=='s');

delay (100);
clrscr ();
printf("\n\n\n          / Cálculo de la potencia mínima de recepción / \n\n");
printf("\nVelocidad del sistema en Mb/s : ");
scanf ("%f",&B);
B=B*1000000.0;
T=293.0;
K=1.38e-23;
N=K*T*B;
printf("Figura de ruido del equipo receptor en dB: ");
scanf ("%f",&Nf);
printf("Relación Señal a Ruido S/R en dB: ");
scanf ("%f",&SR);
Pru = SR+Nf+(10*log10 (N));
printf("Potencia de transmisión con la que trabajarías en dBm: ");
scanf ("%f",&Pt);
AMT=Pt-Pru;
printf("\n\n\nPotencia de recepción de umbral = %f dBm",Pru);
printf("\nAtenuación máxima tolerable = %f dB\n",AMT);
MP=AMT-AT;
printf("\nTomando en cuenta el total de atenuaciones tienes un margen\n");
printf("de potencia de = %f dB, por lo que de acuerdo a tu criterio\n",MP);
printf("puedes elegir otra potencia de transmisión.\n");
printf("\n\nLo quieres correr de nuevo s/n: ");
ch=getch ();
}while (ch == 's');
```



CORRIDA DEL PROGRAMA

/* Cálculo de la altura de las torres */

Valor de la frecuencia en GHz : 11
 Distancia entre transmisor y obstáculo mayor en km : 3
 Distancia entre receptor y obstáculo mayor en km : 5
 Altura real del obstáculo en metros : 26
 Altura en metros del edificio donde colocará el transmisor : 7
 Altura en metros del edificio donde colocará el receptor : 24

/* Resultados */

Altura total del obstáculo = 31.173729 metros
 Altura de la torre del transmisor = 24.173729 metros
 Altura de la torre del receptor = 7.173729 metros

¿Quieres hacer de nuevo el cálculo de las torres ? s/n

/* Cálculo de Atenuaciones y Ganancias */

Diámetro de la antena transmisora en metros : 1.2
 Diámetro de la antena receptora en metros : 1.2
 Atenuación de la línea a emplear en el transmisor en dB/100 m : 16.4
 Atenuación de la línea a emplear en el receptor en dB/100 m : 16.4
 Atenuación debida a el fading de desvanecimiento en dB : 17.25
 Precipitación en mm/hr : 20

/* Resultados */

Atenuación en el espacio libre = 131.326660 dB
 Atenuación debido a la línea = 5.140983 dB
 Pérdidas por lluvia = 4.816000 dB
 Pérdidas por absorción de Oxígeno = 0.057600 dB
 Pérdidas por absorción de Vapor de Agua = 0.003120 dB
 Pérdidas por fading de desvanecimiento = 17.250000 dB
 Ganancia de la antena transmisora = 40.211479 dB
 Ganancia en la antena receptora = 40.211479 dB
 Pérdidas misceláneas = 2 dB

Atenuación total = 80.171402 dB



¿Quieres calcular de nuevo la atenuación cambiando algunos parámetros ? s/n

/* Cálculo de la potencia mínima de recepción */

Velocidad del sistema en Mb/s :	8.448
Figura de ruido del equipo receptor en dB :	9
Relación Señal a Ruido S/R en dB :	10.25
Potencia de transmisión con la que trabajaras en dBm :	30
Potencia de recepción de umbral	= -115.414993 dBm
Atenuación máxima tolerable	=145.414993 dB

Tomando en cuenta el total de atenuaciones tienes un margen de potencia de = 65.243591 dB, por lo que de acuerdo a tu criterio puedes elegir otra potencia de transmisión.

Lo quieres correr de nuevo s/n :



CONCLUSIONES

Actualmente las microondas están teniendo un gran campo de aplicación en las comunicaciones y aunque esto requiere el manejo de varios conceptos, estos son comúnmente utilizados en su estudio, como es el caso de la amplificación, generación, detección, modulación, medios de transmisión, etc. En lo que respecta a la propagación de las microondas, se requiere un estudio más detallado de la geografía de las zonas, las características climáticas y los parámetros que afectan a estas como la lluvia, la temperatura, la presión etc.

Conforme se mejore la directividad de las antenas los problemas de retroalimentación disminuirán, sobre todo en aquellos casos en el que existan dos antenas instaladas sobre una misma base. Además, cuando utilizamos una doble polarización (es decir transmitir tanto de modo horizontal como del modo vertical) y medias bandas podemos aprovechar al máximo el ancho de banda reservado para la transmisión, por lo tanto, la directividad, una doble polarización y el uso de medias bandas nos ayudarán a realizar una transmisión más segura y eficiente.

La confiabilidad de los sistemas de microondas depende de varios factores entre los cuales se encuentran los dispositivos pasivos y activos. En los dispositivos pasivos existen pérdidas ya sea por conducción, radiación, absorción del material, etc., las cuales determinan la eficiencia del sistema. Debido a esto, actualmente las guías de onda y líneas de transmisión emplean dispositivos pasivos de menor tamaño y con pérdidas menores con el fin de aumentar la eficiencia del sistema, además, actualmente se emplean líneas de transmisión y guías de onda especializadas para frecuencias de microondas específicas, lo que reduce las pérdidas y aumenta la confiabilidad del sistema.

Los dispositivos activos de microondas tales como los tubos de vacío y los dispositivos semiconductores utilizados para la amplificación, generación y detección de microondas, se puede observar que tienden a aumentar el rango de frecuencias actualmente utilizado y la potencia de salida. Otro factor que están mejorando estos dispositivos es su inmunidad al ruido y por tanto su eficiencia, además de su tamaño reducido. Gracias a las nuevas teorías y tecnologías actualmente usadas, los dispositivos semiconductores cumplen con estos requisitos y como consecuencia están siendo empleados cada vez más en aplicaciones relacionadas con las microondas.



CONCLUSIONES

Gracias a las diferentes técnicas de modulación existentes el diseñador puede seleccionar la más adecuada de acuerdo al equipo que se haya elegido y tomando en cuenta la mayoría de los factores que influyen en el enlace, esto con el fin de que los resultados proporcionados sean confiables. Para los sistemas de enlaces digitales las técnicas más comúnmente utilizadas son 4 PSK, 8 PSK, 16 QAM, 64 QAM, y 256 QAM, esto se debe a que estas técnicas de modulación aprovechan más el ancho de banda sin necesidad de requerir mucha potencia para su codificación, lo que es imprescindible en sistemas donde se cuenta con un ancho de banda moderado pero los requerimientos de potencia son críticos. La eficiencia de transmisión en bits/Hz de los sistemas que utilizan este tipo de modulación se incrementa al aumentar el nivel de codificación, lo que significa que la cantidad de información transmitida es mayor en sistemas como el 256 QAM que en un sistema 4 PSK o 16 QAM, aunque cabe mencionar que al aumentar el nivel de codificación también crece el grado de complejidad de la técnica de modulación.

Dentro de los sistemas de modulación digitales existentes, principalmente son dos los parámetros que deben de considerarse para la elección apropiada del tipo de modulación a utilizar, estos son la relación de energía por bit con respecto al ruido producido (E_b/N) y la probabilidad de error (BER), en donde conforme se aumenta el índice de codificación la E_b/N también se incrementa, pero la confiabilidad del sistema será menor debido a que presenta un mayor índice de error (BER). Si se utilizan equipos adecuados que trabajen junto con el modulador pueden sobreponerse a este error producido y valdría la pena utilizar este tipo de modulación, claro con el inconveniente de que el costo sería mayor que utilizando otro tipo de esquema, donde el tipo de modulación dependerá principalmente de los requerimientos de transmisión del usuario.

Para determinar que tan eficiente es una transmisión se pueden considerar varios aspectos como el ancho de banda requerido, la relación señal a ruido (S/N), la figura de ruido (NF) y la tasa de error (BER) que presentan los equipos a utilizar. Dentro de los parámetros considerados, el BER nos determinará que tanto de nuestra señal es alterada debido a los factores anteriores (perdidas en general), por lo tanto, será un factor que fijará la calidad del servicio. La S/N también nos sirve para medir la calidad de los servicios, indicándonos que tanto de la señal llega al receptor, por ejemplo, un valor alto indica que el ruido agregado en el trayecto no afecta en consideraciones graves la señal. La NF está ligado al ruido interno producido en el equipo y debe considerarse al obtener el ruido total (R). En el capítulo 5 se presentan algunas características que determinan el desempeño de los equipos, por ejemplo, los equipos como el Pasolink (considerado de mediana capacidad) y el NEC 700 (considerado de alta capacidad) muestran tasas de error (BER = 1×10^{-4}) por debajo de los límites máximos establecidos en el estándar del CCITT G-821, lo cual es un indicador de la alta tecnología, confiabilidad y desarrollo técnico alcanzados en nuestros tiempos, aunque estos límites fijados por el CCITT no indican que la señal está libre de error, más bien indican el máximo error permisible en el cual aún es reconocible la señal original.

Una característica que debe tomarse en cuenta en los sistemas de microondas son los efectos de propagación, ya que involucran diversos factores que pueden ocasionar una pérdida parcial o total de la señal. Si al realizar un enlace de microondas no se toman en



CONCLUSIONES

cuenta este tipo de factores el resultado puede ser crítico, debido a que involucran desde estudios relativamente simples como es el caso de la atenuación que sufre la señal al alejarse del transmisor, hasta estudios más complejos como puede ser el caso de la atenuación que sufre la señal debido a la lluvia.

En las pérdidas por efectos de propagación se toman en cuenta varios parámetros como son : distancia entre el transmisor y receptor, lluvia, gases atmosféricos, refracción atmosférica, obstáculos y reflexiones por la superficie de la tierra, sin embargo, éstos a su vez están en función de otros factores como son la localización, las condiciones atmosféricas (como puede ser la presión, la temperatura, y la humedad), el tipo de terreno, etc. Desgraciadamente algunos de estos factores (como la temperatura, presión y humedad) dependen también de otros parámetros como es la altura y la época del año. Esto implica que el cálculo de la atenuación debida al total de efectos de propagación no sea simple, pero gracias a estudios realizados anteriormente por grandes investigadores y a la tecnología actual en computación, se ha logrado la realización de documentos representativos como pueden ser tablas y gráficas, las cuales nos ayudan a determinar la cantidad de atenuación que sufrirá el enlace de microondas, dependiendo de los parámetros antes mencionados. Debido a que estos documentos involucran desarrollos teóricos y pruebas experimentales, la atenuación calculada no diferirá demasiado de la realidad.

De acuerdo a las características de los equipos y a la información recopilada, se puede reducir el trabajo que implica la realización de un enlace de microondas mediante la utilización del programa implementado al final del trabajo, el cual toma en cuenta los principales factores que afectan los enlaces de microondas.

Por último, cabe mencionar que las microondas para uso privado se utilizarán en menor grado debido a la tecnología actual de fibras ópticas y a la aparición de redes terrestres de alta velocidad en competencia, esto es gracias a la extremadamente alta capacidad de transferencia de información y a el abatimiento de los costos de estas tecnologías.



REFERENCIAS

- [1] **CUADRO DE ATRIBUCIÓN NACIONAL DE FRECUENCIAS DE MÉXICO
SECRETARÍA DE COMUNICACIONES Y TRANSPORTE
SCT, 1993**
- [2] **TELECOMUNICACIONES VÍA MICROONDAS
PLANES DE FRECUENCIA (FOLLETO)
M.C. SALVADOR LANDEROS AYALA
DIVISIÓN DE EDUCACIÓN CONTINUA
FAC. INGENIERÍA, 1982**
- [3] **RECOMENDACIONES 383-4, 283-5, 382-5, 635-1, 383-5, 384-5, 385-4,
385-1, 387-5, 497-3, 636-1, 592-2, 637.
DISPOSICIÓN DE RADIOCANALES PARA SISTEMAS DE
RELEVADORES RADIOELÉCTRICOS ANALÓGICOS O
DIGITALES DE ALTA CAPACIDAD
CCIR, 1990**
- [4] **RADIO FREQUENCY TRANSMISSION SYSTEMS DESIGN AND
OPERATION
JERRY C. WHITAKER
MCGRAW-HILL, 1991.**
- [5] **ENCICLOPEDIA DE LA ELECTRÓNICA INGENIERÍA Y TÉCNICA
TOMO 2 CAPITULO 18 "DISPOSITIVOS DE MICROONDAS"
HING-LOI A. HUNG
OCEANO/CENTRUM, 1990**
- [6] **COMUNICACIONES Y REDES
NESTOR GONZALEZ SAINZ
MCGRAW-HILL, 1987.**
- [7] **REDES DE ORDENADORES SEGUNDA EDICIÓN
ANDREW S. TANENBAUM
PRENTICE-HALL, 1991.**
- [8] **TELECOMMUNICATION TRANSMISSION HANDBOOK THIRD EDITION
ROGER L. FREEMAN
WILEY SERIES IN TELECOMMUNICATIONS, 1991.**
- [9] **RADIO SYSTEM DESIGN FOR TELECOMMUNICATIONS
(1-100 GHz)
ROGER L. FREEMAN
WILEY-INTERSCIENCE PUBLICATION
JOHN WILEY & SONS, 1987**
- [10] **FUNDAMENTALS OF ELECTRONIC COMMUNICATIONS SYSTEMS
WAYNE TOMASI
PRENTICE-HALL, 1988.**
- [11] **ELECTRONIC COMMUNICATION TECHNIQUES THIRD EDITION
PAUL H. YOUNG
MACMILLAN PUBLISHING COMPANY, 1994.**



REFERENCIAS

- [12] **DISEÑO DE UNA RED DE MICROONDAS DIGITALES**
J. EMILIO QUIROZ IBARRA-M. EDUARDO NOVOA FLORES
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
FACULTAD DE INGENIERÍA, 1985.
- [13] **MODERN ELECTRONIC COMMUNICATION FOURTH EDITION**
GARY M. MILLER
PRENTICE-HALL, 1993.
- [14] **MICROWAVE COMMUNICATIONS**
Components and Circuits
EDGAR HUND
McGRAW-HILL BOOK COMPANY, 1989
- [15] **MICROWAVE ENGINEERING**
T. KORYU ISHII
THE RONALD PRESS COMPANY, 1965
- [16] **MICROWAVES**
THIRD EDITION
A. J. BADEN FULLER
PERGAMON PRESS, 1990
- [17] **INTRODUCTION TO MICROWAVE THEORY AND MEASUREMENTS**
ALGIE L. LANCE
McGRAW-HILL BOOK COMPANY, 1964
- [18] **SISTEMAS DE COMUNICACIÓN**
LATHI B.P.
INTERAMERICANA, AÑO : 1989
- [19] **PCM BASICO**
ING. IGNACIO CEPEDA BERNES (FOLLETO)
WANDEL Y GOLTERMANN DE MEXICO S.A C.V., 1989
- [20] **FUNDAMENTOS DE LA TECNICA DE PCM (FOLLETO)**
WANDEL Y GOLTERMANN DE MEXICO S.A C.V., 1989
- [21] **SISTEMAS DE COMUNICACIÓN**
STREMLER
FONDO EDUCATIVO INTERAMERICANA, 1985
- [22] **DIGITAL AND ANALOG COMMUNICATION SYSTEM**
LEON W. COUGH II
MAC MILLIAN PUBLISHING THIRD EDITION, 1992
- [23] **SEMINARIO DE CAPACITACIÓN DE RADIO DIGITAL**
INGENIERIA Y DESARROLLO DE TELECOMUNICACIONES Y ELECTRONICA S.A. DE C.V.(INDETELEC)
INDETELEC, 1988
- [24] **LOCAL NETWORK**
WILLIAM STALLING
MAC MILLAN PUBLISHING, 1984
-



REFERENCIAS

- [25] PRINCIPIOS DE COMUNICACIONES
R.E. ZIEMER, W.H. TRANTER
TRILLAS, 1981
- [26] ISDN SYSTEM ARCHITECTURE, TECHNOLOGY AND APLICATIONS
PRAMODE K. VERNA
EDITORIAL :
AÑO :
- [27] REVISTA :MICROWAVE JOURNAL
MES: DICIEMBRE, AÑO: 1995
VOL : 38, No : 12
- [28] FOLLETO :CONDUMEX ,1995
- [29] FOLLETO MICROWAVE COMMUNICATIONS SYSTEMS Y
FOLLETO PASOLINK SERIES Point -Point Digital Microwave Radio.
NEC CATALOGOS E42294-4 YE42301-2
IMPRESO EN JAPÓN, 1993 Y 1995
- [30] FOLLETO RADIOS DE MICROONDAS A 15,23,26 Y 38 GHz
PARA 2 A 8 x2 Mbps
ERICSSON MICROWAVE SYSTEMS AB. Microwave Communication
Division S- 431 84 Mölndal Sweden, 1995
- [31] RADIOWAVE PROPAGATION
L. W. BARCLAY-M. P. M. HALL
PETER PEREGRINUS LTD., 1989.
- [32] PROYECTO DE UN SISTEMA DE SUPERVISIÓN Y CONTROL PARA UNA
RED DE MICROONDAS
J. GUSTAVO ALANIS SOTO-M. ANTONIO VALLE SANCHEZ
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
ARAGON, 1985.
- [33] RAINFALL ATTENUATION OF CENTIMETER WAVES:
COMPARISON OF THEORY AND MEASUREMENT
RICHARD G. MEDHURST
IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION
VOL. AP-13, No. 4, JULIO, 1965.
- [34] PREDICTION OF THE EFFECTS OF RAIN ON SATELLITE
COMMUNICATION SYSTEMS
ROBERT. K. CRANE
PROCEEDINGS OF THE IEEE
MARZO, 1977.
- [35] PROPAGATION PHENOMENA AFFECTING SATELLITE
COMMUNICATION SYSTEMS OPERATING IN THE
CENTIMETER AND MILLIMETER WAVELENGTH BANDS
ROBERT. K. CRANE
PROCEEDINGS OF THE IEEE
VOL. 59, No. 2, FEBRERO, 1971.
-



REFERENCIAS

- [36] DISEÑO DE UN ENLACE DE MICROONDAS PARA TRANSMISIÓN TELEFÓNICA ENTRE LA FAC. DE INGENIERÍA DE LA UNAM Y LA ESIME DEL IPN
SALVADOR LANDEROS AYALA
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
FAC. DE INGENIERÍA, 1976
- [37] TELECOMMUNICATION ENGINEERING
ROGER L. FREEMAN
2nd EDITION

BIBLIOGRAFÍA

MICROWAVE AND OPTICAL TRANSMISION
A. DAVID OLER
JOHN WILEY & SONS, 1992

SECRETS OF RF CIRCUIT DESIGN
JOSEPH J. CARR
M=C GRAW HILL, 1991

TELECOMMUNICATION CIRCUIT DESIGN
PATRICK D. VAN DER PUJJE
WILEY SERIES IN TELECOMMUNICATIONS, 1992.

MICROWAVE ENGINEERING
DAVID M. POZAR
ADDISON-WESLEY PUBLISHING COMPANY, 1990

FOUNDATIONS FOR MICROWAVE ENGINEERING
R. E. COLLIN
McGRAW-HILL, 1966

ATM FOUNDATION FOR BROADBAND NETWORK
AUTOR : UYLESS BLACK
EDITORIAL : PRENTICE HALL
AÑO : 1995

DIGITAL COMMUNICATION MICROWAVE APPLICATION
KAMILO FEHER
PRENTICE HALL, 1981