

Universidad Nacional Autónoma de México

FACULTAD DE INGENIERIA



LAS MICROONDAS DIGITALES EN LAS
TELECOMUNICACIONES DE LOS SISTEMAS
ELECTRICOS DE POTENCIA

TESIS PROFESIONAL

P R E S E N T A N

MANUEL RODRIGUEZ CISNEROS
LUIS SANTIAGO MANZANO AGUILA

1982



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.

Índice:

INTRODUCCION	1
1. SISTEMAS DE MICROONDAS	1
1.1 EL SISTEMA DE MICROONDAS	2
1.2 BANDAS DE FRECUENCIA	2
1.3 VARIANTES DE UN SISTEMA DE TRANSMISION	15
BIBLIOGRAFIA	22
2. MICROONDAS DIGITALES	23
2.1 CODIFICACION Y MULTIPLEXAJE DIGITAL	23
2.2 EL SISTEMA DE RADIO DIGITAL	32
2.3 MODULACION EN RADIO DIGITAL	46
2.4 UTILIZACION DEL ESPECTRO DE FRECUENCIAS Y PLANEACION DE LOS SISTEMAS DE MICROONDAS DIGITALES	56
2.5 CONSIDERACIONES DE DISEÑO Y FUNCIONAMIENTO DE LOS SISTEMAS DE MICROONDAS DIGITALES	65
BIBLIOGRAFIA	74
3. LAS MICROONDAS COMO MEDIO DE COMUNICACION EN LOS SISTEMAS DE POTENCIA	75
3.1 NECESIDADES DE COMUNICACION EN LOS SISTEMAS DE POTENCIA	75
3.2 MEDIOS DE TRANSMISION	78
3.3 LAS MICROONDAS EN LOS SISTEMAS DE POTENCIA	85
BIBLIOGRAFIA	89
4. VENTAJAS DE LAS MICROONDAS DIGITALES SOBRE LAS ANALOGICAS Y SU POSIBLE APLICACION EN SISTEMAS DE POTENCIA	90
4.1 ANALOGICO vs. DIGITAL	90
4.2 VENTAJAS TECNICAS DE LOS SISTEMAS DE MICROONDAS DIGITALES SOBRE LOS ANALOGICOS	94
4.3 CONSIDERACIONES ECONOMICAS FAVORABLES A LOS SISTEMAS DIGITALES ..	98

4.4 LAS MICROONDAS DIGITALES EN SISTEMAS DE POTENCIA	101
BIBLIOGRAFIA	106
CONCLUSIONES	107

INDICE DE FIGURAS

CAPITULO 1

FIG.	PAG.
1.1 ORGANIZACION DE CANALES POR LA BANDA DE 5.925 - 6.425 GHZ.....	5
1.2 ZONAS DE FRESNEL.....	7
1.3 DIAGRAMA A BLOQUES DE LOS ESQUEMAS DE DIVERSIDAD.....	10
1.4 SISTEMA DE CONMUTACION MULTILINEA.....	10
1.5 PROBABILIDAD DE DESVANECIMIENTO DE RAYLEIGH.....	12
1.6 DIAGRAMA A BLOQUES DE UN SISTEMA DE MICROONDAS.....	17

CAPITULO 2

2.1 PROCESO DE MUESTREO.....	25
2.2 DISCRETIZACION DE LA AMPLITUD DE MUESTREOS.....	25
2.3 CARACTERISTICAS DEL COMPRESOR DE SEÑAL.....	26
2.4 GENERACION DE UNA SEÑAL TDM.....	27
2.5 FORMATO DE TRAMA PARA SEÑALES PCM D-L.....	28
2.6 ESTRUCTURA DE TRAMA PARA EL SISTEMA CEPT.....	29
2.7 JERARQUIA EN USO EN E.U.	30
2.8 JERARQUIA BASADA EN LAS RECOMENDACIONES DE LA CCITT.....	31
2.9 SISTEMA DE RADIO MULTICANAL.....	32
2.10 FILTRO IDEAL.....	35
2.11 FILTRO MODIFICADO.....	37
2.12 FILTRO DE COSENO ELEVADO.....	37
2.13 SERIALIZACION CON PULSOS DE NYQUIST.....	37

FIG.	PAG.
2.14 "DIAGRAMA DE OJO" GENERADO POR UN OSCILOSCOPIO.....	38
2.15 "DIAGRAMA DE OJO" GENERADO POR UNA COMPUTADORA.....	38
2.16 CARACTERISTICAS DE FILTRADO DE UN PULSO RECTANGULAR.....	39
2.17 DIAGRAMA DE BLOQUES SIMPLIFICADO DE UN SISTEMA DE RADIO DIGITAL.....	40
2.18 DISEÑO DE FILTROS TERMINALES OPTIMOS.....	40
2.19 DIAGRAMA A BLOQUES DE UN SISTEMA DUOBINARIO.....	42
2.20 COMPONENTES PRIMARIOS DE UN SISTEMA DE RADIO DIGITAL.....	46
2.21 MASCARA DE LA FCC PARA UN ANCHO DE BANDA DE 30 MHZ Y ESPECTRO SIN - FILTRAR DE UNA SEÑAL 8 PSK DE 90 MBITS.....	59
2.22 MASCARA PARA UN ANCHO DE BANDA AUTORIZADO DE 7 MHZ , ESPECTRO QPSK - FILTRADO Y SIN FILTRAR.....	63
2.23 ESPECTRO QPSK DE BANDA LIMITADA ANTES Y DESPUES DE UN AMPLIFICADOR - NO LINEAL.....	64

CAPITULO 3

3.1 SISTEMA DE ONDA PORTADORA POR LINEA DE ALTA TENSION.....	81
--	----

CAPITULO 4

4.1 RELACION COSTO V. DISTANCIA PARA RADIO DE 120 CANALES ANALOGICOS - Y DIGITALES.....	92 - 93
4.2 VARIACION DE S/N.....	93

Introducción:

Debido al crecimiento de la población, las necesidades de promocionar y mejorar los servicios se vuelve imperante; por lo que en el caso de electrificación del país, - la cual crece a cada momento-, en la Ingeniería Eléctrica - surge la necesidad de tener un sistema de comunicación eficiente, por lo cual este desarrollo está enfocado a proporcionar bases teóricas que sirvan para un profundo análisis y así solucionar el problema de comunicación por medio de un Sistema de Microondas.

Nuestro estudio está enfocado al uso del Sistema de Microondas Digitales, el cual en este momento, en nuestro país se encuentra considerado como "nueva tecnología" y ofrece algunas ventajas con respecto a los sistemas de Microondas existentes (analógicas), los cuales mostraremos en el desarrollo de esta tesis.

La tesis está compuesta de cuatro capítulos y está desarrollada como se indica a continuación:

En el primer capítulo se revisan las características más importantes de un sistema de microondas con el objeto de servir de introducción a los capítulos siguientes, entender las bases de funcionamiento de dichos sistemas y comprender la terminología utilizada posteriormente. En el segundo capítulo, el cual consideramos el más importante de la tesis se hace una revisión completa del sistema de microondas digitales, el cual abarca desde el tratamiento de la señal digital para su transmisión hasta recomendaciones en la utilización de frecuencias y bases para el cálculo de sistemas. A través del desarrollo de este capítulo, se desprenden las características más importantes de las microondas digitales, algunas de las cuales les dan ventajas sobre los sistemas analógicos convencionales, siendo revisadas en el cuarto capítulo.

El tercer capítulo plantea los diferentes tipos de comunicación necesarios en los Sistemas de Potencia, así como los medios más utilizados para satisfacer

los, entre ellos las microondas, sobre las cuales se hacen notar las ventajas más importantes que pueden, y en algunos casos han guiado al uso de las microondas. Por último, el cuarto capítulo toma en cuenta los puntos tratados en los capítulos segundo y tercero para hacer el análisis de factibilidad del uso de los sistemas de microondas digitales en los sistemas de potencia, basándose dicha factibilidad en las ventajas técnicas como el uso de regeneración, menor sensibilidad a la interferencia, mejor planeación en la utilización de frecuencias, mejor comportamiento en frecuencias superiores a 13 GHz., etc., así como ventajas económicas como costos de multiplex menores.

1. SISTEMAS DE MICROONDAS.

El sistema de radio de banda de microondas permite realizar enlaces de comunicación de alta capacidad y a gran distancia, que en el inicio de las telecomunicaciones sólo eran posibles con cables. La Segunda Guerra Mundial y el surgimiento de la televisión, cuya transmisión sólo era posible por microondas, fueron unas de las razones principales que motivaron su extenso desarrollo.

Debido a las necesidades crecientes en telecomunicaciones, el balance técnico-económico que en un principio favorecía a los cables, se inclina ahora en favor de las microondas como medio de comunicación en los países industrializados. Esto se debe al abatimiento en costos y a los avances tecnológicos en los equipos, lo cual contribuye además a aumentar la confiabilidad en los enlaces. En la actualidad tales enlaces de microondas, integradas en las redes de comunicaciones permiten que éstas cuenten con un mejor control manifestado en una supervisión permanente en las transmisiones. Estos factores permiten entender el porqué de su amplio uso en nuestros días.

Como las microondas están integradas dentro de la evolución de las telecomunicaciones, inexorablemente se orientan hacia el empleo de las técnicas digitales. "Si esta tendencia continúa, se supone que para 1990, todos los sistemas que se integren serán digitales".⁽⁷⁾ De ahí la necesidad del conocimiento de tales técnicas si se desea estar al día en el campo de las microondas, pero antes que todo es necesario el conocimiento del sistema de microondas mismo.

El objetivo del primer capítulo es el de descubrir el sistema de microondas en una forma general y consta de dos partes. En la primera parte se mencionan las características básicas de un enlace con un enfoque descriptivo. En la segunda parte se analizan las características de los sistemas de transmisión analógica y digital. Este último tema permitirá comparar en una forma básica, las características de los sistemas de microondas analógicas y digitales.

1.1. EL SISTEMA DE MICROONDAS.

A continuación se describen las características generales de un sistema de microondas. Para esto, primero se revisan las disposiciones existentes en cuanto a asignación de canales de microondas, continuando con el análisis de las características de propagación, consideraciones de confiabilidad y diversidad, y se concluye esta parte con la descripción del equipo.

1.2. BANDAS DE FRECUENCIA.

Las bandas de frecuencia en las cuales operan los enlaces de microondas son controladas por una gran cantidad de organismos nacionales, quienes son responsables de la distribución del espectro de radio dentro de sus territorios individuales. Sin embargo, para evitar la anarquía en la asignación del espectro de radio entre los diferentes países, muchos de ellos ahora cooperan para beneficio general, y se atienen a la distribución de frecuencias acordada por la "Unión Internacional de Telecomunicaciones" (UIT). Además muchos países aceptan las recomendaciones del Comité Consultativo Internacional de Radio — (CCIR, que es una parte de la UIT), las cuales están orientadas principalmente para el diseño básico de sistemas, con el objeto de que éstos puedan trabajar sin dificultades a través de las fronteras nacionales. La UIT ha hecho recomendaciones para el uso del espectro hasta frecuencias de 40 GHz. para diversos objetivos, tales como radio comunicación, radar, sistemas de navegación, etc. Por otro lado, la CCIR se ha encargado de hacer recomendaciones únicamente para radio-comunicación punto a punto hasta frecuencias de 13 GHz. para el uso de sistemas de microondas analógicas, mientras que los sistemas digitales, además de usar algunas de estas frecuencias, utilizan las recomendaciones de la CCIR extrapoladas arriba de este límite. Esta diferencia radica en el hecho de que los sistemas de microondas digitales son más eficientes en frecuencias arriba de 11 GHz. que los sistemas analógicos, como se verá en el capítulo 2.

La distribución de frecuencias para la banda de las microondas recomendada por la CCIR hasta frecuencias de 13 GHz., se muestra en la tabla 1.1, viéndose también en el capítulo 2 el efecto que tales recomendaciones tienen sobre la

planeación de sistemas de microondas digitales.

Las bandas de radio recomendadas por la CCIR, se distribuyen para la — transmisión de telefonía, telegrafía y señales de T.V. Cada una de estas bandas ocupa cientos de megahertz, lo cual les permite transmitir cantidades de — hasta varios miles de canales telefónicos. La forma en que se organiza este — ancho de banda se explica a continuación, a manera de ejemplo, con la banda de 6 GHz.

El ancho de banda de 500 MHz., que se aprecia en la tabla 1.1. (frecuencia central 6.175 GHz y rango de 5.925 a 6.725, aplicada para satélites), se divide en dos bloques adyacentes de 250 MHz., cada un contenido 8 canales de radio frecuencia (r.f.), espaciados entre sí 29.65 MHz., ésta capacidad y espaciamiento recomendados por la CCIR se muestran en la tabla 1.2. Para facilitar la separación de canales transmisores y receptores en cada estación, todos los transmisores se distribuyen en un bloque ($f_j - f_g$) y todos los receptores en otro ($f_j' - f_g'$), como se aprecia en la fig. 1.1. Con el objeto de que las señales r.f. sean más fácilmente separadas, los canales adyacentes se polarizan — ortogonalmente, o sea, unos tendrán polarización vertical y los otros polarización horizontal. Esta organización se muestra también en la figura citada. De igual forma que se dejó un margen de frecuencia entre los canales de r.f. adyacentes, para evitar interferencias entre éstos, para evitar la interferencia entre bloques transmisor y receptor se dejó un margen de 14.5 MHz.

Del espectro de frecuencias, bandas estrechas auxiliares se distribuyen para alarmas de repetidores y terminales, y para la transmisión de señales asociadas con conmutación, en los equipos con diversidad[#], control y supervisión. Tales bandas se muestran en la figura 1.1 con las letras A, B, C y D.

[#]Involucra el uso de dos trayectorias para transmitir la misma información, conceptos de diversidad se analizan con más detalle en la sección 1.2.2.

BANDA DE FRECUENCIA (GHz)	RANGO DE FRECUENCIA (MHz)	ESPACIAMIENTO ENTRE CANALES (MHz)	FDM		DIGITAL		CCIR REC.
			CAPACIDAD DE CANALES	CAPACIDAD DE BANDA/	CAPACIDAD DE CANALES	CAPACIDAD DE BANDA/	
2	1700-1900 1900-2100 2100-2300 2500-2700	14	60,120,300	6	---	---	203-2
	1700-2100 6	29	600-1800	6	---	---	382-2
4	1900-2300 3700-4200	29	600-1800	6	---	---	382-2
		40	1260	6	---	---	382-2
6	5925-6425 6430-7110	29,65	1800	8	---	---	383-1
		40	2700	8	---	---	384-2
7	7,425-7,725	20	1260	16	---	---	384-2
	7,725-8,275	7/14	60,120/300	20	---	---	385
8	8,200-8,500	11,662	960	6	---	---	386-1
	7,725-8,275	29,65	1800	8	---	---	386-1
11	10,700-11,700	40	1800	12	MEDIUM (480-960)	11	387-1
13	12,750-8,250	28	960	8	960+	8	497
		14	300	ADICIONAL	240	ADICIONAL	497
		35	---	---	720	---	497

/ 10A Y REGRESO DE CANALES.
 + USANDO 480 CANALES CON AMBAS POLARIZACIONES.

TABLA 1.1⁽¹²⁾ BANDAS RECOMENDADAS POR EL CCIR.

NÚMERO DE CANALES TELEFÓNICOS	R.F. ESPACIAMIENTO ENTRE CANALES (KHz)	R.M.S. DESVIACIÓN DE FRECUENCIAS (KHz)	RANGO DE FRECUENCIAS EN BANDABASE (KHz)	BANDA DE FRECUENCIAS (GHz)	NÚMERO DE CANALES R.F. 10A Y REGRESO
60	14	50	12- 252	2	6
		100	60- 300		
		200			
120	14	50	12- 552	2	6
		100	60- 552		
		120			
300	14,5	200	60- 1364	2 y 4	12
600	29	200	60- 2792	2 y 4	6
960	29	200	60- 4287	2 y 4	6
				11	12
1800	29	140	300- 8248	2 y 4	6
				29,65	6
2700	40	---	300-12435	6	8

TABLA 1.2⁽¹⁾ CARACTERÍSTICAS DE SISTEMAS DE RADIO (ANALÓGICAS).

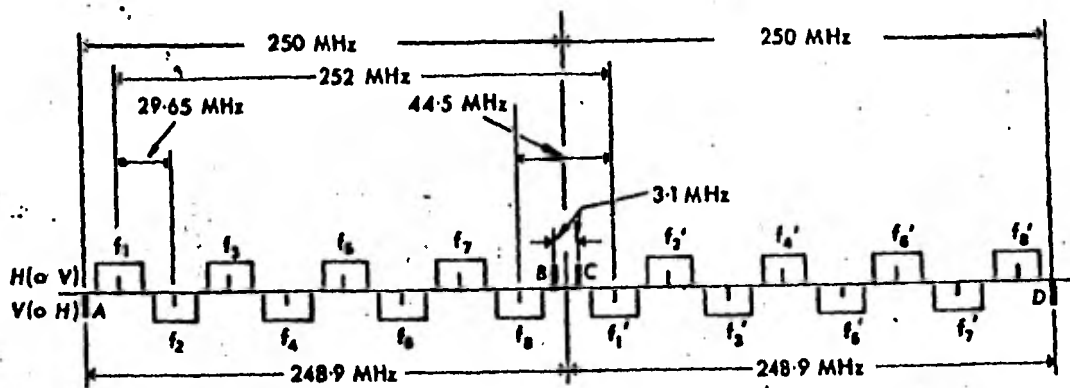


Fig. 1 (6) Organización de canales para la banda 5.925
6.425 GHz.

El rango de frecuencias en banda base que aparece en la tabla 1.2, es el ancho de banda que se requiere para multiplexar en frecuencia⁸ determinada información, y son valores para sistemas analógicos.

1.2.1 CARACTERÍSTICAS DE PROPAGACION.

La propagación de ondas de radio en la banda de las microondas está confinada a la tropósfera. Las ondas de radio a estas frecuencias se comportan en forma similar a las ondas de luz, ya que viajan aproximadamente en línea recta y están sujetas a refracción, difracción y reflexión⁽⁸⁾. El comportamiento de las microondas generalmente limita la distancia entre antena transmisora y receptora a línea de vista óptica, mientras que los efectos de reflexión, refracción y difracción pueden ser eliminados con una adecuada ingeniería en la trayectoria.

Se sabe que para el caso ideal de espacio libre, la potencia radiada por el transmisor disminuye inversamente con el cuadrado de la distancia que separa a transmisor y receptor. Pero en condiciones reales se tienen pérdidas adicionales, las cuales se originan por:

- La influencia de la superficie de la tierra sobre la cual se propaga la onda.
- Efectos atmosféricos.

La tabla 1.3 describe las principales componentes de las pérdidas que sufre el haz de microondas en su trayectoria.

⁸En el punto 1.4 se habla de el multiplexaje.

Tabla 1.3

CARACTERÍSTICAS DE PROPAGACIÓN DEL HAZ DE MICROONDAS

CARACTERÍSTICA	a) MÉDIDAS DE ESPACIO LIBRE	b) LIBRAMIENTO DE TRAYECTORIAS	c) REFLEXIONES DE LA SUPERFICIE DE LA TIERRA	d) REFRACCIÓN ATMOSFÉRICA	e) ABSORCIÓN ATMOSFÉRICA Y ATENUACIÓN POR LLUVIA.	f) DESVANECIMIENTO
<p>de antenas referir a las pérdidas entre una fuente y un radiador isotrópico. Se entiende que una fuente isotrópica sea aquella que radie energía en todas direcciones y un receptor isotrópico sea aquel que reciba energía de todas direcciones. Estos elementos no son realizables, pero proporcionan la referencia básica para cálculos.</p> <p>La pérdida de espacio libre L_f que se produce entre antenas isotrópicas separadas una distancia de D Km, está dada por:</p> $L_f = 32.5 + 20 \log_{10} F_0 + 20 \log_{10} D \text{ (dB)} \quad (1.1)$ <p>donde F_0 es la frecuencia de portadora de radio en MHz y D la distancia en Km.</p>	<p>Si se trazaran los líneas geométricas de las trayectorias que por reflexiones sucesivas una distancia mayor, con respecto al haz directo, expresada en múltiplos de media longitud de onda (exceso de distancia = $n \lambda$; $n = 1, 2, 3, \dots$) se generarían elipses de revolución con los focos ubicados en la antena transmisora y receptora. Los espacios comprendidos entre las superficies de media longitud de onda, los cuales corresponden a órdenes múltiples de media longitud de onda, se ilustran en la fig. 1.2, y se conocen como zonas de Fresnel.</p> <p>Todas aquellas señales que provienen de ondas numeradas como impares (por efectos de reflexión o difracción), se sumarán a la señal total, ya que estarán en fase con la señal directa, sustrayendo todo lo contrario con señales provenientes de ondas pares) la reflexión y en consideración con la reflexión de microondas en el suelo, una onda de incidencia bajo, produce un retraso de media longitud de onda.</p> <p>Es práctica usual permitir suficiente libramiento del haz directo, evitando obstáculos en una distancia igual al radio de la primera zona de Fresnel.</p>	<p>Las formas más comunes de obstrucción del haz de microondas son aquellas derivadas a las protuberancias de la superficie de la tierra como:</p> <ol style="list-style-type: none"> 1) Superficie de la tierra incluyendo: suelo, arena, rocas, etc. 2) Vegetación. 3) Edificios y estructuras hechas por el hombre. <p>Las ondas de radio a frecuencias de microondas son reflejadas por el suelo. Cuando la superficie es agua, la señal reflejada tiene menos pérdidas y resulta más fuerte, la cual puede ocasionar desvanecimientos (diminuciones en el nivel de la señal recibida, ver inciso (f)) muy severos.</p> <p>Por otro lado la vegetación y particularmente los árboles tienden a absorber la radiación de las microondas, procurando evitar que aparezcan en la trayectoria de línea de vista. Otros tipos de vegetación como los cultivos en crecimiento, reflejan una buena cantidad del haz de microondas originando trayectorias múltiples.</p> <p>Los edificios, sobre todo aquellos con paredes o azoteas labradas y planas pueden producir reflexiones con pocas pérdidas y dispersión, cuando se encuentran cerca de las antenas, pero cuando no se encuentran cerca de éstas producen dispersión del haz.</p> <p>Las reflexiones de la superficie de la tierra pueden causar efectos de interferencia de la antena receptora, ya que si las señales reflejadas arriban al receptor fuera de fase con respecto a la señal directa (de ondas de Fresnel - pares), ocasionarán desvanecimiento de la señal a este tipo de desvanecimiento se le llama multitrayectoria.</p>	<p>Las trayectorias de microondas terrestres están restringidas esencialmente a operar en línea de vista, la trayectoria está limitada a la superficie de la tierra y completamente dentro de la atmósfera. La atmósfera hace que el haz de microondas en viaje en línea recta como si fuera una curva. La razón de esto es que el índice de refracción de la atmósfera varía de la superficie de la tierra vale un poco más de la unidad y disminuye conforme se separa de ésta. Dicha variación ocasiona que la parte superior del frente de onda viaje a una mayor velocidad que la porción inferior.</p> <p>El valor del índice de refracción depende de otros factores del lugar como: tipo, estación y clima general. En lugares tropicales y donde se presentan fuertes variaciones en la temperatura, puede presentarse la sub-refracción, en la cual el haz sigue una curvatura contraria a la normal, alejándose de la superficie de la tierra, y la super-refracción en la cual el haz se abate más pronunciadamente de lo normal hacia la tierra.</p>	<p>En ciertas partes del espectro de radio, se asientan ciertos tipos de partículas derivadas a la presencia de la atmósfera. Estas partículas son derivadas a la absorción de energía de la onda por resonancia de las moléculas de vapor y de oxígeno junto con la dispersión de la onda derivada a gotas de lluvia, copos de nieve o partículas similares.</p> <p>Generalmente la influencia de estas partículas se acentúa al incrementarse la frecuencia y pueden producir serios problemas de atenuación, y algunos son salidas del sistema, a frecuencias arriba de 10 GHz. En áreas tropicales y regiones sujetas a inundaciones o distúrbios atmosféricos fuertes, estas pérdidas pueden ser aún más serias.</p>	<p>El desvanecimiento es la disminución en la potencia recibida de una señal de microondas. Usualmente es dese a cambios atmosféricos y a reflexiones con las superficies de la tierra, en la trayectoria de propagación.</p> <p>Los tipos de desvanecimiento se suelen agrupar comúnmente en desvanecimientos selectivos y no selectivos. Selectivo es aquel que afecta en forma diferente a las diversas frecuencias que están dentro de la banda transmitida, mientras que el desvanecimiento no selectivo afecta por igual en el ancho de frecuencia.</p> <p>Dentro de la clasificación de desvanecimientos selectivos se encuentran aquellos debidos a multitrayectorias atmosféricas, reflexiones atmosféricas y con la superficie de la tierra. Cualquier tipo de diversidad es casi completamente efectiva en la eliminación de salidas (salvo el sistema más de operación por altavoz la señal en nivel más bajo del permitido o por falla de equipo), si se cuenta con un margen de desvanecimiento adecuado, siendo este margen la diferencia en dB entre el nivel de la señal recibida normal y el nivel de la señal mínima detectable, normalmente en el rango de 35 a 40 dB.</p> <p>Dentro de los desvanecimientos no selectivos se encuentran aquellos producidos por lluvia, nevados o heladas, por obstrucción cuando se presenta una curvatura inversa a la normal en el haz (sub-refracción), y por ductos formados por estratos de la atmósfera en la trayectoria.</p> <p>El uso de las técnicas de diversidad introduce ciertos factores de mejora que aumentan la confiabilidad en la propagación, sin embargo, los factores sólo se aplican a aquellos desvanecimientos originados por multitrayectorias, ya que este tipo exhibe selectividad en espacio y frecuencia. La mejora no se aplica a los no selectivos.</p>	



FIGURA 1.2 ZONA DE FRESNEL

En la sección 1.2.2., se describen las técnicas de diversidad.

1.2.2. CONSIDERACIONES DE DIVERSIDAD Y CONFIABILIDAD.

a) Técnicas de diversidad.

Las trayectorias de microondas punto a punto, generalmente están sujetas a desvanecimientos o fluctuaciones en la intensidad de la señal recibida causada por cambios en las características de propagación o medio de transmisión. - Por tanto, medidas apropiadas deben ser tomadas para minimizar suficientemente los efectos del desvanecimiento y proveer la confiabilidad requerida para el sistema.

El desvanecimiento puede ser minimizado por usar técnicas de diversidad, donde dos trayectorias se hacen disponibles para transmitir la misma información, estas trayectorias son escogidas tal que el desvanecimiento simultáneo es imposible. Las técnicas de diversidad usadas en sistemas de microondas punto a punto son: diversidad de frecuencia, de espacio e híbrida, esta última una combinación de las dos anteriores, la primera usa dos frecuencias diferentes para transmitir la misma información, la segunda usa la misma frecuencia, pero dos antenas separadas verticalmente transmiten o reciben la información sobre dos trayectorias diferentes, como se aprecia en la figura 1.3.

La diversidad de frecuencias usa arreglos de equipo simple y tiene algunas ventajas operacionales y de mantenimiento. Sin embargo existen limitaciones para el uso de estos sistemas, estas limitaciones las impone el uso racional del espectro disponible que obliga a las autoridades encargadas de la asignación de frecuencias a aceptar la diversidad de frecuencia sólo en casos especiales.

Debido a que en algunos países como E.U., este tipo de diversidad no es permitida para usos privados; estos servicios utilizan la diversidad de espacio.

La experiencia nuestra que la diversidad de espacio es al menos tan buena

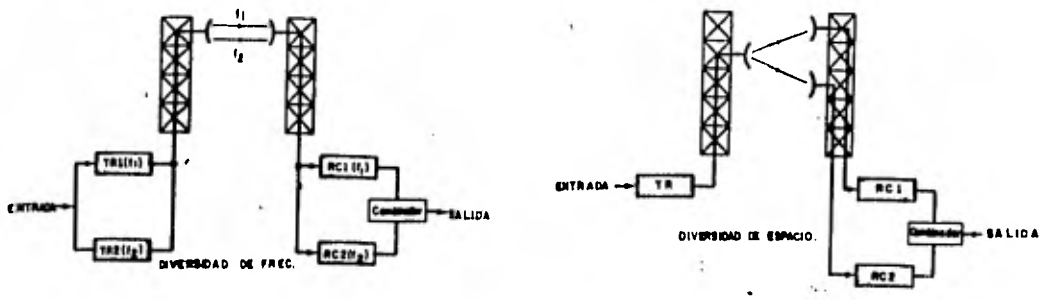


Fig. 1.3 Diagrama a bloques de los esquemas de diversidad⁽²⁾.

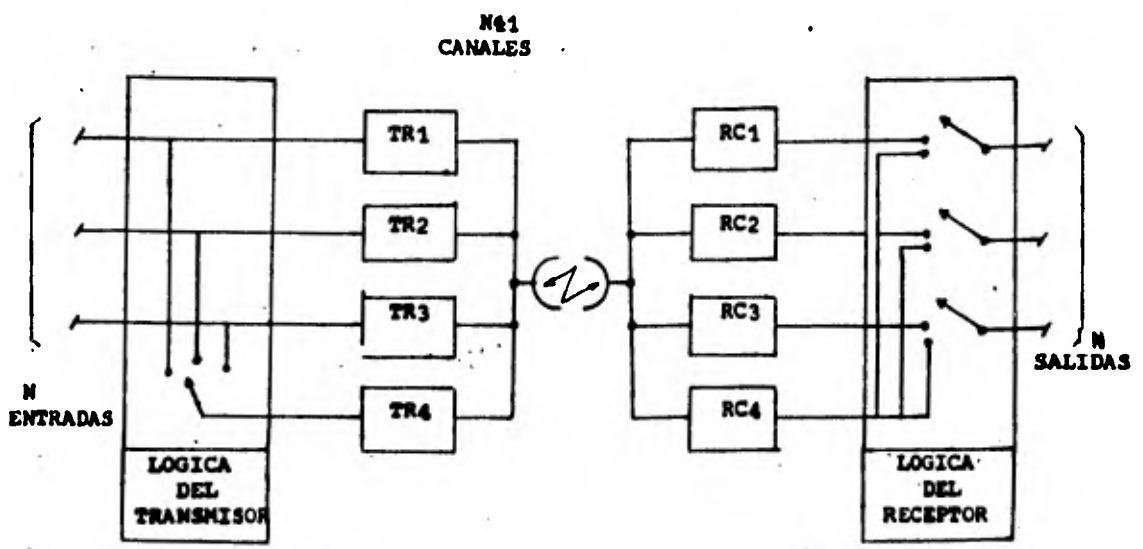


Fig. 1.4 sistema de Conmutación Multilínea.⁽²⁾

como la frecuencia y en algunos casos considerablemente mejor⁽²⁾.

Tanto los sistemas con diversidad de espacio o de frecuencia, tienen la costosa desventaja de requerir duplicación de equipo para proteger un simple canal de radio. En adición el espectro de frecuencia extra necesario para diversidad de frecuencia puede no estar disponible en ciertas áreas. Un sistema de conmutación multilínea permite el uso de uno o dos canales de microondas para proteger los demás canales de radio. Las ventajas más grandes del uso de éste sistema son su economía y su uso eficiente del espectro. La configuración general para un sistema de conmutación multilínea 1×3 para una dirección está mostrado en la figura 1.4. La imagen idéntica debería aparecer para transmisión de la dirección opuesta. La operación básica de estos sistemas es la de transferir la información desde un circuito con fallas a un circuito de respaldo, conmutando las correcciones en cada terminal con una sincronización adecuada en los extremos transmisor y receptor. Esta sincronización está controlada por la lógica contenida en cada terminal.

Cuando las técnicas de diversidad se aplican adecuadamente, los efectos de desvanecimiento multitraectoria con línea de vista pueden reducirse considerablemente. La justificación para proveer a un sistema con diversidad dependerá de la naturaleza de la comunicación (datos, telefonía, etc.) y del grado de salida o falla aceptable.

Si un sistema cuenta con un librado en la trayectoria adecuada y cuenta con márgenes de desvanecimiento de 40 dB o más, es posible obtener una confiabilidad en la propagación por trayectoria, con respecto a un desvanecimiento con una distribución de Rayleigh, del orden del 99.99 % o más, sin diversidad⁽¹⁾. Una curva característica, la cual muestra la probabilidad de desvanecimiento de Rayleigh se muestra en la figura 1.5. A pesar de que para muchos tipos de servicios ésta confiabilidad puede ser muy adecuada, para sistemas de largo recorrido y especialmente para sistemas portadoras de datos es imperativo emplear diversidad si se requiere una confiabilidad adecuada⁽¹⁾.

El desvanecimiento multitrajectoria es una causa potencial de errores en la transmisión de datos y de interrupciones en la transmisión de voz. Estos daños son en función tanto del número de interrupciones como del tiempo total de interrupción. Una gran cantidad de interrupciones suelen ser más dañinas que una sola del mismo tiempo total⁽¹⁾, de tal forma que para la transmisión de datos y voz se justifica el uso de diversidad aún cuando los objetivos del tiempo total de confiabilidad no lo requiera, ya que el uso de diversidad reduce el número, así como también el tiempo total de salida por desvanecimiento multitrajectoria.

b) Consideraciones sobre confiabilidad.

Una compañía con su propio sistema de comunicación es el usuario y operador del sistema, y por tanto está en una posición más flexible que si alquilara este servicio o de rentiera de otra compañía. El usuario privado puede ajustar los requerimientos exactos de confiabilidad para diferentes partes del sistema dependiendo de sus necesidades.

Un sistema bien diseñado, con un libreamiento en la trajectoria y un margen de desvanecimiento adecuado, sin contar con diversidad, puede alcanzar con fiabilidades por trajectoria del 99.99 % o más. La confiabilidad en la propagación es el porcentaje de la disponibilidad del sistema de comunicación.

$$C = D \times 100 \%$$

D = Disponibilidad
y la disponibilidad

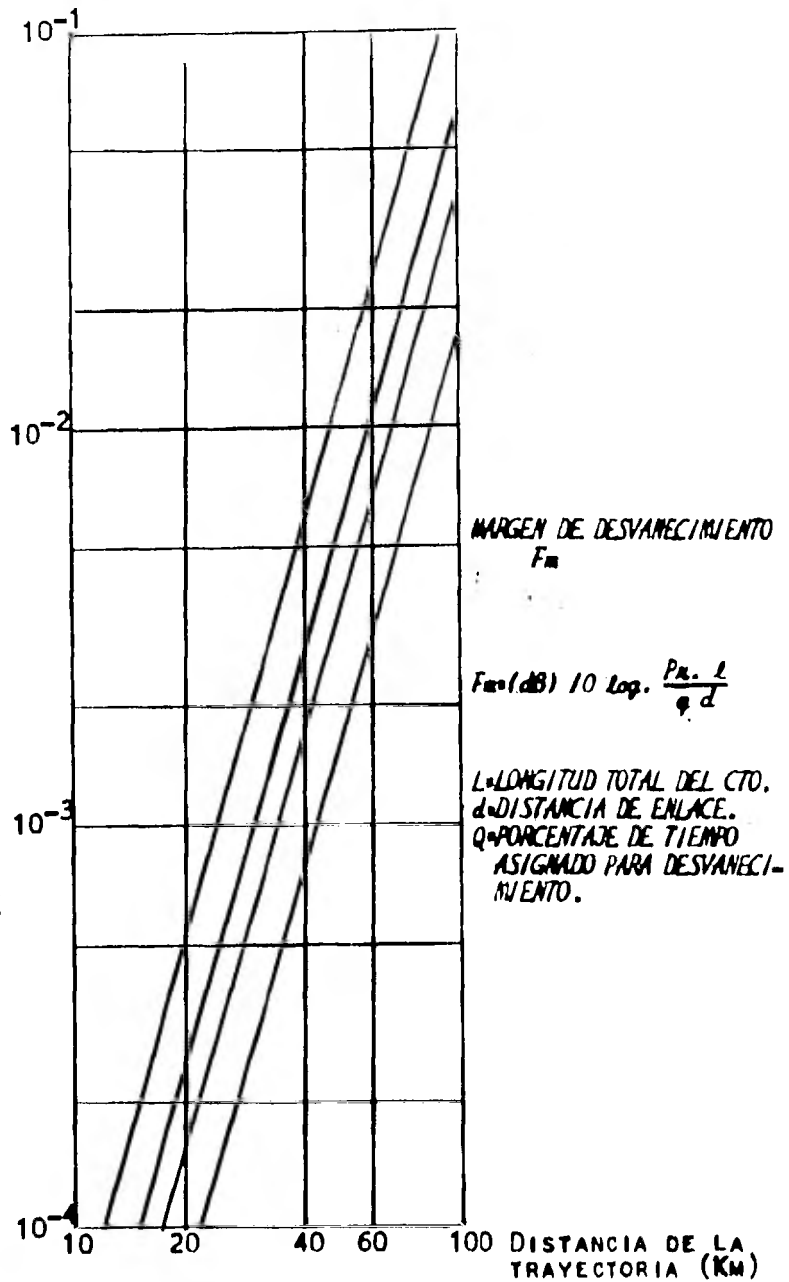
$$D = (1 - U) \times 100 \% = (1 - \text{TIEMPO FUERA}) \times 100 \%$$

Esta disponibilidad o tiempo fuera está dada por:

$$U = a \times b \times c \times d^3 \times f \times 10^{ND/10} \times 10^7 \quad (1)$$

donde:

FIG. 1.5 PROBABILIDAD DE DESVANECIMIENTO DE RAYLEIGH (4)



MD = margen de desvanecimiento de dB

f = frecuencia en GHz

d = distancia de la trayectoria en metros

a y b = Factores de corrección de tipo de terreno y de clima respectivamente⁽¹⁾.

Confiabilidades del orden del 99 % puede resultar baja para algunos sistemas de gran recorrido o para el manejo de cierto tipo de información. Para sistemas de alta confiabilidad, usualmente sistemas de trayectos largos con una gran cantidad de saltos en serie, los objetivos de confiabilidad por salto pueden ser tan estrictos como el 99.9999 %, lo cual equivale a 30 segundos de salida máxima por año. Para obtener objetivos de confiabilidad de este orden es necesario el uso de diversidad en cualquiera de sus formas. La disminución de los efectos del desvanecimiento por el uso de diversidad, depende de la distribución de éste en cada una de las dos trayectorias, ya sean en frecuencia o en espacio, y del grado de correlación entre las dos distribuciones. Si cada una de las trayectorias de diversidad tiene un desvanecimiento con una distribución como la de Rayleigh, el coeficiente de correlación entre las dos mitades varía entre 0 y 1. Si el coeficiente de correlación es 0, indica que el desvanecimiento es completamente independiente entre las dos mitades, y un coeficiente de correlación de 1 indica que las dos mitades se desvanecen idénticamente.

La mejora por el uso de diversidad para grandes márgenes de desvanecimiento es sorprendentemente grande para desvanecimientos no correlacionados (coeficiente de correlación de 0) y permanece bastante grande aún cuando el grado de correlación sea alto. Por ejemplo, un sistema de 40 dB de margen de desvanecimiento, diversidad con un 0.99 de correlación, mejorará la confiabilidad en la trayectoria por un factor de 100, de 99.99 % a 99.9999 %. Con este mismo margen y diversidad con correlación de 0.0 la mejora calculada será por un factor de 10,000⁽¹⁾.

Con el objeto de estimar la confiabilidad de un sistema con diversidad es necesario conocer o asumir el valor del coeficiente de corrección, para las -

condiciones de la trayectoria particular. El valor de este coeficiente en general es obtenido por relaciones empíricas de estudios hechos en diferentes países. Por ejemplo, una práctica común es asumir un coeficiente de correlación de cero para diversidad de frecuencia con espaciamientos del 5% o más (de la frecuencia usada), y una correlación de 0.8 para el intervalo de espaciamiento más común del 2%.

Así como éstas, existen otras prácticas para el asignamiento del coeficiente de correlación. En la referencia número 1, se ilustran métodos para calcular la probabilidad de salida o la confiabilidad en la propagación para trayectorias con y sin diversidad.

Hasta aquí, sólo se ha considerado la confiabilidad en la propagación. Sin embargo, en la disponibilidad total del sistema también influye el equipo. Las fallas en éste pueden contribuir seriamente a crear salidas en la transmisión, pero si se cuenta con un mantenimiento preventivo y arreglos de "hot standby" (donde dos transmisores y recepciones están en funcionamiento al mismo tiempo, pero sólo uno está conectado a la antena), se pueden minimizar las salidas ocasionadas exclusivamente por fallas del equipo al grado que se desee. Si ocurre una falla en el equipo conectado se produce una commutación de tal forma que el otro equipo entra en funcionamiento. Este arreglo proporciona confiabilidad en el equipo pero no incrementa la confiabilidad en la propagación. Asimismo, la confiabilidad de la fuente de alimentación de energía es un elemento primordial de la disponibilidad total de sistema. Aún en áreas que cuentan con fuentes primarias altamente confiables es necesario que los sistemas de microondas estén provistos de alguna fuente de energía de respaldo para alcanzar los objetivos de alta confiabilidad en el enlace⁽¹⁰⁾.

1.2.3. EQUIPO.

En esta sección se describen los componentes básicos de un sistema de microondas independientemente del sistema de transmisión usado (analógico o digital).

En la figura 1.6 se muestra un diagrama a bloques de un sistema de microondas, usando un solo repetidor. En este diagrama se pueden distinguir como partes esenciales del sistema el equipo multiplex, los transmisores, receptores; repetidores y el sistema de antena. Aunque en el esquema mostrado no se aprecian, también son importantes los siguientes elementos; fuentes de alimentación de energía, combinadores de r.f. y equipos de control y supervisión. Todos los elementos mencionados se describen a continuación. Debido a la gran cantidad de literatura existente relacionada con el equipo de microondas, la tabla 1.4 resume las características importantes de los principales elementos.

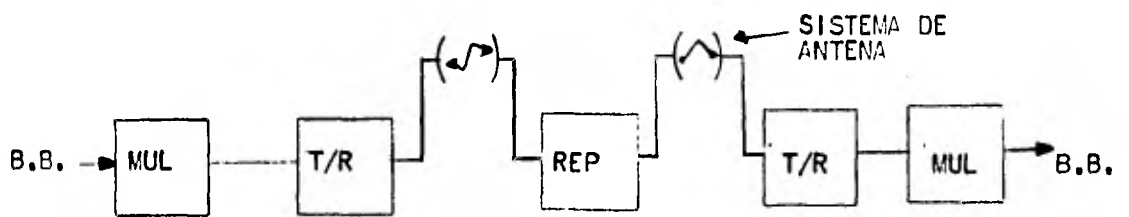
1.3 VARIANTES DE UN SISTEMA DE TRANSMISION.

Con la invención de la técnica de Modulación por Codificación de Pulsos (PCM) en 1938, se establecieron los principios básicos para convertir las señales analógicas de voz en señales digitales. Sin embargo, los medios técnicos para transmitir estas señales de voz en forma digital no estuvieron disponibles en aquel tiempo, y no fue hasta la aparición del transistor, que surgieron indicaciones de ventajas económicas de las técnicas digitales sobre las analógicas. En la actualidad el abajamiento en los costos con el surgimiento de técnicas como LSI (Integración a gran escala), indica que próximamente será más económico introducir sistemas digitales que analógicos⁽¹⁴⁾.

1.3.1 TRANSMISION ANALOGICA VS. DIGITAL.

A continuación se presentan una serie de comparaciones entre los sistemas de transmisión analógica y digital. Estas comparaciones son independientes del medio de transmisión usado y los resultados se resumen en la tabla 1.5, la cual muestra las ventajas y desventajas de los sistemas digitales evaluados contra los sistemas analógicos.

a) Uno de los atractivos principales de los sistemas de transmisión digital reside en el concepto de regeneración, que a continuación se explica.



MUL = MULTIPLEXER
 T/R = EQUIPOS TRANSMISOR Y RECEPTOR
 REP = REPETIDOR
 B.B = BANDABASE

(2)

Fig. 1.6 Diagrama a bloques de un Sistema de Microondas.

TABLA 1.5 VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE LOS SISTEMAS DIGITALES VS. ANALÓGICOS.

VENTAJAS DE SISTEMAS DIGITALES VS. ANALÓGICOS.	DESVENTAJAS DE SISTEMAS DIGITALES VS. ANALÓGICOS.
<ul style="list-style-type: none"> • EL USO DE REGENERACION LIBERA LA ACUMULACION DE RUIDO. • MULTIPLEXAJE, DEMULTIPLEXAJE Y - COMMUTACION NO INTRODUCEN INTERFERENCIAS ADICIONALES. • TRATAMIENTO IGUAL A TODOS LOS CA NALES EN LA BANDA TRANSMITIDA. • NO SE REQUIEREN EQUIPOS PARA COM PENSAR LAS FLUCTUACIONES EN EL - NIVEL DE LA SEÑAL TRANSMITIDA. • MAYOR FACILIDAD PARA EL MANEJO DE DATOS. • COMPATIBILIDAD EN LA TRANSMISION- DE CUALQUIER TIPO DE INFORMACION. 	<ul style="list-style-type: none"> • MAYOR ANCHO DE BANDA.

TABLA 3.4 CARACTERÍSTICAS DEL EQUIPO DE COMUNICACIÓN

EQUIPO	MULTIPLEXER	TRANSMISORES, REPETIDORES Y RECEPTORES	ANTENAS	COMBINACIONES DE R.F.	FUENTES DE ENERGÍA	SISTEMAS DE LÍNEAS Y SUPLEVISION
DESCRIPCIÓN	<p>Es un dispositivo usado para combinar dos o más ondas de frecuencia de señales individuales para transmitirlos como una trayectoria de transmisión única. Existen dos técnicas de multiplexaje por división de frecuencia y por división de tiempo.</p> <p>El principio de multiplexaje por división de frecuencia (FDM), consiste en asignar un espacio en el ancho de la frecuencia a cada una de las canales. Esto es, un número determinado de canales de entrada de las ondas individualmente por subportadoras diferentes, después de pasarlos por filtros pasabanda para limitar su ancho de banda, y posteriormente los canales modulados de forma para producir la señal de modulación.</p> <p>En el multiplexaje por división de tiempo (TDM) se duplica el periodo de muestreo de la señal, para que dos veces durante un mismo periodo de las ondas un espacio de tiempo perteneciente a una forma de la señal TDM sea la suma de todas estas ondas muestreadas en un espacio de tiempo.</p> <p>(Ver sección 2.1.1.)</p>	<p>Generalmente los equipos de radio vócos tanto en terminales como en repetidores de comunicaciones se usan categorías de bandas de (BC) o de modulación directa y heterodino de frecuencia intermedia (F.I.).</p> <p>Los sistemas heterodino de F.I. son utilizados generalmente en serie con los sistemas de ondas, donde los canales transmisivos son interceptados en las modulación a lo largo del camino. En los equipos transmisivos, la señal de modulación es multiplicada por una onda de F.I. (premodulada) y posteriormente se pasa a la radiofrecuencia (R.F.) en los repetidores de este tipo la señal recibida de la antena se mezcla con un oscilador local para producir una señal en F.I., la cual se amplifica para posteriormente mezclarse con otro oscilador local y producir la señal de R.F. de salida.</p> <p>Los sistemas de banda base (BB) son utilizados generalmente en receptores de ondas o donde donde se recibe el signo o la modulación, ya sea para eliminar o insertar información. En los equipos transmisivos, la señal proveniente de una multiplexer se suma en nivel y ancho de banda y directamente de onda a r.f. (de ahí el nombre de modulación directa). En los repetidores de este tipo de señal recibida de la antena se mezcla con un oscilador local para producir una señal en F.I. y posteriormente se demodula hasta banda base, lo cual permite la extracción o inserción de información. Esta señal se amplifica y de onda a r.f. para su nueva transmisión.</p> <p>El proceso involucrado en los receptores terminales es el mismo, ya sea de BB o de F.I. La señal de modulación se mezcla con un oscilador local produciendo una señal de frecuencia intermedia, la cual se amplifica y demodula para producir la banda base.</p>	<p>Todas las señales transmitidas concentran su radiación en alguna dirección, produciendo una concentración de ondas o energía. De esta forma la radiación de potencia en una dirección se hace más sencilla producida por una antena que radió en todas direcciones (antena isotrópica). Es por esto que la concentración de radiación en alguna dirección se hace con la ayuda de una antena isotrópica.</p> <p>La antena para microondas tiene básicamente a decir las ondas que transmiten hacia el objetivo, por lo cual la concentración de energía es muy intensa. La antena permite que la transmisión entre el punto transmisor y el receptor sea más eficiente y las interferencias sean menores.</p> <p>Las antenas que se utilizan para microondas son: (1) antenas parabólicas, (2) antenas tipo lente para ondas electromagnéticas y antenas del tipo horn, (3) una frecuencia alta de operación, la ganancia de una antena es una función del área efectiva y está dada por:</p> $G = 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \right) \text{ dB} \quad (2)$ <p>Donde: G = ganancia sobre una antena isotrópica. A_e = área efectiva de la antena. λ = longitud de onda. = eficiencia de antena.</p>	<p>Uno de los tipos de usar una sola antena para transmitir un transmisor y un receptor o varios transmisores o receptores, para decir si es un sistema de antena simple, se utilizan dos antenas de ondas. Estas antenas hacen uso de una serie de elementos como: condensadores de onda de onda, diodos, diodos, filtros, pines, etc. (ver sección 2.1.1.).</p> <p>Todos estos elementos tienen características diferentes, las cuales deben tomarse en cuenta en el cálculo de las pérdidas de transmisión de ondas.</p> <p>Las características de estos elementos las proporcionan los fabricantes.</p>	<p>Si el sistema de microondas estuviera operando directamente con una fuente primaria de energía, todavía estaríamos sujetos a algunas limitaciones que la potencia falle aún por unos minutos accidentales. De tal forma que si se requiere contar con una alta confiabilidad en el sistema se deben tener fuentes de energía altamente confiables. Esto se logra contando con una fuente de energía de respaldo para la fuente primaria. Dentro de las fuentes de energía de respaldo de más uso en la actualidad se encuentran:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Los generadores - Los acumuladores - Los generadores solares. <p>La selección de cualquiera de las fuentes de respaldo depende de las condiciones climáticas y de las posibilidades de abastecimiento de combustible (generadores).</p> <p>El método más usado para la operación de los sistemas, consiste en contar con bancos de baterías, las cuales son cargadas continuamente para mantener a su capacidad completa. De esta forma las baterías pueden proporcionar energía durante fallas cortas de el suministro de energía, y la planta generadora de respaldo entrará en función cuando se terminen las baterías de duración limitada.</p>	<p>La operación de enlaces de microondas puede ser supervisada por inspección directa o por medios automáticos o semiautomáticos. Estos últimos van desde sistemas simples que usan señales con los tonos de frecuencia, hasta sistemas sofisticados para reportar fallas automáticamente.</p> <p>Las alarmas reportan las fallas del equipo y condiciones anormales en los enlaces. Pueden ser de punto de control desde el cual el personal de mantenimiento puede ser desplazado, además de proporcionar canales de frecuencia de voz, para supervisión que mantiene la comunicación entre estaciones de radio.</p> <p>Los tres tipos de alarma más comunes son: (1) falla en la alimentación de energía, (2) falla en la transmisión, (3) falla en las baterías, (4) falla en las luces de prevención de las torres para navegación aérea, (5) recepción de las luces de prevención de la torre, y (6) señal para el personal de mantenimiento de alguna de las estaciones de radio.</p>

Tanto en la transmisión analógica como en la digital, la señal está sujeta a atenuación durante su trayecto, lo cual puede compensarse con repetidores. En los sistemas analógicos el ruido se amplifica en cada repetidor y se va acumulando, mientras que en los sistemas digitales si se logra que el ruido producido en cada sección no exceda el nivel donde se produce un error en el reconocimiento del estado transmitido, la señal puede ser regenerada y el ruido no se acumula. Esta habilidad de regeneración permite que la relación de señal a ruido (S/N) requerida en cada sección para reducir los errores de interpretación, sea una cantidad mucho más baja que la que podría tolerar un sistema analógico. Con el uso de regeneración, la calidad de transmisión digital es bastante independiente de la distancia involucrada.

b) Multiplexaje, demultiplexaje y conmutación digital de señales, no producen interferencias adicionales, con excepción de la agitación de la señal -- (jitter), la cual es insignificante. Esto no ocurre en las comunicaciones analógicas.

c) Debido a que todos los bits en una transmisión digital están sujetos a la misma interferencia, todos los canales de un sistema TDM, son tratados igualmente a diferencia de los sistemas analógicos FDM, que requieren tratamiento especial a ciertos canales en las bandas de transmisión.

d) Las fluctuaciones de nivel que ocurren durante la transmisión no afectan en gran medida la recepción de la señal cuando la transmisión es digital, pero para sistemas analógicos FDM se requieren costosos equipos para mantener -- aproximadamente constante el nivel de la señal.

e) Cuando se cuenta con comunicación digital no se toman en cuenta las particularidades de la señal original, ya que los problemas asociados con ellas son confinadas al área terminal. La característica de una trayectoria digital es -- esencialmente la capacidad de transmisión en bits/s, con sus operaciones, permaneciendo básicamente iguales para cualquier tipo de información y sólo varían

do la razón de transmisión para cada tipo, sin que exista interferencia entre ellos. Esta compatibilidad no se puede lograr en sistemas de transmisión analógica.

En la actualidad cada vez se incrementa más la necesidad de manejo de datos, y los sistemas digitales son particularmente económicos para el manejo de señales digitales como lo son los datos.

Todas las ventajas anteriormente descritos en favor de los sistemas digitales están en compromiso casi exclusivamente con un solo factor en el cual la transmisión analógica tiene ventaja; el ancho de banda. Los sistemas digitales emplean más ancho de banda que el ocurrido con los sistemas analógicos para la transmisión de información. Existe el compromiso para la transmisión de cualquier tipo de información entre el ancho de banda y la relación señal a ruido. Sin embargo, los rápidos desarrollos técnicos en el campo de los sistemas de transmisión digital indican que hay aplicación en las cuales, los sistemas son ya competitivos en operación y costos⁽⁴⁾. La tabla 1.5 resume las comparaciones mencionadas.

Por último la tabla 1.6 resume las características más importantes que determinan el funcionamiento de los sistemas de microondas analógicos y digitales, la cual servirá para el desarrollo del capítulo 4.

TABLA 1.6 COMPARACION DE LAS CARACTERISTICAS Y PARAMETROS DE LAS MICROONDAS ANALOGICAS Y DIGITALES.

CARACTERISTICA TIPO DE SISTEMA	PARAMETRO SIGNIFICATIVO	RELACION SEÑAL A RUIDO	PARAMETROS DIFERENTES DE LOS SISTEMAS	PARAMETROS COMUNES DE LOS SISTEMAS	
MICROONDAS ANALOGICAS	<p>RELACION SEÑAL A RUIDO S/N</p>	<p>$S/N = P_t \cdot (G_t + G_r) \cdot (L_t + L_r) - A' - (N_t + N_r) + I + (P + W)$</p> <p>$P_t$: POTENCIA TRANSMITIDA $G_t + G_r$: GANANCIA DE ANTENAS TRANSMISORAS Y RECEPTORAS $L_t + L_r$: PÉRDIDAS DEL EQUIPO TRANSMISOR Y RECEPTOR A' : PÉRDIDA DE TRAYECTORIA $N_t + N_r + N_i$: RUIDO TÉRMICO, FACTOR DE RUIDO Y RUIDO DE INTERMODULACIÓN I : FACTOR DE MEJORA DE MODULACIÓN (FM) $P + W$: PREEMFASIS Y PONDERACIÓN</p>	<p>a) FACTOR DE MEJORA DE MODULACIÓN (I). PARA TELEFONIA MULTICANAL, LA MEJORA DE MODULACIÓN F.M. (I) EN EL CANAL SUPERIOR EN FRECUENCIA (POR CASO), ESTÁ DADO COMO: $I = 20 \log \left(\frac{M \cdot \Delta f}{f_m} \right) + 10 \log \left(\frac{B_{L.F.}}{f_m} \right)^2$ EN dB Δf : DESVIACIÓN RMS DE LA FRECUENCIA EN TONO DE PRUEBA EN Hz. f_m : FRECUENCIA MODULANTE DEL CANAL SUPERIOR EN Hz. $B_{L.F.}$: ANCHO DE BANDA DADO POR LA REGLA DE CARLSON. $B_{L.F.} = 2 (F + f_m)$ KHz.</p>	<p>F : DESVIACIÓN DE LA FRECUENCIA PICO MULTICANAL EN KHz. b) PREEMFASIS INCREMENTA EL NIVEL DE LA S/N DE LOS CANALES SUPERIORES PARA UNA TRANSMISIÓN ADECUADA Y EN EL RECEPTOR SE EMPLEA LA DE-EMFASIS. LA PONDERACIÓN ES UNA RES SELECTIVA DE FRECUENCIAS QUE HACE QUE EL EFECTO DEL RUIDO SEA PROPORCIONAL AL QUE EL RUIDO TIENE SOBRE EL OÍDO HUMANO. c) RUIDO DE INTERMODULACIÓN (NI). SE DARE A LAS NO LINEALIDADES DE FASE Y FRECUENCIA DEL CIRCUITO DE RADIO Y AL EFECTO DEL ECO. AUMENTAR LA DESVIACIÓN DE FRECUENCIA MEJORA LA S/N TÉRMICO PERO AUMENTA EL RUIDO DE INTERMODULACIÓN, EN POR ESO QUE DEBE ENCONTRARSE EL BALANCE DE ESTOS RUIDOS AL VARIAR LA DESVIACIÓN DE LA FRECUENCIA.</p>	<p>a) PÉRDIDAS DE TRAYECTORIA (A')</p> $A' = 32.5 + 20 \log_{10} F_c + 20 \log_{10} D$ F_c : FRECUENCIA UTILIZADA D : DISTANCIA EN Km. A' ATENUACIÓN DUEDA A LAS PÉRDIDAS DE ESPACIO LIBRE SE SUELE AÑADIR EL DESVALECIAMIENTO DE RAYLEIGH PARA CONTRASTAR EL EFECTO DE LAS PÉRDIDAS EN LA TRAYECTORIA. b) PÉRDIDAS DE ALIMENTACIÓN (Lr + Lt) SE SUMAN A LA ATENUACIÓN EN LOS COMPONENTES DEL SISTEMA DE ANTENA Y COMPONENTES DE RF. ESTOS DATOS LOS PROPORCIONA EL FABRICANTE. c) GANANCIA DE ANTENAS (Gt + Gr) TÍPICAMENTE LAS ANTENAS USADAS TIENEN GANANCIAS DE 40 dB; GENERALMENTE SE EMPLEAN LAS DE TIPO PARABÓLICO. SU VALOR SE CALCULA CON LA ECUACIÓN (2). d) RUIDO TÉRMICO Y FACTOR DE RUIDO EN EL RECEPTOR (Nt + Nr) EL RUIDO TÉRMICO DE ENTRADA ESTÁ DADO POR: $P_t = KTB$ (Watts) K : CONSTANTE DE BOLZSMAN B : ANCHO DE BANDA DEL RECEPTOR (Hz) T : TEMPERATURA AMBIENTE (°K), USUALMENTE SE CONSIDERA DE 300°K. SUSTITUYENDO ESTOS VALORES, LA POTENCIA DE RUIDO EN LA ENTRADA DEL RECEPTOR ES: $N_t = -174 + 10 \log B$ dBm (6) EL RUIDO RENOVADO DENTRO DEL RECEPTOR (Nr) LO PROPORCIONA EL FABRICANTE EN dB. SI LA SEÑAL A LA ENTRADA DEL RECEPTOR LLEGA ALCANZAR UN NIVEL IGUAL AL DEL RUIDO $-174 + 10 \log_{10} B + N_r$, ÉSTA SEÑAL NO SERÁ SELECTABLE, PUESTO QUE LA POTENCIA R.M.S. DE LA SEÑAL, ES IGUAL A LA POTENCIA R.M.S. DEL RUIDO. ESTE PUNTO ES CONOCIDO COMO UMbral DE RUIDO.
MICROONDAS DIGITALES	<p>RAZÓN DE BITS EN ERROR (BER)²</p> <p>RELACIÓN ENTRE LOS BITS CON ERROR O EQUIVOCADOS Y LOS BITS TRANSMITIDOS. LA RELACIÓN S/N EN LOS SISTEMAS DIGITALES ES TAMBIÉN IMPORTANTE, YA QUE PARA UNA DETERMINADA S/N PERMITIRÁ ALCANZAR LA BER DESEADA.</p>	<p>$S/N_0 = P_t \cdot (G_t + G_r) - (L_t + L_r) - (N_t + N_r) - A' - V^2$</p> <p>$S/N_0$: LA RELACIÓN SEÑAL RUIDO ESPECÍFICA EN dB, PARA EL ANCHO DE BANDA DE REFERENCIA IGUAL A LA TASA DE BITS TRANSMITIDOS. V : DESVIACIÓN (dB)</p> <p>a) LA RELACIÓN SEÑAL A RUIDO ESPECÍFICA (S/N₀) INDICA SENSIBILIDAD AL RUIDO DEL MÉTODO DE MODULACIÓN USADO, YA QUE ES EL VALOR NECESARIO PARA QUE SE ALCANZE UNA CIERTA BER. b) LA DEGRADACIÓN DEL SISTEMA V, INCLUYE TODAS LAS DESVIACIONES DEL VALOR TÉRMICO (S/N₀) QUE SUCCEDEN EN UN SISTEMA REAL. ESTAS DEGRADACIONES PUEDEN DEBERSE A: - INTERFERENCIA ENTRE SÍMBOLOS. - ERRORES DE MUESTRAS EN EL CIRCUITO DE DECISIÓN. - OSCILACIONES EN EL VALOR DE LA PORTADORA DE REFERENCIA (JITTER). c) OTRO PARÁMETRO TÍPICO UTILIZADO EN MUCHOS TEXTOS EN LUGAR DE LA RELACIÓN S/N₀, ES LA RELACIÓN PORTADORA A RUIDO (C/N) REQUERIDA A LA ENTRADA DEL DEMODULADOR. LA RELACIÓN C/N ES UNA MEDIDA DE LA SENSIBILIDAD A LA INTERFERENCIA Y A LAS DISTORSIONES EN LA TRANSMISIÓN Y SE MIDE EN UN ANCHO DE BANDA MEDIO, COMPARADO CON EL DE LA RELACIÓN S/N₀, QUE UTILIZA LA TASA DE BITS. ESTE PARÁMETRO ES PREFERIDO EN LOS SISTEMAS DE MICROONDAS PARA TA-</p>	<p>PREPAR EL FUNCIONAMIENTO EN TÉRMINOS DE C/N REQUERIDA PARA OBTENER LA BER DESEADA.</p>		

BIBLIOGRAFIA

- (1) "ENGINEERING CONSIDERATIONS FOR MICROWAVE COMMUNICATIONS-SYSTEMS GTE LENKURT".
- (2) "SELECTED ARTICLES FROM THE GTE LENKUR DEMODULATOR" VOL.3
- (3) "ENGINEERING CONSIDERATIONS, LENKURT 72 CLASS MULTI-CHANNEL RADIO SYSTEMS".
- (4) "TELECOM REPORT 2 (1979) SPECIAL ISSUE" "DIGITAL TRANSMISSION".
- (5) ... "ADVANCES IN COMMUNICATIONS SYSTEMS". H. JONES.
- (6) H.L.L.H. "TRANSMISSION SYSTEMS".
- (7) FEHER KAMILO, "DIGITAL MICROWAVE ENGINEERING", INTELCOM - 79, DALLAS.
- (8) NOBORU YAMANE, "FUNDAMENTOS DE PROPAGACIÓN DE MICROONDAS".
- (9) HAMSHER. "TELECOMMUNICATIONS HANDBOOK".
- (10) MARCORELLES G. "EVOLUCIÓN TÉCNICA DE LOS ENLACES POR - MICROONDAS".
- (11) CARLSON B. "COMMUNICATIONS SYSTEMS".
- (12) FEHER K. "DIGITAL COMMUNICATIONS: MICROWAVE APPLICATIONS"

CAPÍTULO 2

"MICROONDAS DIGITALES"

En este capítulo se analiza el sistema de comunicación de microondas digitales, dándose el enfoque principalmente a la descripción del sistema de radio y a el estudio de las características que determinan un comportamiento adecuado. El objetivo de éste capítulo es el de presentar en una forma breve y concisa el sistema de comunicación de microondas digitales con el fin de poder entender su funcionamiento y así apreciar las ventajas que representaría su uso en los sistemas de comunicación de las empresas generadoras de electricidad, como se pretende mostrar en el capítulo 1.

Para esto el capítulo se encuentra dividido en cuatro partes:

- (1) Codificación y multiplexaje digital; (2) El Sistema de radio digital;
- (3) Utilización del espectro de frecuencias y planeación en los sistemas de microondas digitales; y (4) Consideraciones de diseño y funcionamiento de los sistemas de microondas digitales.

En la primera parte se describen brevemente las técnicas digitales PCM - (Pulse Code Modulation) y TDM (Time Division Multiplexing).

En la segunda parte, la más importante, se analiza el sistema de comunicación en sí y los parámetros que determinan un funcionamiento apropiado. En la tercera parte se analiza el uso del espectro de frecuencias por las microondas digitales así como las recomendaciones al respecto. En la cuarta y última parte se presentan las consideraciones básicas de funcionamiento del sistema y de cálculo de enlaces de microondas digitales. Por último cabe hacer notar que el fenómeno de propagación es el mismo para sistemas analógicos y digitales y éste se presentó ya en el capítulo 1.

2.1 CODIFICACION Y MULTIPLEXAJE DIGITAL

Una de las especificaciones más importantes en los sistemas de radio digital es su capacidad de transmisión expresada en términos de los bits por segundo transmitidos. Desde el punto de vista de radio transmisión no es importante conocer el tipo de información; o sea, no es necesario conocer si el flujo de bits está formado por canales de voz multiplexados por división de tiempo (TDM), por tráfico de datos, por señales de video digitalizados.

Sin embargo, los bancos de canales PCM usando TDM son la fuente más común de los sistemas de radio digital, y de ahí la importancia de conocer al menos los principios de su operación.

2.1.1 P.C.M. y T.D.M.

a) P C M (Pulse Code Modulation)

La modulación de señales analógicas (voz, video, etc.) por medio de la técnica de modulación por codificación de pulsos (PCM) requiere de la discretización de la señal tanto en el tiempo como en su amplitud, de tal forma que un mensaje se representa por un grupo codificado de pulsos digitales. La discretización en tiempo se logra tomando muestras periódicamente. El período de estas muestras está dado por el teorema de muestreo el cual se enuncia a continuación:

"Si la componente espectral de frecuencia más alta de una función del tiempo $m(t)$ es f_m , entonces las muestras instantáneas tomadas a una razón $f_s > 2f_m$ contiene toda la información del mensaje original." Para el caso de telefonía la cual se encuentra normalizada a un ancho de banda de 300 a -3700 Hz, la frecuencia de muestreo debe ser mayor o igual a 6800 Hz, pero se emplea como norma 8000 Hz. Este proceso se aprecia en la fig 2.1

Una vez contando con las muestras de amplitud, estas también se discretizan. Para este propósito, el rango de valor de la señal se divide en intervalos de cuantización, los cuales tienen un número de código binario asociado, ya que la señal transmitida por PCM es un flujo de pulsos binarios (de dos estados; 1 y 0). De tal forma que en lugar del valor de la muestra, un número codificado con pulsos binarios, el cual se aproxima más al valor de la muestra, es transmitido. Esto se aprecia en la figura 2.2, donde los puntos indican el valor cuantizado de la señal los cuales difieren poco del valor real de la señal al ocurrir el muestreo.

La codificación con 8 dígitos binarios (bits) por muestra permite contar con $2^8 = 256$ intervalos de cuantización. En general con N dígitos binarios se obtienen 2^N intervalos de cuantización. En la fig. 2.2 las líneas conectando los puntos producen la señal recobrada en el receptor, la cual ligeramente se desvía de aquella en el receptor. La diferencia entre las dos esta

representada por la línea punteada en la misma figura. Debido a que esta distorsión resulta de la cuantización se le conoce como distorsión de cuantización, la cual disminuye al incrementarse el número de intervalos de cuantización.

Debido a que el error de cuantización depende del tamaño del intervalo de cuantización o escalón, si los escalones son uniformes en tamaño, las seña-

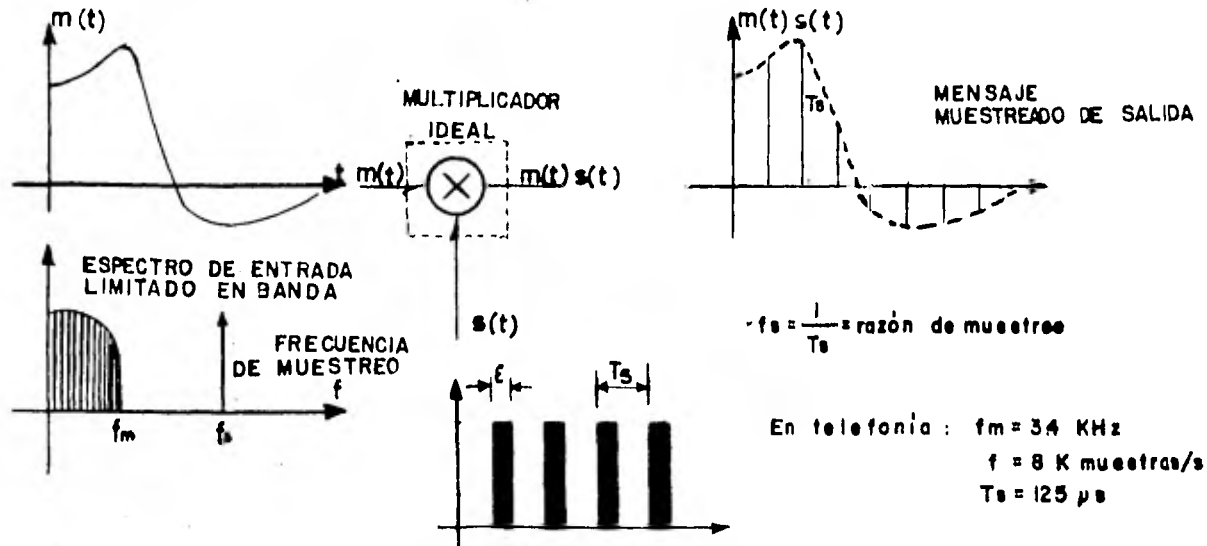


fig. 2.1 Proceso de muestreo¹

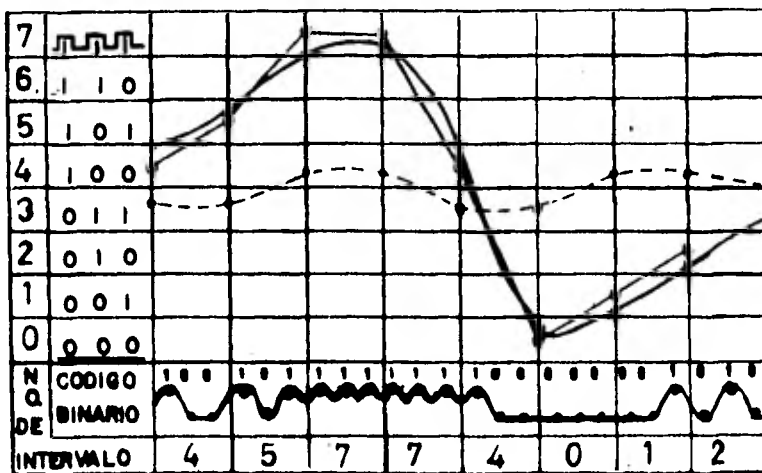


fig. 2.2 Discretización de la amplitud de las muestras³

les de amplitud pequeña tendrán una más baja relación S/N debido a la pobre aproximación, que las señales de amplitud mas grande. Para corregir esta si

tuación, dentro de la limitante de un número de niveles fijo, es necesario variar el tamaño de los escalones de tal forma que los escalones sean pequeños a bajos niveles de amplitud.

Mientras que es posible construir un cuantizador con escalones graduados, es más adecuado llevar a cabo un efecto equivalente por distorsionar la señal antes de aplicarla a un cuantizador uniforme. Este efecto se logra con un dispositivo conocido como compresor. La característica más frecuentemente usada para el compresor está mostrada en la fig. 2.3 la función del compresor está dada por

$$\frac{v(x)}{V} = \frac{\log(1 + \mu x/v)}{\log(1 + \mu)} \quad 0 \leq x < V \quad (1)$$

donde $v(x)$ es el voltaje de salida, x es voltaje de entrada, V es el voltaje pico de la señal de entrada y μ es un parámetro. Una distorsión inversa es introducida en el receptor de tal forma que la transmisión total no se deteriora.

b) T.D.M. (Time Division Multiplexing)

Para la utilización múltiple de canales de comunicación, FDM hace disponibles diferentes bandas de frecuencia para varias señales. Por el contrario TDM asigna diferentes segmentos de tiempo de una señal común a las diferentes señales en una secuencia cíclica. Esto es posible debido a que las seña

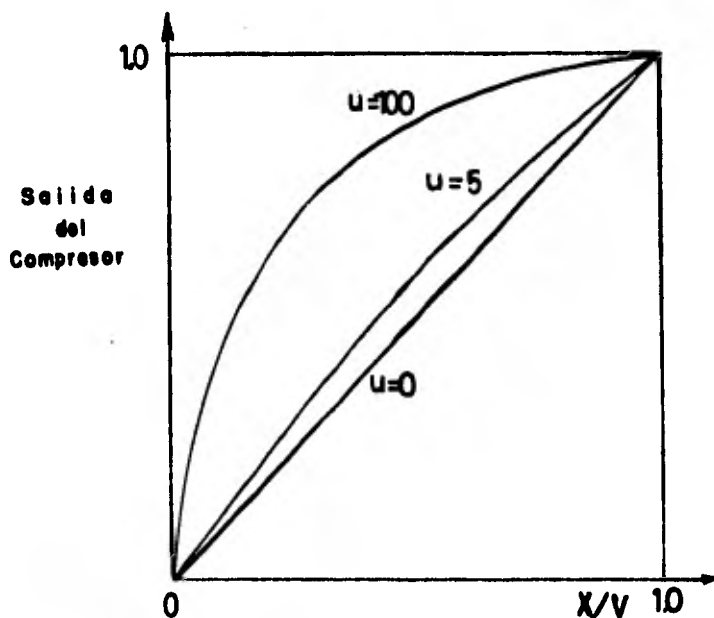


Fig. 2.3 Características del compresor de señal P.C. III.

les se forman con pulsos discretos, la longitud de los cuales se puede acortar, además de que en los espacios entre un muestreo y otro los pulsos de otras señales pueden acomodarse. La fig. 2.1 muestra una señal generada en esta forma, resulta de un multiplexor con cuatro conmutadores, cada uno se cierra brevemente en cada señal en una secuencia cíclica, lo cual genera muestras de las señales individuales de entrada multiplexadas en una señal común. Estas muestras se pueden convertir a señal P.C.M., es decir, se cuantifican y codifican y posteriormente se transmiten sobre el canal común. En

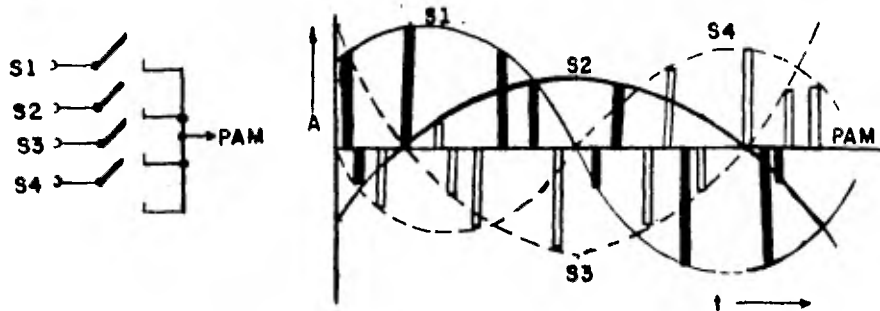


Fig. 2.4 Generación de una señal T.D.M.¹

tal caso la señal T.D.M. se ha formado con palabras codificadas o caracteres de señal, que son el número de bits usados para codificar la muestra, de canales diferentes repitiéndose periódicamente en un tiempo igual al lapso de muestreo. Esto implica que si se requiere multiplexar en tiempo n canales de voz, se tienen que acomodar las muestras de los n canales en un intervalo de $1/8000$ seg. (que es el tiempo comúnmente aceptado para muestrear voz). Esto es con el objeto de que cada canal se muestree en la forma correcta, una vez cada $1/(8000 \times n)$ seg., y que si se utiliza codificación con 8 bits, cada bit deberá durar al menos $1/(8000 \times 8 \times n)$ seg.

A los bits comprendidos en un intervalo de muestreo se les denomina trama.

Cuando se transmiten un número de señales en T.D.M., se debe contar con medios para que las componentes de la señal asignadas a los canales individuales sean detectados en la secuencia correcta, en el extremo receptor. En algunos sistemas PCM se hace uso de un carácter de la señal para facilitar la sincronización. Debido a que el receptor está informado del número de canales, de los dígitos por carácter de la señal y su secuencia, podría parecer adecuado proveer un código específico al empezar la transmisión para marcar el primer bit del primer carácter de la señal, o sea, el primer bit de la muestra codificada del primer canal; de esta manera se podría alinear

u ordenar las muestras de los n canales multiplexados. La experiencia mostró la necesidad de repetir esta marca periódicamente. A continuación se describe la forma en que los diversos sistemas de PCM en uso, se sincronizan y realizan algunas otras funciones, los dos sistemas descritos son los de mas uso en la actualidad.

c) El Sistema D1 de la A.T.T.

Este sistema fue el pionero y agrupa 24 canales, sus características principales son.

Razón de muestreo	8 KHz
Bits por trama	193
Capacidad de señalización	8 Kb/s por canal
Capacidad de transmisión	1.544 Mb/s.

Este sistema utiliza 7 bits para codificar la muestra y un octavo bit para señalización. Debido a que se transmite un bit de cada canal cada $1/8000$ seg. se tiene que la razón de señalización es de 8 Kb/s. Para la sincronización o alineamiento de las tramas se hace uso de 1 bit extra por trama, resultando la transmisión 193 bits/trama;

$$24(\text{canales}) \times 8 \text{ bits/canal} + 1 (\text{alineación}) = 193 \text{ bits}$$

Si tomamos en cuenta que se transmite una trama cada $1/8000$ s. se tiene la capacidad de transmisión de 1.544 Mb/s. la forma que tiene una trama para este sistema se aprecia en la fig. 2.5

Basada en la anterior, la ATT introdujo una nueva versión conocida como D2. Este utiliza el octavo bit para codificación de muestras, y para la señalización a la vez. Esto lo hace extrayendo un bit para señalización cada 6 tramas. Esto reduce la capacidad de señalización de 8 Kb/s. a 1.3 Kb/s.

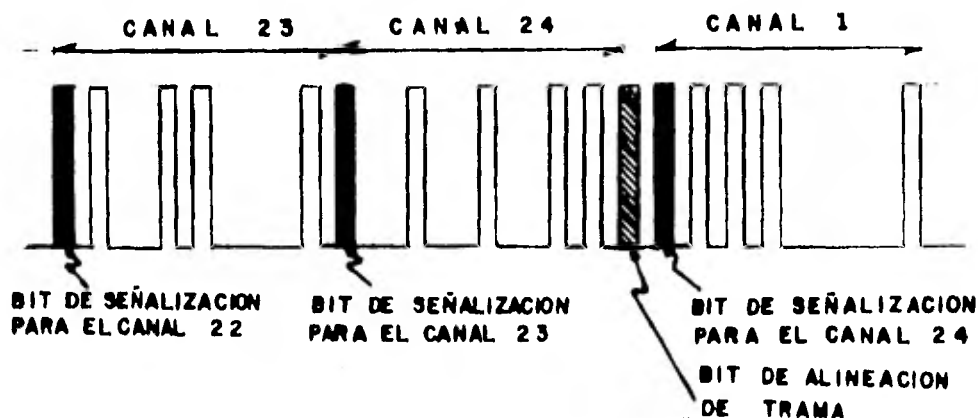


Fig. 2.5 Formato de trama para señales PCM D-1

El Sistema CEPT (Recomendado por CCITT)

Este sistema utiliza 32 caracteres en lugar de 24. La alineación de las tramas es controlada por sacrificar un carácter y la señalización por sub-multiplexar otro, esto es, el carácter destinado a señalización lo comparten en forma cíclica los 30 canales restantes. Sus características son:

Razón de muestreo	8 KHz
Bits por trama	256 (8 x 32)
Capacidad de señalización	64 Kb/s comun a 30 canales
Capacidad de transmisión	2.048 Mb/s (256 x 8000)

El ensamble de los canales se hace de acuerdo a la estructura de trama mostrada en la fig. 2.6 El Primer carácter en las tramas impares es asignado para sincronización, mientras que el primer bit de este carácter, y en las tramas pares todos los bits del primer carácter, están designados para transmitir información de mantenimiento. En la figura se aprecia que en la posición No. 16 se ubica el carácter designado para señalización.

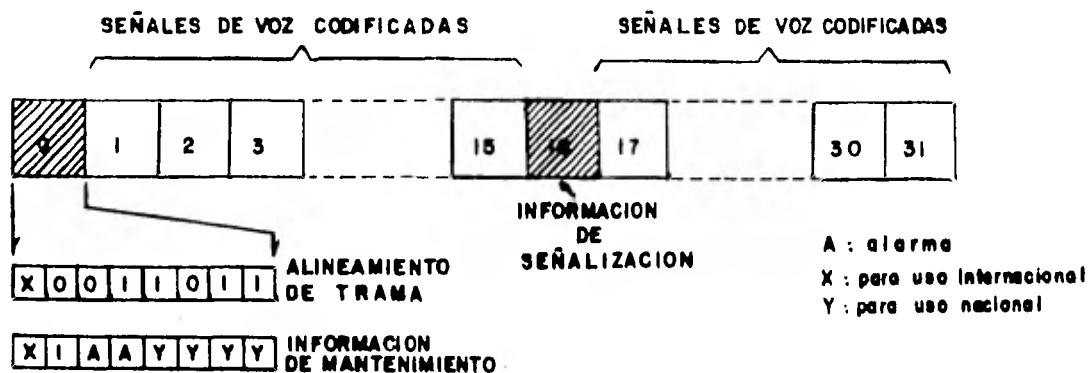


Fig. 2.6 Estructura de trama para el sistema CEPT³

Jerarquías establecidas para transmisión digital.

La jerarquía de la CCITT está basada en los terminales PCM de 30 canales de frecuencia de voz, con una capacidad de transmisión de 2.048 Mb/s. Este sistema se utiliza principalmente en Europa.

En E.U., Canadá y Japón los sistemas digitales de comunicación están basados en el sistema A.T.T. de 24 canales de voz codificados, y sus niveles jerárquicos parten de este. Las fig. 2.7 y 2.8 muestran las jerarquías en uso en E.U. y las recomendadas por CCITT respectivamente.

NIVEL JERARQUICO

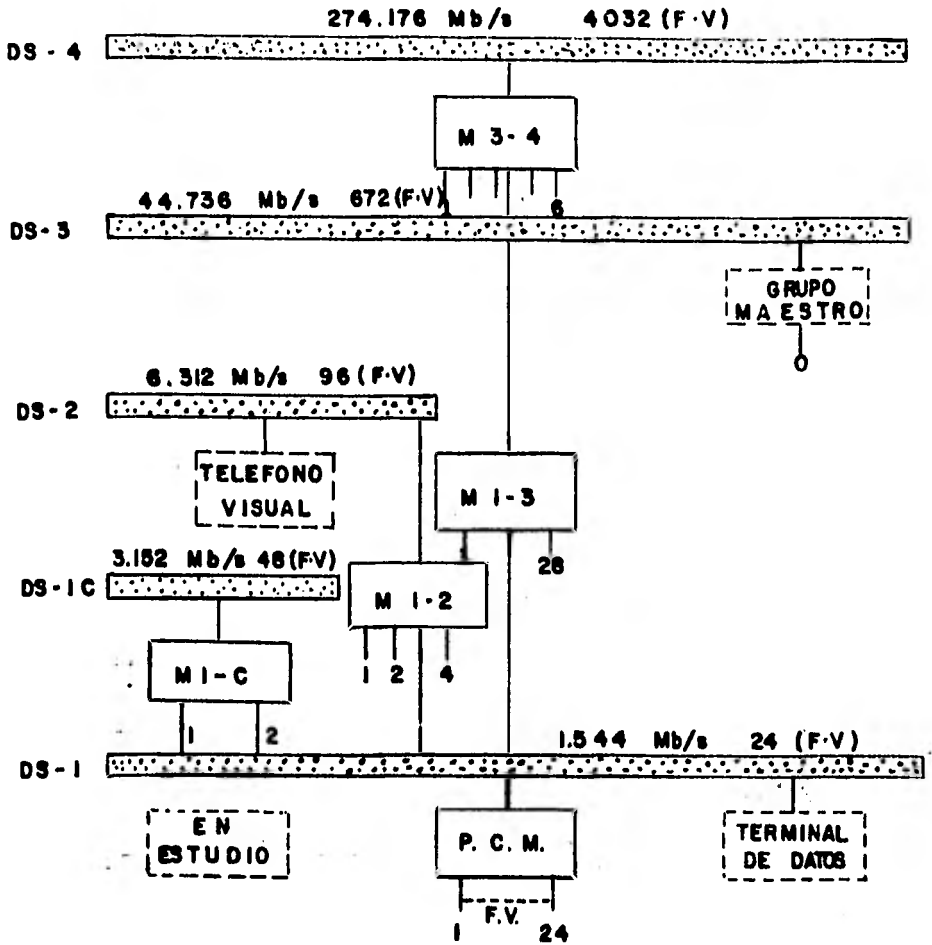


Fig. 2.7 Jerarquía en uso en E.U. (1)

Fue necesario producir una jerarquía de sistemas multiplex para PCM con el objeto de utilizar enlaces digitales de alta velocidad. En los sistemas F.D.M. la identidad de cada canal es fácilmente mantenida en la señal multiplex debido a su distribución en frecuencia única. En un sistema multiplex de división de tiempo existen problemas de sincronización y de alineamiento de tramas para identificar a cada canal. El alineamiento, para sistemas de orden mayor, se hace en una forma similar a el que utilizan los sistemas básicos de 24 o 30 canales.

Estos problemas provienen de combinar muchos flujos de bits de fuentes independientes. Debido a que no es ni práctico ni deseable tratar

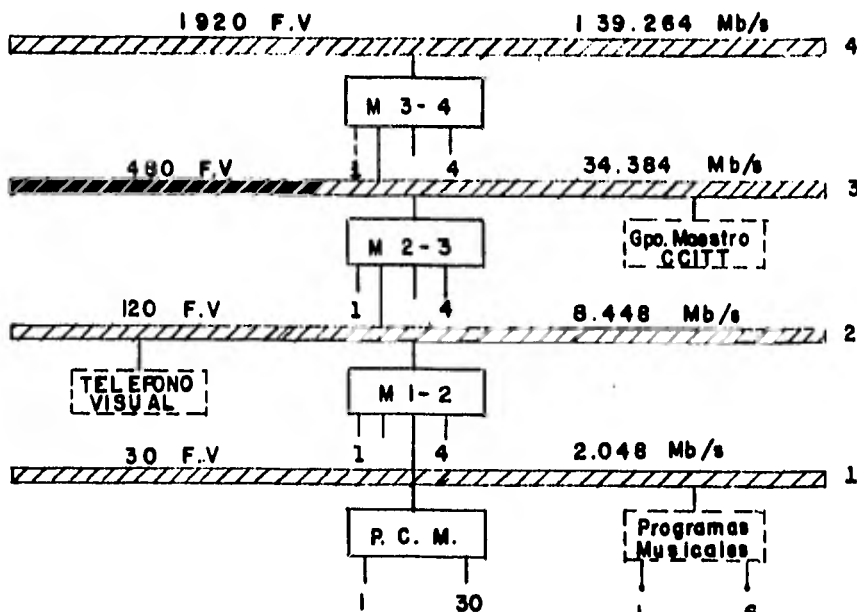


Fig. 2.8 Jerarquía basada en las recomendaciones de la CCITT¹

de sincronizar todas las fuentes a una razón universal, surgió la técnica de multiplexaje asíncrono con "stuffing". Con esta técnica se asegura que todos los canales contribuyentes, cualquiera que sea su velocidad exacta, se integrarán con un exceso de velocidad predeterminada la cual es exactamente la del reloj del multiplex.

Una clase de procedimiento la cual es típica deberá formar un flujo de bits nominalmente 1% más rápida que la entrada. En este flujo cada centésimo bit no es necesario normalmente para datos. De cada 10 bits consecutivos sobrantes, nueve pueden ser usados para indicar si el décimo bit está vacío o un bit de información de usuario ha sido insertado para compensar alguna deficiencia en velocidad. Por tanto, este esquema de multiplexaje permite inserción sin mutilación de una parte en 1000 arriba de la velocidad nominal. La idea de usar nueve bits consecutivos para indicar el "relleno" (stuffing) es para hacer posible una codificación redundante la cual es altamente resistente al error, pudiendo además ser usado para indicar los límites de la multitrama involucrada, en la localización de los bits adicionales y el bit el cual está siendo utilizado para relleno.

2.2. EL SISTEMA DE RADIO DIGITAL

Una vez que se tiene el flujo de información digital, si éste se aplica directamente a el transmisor de radio, la señal de radio resultante tendría un ancho de banda muy amplio y podrían ocurrir concentraciones de potencia en frecuencias discretas, las cuales podrían afectar a canales de radio cercanos. Estas características negativas se suelen eliminar utilizando un procesamiento de señal adecuado. A continuación se revisan algunos de los principios básicos del procesamiento de la señal digital en banda base en los sistemas de microondas. Uno de los objetivos más importantes de éste procesamiento es el de lograr un sistema de transmisión eficiente en relación al ancho de banda ocupado.

2.2.1 DIAGRAMA A BLOQUES DE UN SISTEMA DE RADIO DIGITAL

El esquema funcional de un sistema de microondas digitales se muestra en la fig. 2.9

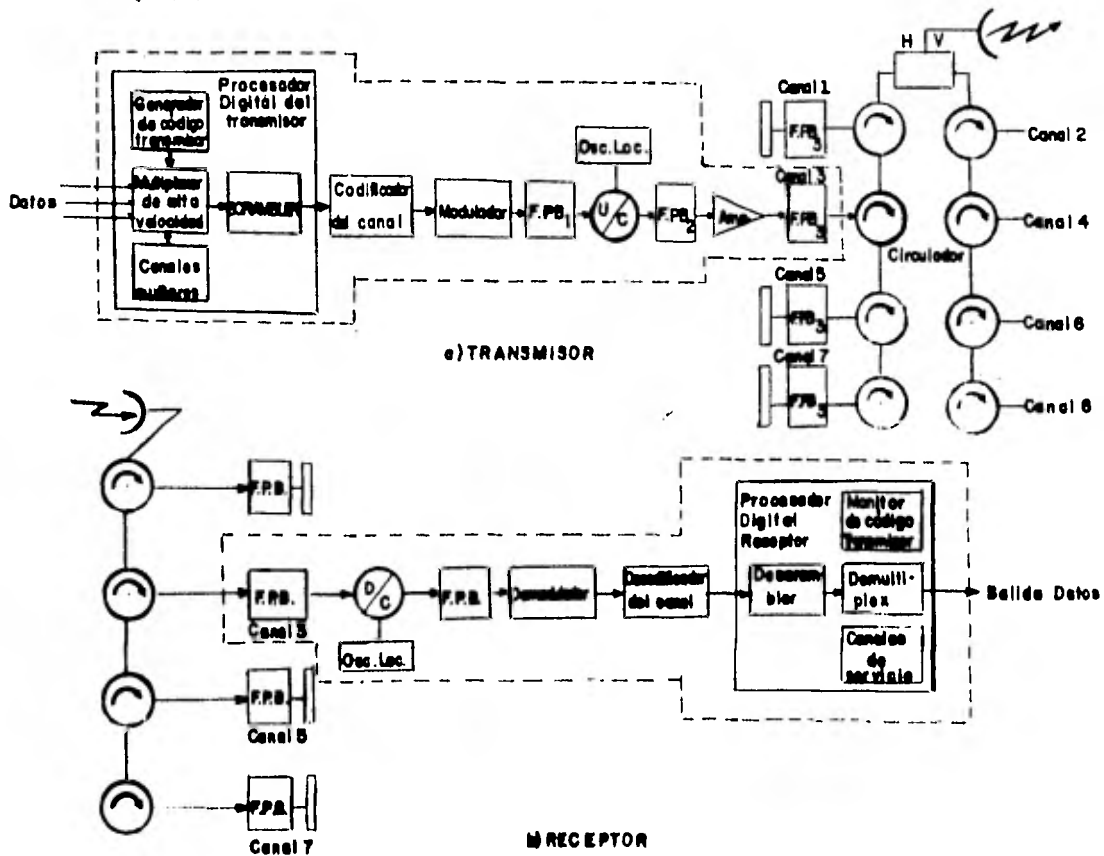


Fig. 2.9 Sistema de radio multicanal.³

La porción de procesamiento digital de un sistema de radio está compuesto de varias funciones. En los terminales existe generalmente un multiplexor de alta velocidad que sirve para combinar uno o más flujos de datos de la transmisión. Asimismo se le da a la señal una estructura apropiada, para identificar a las diferentes componentes en el receptor, llamada estructura de trama, y además se le puede agregar bits adicionales para canales auxiliares de servicio. Estas componentes se aprecian en la fig. 2.9 a

Los "Scramblers" son circuitos que producen secuencias digitales aleatorias, generando un espectro continuo evitando líneas espectrales discretas, las cuales producen interferencias.

El codificador del canal procesa la entrada binaria en una señal multinivel o binaria pero con características espectrales modificadas con el objetivo de facilitar la recepción libre de errores y reducir el ancho de banda; por ejemplo codificación de "no retorno a cero".

El modulador tiene por objeto facilitar la transmisión de información. Las técnicas de modulación de más uso actualmente se analizarán en la sección 2.3.

Los demás elementos mostrados en la figura 2.9 a filtros paso banda (F.P.B.), convertidor a radio-frecuencia (U/c), amplificadores (Amp), circuladores etc., tienen las mismas funciones que aquellos empleados en los sistemas FM analógicas.

Por último, el receptor mostrado en la fig. 2.9 b ejecuta las funciones inversas o aquellas de el transmisor.

2.2.2 PROCESAMIENTO DIGITAL

Como se mencionó, consiste de varias funciones. Una de ellas es la de multiplexaje de alta velocidad, la cual combina varias señales digitales. Este es normalmente producido por medio de la técnica de relleño positivo de pulsos "pulse stuffing" (Ver sección 2.1.1 c). Esta técnica permite que la razón del reloj del radio sea controlada independientemente de el reloj del flujo de pulsos digitales. Esto remueve cualquier requerimiento de sincronización entre las diversas fuentes de tráfico digital, si el radio pudiera aceptar mas de un flujo. Esta función se muestra en la fig. 2.8 a. Otra función agregada a el flujo digital en los terminales, antes de la transmisión, es una estructura

de tramas del radio (Ver sección 2.1.1 e), Esta estructura de trama es requerida si se ha usado relleno de pulsos (pulse stuffing), con el objeto de localizar los bits de relleno y removerlos para reconstruir el flujo de datos original en el receptor, La Estructura de trama del radio además provee una pieza valiosa de información para monitorear el funcionamiento del sistema.

Cuando la estructura de trama del radio se diseña, varias veces se permite agregar bits adicionales a el flujo original para proporcionar canales auxiliares. Estos canales auxiliares son usados para comunicación de voz por el personal de mantenimiento, y por varias funciones de monitoreo de fallas y control del sistema. Estos canales son accesibles usualmente sobre las terminales y repetidoras a lo largo de la ruta.

Otra parte muy importante del procesamiento digital es el "scrambling" de la señal digital. Una Señal digital teniendo una secuencia repetitiva tiene componentes elevadas de frecuencias discretas, los cuales si son transmitidas podrían llegar a ser señales interferentes muy dañinas.

Esta condición podría ocurrir durante las primeras horas de la mañana, cuando quizá todos los canales de comunicación en el enlace no están en uso, excepto para el caso de canales telefónicos donde se tienen que transmitir los bits de alineamiento. Durante este período es probable que ocurran concentraciones de potencia en frecuencias particulares originados por las secuencias repetitivas en el flujo de bits tales concentraciones de potencia pueden causar interferencia en otros canales de r.f. vecinos. En el "scramble" una secuencia pseudoaleatoria se suma en módulo 2 al flujo de bits de entrada, antes de la modulación. Después de la demodulación el flujo de bits originales se recuperan al sumarle la misma secuencia pseudoaleatoria. En esta forma las secuencias continuas de "unos" o "ceros", o secuencias cortas de bits repetidos, son evitadas en las señales de r.f. asegurando un espectro uniforme.

2.2.3 FILTRADO

Entre las principales características de un sistema de microondas digital se encuentran su método de modulación y la formación y utilización del espectro de r.f. Basándose en el funcionamiento equivalente de los sistemas modulados linealmente con los sistemas de transmisión

en banda base, se puede configurar el espectro de la señal digital en banda base, en una forma adecuada, y después introducirlo al modulador correspondiente logrando la configuración del espectro deseada.

A continuación se revisan algunos de los principios del filtrado de la señal digital en banda base, en uso en los sistemas de microondas. Uno de los objetivos más importantes de éste filtrado es el de lograr un sistema de transmisión eficiente con respecto al ancho de banda ocupado.

i) Pulsos de señalización y características de filtrado.

En la figura 2.10 a se muestran las características de amplitud y frecuencia del filtro paso-bajas ideal. Su respuesta al impulso se muestra en la figura 2.10.b. Se aprecia que la respuesta instantánea es cero en los instantes $t' = \pm n/2 f_1$. Por tanto, los impulsos pueden transmitir en tales intervalos sin interferencia entre los picos de las señales recibidas. El recíproco de $2f_1$ es conocido como el intervalo de Nyquist y correspondiente a una razón de señalización de pulsos de dos veces la frecuencia de corte del filtro. Esto es de interés únicamente como caso límite, pero no como una aplicación práctica. Ya que en primer lugar, el corte pronunciado de este filtro no es realizable y

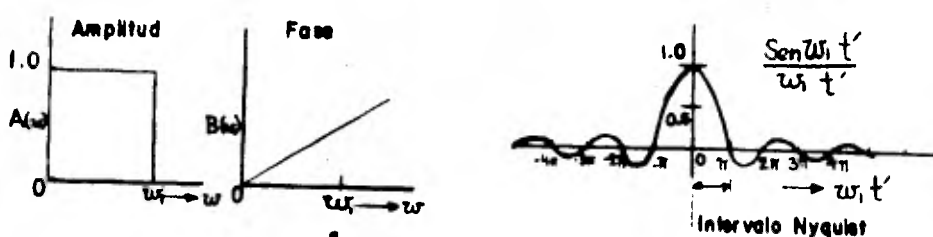


FIG. 2.10 FILTRO IDEAL² a) Característica en frecuencia

b) Respuesta al impulso

Las aproximaciones resultan muy complicadas. En segundo lugar, la respuesta del tipo sinc (x) no es deseable debido a que se requiere que no haya desviaciones en la razón de muestreo, ya que las colas de los pulsos se podrían tralapar y propiciar interferencia entre símbolos (ISI).

Con un corte más gradual en la característica paso-bajas, la naturaleza oscilatoria de las colas puede ser reducida, y así llega a ser más práctico producir la característica de fase lineal. Por ésto el -

correspondiente original es modificado por una característica de amplitud con simetría impar con respecto a la frecuencia de corte. Nyquist demostró que esta modificación retiene los ceros de la respuesta sinc (x) y le suma otros. La característica del filtro modificado se muestra en la figura 2.11, pudiendo ser aproximados y realizados en forma práctica. Uno de estos casos es el filtro de "coseno elevado" o de Nyquist cuyas características se muestran en la fig. 2.12 y cuya función es:

$$P(f) \begin{cases} 1 \\ \cos^2 \left\{ \frac{T_d}{4\alpha} \left[\omega - \frac{\pi(1-\alpha)}{T_d} \right] \right\} \\ 0 \end{cases} \begin{cases} [0 \leq \omega \leq \pi/T_d(1-\alpha)] \\ [\pi/T_d(1-\alpha) \leq \omega \leq \pi/T_d(1+\alpha)] \\ [\omega \geq \pi/T_d(1+\alpha)] \end{cases} \quad (2)$$

T_d = duración del símbolo

α = factor de atenuación con la frecuencia

y su función correspondiente en tiempo es:

$$p(x) = \frac{\cos(\alpha \pi x/T_d)}{1 - 4\alpha^2 (x/T_d)^2} \cdot \frac{\sin(\pi x/T_d)}{\pi x/T_d} \quad (3)$$

La cual también se muestra en la fig. 2.12 para diferentes valores de α . La figura 2.13 ilustra la forma de onda en bandabase para un mensaje binario 10110100 usando pulsos de coseno elevado con $\alpha = 1$.

Nyquist demostró que el filtro de "coseno elevado" con $\alpha = 1$, es el único que genera pulsos que cumplen con sus dos primeros criterios que hablan sobre la supresión de ISI, al alcanzar los niveles de cero, la mitad y uno en los tiempos apropiados. El costo es el de duplicar el ancho de banda mínimo requerido por el filtro ideal.

El filtro de Nyquist tiene la ventaja adicional de tolerar más desviación en las instantes de muestreo que el filtro ideal. Esto es debido a que la respuesta cae más rápido con el tiempo, que la respuesta sinc (fst), producida por el incremento no lineal en el denominador, como se nota en la ecuación 2.2, y en estas pocas colas del pulso contribuirán significativamente a degradar la señal.

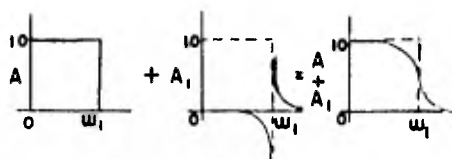


Fig. 2.11 Filtro modificado

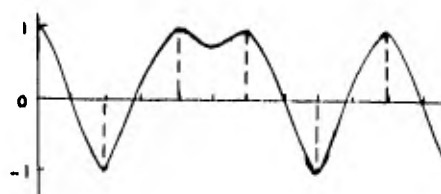


Fig. 2.13 Señalización con pulsos de Nyquist

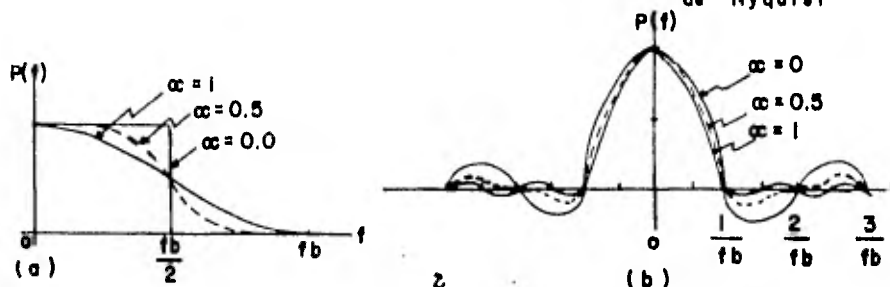


Fig. 2.12 FILTRO DE COSENO ELEVADO; a) Características en frecuencia
b) Respuesta al impulso

El diseño de un canal de ancho de banda mínimo $\alpha=0$ como se mencionó, debería requerir un número infinito de secciones de filtro, siendo impráctico, la meta de los diseñadores es la de obtener filtros de canal, las cuales se aproximen a las características del "coseno elevado" y tener el menor ancho de banda posible. Con la tecnología actual se pueden lograr aproximaciones de filtros con $\alpha=0.3$ requiriendo únicamente un 30% de exceso en el ancho de banda Nyquist.

Cuando se diseña un filtro de Nyquist en forma imperfecta, o sea, sin tener las características de amplitud y fase teóricas, el filtro produce ISI. Es por esto que cuando se diseña un sistema nuevo se tienen que predecir las degradaciones causadas por la ISI, antes de la existencia del hardware, para analizar si están dentro de los objetivos del sistema. Estas degradaciones se producen generalmente por simulaciones de computadora, y utilizando el llamado diagrama de ojo.

La forma de evaluar la degradación debida a ISI es midiendo la abertura del ojo en el centro (instante de muestreo), entre más abierto está el ojo será menor la degradación. La fig. 2.14 muestra un diagrama de ojos generado en un osciloscopio, y la fig. 2.15 una generado por computadora.

Las simulaciones por computadora de filtros de Nyquist ideales, permiten mostrar que entre más eficientes sean en ancho de banda (se aproximan a $\alpha=0$), los canales son más sensibles al corrimiento en el instante de muestreo, ya que el ojo permanece abierto solo una pequeña cantidad de -

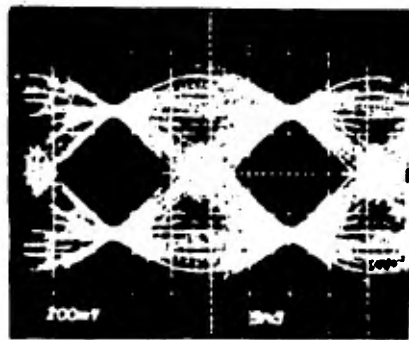
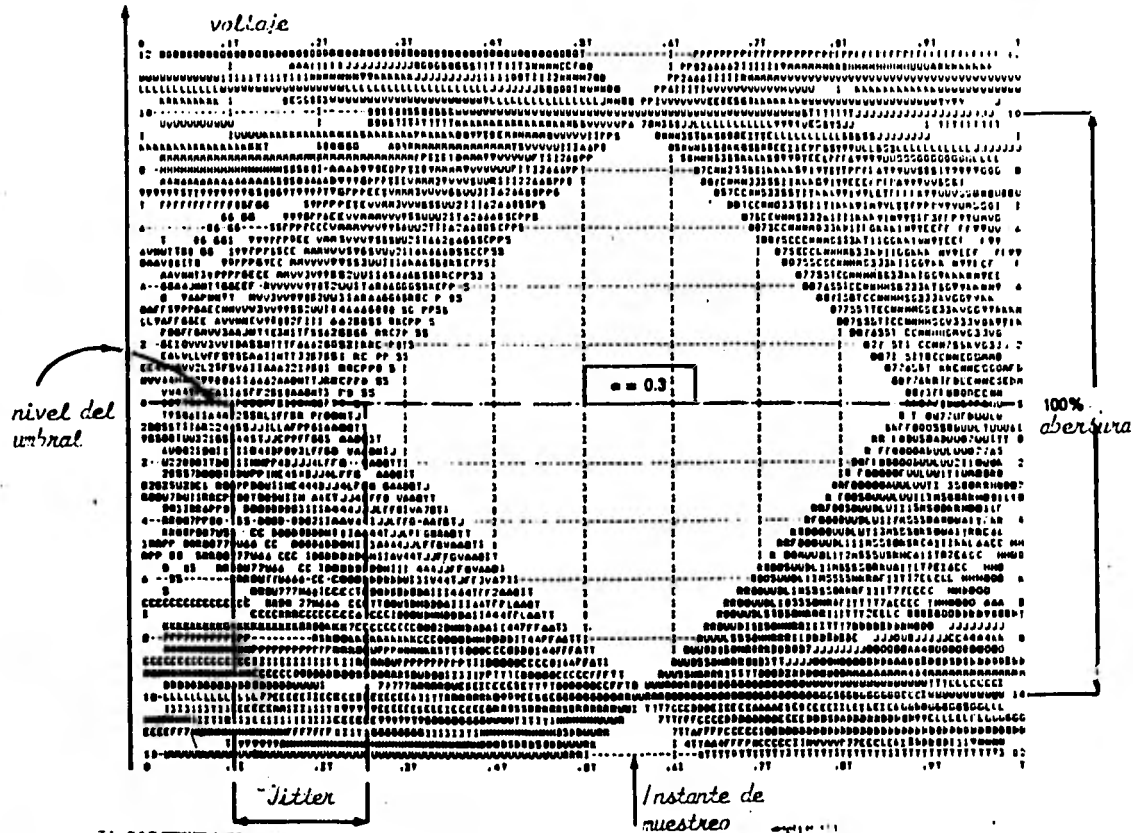


Fig. 2.14a "Diagrama de ojo" de un flujo de bits aleatorio usando un canal de Nyquist con $\alpha = 0.3$

Fig. 2.14 "Diagrama de ojo" generado en un osciloscopio.

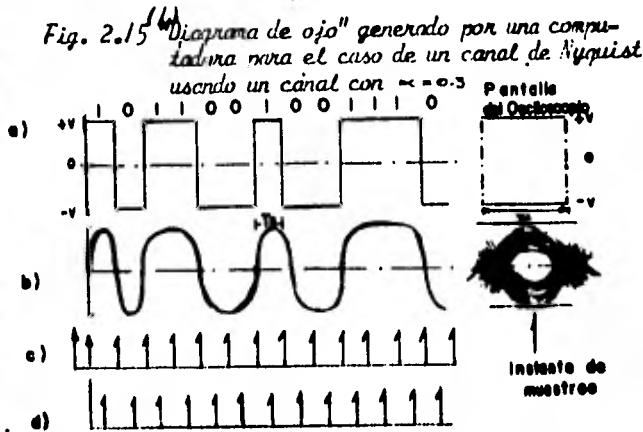


Fig. 2.14b Diagrama de ojos de una secuencia de datos; a) Caso en el que no existe limitación en banda, por tanto el osciloscopio mostrará dos líneas verticales de $2V_p - V_n$ volts, de duración T_0 segundos. b) Secuencia de datos en el caso de banda limitada. c) Reloj de símbolos. d) Reloj de muestreo, considerando el instante de muestreo en la mitad de razón de símbolos.

tiempo comparada con la que permanece en los canales con $\alpha = 1$

Aun cuando bien, los pulsos de señalización obtenidos con los filtros de Nyquist, han resultado de la respuesta al impulso. En los sistemas prácticos en lugar de los impulsos teóricos infinitamente estrechos, se suelen emplear - pulsos rectangulares con una duración del símbolo unitario $T_s = 1/f_s$.

En la fig. 2.12 se muestra la forma de este tipo de pulso y su espectro. Para obtener el pulso de "coseno aumentado", si a la entrada del filtro no se tienen impulsos, sino algún otro tipo de pulso, se tiene que corregir la forma del filtro de acuerdo con la siguiente relación:

$$P'(f) = \frac{P(f)}{S(f)} \quad (4)$$

donde $P(f)$ es la característica del filtro de coseno aumentado dada por la ec. (1) y $S(f)$ es el espectro del pulso de entrada al filtro. $P'(f)$ será la característica modificada del filtro de Nyquist, necesario para poder obtener los pulsos de coseno elevado deseados. De acuerdo a lo anterior el filtrado necesario para que un flujo de pulsos forme pulsos de "coseno elevado" a la salida del filtro está dada por:

$$P_n(f) = \frac{P(f) \pi f T_s}{\text{sen}(\pi f T_s)} = \frac{P(f)}{\text{sinc}(\pi f T_s)} \quad (5)$$

Esta característica se muestra en la fig. 2.16

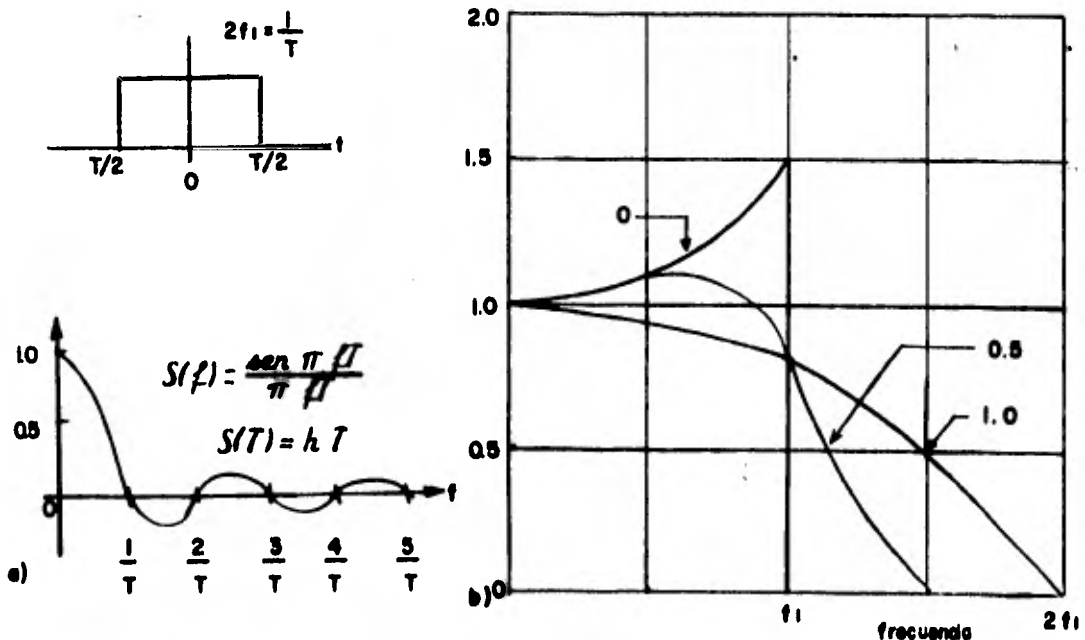


Fig. 2.16 a) Pulso rectangular b) Característica de filtrado para el uso de filtros rectangulares. ⁶

ii) Filtros terminales óptimos

Con el objeto de obtener las ventajas de los filtros teóricos, su característica se puede emplear en los sistemas modulados linealmente. Basándose en los teoremas de Nyquist de banda base y los criterios de intercambiabilidad de filtros pasa-bajas de premodulación y pasa banda de postmodulación, se podría diseñar un sistema con un ancho de banda limitado dado por las características del canal empleado, esto se aprecia en la fig. 2.17.

La estrategia de diseño consiste en igualar la característica del canal deseado, a las características en serie del filtro transmisor, canal y filtro receptor. De esta forma la transmisión sobre este canal no sufrirá degradación teóricamente, esto se ilustra en la fig. 2.18

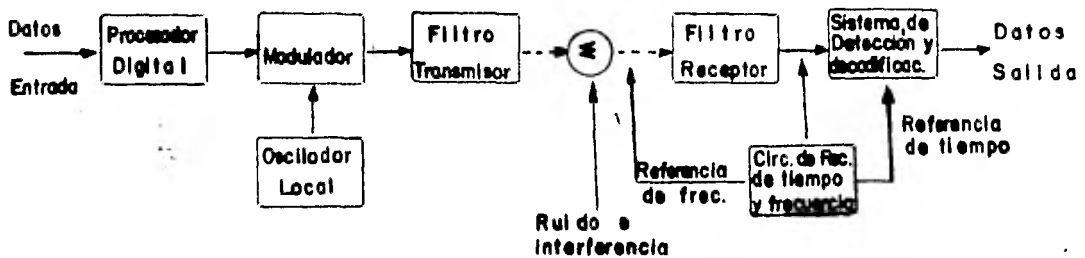


Fig. 2.17 Diagrama de bloques simplificado de un sistema de radio digital

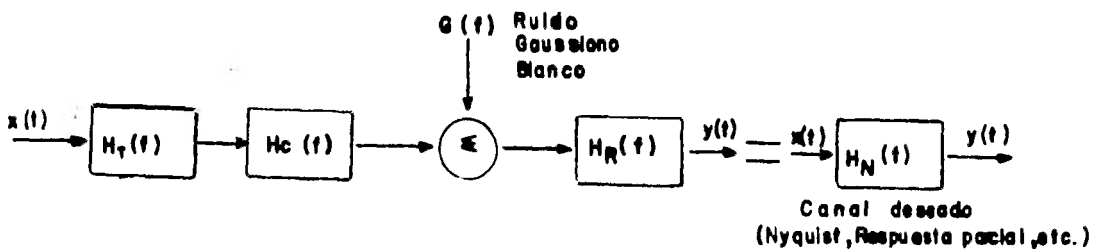


Fig. 2.18 Diseño de filtros terminales óptimos

Los filtros transmisor y receptor estarán ajustados al pulso de señalización utilizado (por ejemplo, pulso de "coseno elevado") siempre que la siguiente relación se emplee.

$$H_R = \sqrt{P(f)} \quad \text{y} \quad H_T = \frac{\sqrt{P'(f)}}{P(f)} \quad (6)$$

donde $P(f)$ es la característica del pulso de señalización escogido y $P'(f)$ la del pulso a la entrada (por ejemplo, pulso de "no retorno a cero", "bipolar", etc.).

De esta forma las características adecuadas del filtrado en banda base pueden aprovecharse en los sistemas modulados linealmente. Estos filtros son óptimos en cuanto a que minimizan la probabilidad de decisión de error en frecuencia de ruido gaussiano blanco al mínimo orden del filtro para una energía por bit dada. Es además óptimo con respecto a que reduce la interferencia a canales adyacentes, para el caso de sistemas de transmisión multicanal, debido a que en éstos se asume una forma idéntica al canal considerado, ya que el espectro de la señal modulada tendrá la misma forma del canal escogido, pero trasladado en frecuencia y por tanto tendrá doble banda lateral. Por ejemplo si se usaran los pulsos de "coseno elevado" el espectro sería igual al mostrado en la fig. 2.12, con doble banda lateral y trasladado a la frecuencia de modulación.

2.2.4 Sistemas de transmisión de Respuesta Parcial (PRS)

Los criterios de Nyquist para señalización binaria o multinivel están basados en la premisa de que cada dígito debe confinarse en su propio espacio de tiempo tanto como sea posible. Esto implica que la interferencia entre símbolos (ISI) en un intervalo de tiempo particular ocasionado por las "colas" de otros pulsos, debe eliminarse o al menos minimizarse. La razón de Nyquist no puede realizarse en práctica, aún si el filtro ideal fuera sintetizado, debido a que no es posible tener una relación precisa entre la frecuencia de corte del filtro ideal y la razón de bits. Esto es, la "razón de Nyquist" con los sistemas sin memoria del tipo de "coseno elevado" no puede lograrse. Las técnicas de filtrado que producen pulsos del tipo de "respuesta parcial" introducen deliberadamente una cantidad limitada de ISI sobre el espacio correspondiente a uno, dos o más dígitos y lo aprovechan, ya que el resultado es que dado un ancho de banda y una potencia de entrada, estas técnicas nos permiten la transmisión de unos bits por Hz de ancho de banda, que los sistemas sin memoria del tipo Nyquist, para un criterio especificado de probabilidad de error.

Con las técnicas de respuesta parcial, es posible transmitir a la razón de Nyquist o a razones mayores. Además debido a que existe correlación entre dígitos (por la interferencia controlada), los trenes de pulso tienen trayectorias distintas, las cuales pueden ser usadas para monitorear erro-

res. Con estas técnicas puede haber detección de errores con necesidad de usar bits redundantes, como los chequeadores de paridad.

i) Sistema PRS generalizado

La técnica de respuesta parcial involucra la correlación entre dígitos, o en otras palabras una memoria finita. La ISI es permitida en cantidad controlada y se interpreta en el extremo receptor. La función de transferencia total $H(\omega)$ de estos sistemas, la cual incluye transmisor y receptor, se obtiene a partir del polinomio:

$$F(\omega) = \sum_{k=0}^n f_k e^{-jk\omega T} = F(D) = \sum_{k=0}^n f_k D^k \quad (D = e^{-j\omega T}) \quad (7)$$

donde $f_0 = 1$, $f_k = \pm 1$ ó 0 , T es la duración del símbolo y donde D es el operador retardo.

La tabla 2.1 muestra varios polinomios de los sistemas PRS y las correspondientes respuestas en frecuencias $H(\omega)$ y la respuesta al impulso $h(t)$.

Tabla 2.1 Sistemas PRS ¹⁵

F(D)	H(ω)	h(t)
1 + D dualbinario clase 1		
1 - D		
(1+D)(1-D) = 1-D^2 Arbitrario mod. clase 4		
(1+D)^2 = 1+2D+D^2 clase 2		
(1+D)^2(1-D) = 1+D-D^2-D^3		
(1+D)(1-D)^2 = 1-D-D^2+D^3		
(1+D)^2(1-D)^2 = 1-2D^2+D^4 clase 5		
(1+D)(2-D) = 2+D-D^2 clase 3		
(1+D)(2-D)^2 = 2-D^2-D^4		

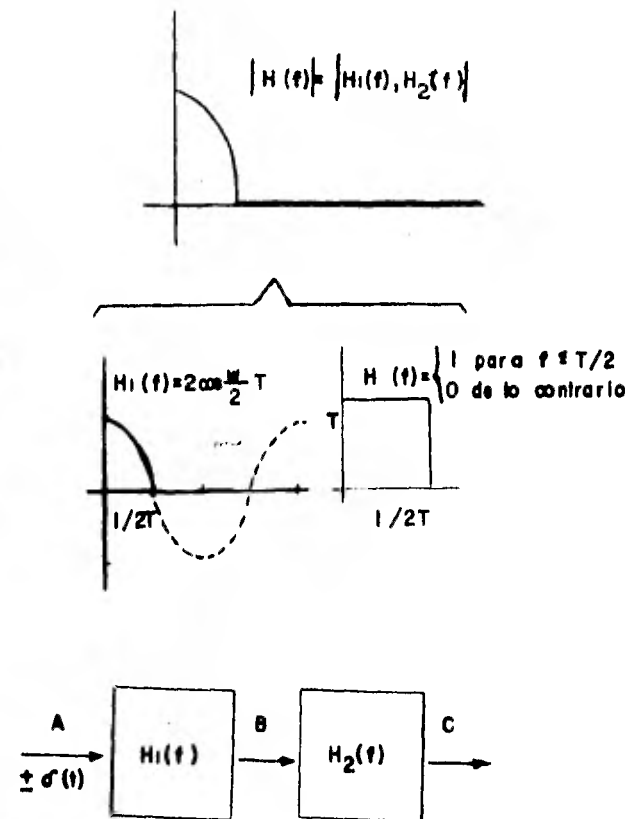


Fig. 2.19 Diagrama a bloques de un sistema dualbinario. ¹

A continuación se muestra una forma de obtener la función de transferencia de uno de estos sistemas, conocido como técnica de transmisión duobinaria, notándose la relación con su polinomio asociado.

ii) Señales Duobinarias

Este proceso se basa en el modelo de Lender¹. Si se considera un tren binario consistente de "unos y "ceros", y representado por impulsos $\pm \delta(t)$ y $-\delta(t)$ que se introducen en el sistema en el punto A de la fig. 2.19, para cada $\delta(t)$ de entrada en A la salida en B es $[\delta(t) + \delta(t-T)]$ con el signo apropiado. Si se define la respuesta al impulso de $H_1(\omega)$ como $h_1(t)$ entonces:

$$h_1(t) = \mathcal{F}^{-1}[H_1(\omega)] = \delta(t) + \delta(t-T)$$

por tanto: $H_1(\omega) = \mathcal{F}[h_1(t)] = 1 - e^{-j\omega T}$ y $|H_1(f)| = 2 \cos\left(\frac{\omega}{2} T\right)$ (8)

De tal forma que la ecuación anterior es un caso particular del polinomio de la ecuación 1, con $F(D) = 1 + D = 1 + e^{-j\omega T}$

Para limitar el ancho de banda de esta función, se utiliza un filtro rectangular de Nyquist $H_2(\omega)$ después de $H_1(\omega)$, tal que $H_2(f) = T$ para $|\omega| \leq \pi/T$ y cero de lo contrario. Por tanto la función de transferencia total en la figura 2.19 será:

$$H(\omega) = |H_1(\omega)| / |H_2(\omega)| = 2T \cos\left(\frac{\omega}{2} T\right) \text{ para } |\omega| \leq \pi/T \quad (9)$$

y su respuesta al impulso:

$$h(t) = \frac{4T^2}{\pi} \cdot \frac{\cos(\pi t/T)}{T^2 - 4t^2} \quad (10)$$

Estos resultados se muestran en la tabla 2.2, junto con los de otros sistemas. Estos se caracterizan por producir un número mayor de niveles de salida que aquellos de entrada, debido a la interferencia introducida (En la tabla $m =$ niveles de entrada).

El polinomio $F(D)$ nos indica la correlación que existirá entre los dígitos transmitidos, o el lugar en el que está introduciendo la interferencia controlada entre símbolos, debiéndose recordar que D es el operador de retardo. Por ejemplo, en el caso duobinario, implica que al transmitirse un impulso en el tiempo t , causará que surja otro impulso de igual signo - contrario en el tiempo $t-T$ o sea en el tiempo correspondiente a un dígito después. Esto se puede apreciar en la tabla 2.1

Una vez que se cuenta con estas señales en el receptor, podrían decodificarse pero no es deseable, ya que dada la correlación que existe en la se-

ñal la interpretación de un determinado nivel debería basarse en los bits previos, podría haber propagación de errores al producirse una mala detección de un nivel. Para evitar esto se utiliza la precodificación, la cual elimina el efecto de interferencia de los bits previos en el proceso de decodificación. La precodificación en estos sistemas es un proceso en el cual los bits a transmitir se codifican con bits previos (obtenidos por retardos) por medio de una serie de operaciones digitales como "or exclusiva", suma en "módulo N ", etc., antes de introducirlo al sistema de respuesta parcial. Estas operaciones permiten decodificar cada bit sin restaurar la historia de los bits previos, evitando así la propagación de errores. Esto no quiere decir que se pierda la memoria en el sistema, sino que en la decodificación no se necesita.

iii) Modelo de Lender de Sistemas PRS para canales lineales

Este modelo se usó en el inciso anterior para generar la señal duobinaria y se debe a Lender. En éste, la función de transferencia de los filtros transmisor y receptor es igual a cero para $|\omega| \leq \pi/T$, y se parte la función de transferencia total de acuerdo con los valores mostrados en la tabla 2.3.

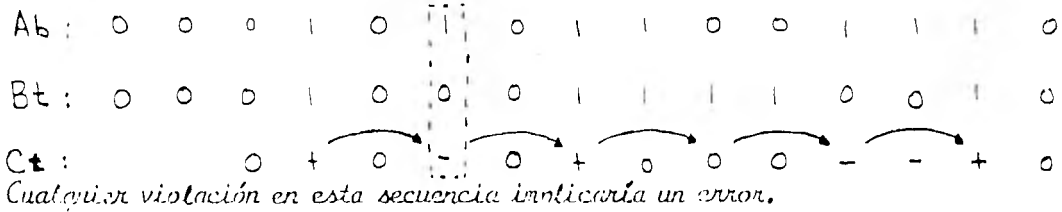
Esta forma de partición puede propiciar una implementación digital. Según Lender, esta conversión asegura un alto grado de precisión en la formación de señales multinivel y es superior al método de conversión analógico, ya que puede resultar en una técnica de filtrado que tenga una atenuación más gradual más allá de la frecuencia de Nyquist, tanto para el transmisor como para el receptor.

ii) Detección de errores en sistemas PRS

Otra ventaja de los sistemas PRS comparado con los sistemas de cero memoria es su capacidad de detección de error sin requerir redundancia. Los sistemas PRS, tienen una memoria finita, y ésta puede ser utilizada para monitorear y detectar errores sin introducir dígitos redundantes en el transmisor.

Para esto se basan en la existencia de trayectorias distintivas en las señales PRS. Como por ejemplo, en los sistemas duobinarios modificados, si se divide el tren de pulsos, en bits pares e impares, ambas series siguen las mismas trayectorias. La regla, tanto para bits pares como impares es - la siguiente: dos bits sucesivos en niveles extremos siempre tienen polaridades opuestas. El sistema duobinario modificado tiene tres niveles (-1), (0) y (+1), con éstos niveles, ésta característica se muestra abajo, donde

At son los bits de entrada, Bt los bits a la salida del recodificador y Ct es la salida del filtro de conversión binaria cuya entrada es Bt.



Como conclusión cabe señalar que, debido a que las técnicas P.S introducen una cantidad controlada de ISI en la señal, permiten sistemas prácticos que transmiten a la razón de Nyquist o más, sin reducirse los márgenes de ruido debido al incremento en el número de niveles de salida, se tiene que incrementar la relación S/N con respecto a aquella de los sistemas binarios bajo las condiciones de Nyquist.

Tabla 2.2 Características de los sistemas de respuesta parcial de ancho de banda mínimo ¹³

Tabla 2.3 Lista de Filtros H₁(ω) y H_T(ω) para el modelo III ¹³

SISTEMA DE POLINOMIOS F(D)	RESPUESTA EN FRECUENCIA H(ω)	RESPUESTA AL IMPULSO h(t)	NÚMERO DE NIVELES DE SALIDA
1 + D	2T cos $\frac{\omega}{2} T$	$\frac{4T}{\pi} \frac{\cos \frac{\omega T}{2}}{1 - 4e^{-2}}$	2m-1
1 - D	j2T sen $\frac{\omega}{2} T$	$\frac{4T}{\pi} \frac{\cos(\frac{\omega T}{2})}{4e^{-2} - 1}$	2m-1
1 - D ²	j2T sen ωT	$\frac{2T}{\pi} \frac{\text{sen}(\frac{\pi t}{T})}{e^{-2} - 1}$	2m-1
1 + 2D + D ²	4T cos ² $\frac{\omega}{2} T$	$\frac{2T}{\pi} \frac{\text{sen}(\frac{\pi t}{T})}{1 - 2e^{-2}}$	4m-3
1 + D - D ² - D ³	j4T cos $\frac{\omega T}{2}$ sen ωT	$\frac{64T}{\pi} \frac{\cos(\frac{\omega T}{2})}{(4e^{-2} - 5) + 4e^{-4}}$	4m-3
1 - D - D ² + D ³	-4T sen $\frac{\omega T}{2}$ sen ωT	$\frac{32T}{\pi} \frac{\cos(\frac{\omega T}{2})}{(4e^{-2} - 5) + 4e^{-4}}$	4m-3
1 + 2D ² + D ⁴	-4T sen ² ωT	$\frac{8T}{\pi} \frac{\text{sen}(\frac{\pi t}{T})}{2 - 4e^{-2}}$	4m-3
2 + D - D ²	T + T cos ωT + j3T sen ωT	$\frac{T}{\pi} \frac{\text{sen}(\frac{\pi t}{T})}{(1 - 3e^{-2})}$	4m-3
2 - D ² - D ⁴	-T + T cos 2ωT + j3T sen 2ωT	$\frac{2T}{\pi} \frac{\text{sen}(\frac{\pi t}{T})}{(2 - 4e^{-2})}$	4m-3

SISTEMA DE POLINOMIOS PARA EL FILTRO	RESPUESTA EN FRECUENCIA H(ω)	H ₁ (ω)	H _T (ω)	NÚMERO DE NIVELES DE SALIDA
1 + D	2T cos $\frac{\omega}{2} T$	2T	cos $\frac{\omega}{2} T$	2m-1
1 - D	j2T Sen $\frac{\omega}{2} T$	j2T	sen $\frac{\omega}{2} T$	2m-1
1 - D ²	j2T Sen ωT	j4T sen $\frac{\omega}{2} T$	cos $\frac{\omega}{2} T$	2m-1
1 + 2D + D ²	4T cos ² $\frac{\omega}{2} T$	4T cos $\frac{\omega}{2} T$	cos $\frac{\omega}{2} T$	4m-3
1 + D - D ² - D ³	j4T cos $\frac{\omega T}{2}$ sen ωT	j4T sen ωT	cos $\frac{\omega}{2} T$	4m-3
1 - D - D ² + D ³	-4T sen $\frac{\omega T}{2}$ sen ωT	-4T sen ωT	sen $\frac{\omega}{2} T$	4m-3
1 - 2D ² + D ⁴	-4T sen ² ωT	-8T sen ωT + πT	cos $\frac{\omega}{2} T$	4m-3
2 + D - D ²	T cos ωT + j3T sen ωT	2T cos $\frac{\omega}{2} T$ + j3T sen $\frac{\omega}{2} T$	cos $\frac{\omega}{2} T$	4m-3
2 - D ² - D ⁴	-T + T cos 2ωT + j3T sen 2ωT	-4T sen ωT + πT	cos $\frac{\omega}{2} T$	4m-3

2.3 MODULACION EN RADIO DIGITAL

Existen tres técnicas básicas de modulación digitales; modulación de amplitud (AM), modulación de frecuencia (FM) y modulación de fase (PM).

Asimismo existen técnicas básicas que involucran la mezcla de éstos.

Todos los esquemas de modulación que se analizan a continuación, pueden ser conceptualizados en términos de portadores de r.f. moduladas por señales de baja frecuencia que transportan la información digital. En el receptor la información en banda base es recobrada por un proceso de detección. Detección coherente requiere de una señal sinusoidal de referencia perfectamente ajustada en fase y frecuencia a la portadora recibida.

Esta fase de referencia puede obtenerse ya sea de un tono piloto transmitido, o de la misma señal independientes de la fase (energía o frecuencia) no requiriendo de una referencia de fase. Usualmente la detección es seguida de un proceso de decisión que convierte la señal recobrada de la modulación en una secuencia digital, como se ilustra en la figura 2.20

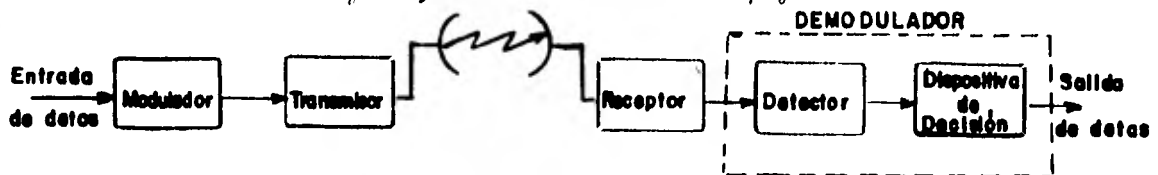


Fig. 2.20 COMPONENTES PRIMARIOS DE UN SISTEMA DE RADIO DIGITAL

La detección requiere de una señal de sincronía adecuada, la cual es extraída generalmente de la señal recibida. En la mayoría de los esquemas de modulación, las decisiones se hacen analizando bit por bit, sin pérdidas en el funcionamiento del sistema. Sin embargo, en algunos esquemas se pueden obtener ventajas por examinar en varios intervalos de bit antes de tomar decisión como en los sistemas de respuesta parcial.

2.3.1 TÉCNICAS DE MODULACION EN RADIO DIGITAL

a) Técnicas de Modulación de Amplitud (AM)

La técnica digital AM más simple es la de Doble Banda Lateral (DBL) modulada por la señal binaria. Su forma de onda se representa como:

$$f_{DSB}(t) = \frac{A}{2} [1 + m(t)] \cos \omega_c t \quad (11)$$

donde $m(t)$ es la señal modulante y ω_c es la frecuencia portadora. Para el

caso de 100% de modulación por una señal binaria del tipo "no retorno a cero" ($m(t) = \pm 1$), se tiene el caso conocido como modulación de On-Off Keying (OOK). La señal DSB AM puede detectarse en forma coherente o no-coherente. Pero generalmente se emplea la detección de envolvente.

Debido a que la portadora no transmite información, la eficiencia puede mejorarse por el uso de Doble Banda Lateral con Portadora Suprimida — (DSB-SC)

La forma general de la señal DSB-SC es:

$$f_{SC}(t) = A m(t) \cos \omega_c t. \quad (12)$$

Para el caso en que $m(t)$ forma valores de 0 y 1 se tiene el caso de OOK pero si forma valores de +1 y -1 se da el caso Phase-Shift-Keying Binario (BPSK), el cual se discute posteriormente.

Las técnicas anteriores involucran la transmisión de una Banda Lateral redundante. Sin embargo, en aquellas aplicaciones en las cuales la eficiencia espectral es importante, el ancho de banda ocupado puede ser reducido por un factor de dos por el uso de modulación de Banda Lateral Única (SSB), cuya señal puede ser escrita como

$$f_{SSB}(t) = A [m(t) \cos \omega_c t + \hat{m}(t) \sin \omega_c t] \quad (13)$$

donde $\hat{m}(t)$ es la transformada de Hilbert de $m(t)$. En la práctica las señales son usualmente generadas por el uso de filtros paso-banda para suprimir alguna de las bandas. Sin embargo el corte pronunciado requerido por el filtro paso-banda presenta problemas de implementación. Cuando se utiliza un filtro con una característica de atenuación menos pronunciada resulta una señal conocida como Banda Lateral Residual (USB).

La técnica de Modulación de Amplitud en Cuadratura (QAM) implica la suma de dos señales DSB-SC desfasadas 90° como sigue:

$$f_{QAM}(t) = A [m_I(t) \cos \omega_c t + m_Q(t) \sin \omega_c t] \quad (14)$$

Cuando $m_Q(t)$ es la transformada de Hilbert de $m_I(t)$. (AM) se reduce a SSB. Pero cuando $m_I(t)$ y $m_Q(t)$ son señales independientes, (QAM) es tan eficiente como SSB en el ancho de banda y potencia requeridos, sin los requerimientos tan estrictos de filtrado. Si $m_I(t)$ y $m_Q(t)$ son señales dúblicas

de tres niveles se genera una señal de Respuesta Parcial en Cuadratura (QPR)

Todas estas técnicas implican el uso de detección coherente, por tanto, errores en la detección de la fase resultan en interferencia entre los canales I y Q degradando el sistema.

b) Técnicas de Modulación de Frecuencia (FM)

La técnica más simple FM es FSK (Frequency Shift-Keying) la cual involucra señalización binaria por el uso de dos frecuencias separadas $A \pm f$ Hz, donde Af es la desviación de frecuencia y es pequeña comparada con la frecuencia portadora f_c .

La señal FSK puede detectarse ya sea en forma coherente o no coherente. La detección no coherente puede ser efectuada mediante el uso de discriminador los cuales convierten las variaciones de frecuencia a variaciones de amplitud, y posteriormente emplear detección de envolvente AM.

Existen otras variaciones sobre este mismo sistema en las cuales la señal de entrada binaria se sustituye por una señal PAM (Modulada por Amplitud de de pulsos) o una señal del tipo PRS. Estos sistemas pueden operar en los radios FM utilizados por los sistemas analógicos convencionales.

Otro esquema se basa en la idea de un sistema FSK de fase continua (CP-FSK), en el cual los cambios abruptos de fase en los instantes de transición de bits característicos de otras implementaciones FSK, son evitados. Esto resulta en características espectrales y eficiencia mejoradas, la cual se obtiene por el uso de intervalos de observación mayores que un bit. Un caso especial de esta técnica es la conocida como MSK (Minimum-Shift-Keying) la cual emplea detección coherente. También MSK puede visualizarse como un caso especial de Offset-QPSK, la cual se analizará después, con la característica de que los pulsos de señalización no son del tipo rectangular sino sinusoidales.

c) Técnicas de Modulación de Fase (PM)

Existen tres variaciones básicas de BPSK (Binary-Phase-Shift-Keying). El más utilizado es BPSK coherente, en el cual la fase portadora es recorrida por 0° o 180° .

La detección requiere una referencia de fase precisa, extraída normalmente, por efectuar una operación no lineal sobre la señal recibida. Debido a que algunas técnicas de extracción de fase exhiben ambigüedades de 180° de fase (no se tiene la referencia exacta), se usa en ocasiones una técnica

Llamada BPSK codificado diferencialmente (DE - BPSK), en el cual la información es transmitida por medio de transiciones en la fase portadora. O sea, si no hay transición en la fase, esto puede corresponder a un cero, y una transición de 180° debería corresponder a un 1.

La tercera versión es BPSK diferencial (DBPSK), en el cual la información también se codifica diferencialmente, como con (DE - BPSK). La diferencia estriba en el detector. Con DBPSK no se intenta extraer una referencia de fase coherente. En su lugar, la señal de intervalo de bits previo es usado como una referencia de fase para el intervalo de bits actual.

En el sistema QPSK (Quaternary - Phase - Shift - Keying). En el sistema QPSK coherente implica codificar dos bits en un tiempo dentro de una de cuatro posibles fases separadas entre sí 90° . Los datos binarios también pueden codificarse diferencialmente.

Recientemente se desarrolló una versión modificada de QPSK, la cual recibe el nombre de Offset - QPSK. Esta técnica puede visualizarse por considerar que la señal consiste de dos componentes, una en fase I, y otra en cuadratura en fase Q (como en QAM). En QPSK normal, durante cada intervalo de tiempo de dos bits de T segundos, la portadora I es una señal BPSK modulada por un bit, y la portadora Q es modulada por el otro. La señal de salida puede tomar una de cuatro posibles fases, con transiciones de fase de 0° , 90° ó 180° . Con Offset - QPSK, el canal Q es recorrido por $T/2$ segundos con respecto al canal I, diseñándose las reglas de transición, de tal forma que máximo habrá cambios de 180° (al cambiar una sola componente a la vez).

Existen además las técnicas 8 PSK y 16 PSK, en las cuales la información se transporta por medio de 8 y 16 fases distintas, respectivamente en la portadora.

d) Técnicas Híbridas AM/PM.

La necesidad cada vez más grande de conservación del espectro guió al uso de las técnicas híbridas AM/PM llamadas Amplitud and Phase - Shift - Keying (APK), en la cual la información se transmite tanto en diferentes fases y diferentes niveles de amplitud. Una de las más usadas es 16 APK, en la cual se tienen 16 diferentes estados de la señal, distinguidos por su amplitud y fase.


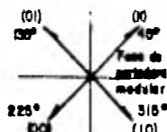

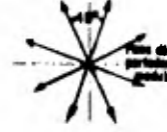

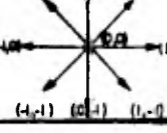

e) A continuación se muestra la tabla 2.4, la cual pretende resumir las características más importantes de los métodos de modulación digital de más -

uso actualmente. ^(1,3,12)

Las características mostradas en la tabla asumen lo siguiente.

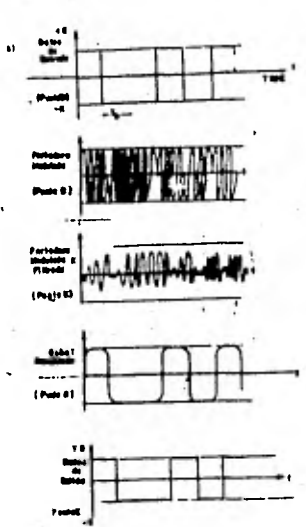
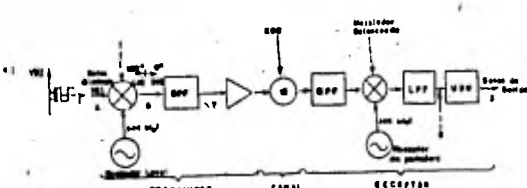
- El tren de pulsos mostrado en la figura es del tipo "No retorno a cero" - (NRZ).
- En la determinación de la densidad espectral se asume una señal aleatoria y equiprobable.
- Para la determinación de la eficiencia espectral se supone el uso de los - filtros ideales de Nyquist.

Tabla 2.4 CARACTERÍSTICAS IMPORTANTES DE LOS METODOS DE MODULACION DIGITAL MAS USADOS

METODO DE MODULACION	FORMA DE TRANSMITIR LA INFORMACION (DIAGRAMA DE ESTADOS)	MODULACION	DEMODULACION	EFICIENCIA ESPECTRAL Y ANCHO DE BANDA	VENTAJAS Y DESVENTAJAS IMPORTANTES
BPSK Binary Phase Shift Keying	Dado un mensaje digital la fase de una portadora se conmuta entre dos valores distintos separados 180°. La portadora conserva la amplitud constante para cualquiera de los dos estados, pero se distinguen por el valor de la fase, como se aprecia en el diagrama de estados. 	La señal digital se alimenta a una de las entradas de un modulador balanceado, mientras que la otra es la señal portadora $\cos \omega t$. La salida del modulador es el producto de las dos señales de entrada; $2K \cos \omega t$. Esta señal de salida se filtra para limitar el espectro radiado, se amplifica y transmite, como se aprecia en la fig. 1.	La señal recibida se filtra para minimizar el ruido agregado y se demodula en forma coherente. El tren de pulsos de salida se filtra para eliminar los residuos de la demodulación y reducir la interferencia entre símbolos. La unidad de umbral de decisión muestra cada pulso y decide si la señal es positiva o negativa y regenera una señal limpia.	La fig. 8 muestra la densidad espectral de potencia y el ancho de banda mínimo teórico que puede alcanzarse con filtros de Nyquist (con $\alpha=0$), que es $1/T_b$ considerando la doble banda lateral. Por tanto la máxima eficiencia espectral es de $1b/s/Hz$, ya que es igual a la razón de transmisión $1/T_b$ entre el ancho de banda $1/T_b$.	Existe una versión llamada DE-BPSK en la cual para evitar la determinación exacta de la fase de la portadora la información se transmite por medio de las transiciones de la fase, por ejemplo si no hay transición en la fase de la portadora en la duración de un bit se trata de un 0, y si hay cambio en la f. se se trata de un 1.
QPSK Quaternary Phase Shift Keying	La señal QPSK se forma por la suma de dos señales BPSK con sus portadoras en cuadratura, de ahí que presente cuatro diferentes fases. Las señales BPSK se alimentan con los datos provenientes de un convertidor serie-paralelo conectado a la entrada. Las distintas fases se forman por la combinación de los dígitos en ambas trayectorias. 	La señal se forma por la suma de las dos señales de dos moduladores BPSK operando con sus portadoras en cuadratura. Estos moduladores se alimentan con las señales provenientes del convertidor serie-paralelo (I(t) y Q(t)) con el doble de la duración del bit de entrada, como se aprecia en la fig. 2.	Debido a que en la señal modulada los flujos I y Q están en cuadratura, el receptor las demodula operando como dos receptores BPSK con las fases apropiadas. Las señales regeneradas se recombinan entonces en un convertidor serie paralelo formando el flujo original de datos. La fig. 2 ilustra la anterior.	En la fig. 9 se aprecia la densidad espectral de potencia y su ecuación, mostrándose también el ancho de banda mínimo teórico el cual será la mitad del de BPSK para la misma razón de transmisión, apreciándose esto en que los lóbulos del espectro tienen la mitad del ancho de QPSK por tanto la eficiencia espectral es de $2b/s/Hz$.	Existe una versión llamada "diferencial" en la cual se evita la extracción de una fase de referencia para demodulación. La señal de un intervalo de bits previo se usa como una referencia de fase para el intervalo de bits presente, reemplazándose el oscilador local por la señal misma retardada. Esta versión se utiliza más en BPSK.
QPSK Offset QPSK	Tiene un diagrama de estados similar al de QPSK, pero a diferencia, solo hay cambios de hasta 90° entre estados y no los cambios de hasta 180° que pueden producirse con BPSK. Esto se debe a que una de las componentes BPSK se retarda con respecto a la otra y solo puede cambiar un dígito a la vez. (por tanto cambios de 90° a lo sumo) 	Este modulador es similar al de QPSK, basándose su diferencia en el uso de una unidad que retarda por la duración de un bit de entrada, el flujo Q (t). De esta forma no existirá una transición simultánea en los valores de los bits de los flujos I (t) y Q (t) (fig. 3). Esta permite que en el cambio de estado solo varíe 90 la fase.	La esquema de demodulación es idéntico al de QPSK, sólo que antes de la recombinación de las señales, el flujo de datos contrario al retardado en el modulador (en el caso ilustrado el I), se retrasa la duración de un bit, de tal forma que al combinarse con el flujo de datos regenera Q, se obtiene el flujo original, como se ve en la fig. 3	La eficiencia espectral y la densidad de potencia para Offset QPSK se consideran los mismos de QPSK, ya que los retardos no afectan la densidad espectral, en cuanto a su forma, ni el ancho de banda mínimo.	Al ocurrir solo transiciones de 90° hay menor variación en la amplitud de la envolvente que en QPSK. Esto evita que al trabajar con amplificadores en saturación se regeneren totalmente el espectro, si ya se ha filtrado antes. Un sistema QPSK extendería su espectro demodulado en condiciones similares.
8 PSK Phase Shift Keying	Este sistema al igual que los demás PSK presenta la información por medio de cambios de fase en la portadora. Solo que en este caso los datos de entrada se dividen en tres trayectorias con un retardo de la región de transmisión original y el valor de la fase lo determinan los bits presentes en las tres trayectorias en un determinado instante. 	La razón de datos f_b se divide en tres flujos de datos en paralelo, A, B y C, con razones de transmisión $f_b/3$. Dependiendo de los valores presentes en los tres flujos, un multiplexor digital elige uno de 8 valores de fase distintos, como se aprecia en la fig. 4. La señal de salida del multiplexor se filtra para limitar el espectro.	Un esquema de demodulación se basa en la siguiente lógica la cual debe estar acorde con la del transmisor; la señal filtrada se aplica a cuatro multiplicadores con portadoras de referencia de cuatro fases $0^\circ, 90^\circ, +45^\circ$ y -45° . El multiplicador alimentado con la portadora de 0 detecta el dígito A, la de 90° el dígito B y las dos restantes el C, como se aprecia en la fig. 4.	En 8 PSK los lóbulos principal y lateral tienen un tercera parte del ancho de un sistema BPSK por la misma razón de transmisión por tanto esto implicó que usando los filtros ideales de Nyquist para ancho de banda mínimo, la máxima eficiencia espectral es de $3b/s/Hz$.	Existe ya un sistema 8 PSK operando a su máxima eficiencia espectral ($3b/s/Hz$) pero siendo modificado por requerir de una mayor cantidad de relación C/N para una determinada BER que sistemas similares con menores eficiencias espectrales.
16 QAM Quadrature Amplitude Modulated	La señal 16 QAM se caracteriza por presentar cambios tanto en la fase como en la amplitud de la portadora. Esta señal se genera por la suma de dos señales multinivel moduladas con portadoras en fase en cuadratura. Las señales multinivel constan de cuatro diferentes niveles. 	En este sistema las señales de dos niveles, provenientes del convertidor serie paralelo, se convierten a señales de cuatro niveles, y se alimentan a moduladores balanceados en cuadratura, como se ve en la fig. 5. Los niveles se generan formando parejas de bits y tomando un valor según los bits de la pareja.	Su filosofía de operación es la misma que la de QPSK ya que se utiliza demodulación coherente con dos portadoras en cuadratura, solo que después del filtrado y regeneración, en las dos trayectorias de las señales de cuatro niveles estas se convierten a señales de dos niveles como se aprecia en la fig. 5.	En los sistemas QAM el ancho de banda mínimo en banda base está dado por $f_b/2n$, con $n = \log_2 M$ y M igual al número de niveles en la señal, pero puesto que se genera una doble banda lateral, el ancho de banda será f_b/n . La eficiencia espectral será: razón de transmisión f_b /ancho de banda $f_b/n = n = 4 b/s/Hz$.	Una forma de generar señales QAM es por medio del principio de modulación superpuesta, en el cual dos señales PSK se suman linealmente, pero una de ellas se alterna con respecto a la otra. Esto genera una señal con un diagrama de estados como el mostrado en la fig. 10, con 16 diferentes estados.
QPRS Quadrature Partial Response Signaling	Este sistema presenta diferentes niveles de amplitud y fase. Al igual que 16 QAM se genera por la suma de dos señales multinivel moduladas con portadoras en cuadratura, solo que estas señales tienen tres niveles y se genera con un codificador que obedece las reglas de la señalización de respuesta parcial. 	Los flujos de datos provenientes de un convertidor serie-paralelo se conducen hacia un codificador de señales binario las cuales generan una señal de tres niveles. Los flujos de bits codificados se alimentan a moduladores balanceados, generando al combinarse una señal con nueve posibles estados, como se aprecia en la fig. 6.	La demodulación utiliza detección coherente con dos portadoras en cuadratura, cuyas salidas proporcionan la señal del tipo "resuesta parcial" de tres niveles las cuales se decodifican y producen las señales de dos niveles que servirán en el convertidor paralelo-serie, ver fig. 6	La característica de los sistemas PRS es que permiten una delimitada cantidad controlada de interferencia entre símbolos en un espacio de varios dígitos para con esto lograr que en un determinado ancho de banda se transmitan más $b/s/Hz$. Pudiendo alcanzar eficiencias espectrales de hasta $2.25 b/s/Hz$.	Este sistema tiene una alta utilización de banda, ya que siendo un sistema con una eficiencia espectral menor, tiene el mismo valor de utilización de banda que 8 PSK. O sea, QPRS es eficiente para ser transmitido con ambas polarizaciones ya sea en el mismo canal o en alternados. Ver fig.
FM-PRS Frec. Modul. Partial Response Signaling	Dado que este sistema opera en los radios FM convencionales utilizados por sistemas analógicos, la información la presenta en la variación de su frecuencia. La señal digital primero pasa por una etapa de codificación que genera una señal de 7 niveles del tipo de señalización de respuesta parcial. 	La señal de entrada se le renueva el filtro y se introduce a el serambrador para posteriormente pasar por un codificador binario de 7 niveles. La señal se limita en banda a filtrarse, y luego se transmite en un canal FM de radio se introduce a una red de preenfasis para un mejor transmisión. Ver figura 7.	En el receptor la información digital de 7 niveles pasa por un filtro paso-bajas y luego introducido a un circuito convertidor de 7 a 2 niveles. La salida binaria se introduce después a el descrambler el cual realiza la función inversa a la del serambrador para la función demoduladora. El esquema se muestra en la fig. 7.	El sistema digital teniendo un procesador de señal binario multiplicada de 7 niveles no funciona en banda base una eficiencia de $4b/s/Hz$ y en radiofrecuencias usando modulación FM, $2b/s/Hz$.	La ventaja que presentan estos sistemas es que pueden utilizarse sobre sistemas FM analógicos ya existentes, sin que se tenga que hacer el cambio completo de tecnología, o sea es más económico modificar el sistema FM con que se cuenta, que instalar un enlace digital nuevo.

* Filtro: Ver sección 2.1.2

* Incluye extracción en el receptor de una portadora de igual fase a la transmitida, para multiplicarla por la señal de entrada.



BPF : Filtro Paso Banda
 LFP : Filtro Paso Bajo
 A.G. : Ganador de Ganancia
 A.S. : Amplificador de Señal

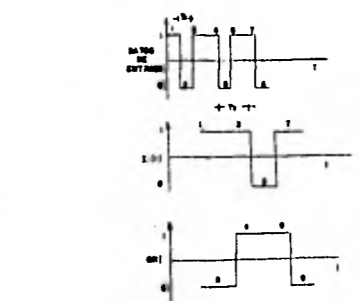
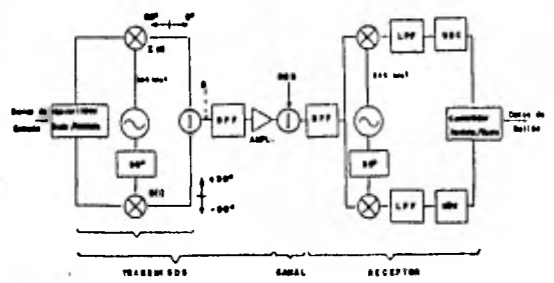


FIG. 3 MODOS OOK Y DE ALIAS DE DATOS DE ENTRADA AL MODULADOR

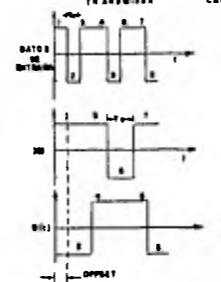
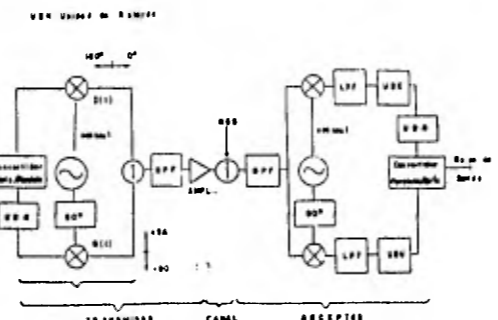


FIG. 4 MODOS OFFSET-SPES Y DE ALIAS DE DATOS DE ENTRADA AL MODULADOR

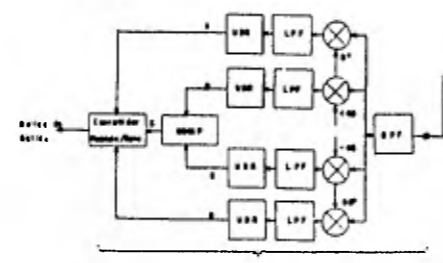
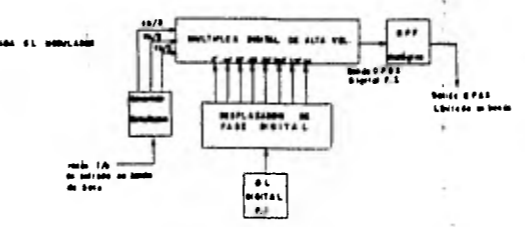


FIG. 5 MODULADOR DIGITAL Y DEMODULADOR CONVENCIONAL OFFSET-SPES

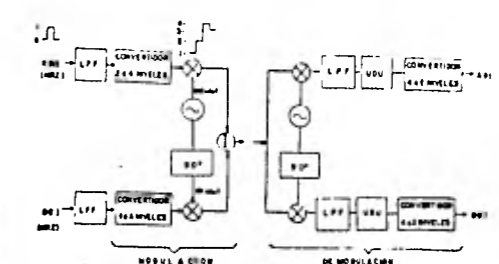


FIG. 6 MODOS OOK

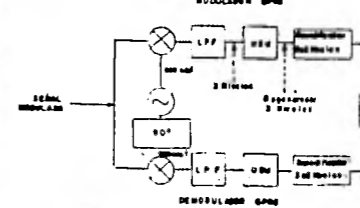
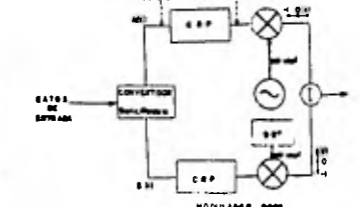


FIG. 7 MODULADOR Y DEMODULADOR OFFSET-SPES

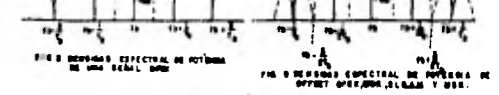
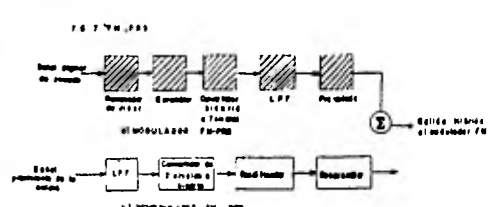


FIG. 8 DENSIDAD ESPECTRAL DE POTENCIA DE UNA SEÑAL OOK

FIG. 9 DENSIDAD ESPECTRAL DE POTENCIA DE OFFSET-SPES, OOK, OOK y OOK

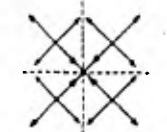


FIG. 10 DIAGRAMA DE ESTADO DE UNA SEÑAL OOK CON MODULADOR SUPERPUESTA

2.3.2 COMPARACION DE LAS TECNICAS DE MODULACION DIGITAL

En la sección anterior se dió una breve descripción de las técnicas de modulación digital, la cual se extendió un poco más, en aquellas consideradas más importantes. En esta sección se presenta una tabla de comparación de diversas características de funcionamiento de las diferentes técnicas de modulación digital.

Desde el punto de vista teórico podría considerarse la mejor técnica de modulación aquella que, para una probabilidad de error específica ($P(e)$), tenga el menor requerimiento de relación de energía en la portadora a la densidad de potencia de ruido (C/N) en un medio ambiente de interferencia aditiva gaussiana sin ISI; o en otras palabras aquella cuyos parámetros de funcionamiento se aproximen al límite teórico.

Sin embargo desde el punto de vista práctico la decisión depende de las circunstancias específicas de uso. O sea, la selección podría estar basada en la simplicidad de la implementación, costo o disponibilidad, o sobre la tolerancia a problemas específicos de transmisión. La interferencia transmitida fuera de la banda de un modulador tiene que estar dentro de los límites autorizados, además su funcionamiento no debe degradarse significativamente en un ambiente de interferencia co-canal* y de canales adyacentes etc.

Frecuentemente los parámetros de funcionamiento usados son la relación de potencia de portadora o potencia de ruido (C/N) para una $P(e)$ específica y la eficiencia espectral expresada en términos de los bits /s transmitidos por Hz de ancho de banda.

a) Características de funcionamiento.

Para una probabilidad de error específica $P(e)$, o BER, el sistema es mejor si puede operar con el menor requerimiento de relación C/N , la cual en un sistema de radio permitirá contar con un margen de desvanecimiento mayor y por tanto de una mejor confiabilidad contra el desvanecimiento en la trayectoria.

El requerimiento de relación C/N listado en la tabla es el límite inferior teórico.

Para los sistemas prácticos existen degradación en el sistema, la cual se debe entre otros a los siguientes factores:

*Se debe a enlaces cercanos operando en la misma frecuencia

- ISI debida a las características no ideales del canal.
- Interferencia co-canal, e Interferencia de canales adyacentes.
- Errores de muestreo en el circuito de decisión.
- Ruido impulsivo.
- Jitter.

Estas componentes de interferencia requerirán un incremento en la relación C/N para mantener el funcionamiento deseado.

Otro punto de interés es el funcionamiento de los diferentes métodos de modulación por el uso de amplificadores no lineales saturados. Ya que en los sistemas de radio y satélites, los amplificadores de salida se operan frecuentemente en un modo no lineal saturado.

La mayoría de los métodos de modulación, cuando son usados en un medio ambiente de banda limitada, sufren degradaciones de funcionamiento adicionales, así como una expansión del espectro debidos a ésta no linealidad.

Uno de los parámetros mas significativos en la comparación de sistemas es la eficiencia en la utilización del espectro de radio. Por definición un sistema de transmisión se considera mas eficiente si éste transmite mas información en menos ancho de banda.

Los sistemas en operación actuales requieren de un canal de 10% a 60% más amplio que el sistema de ancho de banda mínimo teórico, reduciéndose por tanto su eficiencia espectral determinada.

b) Tabla de comparación.

La tabla 2.5 muestra una valoración cualitativa de los diversos métodos de modulación ante los siguientes parámetros.

- I) Complejidad - Se valora, en su mayor parte la circuitería contenida.
 - II) Eficiencia espectral.- Entre mejor es la eficiencia, mayor es el número del parámetro $b/s/Hz$. En la tabla una eficiencia de $2b/s/Hz$ se considera como una eficiencia media, mientras que $3b/s/Hz$ es considerada como una buena eficiencia.
 - III) Resistencia a las imperfecciones del canal y del hardware, los cuales causan ISI o Jitter en la circuitería de recuperación de sincronización.
 - IV) Razón de potencias de portadora a ruido (C/N) para $P(e) \approx 10^{-6}$. Un buen sistema implicará un requerimiento bajo de C/N y por tanto, un gran margen de desvanecimiento.
 - V) Resistencia a las interferencias co-canal y de canal adyacentes.
- *Probabilidad de error aceptada para garantizar una buena calidad en la transmisión de voz.

VI) Funcionamiento a través de amplificadores saturados no-lineales. Un buen método sufrirá menor degradación.

De las características mostradas en la tabla se aprecia que QPSK y 8 PSK tienen un buen funcionamiento en casi todas las características operativas, siendo por esto su amplio uso. Si se requiere un sistema de una alta eficiencia espectral la opción podría ser 16 PSK ó 16 APK, sin embargo éste último tiene un menor requerimiento de C/N en un canal lineal. Si se piensa emplear un amplificador saturado no-lineal, entonces los sistemas Offset-QPSK y MSK darían un buen funcionamiento. De una manera similar pueden encontrarse los métodos que mejor funcionamiento tienen ante los demás parámetros.

Por tanto, se concluye que esta tabla proporciona las bases para escoger un determinado método de modulación de acuerdo a las características de operación deseadas.

TABLA 2.5 COMPARACION DE LAS TECNICAS MAS IMPORTANTES DE MODULACION DIGITAL.

TECNICA	VARIANTE	C/N (dB)	b/s/Hz	Complejidad	Eficiencia Espectral	Resistencia a ISI	Margen de desvanecimiento	Resistencia a la Interferencia	Func. usando Amplificadores Saturados
Modulación de Amplitud	DSB con detección de envolvente	17	1	Baja	pobre	bueno	medio	media	medio
	DSB-SC en cuadratura con detec. coherente	10.5	2	baja	media	bueno	bueno	bueno	bueno
	SSB-SC con detecc. coherente	10.5	2	alta	media	pobre	bueno	bueno	medio
	VSB-SC con detecc. coherente	11.3	1.7	media	media	media	medio	bueno	medio
	QPSK con detección coherente	12.8	2.25	media	media	media	bueno	bueno	medio
Modulación Híbrida	4 APK (arreglo circular) detección coherente	12.5	2	media	media	bueno	bueno	bueno	pobre
	8 APK (arreglo circular) detección coherente	12.6	3	alta	bueno	media	bueno	bueno	pobre
	16 APK (arreglo rectangular) detec. coherente	14.5	4	alta	bueno	pobre	medio	media	pobre
Modulación de Fase (detección coherente)	PSK Binario (BPSK)	10.5	1	baja	pobre	bueno	bueno	bueno	bueno
	PSK de 4 niveles (QPSK)	10.5	2	media	media	bueno	bueno	bueno	medio
	Offset-Keyed QPSK	10.5	2	media	media	bueno	bueno	bueno	bueno
	PSK de 8 niveles (8 PSK)	13.8	3	media	bueno	media	medio	media	pobre
	PSK de 16 niveles (16 PSK)	19	4	alta	bueno	pobre	pobre	pobre	pobre
Modulación de Fase Codificada Diferencialmente (Detección coherente)	DE-BPSK	11.2	1	baja	pobre	bueno	bueno	bueno	bueno
	DE-QPSK	12.9	2	media	media	media	bueno	media	medio
	FSK de 2 niveles detecc. con discriminador	13.4	1	baja	pobre	bueno	medio	media	bueno
	PAM-FM de 4 niveles detecc. con discriminador	20.1	2	media	media	media	pobre	pobre	media
	PAM-FM de 8 niveles detección con discriminador	25.5	3	alta	bueno	media	pobre	pobre	pobre
	MSK detección coherente	10.5	1.7	media	media	bueno	bueno	bueno	bueno
	PRS de 3 niveles detecc. con discriminador.	15.9	1	media	pobre	bueno	medio	media	bueno
	PRS de 7 niveles detec. con discriminador	17	2	media	bueno	media	medio	pobre	pobre

2.4. UTILIZACION DEL ESPECTRO DE FRECUENCIA Y PLANEACION EN LOS SISTEMAS DE MICROONDAS DIGITALES

El espectro de radio es un recurso compartido el cual debe ser usado eficientemente para ajustarse al incremento en las demandas de facilidades de transmisión. Con este objetivo los organismos reguladores del espectro en los diferentes países, han fijado ciertas disposiciones para controlar los límites de emisión para los sistemas de microondas digitales de línea de vista, y evitar interferencias entre canales adyacentes. Igualmente importante es la interferencia co-canal y el requerimiento asociado, de usar potencia de transmisión mínima para tener un nivel dado de funcionamiento. En esta sección se revisan las disposiciones más importantes de los organismos reguladores y posteriormente se analiza la estrategia de diseño de filtros, en este caso, para cumplir con las regulaciones de la FCC.

2.4.1 DISPOSICIONES DE LOS ORGANISMOS REGULADORES

Las regulaciones más importantes de la Federal Communications Commission (FCC) de E.U. y las recomendaciones del Comité Consultativo Internacional de Radio (CCIR) con respecto a los Sistemas de microondas digitales se muestran en las tablas 2.6 y 2.7 respectivamente.

Las regulaciones de la FCC son quizá las más estrictas en existencia a la fecha, y ellas son usadas como modelo para las regulaciones en Canadá y Japón. La CCIR no cuenta con poder para establecer regulaciones, sin embargo sus recomendaciones son altamente respetadas e implementadas en muchas naciones.

Los diseñadores de sistemas tienen la responsabilidad de asegurarse de que las regulaciones prevalecientes en su país se cumplan. Además de satisfacer regulaciones, el diseñador tiene que asegurarse que el sistema total, funciona satisfactoriamente, de tal forma que la razón de errores acumulados en el extremo del sistema cumpla con los objetivos.

a) Regulaciones de la FCC

Con el objeto de minimizar la interferencia entre canales de microondas digitales y analógicas la FCC ha proporcionado regulaciones detalladas para limitar la emisión fuera de la banda asignada y los límites y requerimientos para ciertas características de la señal de la onda portadora;

REGULACIONES FCC			JERARQUIA DIGITAL			
BANDA DE FRECUENCIA AUTORIZADA (GHz)	ANCHO DE BANDA ASIGNADO (MHz)	CAPACIDAD DE CANALES DE VOZ CODIFICADAS (N)	BIT RATE PCM CORRESPONDIENTE $N \times 64 \text{ kb/s}$ (EN kb/s)	JERARQUIA CERCA DEL NIVEL Y - BIT RATE (Mb/s)	No. DE CANALES PCM EN JERARQUIA	EFICIENCIA REQUERIDA (b/s/Hz)
2,110- 2,130	3,5	96	6,144	(DS-2) 6,312	96	1,80
2,160- 2,180	3,5	96	6,144	(DS-2) 6,312	96	1,80
3,700- 4,200	20,0	1152	73,728	2 x (DS-3) APROX. 90	1344	4,5
5,925- 6,425	30,0	1152	73,728	2 x (DS-2) APROX. 90	1344	3
10,700-11,700	40,0	1152	73,728	2 x (DS-2) APROX. 90	1344	2,25

Tabla 2.6 Bandas de frecuencia autorizadas por la FCC⁽¹⁾

PUBLICACIÓN CCIR	FRECUENCIA CENTRAL DEL CANAL GHz	RANGO DE FRECUENCIA DEL ANCHO DE BANDA MHz	ESPACIAMIENTO ENTRE CANALES MHz	MÉTODO DE MODULACIÓN	EJEMPLOS DE APLICACIÓN BIT RATE MBIT/S	NÚMERO DE CIRCUITOS SONOROS POR TRANSMISOR	NÚMERO DE CANALES DE RADIO FRECUENCIA
Rec. 283-3	2,203 Y OTRAS	2 x 100	14/28	2/4 PSK	8/34	120/480	6 + 6/3 + 3
Rec. 287-3	11,200	2 x 500	80	8 PSK	90	1344	6 + 6
INFORME AD/9 (REV.78)	11,200	2 x 500	134	4 PSK	140	1920	3 + 3
Rec. 497-1	12,996	2 x 250	28	4 PSK	34	480	4 + 4
ALTERNATIVA	12,996	2 x 28	7	2 PSK	2	30	4 + 4
NOTA POR REGIÓN 1 EN REC. 497-1	e.g. 152.8	2 x 120	14	4 PSK	17	240	6 + 6
INFORME 609-1	18,700	2 x 1000	220	4 PSK	280	3840	4 + 4 6 4 + 3

∠ ENTRE CANALES TENIENDO LA MISMA POLARIZACIÓN. // CANALES DE AMBAS POLARIZACIONES.

Tabla 2.7 Recomendaciones de la CCIR del estado actual de planeación de arreglos de canales para sistemas digitales.⁽³⁾

modulada digitalmente. El uso simultáneo de frecuencias por sistemas digitales y analógicos abajo de 15 GHz, ha motivado que las regulaciones sean mas estrictas abajo de esta frecuencia. Las regulaciones de la FCC intentan establecer estandares los cuales lleven a un desarrollo ordenado a los sistemas de microondas digitales, sin que degraden el funcionamiento de los sistemas de radio adyacentes que usen métodos de transmisión digital o analógico.

Las bandas de frecuencia abajo de 12 GHz que son autorizadas para microondas digitales, los anchos de banda disponibles de las portadoras de radio individuales y la capacidad mínima de canales de voz codificada se listan en la tabla 2.6. Para cumplir con las especificaciones de ancho de banda disponible, la potencia media de emisión en cualquier banda de 4 - KHz, deberá ser atenuada abajo de la potencia media de salida del transmisor de acuerdo con la siguiente mascara de atenuación:

$$A(f) \begin{cases} 0 & \text{PARA} & 0\% < P < 50\% \\ 35 + 0.8(P - 50\%) + 10 \log_{10} B & \text{PARA} & 50\% < P \\ 80 & \text{PARA} & P \text{ muy grande} \end{cases} \quad (15)$$

donde: A Atenuación (dB) abajo del nivel medio de potencia de salida

B Ancho de banda disponible (MHz)

P Por ciento recorrido de la frecuencia a portadora

y donde P está dada por:

$$P = \frac{f - f_c}{B} \times 100\% \quad (16)$$

donde:

f_c frecuencia de la portadora

f frecuencia en la cual la especificación de atenuación se evalúa.

La fig. 2.21 muestra la máscara de la FCC para un ancho de banda disponible de 30 MHz y el espectro sin filtrar de una señal BPSK de 90 M bits/s. De ésta figura se concluye que la señal requiere de filtrado para satisfacer los requerimientos regulatorios.

La tabla 2.6 muestra además de los requerimientos de la FCC, las razones de bits estandar en E.U. y las capacidades correspondientes de canales de voz. Para satisfacer simultáneamente los requerimientos de la FCC y aquellos impuestos por la jerarquía digital, se han diseñado sistemas de radio con eficiencias de ancho de banda de $3b/s/Hz$ y con la excepción de la banda de 3.700 a 4200 GHz, en la cual la eficiencia debería ser 4.5 bit/s/Hz , los sistemas existentes satisfacen los requerimientos simultáneamente.

La FCC además tiene especificaciones concernientes a la mínima distancia permisible por trayectoria. Como por ejemplo, en la banda de 6 GHz esta distancia debe ser de 17 Km y en la banda de 11 GHz es de 5 Km.

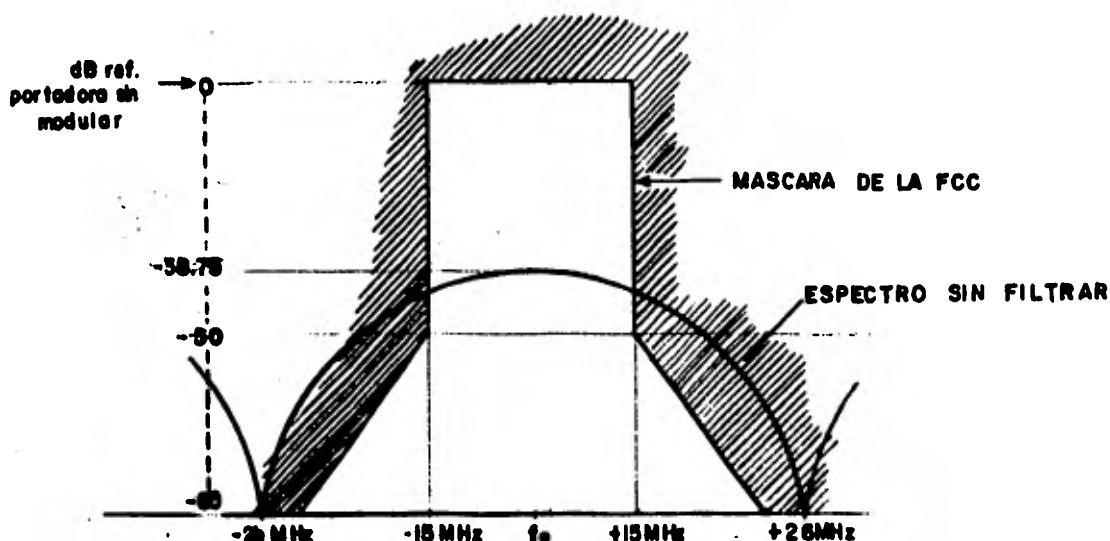


Fig. 2.21 Máscara de la FCC para un ancho de banda disponible de 30 MHz y espectro sin filtrar de una señal 8 PSK de $90 \frac{\text{M}}{\text{s}}$ bits/s³

b) Recomendaciones de la CCIR

A partir de 1979, las recomendaciones de la CCIR para el funcionamiento y disponibilidad de los enlaces de microondas digitales se empezaron a formular siguiendo los altos estandares de las comunicaciones analógicas.

La CCIR está intentando alcanzar una utilización económica de las bandas de frecuencia estableciendo recomendaciones apropiadas para los esparcimientos de frecuencia a ser usados.

La tabla 2.7 proporciona los datos del estado actual de planeación de arreglos de canales para sistemas digitales de acuerdo a las publicaciones

de la CCR. Para esto se basó en el hecho de que las frecuencias de microondas las cuales pueden ser usadas exclusivamente para sistemas digitales están disponibles en particular, en las bandas arriba de 1 GHz. Los rangos abajo de éste valor han sido usados exclusivamente para sistemas analógicos por mucho tiempo, basándose en las recomendaciones existentes para arreglos de frecuencia. Los sistemas digitales deberán ser adoptados a éstas disposiciones de frecuencia, si ambos sistemas son usados en la misma — área geográfica, sin que uno cause problemas al otro.

2.4.2 FILTRADO EN LOS SISTEMAS DE MICROONDAS DIGITALES.

Los trabajos teóricos de gente como Nyquist, Lender y otros, forman la base teórica para el diseño de sistemas de radio digital eficientes en el ancho de banda. Sin embargo al aplicarse sus conceptos a los canales de radio, varios factores adicionales deben considerarse.

- El espectro de radio debe usarse eficientemente para satisfacer el incremento en las demandas de facilidades de transmisión.
- En sistemas de radio multicanal, el factor limitante sobre el funcionamiento es típicamente la interferencia de canales adyacentes.
- La limitación de la señal digital ocurre tanto en transmisor como en receptor.
- La síntesis de los filtros transmisor y receptor es el factor más importante en la realización de sistemas de radio digital eficientes en ancho de banda.
- La amplificación de potencia no lineal es varias veces empleada en sistemas de radio.

Tomando en cuenta estas consideraciones, la estrategia de diseño está basada en el compromiso entre interferencia de canales adyacentes y la interferencia entre símbolos. Esto es, los filtros tienen que ser lo suficientemente estrechos para optimizar el funcionamiento en un medio ambiente de severa interferencia de canales adyacentes, pero a su vez tienen que ser lo suficientemente amplios para que la degradación en la ganancia del sistema causado por la interferencia entre símbolos sea mínima.

El filtrado de canal en el transmisor y receptor de radio puede efectuarse por medio de filtros de pre-modulación paso-bajas, de post-modulación en frecuencia intermedia, o paso-banda en radio-frecuencia. El diseñador del sistema tiene que encontrar el compromiso entre los filtros de Nyquist ideales con ∞ , con un costo aproximadamente infinito, y un filtro efectivo en costo el cual satisfaga los requerimientos totales del sistema. La mayoría de los diseñadores tienen a usar filtros estándar como Chebyshev, Butter, Worth o elípticos, y les agrupan el número requerido de estados de ecualización.

Después de haber escogido el tipo y orden del filtro el diseñador tiene que verificar si el espectro transmitido $SE(f)$ está dentro de la banda de frecuencia autorizada o en su caso la máscara de frecuencia. El espectro

esta dado por:

$$S_E(f) = S_A(f) |H_A(f)|^2 \quad (17)$$

donde $S_A(f)$ es el espectro de la señal modulada y $H_A(f)$ el filtrado asociado. El diseñador tiene que encontrar el filtro de mas bajo orden (implantación mas simple), asegurandose que para la razón de bits transmitidos y el método de modulación, los límites espectrales se satisfacen. El filtro receptor es escogido de tal forma que las señales de canales adyacentes sean suficientemente suprimidas, aceptandose frecuentemente que la degradación introducida por estas en la ganancia del sistema sea alrededor de 1 dB.

El siguiente estado del diseño se verifica si la degradación debida a la intererencia entre símbolos esta dentro de los objetivos del diseño. Si esto no se cumple el número de estados del filtro e igualadores se incrementa hasta que se alcanza el funcionamiento del sistema deseado. Este procedimiento de diseño requiere varios programas de computadora. En la fig. 2.22 se muestra el espectro filtrado de una señal QPSK de 9.264 Mbits/s, para transmitirse en un ancho de banda autorizado de 7 MHz, el filtro se generó con programas de computadora basados en la estrategia de diseño mencionada.

Frecuentemente los dispositivos de r.f. operan en un modo no lineal, cercano a la saturación, ya que con este modo se puede optimizar la potencia de salida, además de ser menor el costo de los elementos. Sin embargo, los amplificadores no-lineales causan degradaciones severas en la relación $P(e)$ (C/N) , y que el espectro se extienda.

La degradación mencionada se debe a la transmisión de señales que tienen gran fluctuación en la envolvente (como las señales QPSK, 8PSK etc.), a través de los efectos de transferencia AM/PM, típicos de los amplificadores no lineales como los tubos de ondas viajeras. Una forma de evitar esta degradación es limitar la banda de la señal modulada después de la amplificación no-lineal (o sea r.f.) con la cual los efectos AM/PM llegan a ser despreciables. Sin embargo este aprovechamiento tiene la desventaja de no poderse usar filtrado de premodulación en baseband o en F. I. pa-

Implica que la señal AM (amplitud modulada) tiene una conversión a señal PM (fase modulada), la cual se evalúa a través del factor de conversión AM/PM, el cual indica el corrimiento de fase en la señal amplificada por 1dB de cambio en la potencia de entrada.

na la formación espectral final, y para ciertas razones de bits y frecuencias, diseñar filtros eficientes en ancho de banda puede ser muy difícil.

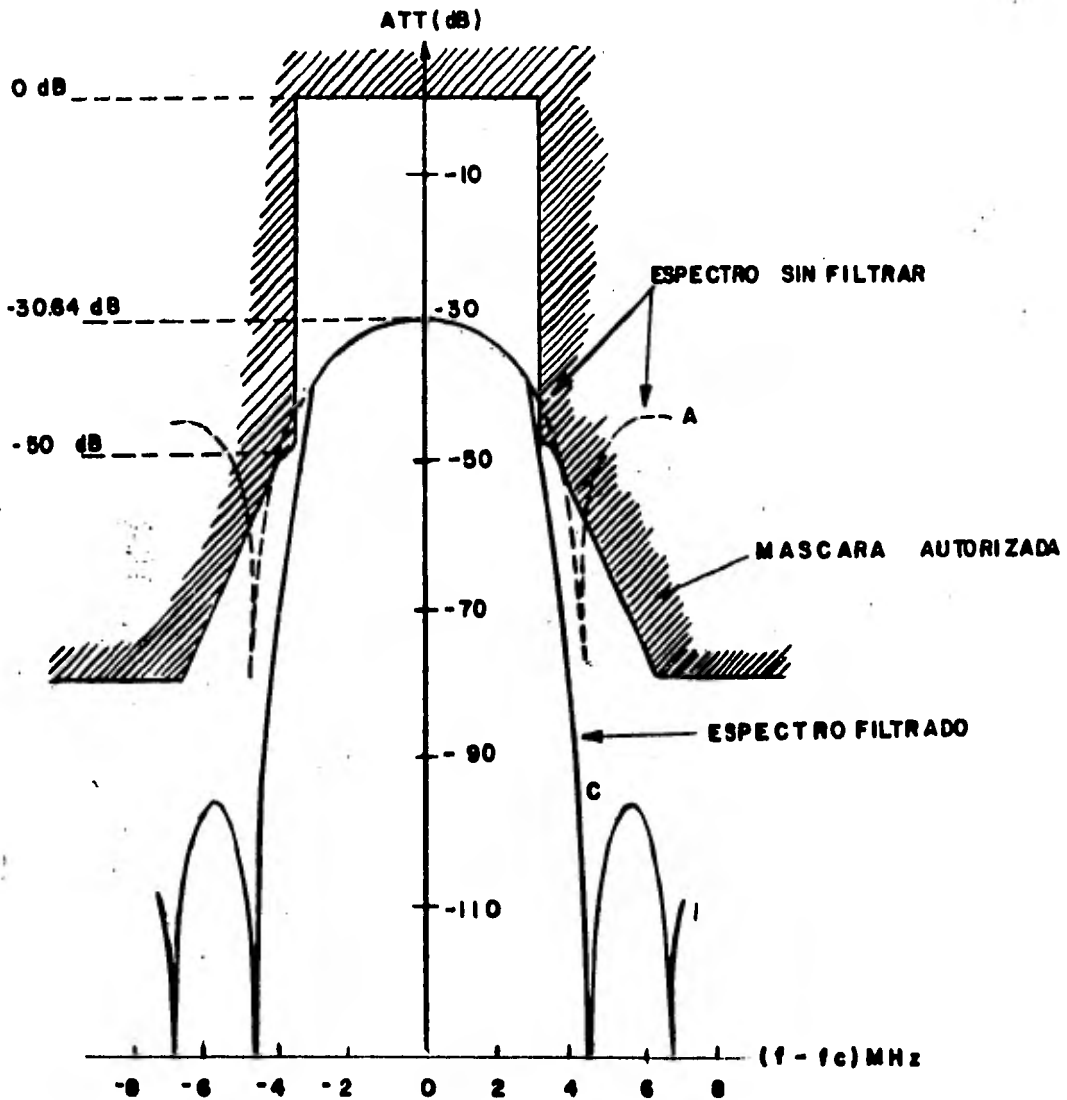


Fig: 2.22 Máscara para un ancho de banda autorizado de 7 MHz, espectro QPSK filtrado y sin filtrar.

En general la potencia de salida es maximizada más fácilmente por usar como elemento generador de potencia a un dispositivo de limitación de amplitud (tubo de ondas viajeras). Desafortunadamente los dispositivos de limitación de amplitud extienden el espectro de las señales moduladas limitadas en banda, al restaurar las bandas laterales filtradas como se aprecia en la fig. 2.23. Considerando la regeneración de los lóbulos laterales los sistemas Offset-QPSK y MSK son los que tienen mejor funcionamiento.

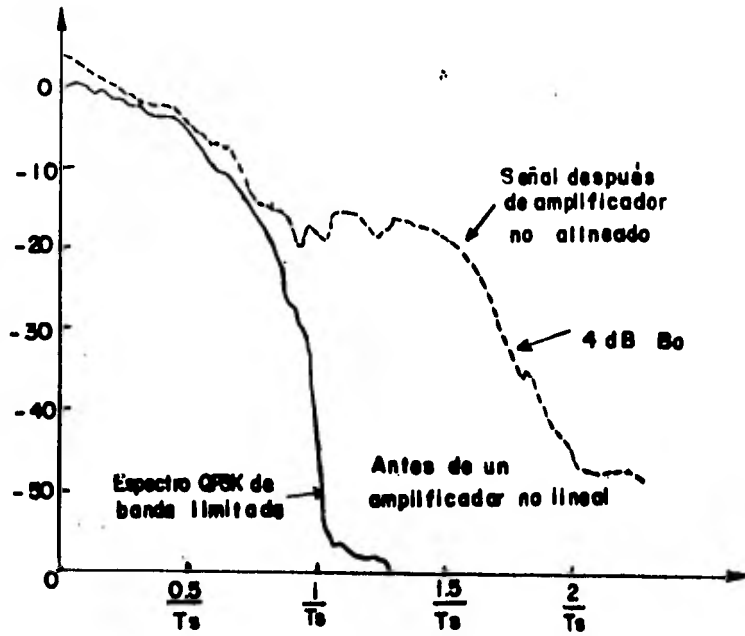


Fig. 2.23 Espectro de QPSK de banda limitada, antes y después de un amplificador no lineal.⁶

2.5. CONSIDERACIONES DE DISEÑO Y FUNCIONAMIENTO DE LOS SISTEMAS DE MICROONDAS DIGITALES

Una de las características más importantes de los sistemas de comunicación es la confiabilidad. Las compañías de servicios públicos como telefonía, electricidad, etc., debido a la naturaleza de sus negocios requieren sistemas altamente confiables. Sus objetivos de confiabilidad están usualmente especificados en términos del máximo tiempo permitido de falta por cualquier causa (desvanecimientos, fallas de equipo etc.), especificado como un porcentaje del servicio total durante un período dado, y sobre una ruta con una longitud dada.

A continuación se describen los objetivos de confiabilidad establecidos por los organismos reguladores y posteriormente se describen las ecuaciones, y pasos de diseño básicos de los sistemas de microondas digitales.

2.5.1. OBJETIVOS DE CONFIABILIDAD

a) Recomendaciones de la CCIR sobre funcionamiento y confiabilidad en la transmisión

Los objetivos de planeación y diseño para la calidad en la transmisión se basan en la Trayectoria Digital Hipotética de Referencia (HRDP), de la CCIR, de acuerdo a los mismos principios para la transmisión analógica; alta calidad para intervalos tan cortos como sean posibles. Los criterios de calidad son el funcionamiento en la transmisión, medido con la BER, y la disponibilidad del sistema. Las tablas 2.8 a y 2.8.6 proporcionan los objetivos de planeación y diseño para la HRDP recomendada (recomendación AA/9) para sistemas telefónicos teniendo razones de bits correspondientes al segundo estado de la jerarquía; 8.448 Mbits/s (o 6.312 Mbits/s). Las reglas de subdivisión de estos valores para enlaces más cortos que el --- HRDP (2500 km) no han sido establecidos aun por la CCIR. Como estas reglas son indispensables para usuarios de equipo y fabricantes, se han tenido que hacer suposiciones. Estas se basan en el hecho de que las razones de BER altas ocurren prácticamente sin correlación en el tiempo en las secciones individuales de la HRDP. De acuerdo con ésta una sección teniendo una longitud L puede contribuir al valor permisible total de la BER en el HRDP, por ejemplo 10^{-3} (medida en intervalos de un segundo), únicamente en una parte proporcional al tiempo permisible, en este caso $L/2500 \times 0.05\%$ de

cada mes. La misma sección podría contribuir a la indisponibilidad (la cual se establece cuando la BER excede 10^{-3} en un intervalo de 10 seg.), durante $L/2500 \times 0.3\%$, como se aprecia en la tabla 2.8 b.

Cuando el enlace digital es más corto que una sección del HIRDP (1280 km), una BER de 10^{-3} en $280/2500 \times 0.05\%$ y una indisponibilidad de $280/2500 \times 0.3\%$ respectivamente deberán ser valores permisibles si, en estas no existen subdivisiones posteriores.

CCIR publicación	Criterio de funcionamiento	Intervalo de prueba	Proporción permitida de tiempo, mientras que se especifica el error de proporción excedida.
Recomendación del Apunte en el Anexo del Reporte 37U-3	Bit error rate 10^{-7}	10 minutos	5% de cualquier mes.
	Bit error rate 10^{-3}	1 segundo	0.05% de cualquier mes.

Tabla 2.8 a Objetivos de funcionamiento de un sistema telefónico en la trayectoria digital hipotética de referencia.3

CCIR publicación	Disponibilidad de criterio	Especificación de prueba	Disponibilidad necesaria
Nueva recomendación (Dec.9/367,-1077)	Interrupción de la señal digital ó bit error rate 10^{-3}	10 segundos consecutivos.	99.7% del tiempo por lo menos 1 año (dependiendo de las condiciones locales, 99.5 a 99.9%)

Tabla 2.8.b Objetivos de disponibilidad de un sistema telefónico en la trayectoria digital hipotética de referencia.3

c) Objetivos de Confiabilidad en E.U. y Canadá

Los objetivos de confiabilidad de las compañías telefónicas en los E.U. y Canadá para sistemas de recorrido corto limitan el tiempo de falla de servicio en las dos direcciones causado por efectos de la propagación a 0.01% anualmente sobre una ruta de 400 km. Los estándares en Canadá establecen el 0.02% anual máximo, en las dos direcciones, sobre la misma longitud de la ruta para sistemas protegidos y considerando todas las causas

de indisponibilidad. La distribución de ésta podría ser dividida en re falla de equipo, desvanecimiento multi-trajectoria atmosférico y desvanecimiento por lluvia. La tabla 2.9. muestra estos objetivos de confiabilidad.

Para secciones mas cortas de 400 km. se hace la misma suposición considerada en las recomendaciones de la CCIR, de considerar el efecto proporcional de la longitud ($d/400 \times 0.01\%$).

Las compañías generadoras de electricidad, gas, combustibles, etc., que manejan grandes cantidades de energía por medio de sus sistemas de transmisión, tienen estandars de confiabilidad mas estrictos, debido a que fallas en sus sistemas podrían originar pérdidas cuantiosas. Para estos casos no es extraño encontrar objetivos de confiabilidad tan estrictos como 0.0001% de indisponibilidad máxima por mes y por salto.

Tabla 2.9. Objetivos de Confiabilidad.⁽¹⁾

OPERADOR	CASO	OBJETIVO DE SEGURIDAD (1 - R)
Portador común	dos caminos	$\frac{0.0001 d}{400}$ (U.S.A.)
	Un camino	$\frac{0.0002 d}{400}$ (Canada)
Usos	Peor mes (por salto, sin diversidad)	0.0001
	Peor mes (por salto, protegido con - diversidad)	0.000001

2.5.2 GANANCIA DEL SISTEMA

La ganancia del sistema es una medida útil debido a que incorpora muchos de los parámetros de interés al diseñador de sistemas de microondas.

La ganancia del sistema es la diferencia entre la potencia de salida del transmisor y la sensibilidad de umbral del receptor para una BER determinada, debiendo ser este valor mayor o igual a la suma de ganancias y pérdidas

externas al equipo. Esto es

$$G_S = P_T - C_{min} \cong FM + L_p + L_f + L_b - G_T - G_R \quad (118)$$

donde G_S Ganancia del sistema (dB)

- P_T = Potencia de salida del transmisor (dBm), excluyendo la red de enlace a las antenas.
 - C_{min} = Nivel de la portadora recibida (dBm) para el objetivo de calidad mínimo. Usualmente se especifica para BER 10^{-6} . Es además llamado el "umbral de recepción".
 - L_p = Pérdidas de espacio libre entre radiadores isotrópicos
- $$L_p = 92.4 + 20 \log d + 20 \log F$$

donde d = longitud de la trayectoria en km. y frecuencia portadora en (GHz)

- L_f = Pérdidas de alimentación (cables coaxiales o guías de onda)
- L_b = Incluye las pérdidas totales de filtros y circuladores cuando los transmisores y receptores se acoplan a una sola línea.
- G_T, G_R = Ganancia de las antenas transmisoras y receptoras sobre radiadores isotrópicos.
- FM = Margen de desvanecimiento por salto (dB) de un sistema sin diversidad requerida para satisfacer el objetivo de confiabilidad

Las ecuaciones empíricas de confiabilidad de Barnett-Vignart pueden resolverse explícitamente para determinar el máximo margen de desvanecimiento permitible para una la disponibilidad especificada del sistema. Tal ecuación es la siguiente:

$$FM = 30 \log d + 10 \log (6ABf) - 10 \log (1 - R) - 70 \quad \text{en dB} \quad (119)$$

donde $1-R$ = Objetivo de confiabilidad en una dirección para una ruta de 400 km. (R es la disponibilidad especificada para el sistema).

A = factor de rugosidad

= 4 para terreno plano, incluyendo sobre agua

= 1 para terreno normal con algunas rugosidades

= 1/4 para terreno montañoso o muy aspero

B = factor para convertir la probabilidad del peor mes a la probabilidad anual

= 1/2 para grandes lagos o áreas muy húmedas o calientes

= 1/4 para áreas promedio

= 1/8 para áreas muy secas o terreno montañoso.

Este margen de desvanecimiento es para disponibilidades sobre bases anuales, pero puede ser usado sobre la base del peor mes por fijar $\beta = 1$

En la ecuación anterior se nota que si una vez habiendo calculado el margen de desvanecimiento éste se incrementa 10 dB se tendrá una mejora en la confiabilidad de un orden de magnitud, o sea, si se calculó el margen de desvanecimiento para una confiabilidad de 0.01%, y a ésta cantidad se le agregan 10dB la confiabilidad será ahora de 0.001% (Por el factor de $-10 \log(1-R)$).

Ahora bien, para un sistema sin diversidad, un incremento de 5dB en la ganancia del sistema permite aumentar la distancia por salto 25% más y aun tener la misma confiabilidad. Este resultado puede ser usado para obtener ahorros significantes en los costos, ya que si se trata de un sistema con varios saltos, pueden salvarse sitios, incluyendo torres, construcciones caminos de acceso, etc. Otra posibilidad de ahorrar sitios es ajustando el tamaño de las antenas, aumentando la ganancias.

Otra alternativa para disminuir los costos consiste en aumentar la ganancia del sistema para el mismo número de saltos, pero usar antenas de tamaño mas pequeño, lo cual reduciría el costo de las torres.

2.5.3 GUIA DE DISEÑO.

En esta parte se presenta la información necesaria para evaluar el funcionamiento esperado en un canal de microondas sin hacer uso de diversidad. Se consideran dos casos típicos con los cuales el ingeniero de diseño se puede encontrar; el primero se presenta cuando el canal de microondas tiene que cubrir una longitud total por decir 400 km y se puede optimizar la distancia entre saltos (si la topografía del terreno lo permite), éste podría ser el caso de un canal de microondas uniendo dos ciudades importantes; el segundo caso es cuando la distancia entre saltos esta fija como podría ser cuando el canal sirviese alguna compañía generadora de electricidad, gas, etc., en las cuales los sitios se fijan para controlar los sistemas. A continuación se describen los pasos recomendados para obtener los parámetros requeridos del sistema para los dos casos mencionados.

Paso 2 Potencia de Ruido N_T

La potencia total de ruido presente a la entrada del demodulador es directamente proporcional a la figura de ruido en el receptor (F). Usualmente los equipos factores de ruido cuyo rango se encuentra aproximadamente entre 5 y 10 dB. La potencia total N_T a la entrada del demodulador está dada por la siguiente ecuación:

$$N_T = KTB F \quad (\text{watt}) \quad (20)$$

donde:

K = constante de boltzman (-228,6 dBW sec/°k)

T = temperatura absoluta en grados Kelvin

B = ancho de banda del receptor en Hz.

F = Figura de ruido del receptor (proporcionado por los fabricantes)

Si se considera una temperatura normal de 17° C (290° K) y la figura de ruido se expresa en dB entonces:

$$N_T = 174 + 10 \log B_{\text{Hz}} + F \quad (\text{dBm}) \quad (21)$$

Paso 3 Nivel mínimo de portadora recibida (C_{min})

C_{min} se definió en la ec. 18 como el nivel de la portadora recibido requerida para alcanzar el objetivo mínimo de calidad ($P(e)_{\text{min}}$), y se obtiene del valor de la potencia de ruido total y del requerimiento práctico de C/N . Se calcula con:

$$C_{\text{min}} = N_T + C/N \quad (\text{dB}) \quad (22)$$

Paso 4: Potencia de Transmisión (P_t)

Con el objeto de aumentar lo más posible la ganancia del sistema y debido a que ésta es directamente proporcional a la Potencia de transmisión, es deseable aumentar lo mas posible esta última.

Sin embargo, debe tomarse en cuenta la característica del amplificador, referente a si el comportamiento es lineal, o no, y el efecto que éste tiene sobre el esquema de modulación escogido. Esto es, si se usara un dispositivo no lineal la limitación en banda debe ser en el estado de r.f., o si se eligiera que la limitación de la banda fuese en banda base, deben escogerse sistemas lineales.

Paso 5. Ganancia del sistema

La ganancia del sistema se definió como:

$$G_S = P_t - C \text{ min} \quad (23)$$

Con el objeto de estar en posibilidad de alcanzar mejores niveles de funcionamiento este valor debe ser tan grande como sea posible.

Paso 6: Espaciamiento entre repetidores

Una vez habiendo calculado la ganancia del sistema, de escoger las antenas transmisora y receptoras, de contar con los objetivos de confiabilidad, y de conocer las características del terreno en donde se efectuará la propagación puede encontrarse la distancia óptima. La forma de hacerlo es entrar a la ecuación de margen de desvanecimiento (ec. 19) e introducirla en la ecuación de la ganancia del sistema, tal que se cumpla la siguiente restricción:

$$G_S = P_t - C \text{ min} \geq FM + L_g + L_f + L_p + G_r + G_f \quad (24)$$

donde los términos tienen el mismo significado que se les dió en la sección de 2.5.2

b) La distancia entre saltos esta ya determinada

En este caso los pasos 1, 2 y 3 son los mismos que los del punto anterior, pero dado que en este caso la distancia entre saltos esta fija:

Paso 4: Determinación del margen de desvanecimiento.

Con la distancia, los objetivos de confiabilidad y las características del terreno se calcula el margen de desvanecimiento esperado con la ec. 19 mientras que la ecuación de ganancia del sistema podría acomodarse de la siguiente forma:

$$P_t - C \text{ min} + G_r + G_f - (L_g + L_f + L_p) \geq FM \quad (25)$$

Paso 5: Calcular P_t , G_r y G_f óptimas

Con ayuda de la ecuación anterior se encuentran los valores de la potencia transmitida y tamaño (ganancia) de las antenas de tal forma que se cumpla la ecuación (25) y se optimize el costo y funcionamiento.

Por último, cabe señalar que estos procedimientos sirven para dar una idea o aproximación del diseño, ya que para obtener los resultados finales, deben utilizarse los datos proporcionados por la ingeniería de trayectoria, la cual se encarga de localizar los sitios óptimos para establecer las estaciones, determinar la altura de torres, etc., Para obtener la eficiencia en costos y funcionamiento, las compañías encargadas de diseñar los sistemas de microondas digitales cuentan con una serie de programas de computadora, que incluso les permite simular los sistemas antes de implantarlos.

B I B L I O G R A F I A

- (1) Feher, Kamilo, "Digital Communications; Microwave Applications".
- (2) Bennet, W.R., J.R. Davey, "Data Transmission".
- (3) Telcom repor (2) Special Issue "Digital Transmission".
- (4) "Selected Articles from the GTE LENKURT DEMODULATOR" Vol. 3
- (5) Hutter, O., I. Frigyes, "Applications of Primary PCM Equipments in Telecommunication Networks" BUDABOX.
- (6) Morais, D. K. Feher, "Bandwidth Efficiency and Probability of Error Performance of MSK y Offset QPSK Systems" IEEE Transactions on Communication, December 1979.
- (7) Oeting, J., "A comparison of Modulations Techniques for Digital Radio" IEEE Transactions on Communications, December 1979.
- (8) Bayless, J., A. Collings, R. Pedersen. "The Specification and Design of Band limiting Digital Radio Systems" IEEE Transactions on Communication, December 1979.
- (9) El-Torky, M., K. Feher, "Analysis and Design of Band limiting fitters to Meet FCC Restriccions for Digital QPSK Radio Systems in a Interference Environment Proc. 1978 IEEE Canadian Communications and Power Conference.
- (10) Feher. K., "Modulation/Demodulation Techniques for Digital Radio" Proc 1978. International Conference on Communications.
- (11) Schmidt K.H. "Transmisión efectiva de datos por interferencia controlada entre símbolos".
- (12) Morais H.J.K. Feher, "Modulation Techniques for Point to Point Digital Radio Systems".
- (13) Huang, J., K. Feher, "On Partial Response Transmission Systems".
- (14) Carlson, R. "Communication Systems" Mc Graw Hill.

3. LAS MICROONDAS COMO MEDIO DE COMUNICACION EN LOS SISTEMAS DE POTENCIA.

Introducción.

Los servicios proporcionados por las empresas generadoras de energía eléctrica, son fundamentales para el desarrollo económico en todos los países. Una economía con un alto estándar de vida no sería posible sin una alimentación de energía eléctrica adecuada y de bajo costo. El consumo total de ésta, se ha estado incrementando a una razón mayor que la del producto nacional bruto y no hay signo visible de que ésta tendencia no continúe, lo cual revela su enorme razón de crecimiento.

Debido al hecho que existe separación física entre los centros de despacho, plantas generadoras, subestaciones, puntos de interconexión y cargas, se siente la necesidad de las comunicaciones para transmitir información de un punto a otro, con el objeto de lograr una operación eficiente y confiable.

En este capítulo se analiza la factibilidad del uso de sistemas de microondas para satisfacer las necesidades de comunicación típicas de los sistemas de potencia. Para esto, el capítulo se ha dividido en tres partes; en la primera parte, se analizan en una forma somera las necesidades de comunicación típicas de los sistemas de potencia; en la segunda parte se revisan los medios de transmisión con los que se pueden satisfacer estas necesidades; y en la tercera y última se dan las bases que determinan la selección de las microondas como el medio de transmisión.

3.1. NECESIDADES DE COMUNICACION EN LOS SISTEMAS DE POTENCIA.

El proceso de generación, transmisión y distribución de energía eléctrica involucra la participación de diversas instalaciones de las empresas generadoras, tales como plantas, subestaciones, líneas, almacenes, oficinas, etc., así

como de gran cantidad de personal para coordinar la producción y administración de la energía. A continuación se describen los diversos tipos de circuitos de comunicación que se emplean actualmente en los sistemas de potencia en forma general.

3.1.1. TELEFONIA.

Estos canales se utilizan principalmente para:

- Operación de las instalaciones.
- Coordinación de maniobras.
- Coordinación de mantenimiento.
- Supervisión y coordinación de nuevas obras.
- Supervisión y coordinación administrativa.
- Comunicación a comandos.

En general las empresas cuentan con centrales privadas que, en algunos casos, tienen capacidad para interconectarse al servicio público telefónico. Pueden contar también con canales dedicados de acceso restringido y señalización automática.

3.1.2 TELECONTROL.

Para controlar los sistemas de potencia de grandes dimensiones, se necesita de una serie de actividades interrelacionadas; en las que el estado del sistema en diversos puntos remotos se monitorea a través de un centro de control, que a su vez envía una serie de comandos que modifican el estado de dicho sistema.

La función de monitoreo incluye la transmisión de información asociada -

con cantidades analógicas como voltaje, corriente y potencia, así como con las relaciones con datos discretos como estados de cuchillas e interruptores, alarmas y otros dispositivos. La función de comando permite la operación de interruptores, la regulación de generación en una planta, etc.

La operación de telecontrol de un alto nivel de seguridad, que aunada a la creciente automatización de los sistemas de potencia propicia una gran demanda de canales para la transmisión de datos de alta velocidad (por ejemplo - 2400 bauds), con un elevado porcentaje de confiabilidad.

3.1.3 TELEPROTECCION.

Los dispositivos de protección en los sistemas de potencia se utilizan para prevenir o limitar los daños a las instalaciones, debidas a fallas o sobrecargas, y para minimizar sus efectos sobre la operación estable del sistema. Esto permite entender la demanda de medios de comunicación muy confiables y seguros, así como de una alta velocidad para la operación de estos dispositivos.

La función de protección representa el circuito de comunicación más crítico y se puede clasificar en: protección de equipo (como generadores, transformadores, etc.) y protección de líneas de transmisión.

En general, la operación de protección incluye la transmisión de comandos de disparo y bloques, utilizando el principio de corrimiento de frecuencia, (FSK).

3.1.4 OTROS SERVICIOS.

El uso de circuitos de comunicación por telex y facsímil es común en sistemas de potencia, así como para administración de la empresa y funciones de investigación y desarrollo. Recientemente se han puesto en marcha algunas ino-

instalaciones piloto para implantar redes de comunicación bidireccionales en los sistemas de distribución, con objeto de llevar a cabo la administración de carga, la lectura automática y remota de kilowatt-horarios y control de la red. - La tabla 3.1, resume los tipos de comunicación que requieren las diferentes instalaciones que componen el sistema de potencia.

3.2 MEDIOS DE TRANSMISION.

Las compañías eléctricas de servicio público integran sus redes de comunicación de diversos medios de transmisión, dependiendo la selección de éstos básicamente de las necesidades de canales, de la confiabilidad requerida, de la topología y ubicación del sistema de potencia y de consideraciones económicas y legales.

Estas redes, que proporcionan tanto circuitos punto a punto como conmutados, utilizan básicamente los siguientes sistemas de transmisión.

- Onda portadora por línea de alta tensión (en sus diversas modalidades),
- Radio (VHF, UHF y SHF).
- Líneas telefónicas y cables especiales.
- Fibras ópticas.

A continuación se presentan las características más importantes de estos sistemas desde el punto de vista de las empresas suministradoras.

3.2.1 SISTEMAS DE ONDA PORTADORA POR LINEA DE ALTA TENSION.

Esta técnica, como su nombre lo indica, utiliza las líneas de transmisión de energía eléctrica para la propagación de señales de radio de baja frecuencia (30 a 500 KHz). Por ésta razón, es necesario proveer las líneas de alta tensión con equipo adicional de acoplamiento y sintonización, que permita en-

TABLA 3.1 TIPOS DE COMUNICACION QUE REQUEREN LAS DIFERENTES INSTALACIONES DE LOS SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA.⁽⁴⁾

INSTALACIONES	PLANTAS GENERADORAS	SUBESTACIONES	OFICINAS	CENTROS DE CONTROL	ALMACENES	CUADRILLAS	PERSONAS EN MOVIMIENTO	AGENCIAS	CENTROS DE COMPUTO	INST. CONSTRUYEND.	CENT. DE ABASTEC.
PLANTAS GENERADORAS	• VOZ CONMUTADO NORMAL	• VOZ ALTA PRIORIDAD		• DATOS CONMUTADO DE RELACION MEDIA. • DATOS DIRECTO - PARA CONTROL SUPERVISORIO Y ADQUISICION DE DATOS. • VOZ ALTA PRIORIDAD.							• DATOS CONMUTADO DE RELACION MEDIA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.
SUBESTACIONES	• VOZ ALTA PRIORIDAD	• VOZ ALTA - PRIORIDAD • DATOS ESPECIAL, TELEPROTECCION.		• DATOS CONMUTADO DE RELACION MEDIA. • DATOS DIRECTO - PARA CONTROL SUPERVISORIO Y ADQUISICION DE DATOS. • VOZ ALTA PRIORIDAD.							• DATOS CONMUTADO DE RELACION MEDIA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.
OFICINAS			• DATOS CONMUTADO DE RELACION BAJA. • VOZ CONMUTADO-NORMAL.		• DATOS CONMUTADO DE RELACION BAJA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.		• VOZ CONMUTADO NORMAL.	• DATOS CONMUTADO DE RELACION BAJA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.	• DATOS CONMUTADO DE RELACION MEDIA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.	• DATOS CONMUTADO DE RELACION BAJA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.	• DATOS CONMUTADO DE RELACION BAJA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.
CENTROS DE CONTROL	• DATOS CONMUTADO DE RELACION MEDIA. • DATOS DIRECTO PARA CONTROL SUPERVISORIO Y ADQUISICION DE DATOS. • VOZ ALTA PRIORIDAD.	• DATOS CONMUTADO DE RELACION MEDIA • DATOS DIRECTO PARA CONTROL SUPERVISORIO Y ADQUISICION DE DATOS. • VOZ ALTA - PRIORIDAD		• DATOS CONMUTADO DE RELACION MEDIA. • DATOS DIRECTO - PARA CONTROL SUPERVISORIO Y ADQUISICION DE DATOS. • VOZ ALTA PRIORIDAD.		• VOZ ALTA PRIORIDAD		• DATOS CONMUTADO DE RELACION MEDIA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.			• VOZ CONMUTADO NORMAL.
ALMACENES			• DATOS CONMUTADO DE RELACION BAJA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.		• DATOS CONMUTADO DE RELACION BAJA • VOZ CONMUTADO NORMAL.	• VOZ CONMUTADO NORMAL.		• DATOS CONMUTADO DE RELACION MEDIA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.	• DATOS CONMUTADOS DE RELACION MEDIA • VOZ CONMUTADO NORMAL.	• DATOS CONMUTADO DE RELACION BAJA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.	• DATOS CONMUTADO DE RELACION BAJA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.
CUADRILLAS				• VOZ ALTA PRIORIDAD.	• VOZ CONMUTADO NORMAL.	• VOZ CONMUTADO NORMAL.				• VOZ CONMUTADO NORMAL.	• VOZ CONMUTADO NORMAL.
PERSONAS EN MOVIMIENTO			• VOZ CONMUTADO NORMAL								
AGENCIAS			• DATOS CONMUTADO DE RELACION BAJA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.					• DATOS CONMUTADOS DE RELACION BAJA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.			
CENTROS DE COMPUTO			• DATOS CONMUTADO DE RELACION BAJA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.	• DATOS CONMUTADO DE RELACION MEDIA. • VOZ CONMUTADO-NORMAL	• DATOS CONMUTADO DE RELACION MEDIA. • VOZ CONMUTADO-NORMAL.			• DATOS CONMUTADOS DE RELACION BAJA • VOZ CONMUTADO NORMAL.	• DATOS DE RELACION ALTA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.	• DATOS CONMUTADO DE RELACION MEDIA • VOZ CONMUTADO NORMAL.	• DATOS CONMUTADO DE RELACION MEDIA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.
INSTALACIONES CONSTRUYENDOSE			• DATOS CONMUTADO DE RELACION BAJA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.	• VOZ CONMUTADO NORMAL.	• DATOS CONMUTADO DE RELACION BAJA • VOZ CONMUTADO NORMAL.	• VOZ CONMUTADO NORMAL.			• DATOS CONMUTADO DE RELACION MEDIA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.		
CENTROS DE ABASTECIMIENTO	• DATOS CONMUTADO DE RELACION MEDIA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.	• DATOS CONMUTADO DE RELACION MEDIA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.	• DATOS CONMUTADO DE RELACION MEDIA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.	• VOZ CONMUTADO NORMAL.	• DATOS CONMUTADO DE RELACION BAJA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.	• VOZ CONMUTADO NORMAL.			• DATOS CONMUTADO DE RELACION MEDIA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.		• DATOS CONMUTADO DE RELACION MEDIA. • VOZ CONMUTADO NORMAL.

causar dichas señales a los puntos de destino. En la figura 3.1 se muestra un esquema de un sistema de comunicaciones OPLAT entre dos subestaciones A y B, en el que se utilizan los conductores de dos fases como medio de interconexión; configuración que es conocida como acoplamiento fase a fase.

Existen otros tipos de acoplamiento; como fase a tierra, entre circuitos y acoplamientos a tres fases.

Aunque la tendencia actual de las compañías suministradoras de energía eléctrica sea utilizar nuevos medios de comunicación que le permiten cubrir su demanda de canales. El sistema OPLAT es aún importante por las siguientes razones:

- La transmisión de información a largas distancias, usualmente en las redes de alta tensión, puede cubrirse con el sistema OPLAT utilizando requerimientos mínimos de repetidoras, reduciendo costos de equipo y mantenimiento.
- Las líneas de alta tensión son extraordinariamente robustas y confiables desde el punto de vista mecánico, proporcionando además un medio de propagación muy estable de ondas portadoras.
- La construcción de equipos terminales muy confiables y eficientes, hace que el sistema OPLAT se prefiera en aplicaciones esenciales para la transmisión de energía, tal como la teleprotección de alta velocidad.

Es importante mencionar que los niveles de atenuación y ruido característicos de las líneas de alta tensión, no permiten utilizar la totalidad del espectro asignado a OPLAT. Además existe el problema de la reutilización de frecuencias, debido al bloqueo limitado de las trampas de onda e interferencia entre sistemas de topología compleja, lo cual hace necesario contar con un plan de asignación de frecuencias.

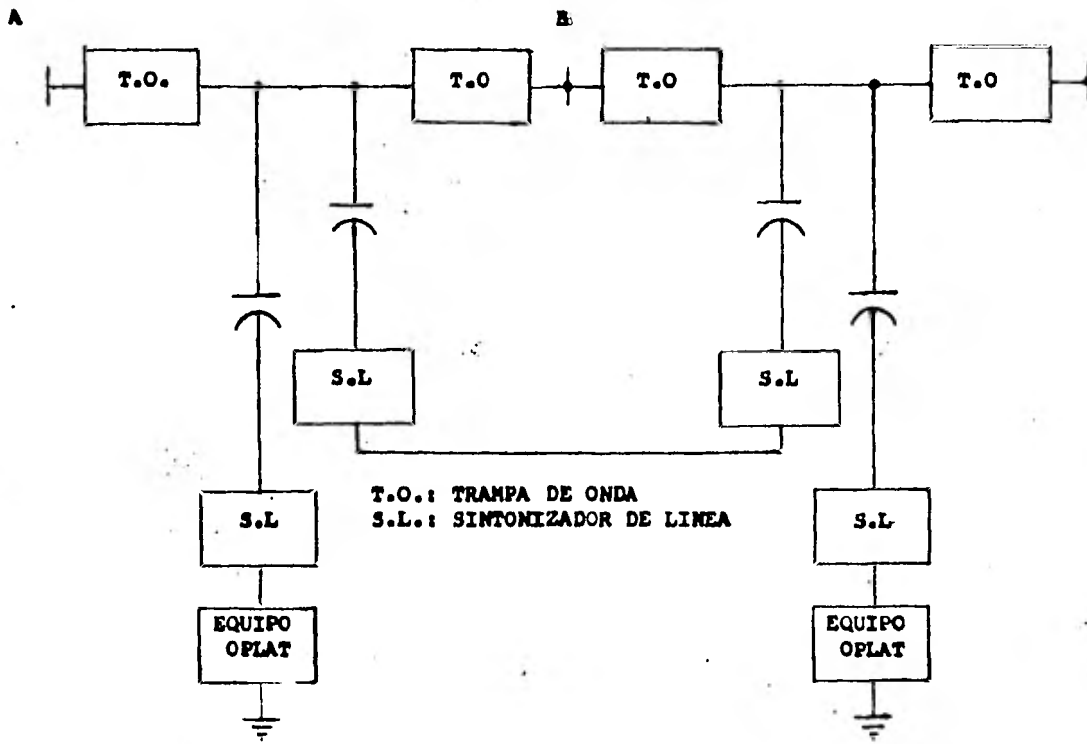


FIGURA 3.1. SISTEMA DE ONDA PORTADORA POR LINEA DE ALTA TENSION

Existen además otros sistemas que aprovechan los elementos del sistema de transmisión de energía como son: Hilo de Guarda aislado (HGA), Sistema de Onda Portadora a través de conductores múltiples de una misma fase (conductores en-haz) y Cable Aéreo (Versión especial de hilo de guarda no aislado). Sin embargo, el sistema OPLIT convencional goza de predilección sobre estos sistemas, principalmente por razones económicas.

3.2.2 RADIO.

El uso de circuitos de radio en las bandas de VHF, UHF y SHF, les permite a las comunicaciones de los sistemas de potencia contar con un medio muy útil e independiente de la red de transmisión. La técnica de microondas, con su característica de contar con gran cantidad de canales de alta calidad en combinación con los sistemas de radio en las bandas UHF, ha conseguido ser la base de las telecomunicaciones en innumerables sistemas de potencia, mientras que los canales VHF se usan básicamente en programas de mantenimiento.

a) Microondas.

Los sistemas de microondas que usualmente siguen una ruta de acuerdo a la ubicación de las principales plantas, subestaciones u otras instalaciones importantes, pueden proporcionar todos los tipos de canales de comunicación necesarios en la empresa y están diseñados para máxima confiabilidad. Por ejemplo, mediante selección de rutas que formen anillos, de tal manera que se tengan caminos alternos en situaciones de emergencia. Los canales de microondas de baja frecuencia UHF, fuera de la ruta principal, se usan para suministrar un número relativamente bajo de canales con alta confiabilidad y calidad.

Entre sus principales ventajas a los sistemas de potencia se encuentran:

- Proporcionar gran cantidad de canales de alta calidad y confiabilidad.
- El sistema está separado físicamente de la red de potencia.

- *Alto aprovechamiento del espectro de frecuencias.*

Entre sus desventajas podrían citarse:

- *La dependencia de otras entidades fuera de la empresa en la selección, uso y protección de frecuencias.*
- *El uso de estaciones repetidoras representa un riesgo para la confiabilidad, debido al mayor número de unidades requeridas y a los problemas de mantenimiento.*

b) Comunicaciones VHF.

Se usan en general para la cobertura de programas de reparación y mantenimiento, en operaciones de rutina o de emergencia, y pueden clasificarse:

- *De estación base a unidad móvil.*
- *De unidad móvil a unidad móvil. (Casi no se usa).*
- *De punto a punto (portátil).*

Las principales ventajas de estos sistemas son:

- *Flexibilidad en la operación y adaptabilidad a diversas situaciones.*
- *Gran movilidad.*
- *Disponibilidad durante fallas al sistema eléctrico.*

Entre las desventajas se encuentran:

- *Capacidad limitada.*
- *Corto alcance.*
- *Poca flexibilidad para usos diversos.*
- *Congestionamientos de frecuencias.*

3.2.3 LINEAS TELEFONICAS Y CABLES ESPECIALES.

a) Líneas telefónicas.

Generalmente, los sistemas de potencia utilizan las líneas telefónicas — rentando el servicio. Esto les permite contar con todas las facilidades que ofrecen las compañías telefónicas, pero con las desventajas de depender de una entidad ajena, de tener que soportar los problemas de congestión y la aplicación de tarifas elevadas, las cuales pueden hacer incosteable la utilización de este servicio, sobre todo cuando la distancia excede de los 30 Km. ⁽¹⁾

b) Cables especiales.

Incluyen tanto las líneas tendidas exclusivamente para las diferentes — funciones de la empresa y aquellas que son compartidas con otros servicios, — (a excepción del telefónico). Estas líneas pueden ser aéreas o subterráneas y en general, los costos de instalación son elevados en ambos casos. Por ejemplo, pueden citarse el hilo piloto (que consiste de un cable multipar debidamente aislado), el cual puede transmitir información de voz, protección y datos. Sólo es costeable para distancias pequeñas del orden de 15 Km.

3.2.4 FIBRAS OPTICAS.

Este sistema resulta interesante dentro del sector eléctrico, porque las fibras son inmunes a la interferencia causada por elevados campos electromagnéticos, presentes en plantas y subestaciones.

Su desarrollo se ha basado en los siguientes factores:

- Nuevos materiales que disminuyen las pérdidas, encontrándose en el mercado fibras ópticas con atenuaciones de 5 dB/Km.

- Desarrollo de transductores que convierten energía luminosa a energía eléctrica y viceversa.
- Entendimiento de los fenómenos de propagación. Lo que ha permitido la fabricación de fibras con diversos anchos de banda y niveles de atenuación,

Sus aplicaciones a los sistemas de potencia pueden efectuarse en enlaces de distancias cortas y medias (30 Km.). Entre las ventajas que presenta este medio de comunicación en los sistemas de potencia se encuentran:

- Inmunidad a la interferencia electromagnética.
- Gran ancho de banda.
- Aislamiento eléctrico.
- Niveles bajos de diafonía.

Pudiendo citarse entre sus desventajas:

- La complejidad de los sistemas electrónicos para procesar y detectar las señales ópticas.
- Costo y atenuación de las fibras actuales.
- Cableado y manejo de las fibras.
- Poca compatibilidad con equipo existente.

Las comunicaciones por fibra óptica se encuentran aún en etapa de desarrollo esperándose que a mediano plazo se alcancen los avances tecnológicos que permitan aumentar su competitividad.

3.3 LAS MICROONDAS EN LOS SISTEMAS DE POTENCIA.

A pesar de que OPLAT ha sido un sistema confiable y es apreciado por el -

excelente servicio proporcionado, los requerimientos presentes de canales son-
tales que, éste medio operando solo, es insuficiente. Ante ésta situación en
los sistemas de potencia, después de fijarse objetivos de planeación a largo
plazo, los cuales prevén un incremento grande en la necesidad de canales, se
puede optar por utilizar los sistemas de microondas basándose en la serie de
ventajas que a continuación se describen.

3.3.1. VENTAJAS TÉCNICAS.

• Tienen la flexibilidad para ser adaptadas para manejar cualquiera de las
muchas formas de información requeridas. Los usos de las microondas en los sis-
temas de potencia incluyen control supervisorio, voz, protección, telemetría,
control de radio VHF, control de la frecuencia de la carga, control de equipo,
alarmas, datos de alta velocidad para procesamiento por computadoras y locali-
zación de fallas. Canales de cualquier tipo pueden ser fijados entre los pun-
tos deseados, o usados a través de todo el sistema o sólo en áreas locales. -
Estas características también las ofrece OPLAT, pero con la gran ventaja de
contar con una capacidad mucho mayor.

• Al ser los sistemas de microondas un sistema multicanal puede razonable-
mente esperarse que llegue a ser la "columna vertebral" de sistemas de comuni-
caciones con trayectorias largas en las cuales sistemas de otros tipos actúan
en áreas locales. Esto es, no se intenta que las microondas asuman el compromi-
so completo de las comunicaciones, sino que tomen su lugar convirtiendo la res-
ponsabilidad con otros medios, cada uno aplicándose para tomar las máximas ven-
tajas de sus características individuales.

• Experiencias de campo han demostrado que las microondas tienen ventajas -
técnicas sobre los medios alternativos de comunicación al menos en los siguientes
aspectos; Mayor inteligibilidad, mejor relación señal a ruido, bajo nivel
de interferencia entre canales adyacentes, y mejor continuidad⁽¹⁾. Asimismo sus
costos de mantenimiento por canal o por milla de canal no son elevados.

• Si se necesitan pueden proporcionar un número de canales grande entre dos puntos.

Ahora, muchos sistemas de potencia emplean microondas para satisfacer sus necesidades de comunicación. Muchos han instalado sistemas privados, y algunos otros, en menor proporción, rentan estas facilidades.

Una función de las más importantes y críticas manejadas por microondas es la protección de equipos y líneas por relevadores, sin embargo, el uso de microondas para ésta función no goza de la predilección con la que cuenta OPLAT para ésto.

Con el advenimiento del Extra Alto Voltaje (> 800 KV) usado en los sistemas de potencia, muchos de éstos están reconsiderando el uso de OPLAT y están buscando un sistema de comunicación completamente independientes de la línea de potencia por cuestiones económicas, con el objeto de mantener los bajos costos del equipo y evitar el uso de equipos de acondicionamiento a tan altos voltajes. Los sistemas de microondas tienen un número de ventajas inherentes como sistema de comunicación para protección por relevadores. Estos son:

• Bajos costos, de apregar canales una vez que la trayectoria de r.f. se establece, debido a los amplios anchos de banda proporcionados por las bandas de microondas. De esta forma se pueden proporcionar los canales suficientes para protección⁽²⁾.

• Proporciona un medio que es independiente de la línea de potencia; de esta forma el nivel de la señal no se atenúa o pierde por fallas en la línea.

• Proporciona una facilidad para equipo de canales de protección de alta velocidad.

En general el costo del sistema de comunicaciones es muy bajo, del orden-

del 1. %⁽¹⁾ de la planta total y su importancia es tan grande que hay razones adecuadas para inclinarse al uso de sus y mejores facilidades de comunicación, como son los sistemas de microondas.

Por último cabe señalar que los sistemas de potencia requieren objetivos de confiabilidad para sus canales de comunicación muy elevados, ya que una — falla en uno de éstos, que por ejemplo transmitiese información de protección en el momento de surgir algún problema, podría causar pérdidas económicas cuantiosas al afectarse equipos o líneas. Los sistemas de microondas son un medio apropiado para satisfacer la confiabilidad requerida en los sistemas de potencia, ya que se pueden alcanzar objetivos tan elevados como 99.999 % por salto, en el peor mes, usando diversidad.

BIBLIOGRAFIA.

- (1) TOVAR MARTINEZ J. A. - TELECOMUNICACIONES EN SISTEMAS DE POTENCIA.
- (2) IEEE TRANSACTIONS ON POWER APPARATUS AND SYSTEMS. - USE OF MICROWAVE RADIO FOR PROTECTIVE RELAYING. (1970).
- (3) BARTLETT S. C. - MICROWAVES AND THEIR USE IN POWER SYSTEMS. - 1960.
- (4) LOPEZ S. ALFREDO. LOPEZ G. RENE. - TESIS: CONSIDERACIONES PARA EL DISEÑO DE REDES DE TELECOMUNICACION EN EMPRESAS DE GENERACION Y TRANSMISION DE ENERGIA ELECTRICA.

4. VENTAJAS DE LAS MICROONDAS DIGITALES SOBRE LAS ANALÓGICAS Y SU POSIBLE APLICACIÓN EN SISTEMAS DE POTENCIA.

Introducción.

Los nuevos desarrollos en el campo de la ingeniería de comunicaciones emplean métodos digitales. El procesamiento digital de señales, el multiplexaje y la conmutación digital son las técnicas de transmisión de más uso actualmente, las cuales continuarán incrementando su aplicación en los sistemas modernos de comunicaciones. Las tendencias en países como E. U. y Canadá claramente se inclinan hacia lo digital, de tal forma que se espera que para finales de este siglo casi todos los sistemas que se integren a las redes existentes serán digitales. Lo que originaría una gran competencia entre los fabricantes con el consecuente abatimiento de costos y el desarrollo tecnológico.

Una comparación de las características más importantes de los sistemas de microondas de línea de vista analógicos y digitales y el relacionado equipo de interface, muestra claramente el porqué los sistemas digitales serán predominantes en un futuro cercano y usados casi exclusivamente más allá de 1990⁽¹⁾.

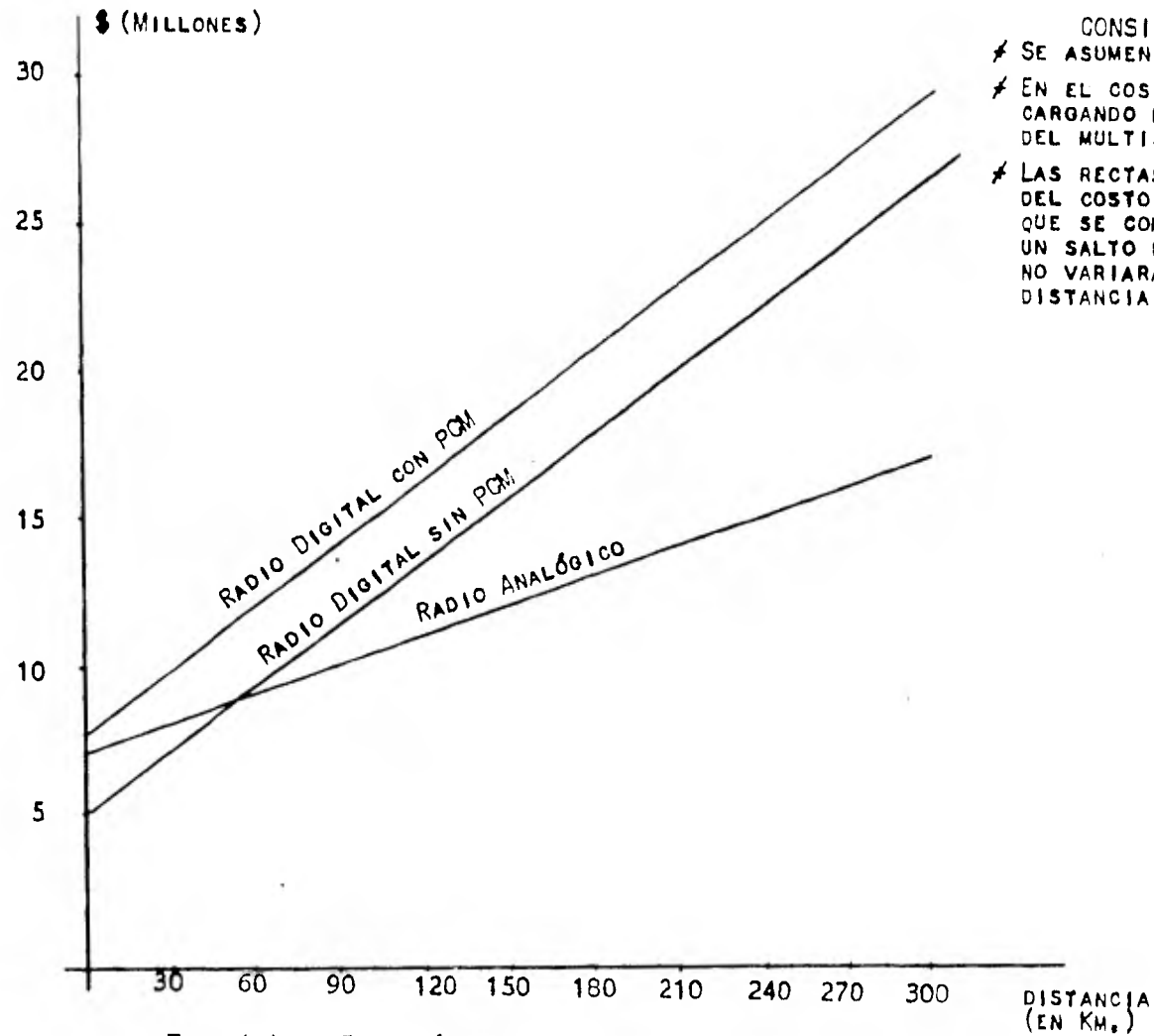
En este capítulo se analizan las características técnicas y económicas más importantes que favorecen a los sistemas de microondas digitales sobre los analógicos. Para esto, este capítulo se ha dividido en dos partes. La primera analiza las ventajas técnicas de los sistemas digitales, y en la segunda parte se mencionan las consideraciones económicas que giran a su uso.

4.1 ANALÓGICO VS. DIGITAL.

Existen diferencias importantes entre los sistemas de microondas analógicos y los digitales, tanto desde el punto de vista técnico como económico, a partir de los cuales se determina la conveniencia de la aplicación de una u otra tecnología. En la tabla 4.1, se presenta un resumen de las principales

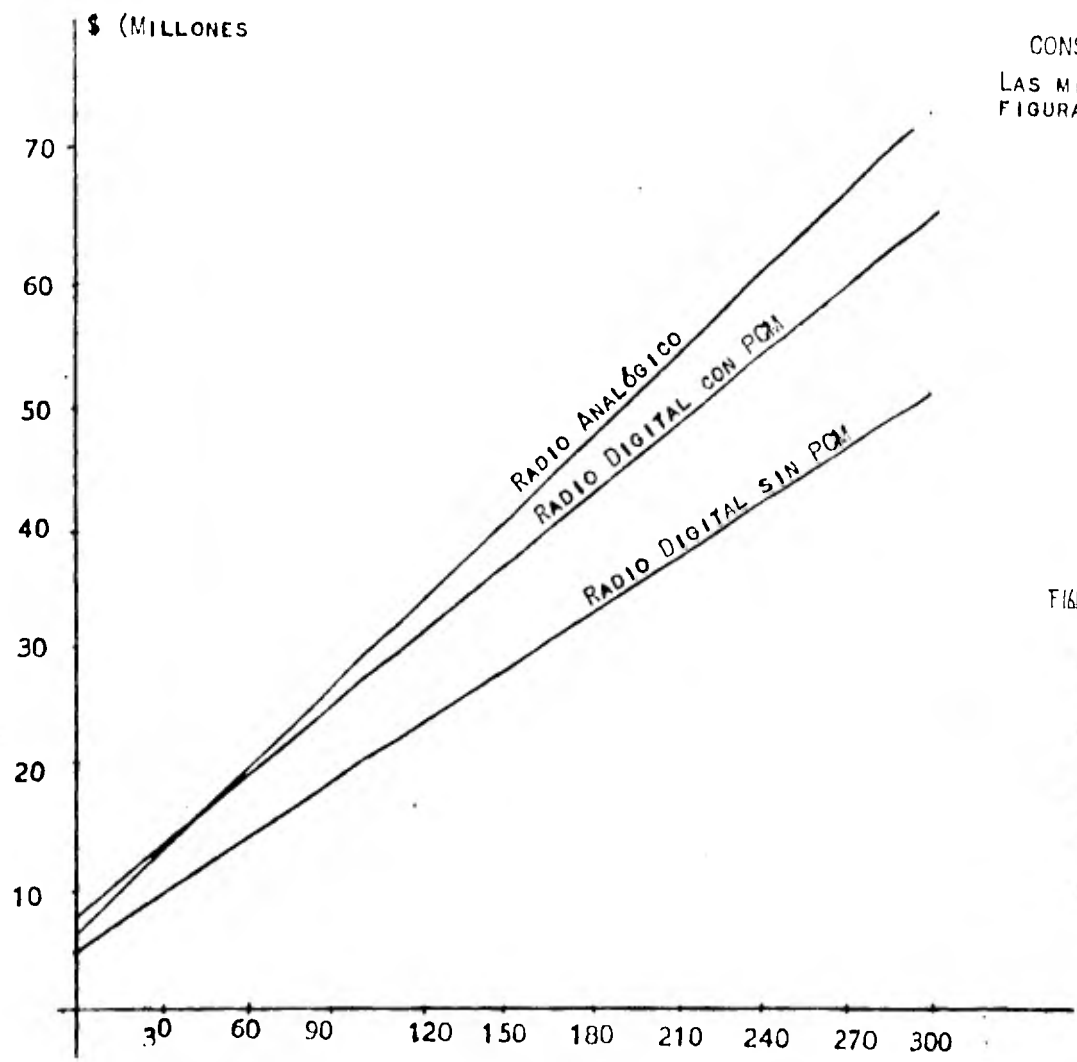
CONCEPTO	S. ANALOGICO	S. DIGITAL
1. Costos	Fig. 4.1 a y b	
2. Ancho de banda	Menor que el utilizado en los sistemas digitales.	La aparición comercial de los sistemas PCM diferenciales reducirá a la mitad el ancho de banda que se necesitaba para transmitir.
3. Calidad de transmisión.	Fig. 4.2	
4. Potencia de	Mayor que en digital.	Al contar con una relación S/R mejor en digital que en analógico, es posible reducir las potencias de transmisión.
5. Ruido	Acumulativo y dependiente de la distancia, además que se amplificará en cada etapa.	El uso de regeneración evita la acumulación de ruido, el cual no se amplificará, y es por tanto independiente de la distancia.
6. Resistencia a la interferencia.	Requiere de altas relaciones de portadora a interferencia (C/I) para una operación adecuada.	Presentan un mejor funcionamiento en un medio con interferencia que los sistemas analógicos.
7. Utilización del espectro de R.F.	No es posible el uso repetido de frecuencias en una misma área.	Debido a su alta resistencia a la interferencia permite la reutilización de frecuencias en una misma área.
8. Transmisión de diversos tipos de señales.	Requiere de un tratamiento especial a los diversos tipos de señales y a los diferentes canales. (Según su frecuencia).	Puesto que la señal a transmitir es una secuencia de pulsos digitales, no se nota la diferencia entre diferentes tipos de señales o canales.
9. Interconexión con centrales automáticas.	A nivel de canal de voz.	A nivel de canal de voz o de multiplex digital de 1er. orden.

Tabla No. 4.1



- CONSIDERACIONES
- * SE ASUMEN SALTOS DE 30 KM.
 - * EN EL COSTO INICIAL SE ESTÁN CARGANDO LAS DOS TERMINALES DEL MULTIPLEX.
 - * LAS RECTAS SON APROXIMACIONES DEL COSTO, YA QUE UNA VEZ QUE SE COMPRO EL EQUIPO PARA UN SALTO DE 30 KM., EL COSTO NO VARIARÁ DENTRO DE ÉSTA DISTANCIA.

FIG. 4.1 A RELACIÓN COSTO VS. DISTANCIA PARA RADIOS DE 120 CANALES ANALÓGICOS Y DIGITALES.



CONSIDERACIONES:
 LAS MISMAS CITADAS EN LA
 FIGURA 4.1 A.

FIGURA 4.2 VARIACION DE S/N

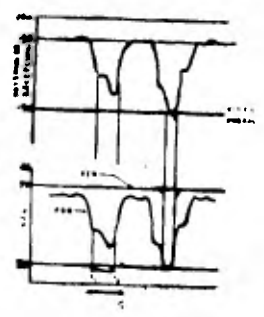


FIG. 4.1 B RELACION COSTO VS. DISTANCIA PARA RADIOS DE 120 CANALES ANALÓGICOS Y DIGITALES, USANDO MULTIPLEX CADA 30 KM.

características que involucren diferencias entre uno u otro sistema.

4.2 VENTAJAS TÉCNICAS DE LOS SISTEMAS DE MICROONDAS DIGITALES SOBRE LOS ANALÓGICOS.

A continuación se revisan las características técnicas que poseen los sistemas de microondas digitales, los cuales les dan ventajas en funcionamiento con respecto a los sistemas analógicos. Algunas de las características que aquí se analizarán no son exclusivas de los sistemas de radio digital, sino que están presentes en la transmisión digital a través de cualquier medio de comunicación. Sin embargo, aquí se revisará la repercusión que éstas ventajas generales tienen particularmente en los sistemas de microondas.

4.2.1 LA REGENERACION.

Cuando se requiere la utilización de las bandas altas (arriba de 116 Hz) el incremento en el número de estaciones repetidoras requeridas debidas a las características de atenuación[#], o el gran número de éstas en los sistemas de microondas de largo recorrido, tienen un efecto directo sobre la potencia de ruido demodulada que aparece en los canales telefónicos, cuando se emplea transmisión analógica, debida principalmente a que las potencias de ruido de intermodulación y térmico producidos en los repetidores individuales se suman sobre una base de potencias.

Los sistemas de microondas digitales son más tolerantes a situaciones en las cuales se requiera un gran número de repetidores, ya que las técnicas de modulación digital permiten que la señal sea regenerada en intervalos a lo largo de la ruta, o si es necesario en cada repetidor (esto es debido a la característica de las señales digital de ser regeneradas: ver sección 1.3.1).

Una transmisión analógica no puede ser regenerada debido a que las características de sus señales son virtualmente indistinguibles del ruido.

[#]Ver capítulo 1.

El concepto de la potencia de ruido demodulada (cantidad de ruido obtenida después de la demodulación) en los canales telefónicos no es un estándar - relevante del funcionamiento del sistema para la transmisión digital, y es más útil considerar la razón de bits en error.

Una vez que se cuenta con la señal codificada, es posible en principio, - transmitirla sobre grandes distancias sin degradación. Esto es debido a que la transmisión sobre un sello particular o una sección repetidora, inevitablemente producirá alguna mutilación de la forma de la señal y problemas en la referencia de tiempo para la demodulación de la señal, pero si controlar éstos - efectos de tal forma que no sean lo suficientemente grandes para que el circuito de decisión del regenerador cometa un error en la interpretación de la - señal, la salida del regenerador será idéntica a la señal que originalmente se transmitió. Este proceso podría ser repetido indefinidamente. Ahora bien, en - la práctica el circuito de decisión comete errores ocasionalmente en la interpretación de algún elemento, y debido a que la razón de bits en error total - producidos por transmisión sobre una ruta de saltos múltiples es esencialmente la suma de las razones de error de los saltos individuales⁽¹⁾, se han fijado - estándares para el funcionamiento de la transmisión, los cuales están en función de la razón de bits en error. De esta forma, si se cumplen los objetivos de funcionamiento del sistema (dados por la razón de bits en error totales), - no importará el número de saltos, debido a que la contribución de ruido de cada salto no es aditiva.

4.2.2 MENOR SENSIBILIDAD A LA INTERFERENCIA.

Una de las características de la operación de las microondas digitales - que es diferente de los sistemas analógicos F.M., es su alta inmunidad al ruido y a la interferencia. Los sistemas de modulación de fase, y en particular - el sistema de cuatro fases QPSK, exhiben la propiedad de operar con las menores razones de relación señal a ruido (S/N) y de portadora a interferencia - - (C/I).

Por ejemplo, una señal interfiriendo únicamente 15 dB abajo de la portadora requerida (por tanto $C/I = 15$ dB), degradará el funcionamiento del demodulador únicamente por 2 dB en el caso de los sistemas de cuatro niveles⁽⁷⁾. Esta cantidad es casi 30 dB mejor que el funcionamiento de un sistema f.d.m. - haciendo la planeación de frecuencias considerablemente más fácil⁽⁷⁾.

Esta propiedad de ser menos sensibles a la interferencia de canales adyacentes y a la interferencia co-canal que poseen los sistemas de microondas digitales, lo cual permite que los sistemas puedan operarse más próximos unos de otros y que más sistemas puedan localizarse en una región geográfica dada sin los altos niveles de interferencia mutua que deberían obtenerse para el caso de sistemas f.d.m.

La resistencia a la interferencia de los sistemas digitales permite además transmisión simultánea de dos flujos de bits con modulación independiente, sobre la misma frecuencia, sobre la misma antena, pero separadas por planos de polarización diferentes (vertical y horizontal). La operación en esta forma - permite duplicar la capacidad de transmisión de un canal de radio frecuencia - cuando usa equipo diseñado para modulación QPSK, (La más resistente a la interferencia).

Otra propiedad de los sistemas de microondas digitales, es que para éstos la mayoría de los desvanecimientos son "invisibles", debido a que si la profundidad de éstos no sobrepasa el umbral en cualquier salto, no le agregarán ruido al sistema. La razón de esto es que no existe una correlación "dB por dB" - entre desvanecimientos y ruido del canal, como sucede en los sistemas analógicos. Esta propiedad de los sistemas de microondas digitales permite que el grado de servicio de sus canales telefónicos sea altamente uniforme.

4.2.3 ASIGNAMIENTO REPETIDO DE FRECUENCIAS.

Debido a que la transmisión digital es menos sensible a la interferencia-

por transmisores ajeros y a transmisores de canales adyacentes de la misma red, ofrece ventajas significativas en la planeación de redes. El requerimiento para desacoplamiento de radio frecuencia de dos sistemas digitales para asegurar un bajo nivel de interferencia co-canal es mucho menos estricto que en los sistemas equivalentes de microondas con transmisión analógica. De esta forma, los sistemas de microondas digitales están en capacidad de funcionar más aceptablemente que los analógicos cuando se utilizan los "planes de dos frecuencias". - (Ver sección 2.3.1.c).

Estas condiciones hacen posible establecer redes de microondas que se caractericen por un alto grado de economía de frecuencias y que requieran únicamente reglas simples de planeación.

La capacidad de tráfico por canal de r.f. asignado para transmisión digital parece ser aproximadamente igual a la capacidad de tráfico con sistemas analógicos⁽³⁾. Sin embargo, debido a la gran flexibilidad en la reutilización de frecuencias por parte de los sistemas digitales, actualmente proporciona más tráfico por frecuencia en una área determinada que con sistemas analógicos.

4.2.4 LA TRANSMISIÓN DIGITAL ES MÁS APTA PARA FRECUENCIAS ARRIBA DE .

13 GHz.

Las frecuencias de microondas, las cuales pueden ser usadas exclusivamente para sistemas digitales, están disponibles en particular, en las bandas -- arriba de 13 GHz. Los rangos abajo de este valor han sido usados por sistemas analógicos por un largo tiempo basados en las recomendaciones existentes para arreglos de frecuencias. Los sistemas digitales deberán ser adaptados a aquellas disposiciones de frecuencias si ambos sistemas son usados en la misma -- área geográfica sin que uno afecte al otro.

Arriba de 17 GHz, las trayectorias de radio deben ser más cortas conforme se incrementa la frecuencia debido a la atenuación por lluvia. El incremento -

resultante en el número de equipos para cubrir una determinada distancia, — alarga el número de fuentes de ruido e interferencia. Bajo estas condiciones, — la transmisión digital tiene la gran ventaja en comparación con la analógica — de que ni el ruido, ni la interferencia, sino que únicamente los bits en error se acumulan, si la señal es regenerada al final de cada salto. Debido a la característica de las bandas de frecuencia arriba de 10 GHz de la intensa atenuación debido a la lluvia y a la absorción de gases, que como se dijo, crea la necesidad de reducir la distancia entre saltos y por lo tanto, aumentar el número de éstos, se puede prever que cuando estas frecuencias se utilicen en redes de medio y largo trayecto, será de uso digital exclusivo.

4.2.5 COMPATIBILIDAD EN LA TRANSMISION DE CUALQUIER TIPO DE SEÑALES.

En los sistemas de microondas digital no hay necesidad de tomar en consideración las particularidades de la señal original. La característica del enlace de microondas es únicamente la capacidad de transmisión Bit/s (independientemente de ser telefonía, televisión, datos, etc.). De esta forma, las trayectorias de radio y cable pueden combinarse en la forma deseada, tan pronto como los requerimientos de las señales digitales de entrada y salida en los puntos modales o interfaces sean cubiertos. Esta compatibilidad tan sencilla no se puede obtener en los sistemas de microondas analógicos, donde se requieren diferentes tratamientos a las diversas clases de señales⁽²⁾. Como ejemplo, los canales de Multiplex digital son tratados igualmente, ya que todos los bits — están sujetos a igual interferencia en la transmisión de la señal digital, de tal forma que no existen canales de calidad inferior como sucede, por ejemplo, en la transmisión de ciertos canales (localizados en los extremos superiores — de la banda) multiplexados por división de frecuencia, debido a las características de ruido en FDM.

4.3 CONSIDERACIONES ECONOMICAS FAVORABLES A LOS SISTEMAS DIGITALES.

Las comunicaciones digitales serán mucho más fáciles de introducirse y —

expandirse, conforme las técnicas empleadas sean más económicas, comparadas — con las analógicas existentes. Este hecho está siendo reforzado por la aplicación de componentes modernos y las técnicas LSI (Integración a gran escala). — Estos valores están siendo ya, la solución económica para el mucho más complejo procesamiento de la señal involucrado.

4.3.1 LOS COSTOS DEL MULTIPLEX Y BANCOS DE CANALES DIGITALES SON MENORES QUE SUS CONTRAPARTES ANALÓGICAS.

La producción en masa de sofisticados circuitos digitales integrados de — alta velocidad han contribuido a la reducción significativa en el precio de los bancos PCM multicanalizados por división de tiempo (TDM). El precio de estos — bancos de canales es casi la mitad de un banco comparable de canales analógi— cos multiplexados por división de frecuencia.

Los bancos de canales digitales disponibles en el mercado actual, tienen — más características y flexibilidad que sus contrapartes analógicas, esto debi— do a que hay muchos fabricantes de equipos digitales, esperándose que el costo de dichos bancos PCM se reduzca aún más por la competencia continua.

De continuar esta tendencia, se espera que a finales de la década de los — ochentas casi todos los nuevos equipos multiplex que se utilicen serán digita— les⁽¹⁾.

4.3.2 LA INTEGRACION DIGITAL.

Cuando el hecho de que los multiplexes y bancos de canales digitales tie— nen menor costo que los correspondientes analógicos, se combina con la facili— dad de integración dentro de las redes de portadora digital, se obtienen salva— mentos económicos importantes. Esto es, se obtienen beneficios económicos po— tenciales cuando la transmisión se integra con la conmutación digital. Los es— tudios económicos han mostrado que se pueden producir aproximadamente 25 % de

salvamentos en costos con métodos digitales de radio transmisión y conmutación sobre los métodos analógicos⁽⁴⁾.

La habilidad de acoplarse a las líneas T-1 (las cuales transmiten los 24-canales multiplexado PCM), por parte de los terminales de radio digital es una gran ventaja, ya que si se usara radio analógico, todos los canales deberían ser convertidos a voz y entonces se reensamblarían para ser distribuidos a sus destinos finales en las redes locales. La interconexión directa a las líneas T-1 puede salvar costos de aproximadamente \$ 400 a \$ 500 por circuito⁽³⁾.

Los ahorros en costos en las redes digitales se manifiestan en muchos aspectos, tales como los siguientes:

' Existen ahorros considerables en costos debidos a su capacidad de transmitir cualquier servicio digitalizado sobre la misma red. Voz, datos, video o cualquier otro tipo de señal parecerá igual a los medios de transmisión.

' Similarmente, debido a que la conmutación digital está completamente sincronizada, cualquier medio de transmisión controlado por el mismo método pueden conectarse. Como el caso mencionado de cable y microondas digitales, pero también pueden incluirse fibras ópticas, cable coaxial, etc.

' Acordado con el incremento en capacidad de todos los conmutadores digitales electrónicos está su reducción dramática en tamaño, bajo requerimientos de potencias, y las técnicas modernas de ensamble y pruebas⁽⁶⁾.

' Un salvamento adicional en costos está disponible generalmente en todas las áreas de la comunicación digital (terminales, conmutadores, y enlaces de microondas), por el uso de la construcción modular, lo que origina una facilidad de mantenimiento y por tanto mejora la confiabilidad de la red.

' La función de señalización está integrada con la facilidad digital. En ca

so de usar transmisión analógica, debería manejarse por separado.

Por último, cabe señalar que el reciente incremento en los altos costos - del cobre y los costos de instalación de cable, están haciendo a las microondas digitales más viables para el uso dentro de las ciudades, donde los saltos empleados son de corta distancia. En Nueva York concretamente, probó su utilidad en estos casos, ya que se realizaron salvamentos considerables con respecto a utilizar sistemas de microondas analógicas⁽²⁾.

4.4 LAS MICROONDAS DIGITALES EN SISTEMAS DE POTENCIA.

En la sección anterior se mencionaron las consideraciones que guían al uso de microondas en los sistemas de potencia. Una vez habiéndose justificado su uso, se pretende, en ésta sección, analizar las ventajas que tendría el uso de microondas digitales en tales sistemas. Para esto, se utilizarán los resultados de las secciones anteriores en las cuales se resumen las ventajas del uso de microondas digitales sobre las analógicas. El desarrollo se hará considerando de nueva cuenta estas ventajas pero ahora enmarcados dentro de las características y necesidades de los sistemas de Potencia.

4.4.1 CONSIDERACIONES TÉCNICAS.

a) Regeneración.

Muchos sistemas de potencia constan de redes complejas, las cuales tienen que cubrir áreas muy grandes, de tal forma que se necesite de una gran cantidad de saltos de microondas para llevar la información de un punto, por ejemplo, una planta generadora, al centro de control del sistema. Si éste es el caso, los sistemas digitales tendrán un mejor funcionamiento, ya que éste es casi independiente de la distancia. O sea, si el sistema de potencia tiene una red muy extendida, que implique el uso de una gran cantidad de saltos para proveer de comunicación a ciertos puntos de la red, debe ser conveniente el -

uso de microondas digitales, ya que se tendría menor degradación en la señal.- Si se usara un sistema analógico, quizá se necesitaría del uso de antenas más grandes o de amplificadores de mayor potencia con el objeto de obtener el mismo funcionamiento, ya que se tendría que llegar a cada repetidor, con una mayor señal y evitar el mayor efecto del ruido generado en los repetidores.

b) Menor sensibilidad a la interferencia.

Si se diera el caso que el sistema de potencia, o parte de él, se encontrara situado en un lugar en el cual hubiera amplio uso de sistemas de microondas, la operación de un sistema analógico se podría ver muy afectado por - aquellos que operaran en la misma frecuencia. Los sistemas de microondas digitales son menos sensibles a la interferencia y por tanto, tendrían un mejor - comportamiento en un medio ambiente en el cual la onda de frecuencia asignada fuera muy usada, como es el caso de México en ciertas áreas.

Esta situación no es extraña, ya que puede presentarse en aquellos casos en los cuales un enlace tiene que llegar a una ciudad importante, en donde se encuentre, por ejemplo, el centro de control, y pudiera haber ahí saturación - del espectro. Asimismo, las características de que en los sistemas digitales - la mayoría de los desvanecimientos son "invisibles"[#] (no se notan), le permite tener una calidad mejor en señales tan importantes como aquellas de protección y control de equipo, que podría obtenerse con sistemas analógicos, evitando - falsos disparos en el sistema (como se ha presentado en algunos casos)⁽²⁾.

c) Asignamiento repetido de frecuencias.

Como una consecuencia del punto anterior, las redes empleando microondas digitales tienen un mejor comportamiento ante los planes de dos frecuencias, - los cuales están siendo muy socorridos por los organismos reguladores. Esta - característica sería muy apropiada en el caso de que la red de comunicaciones

[#] Mientras no sobrepasen el umbral de recepción.

para el sistema de potencia fuera muy compleja, ya que haría la planeación — más fácil y se evitaría el problema de tramitar licencias de frecuencias extras, las cuales podrían ser necesarias en un sistema analógico.

d) La transmisión digital es más apta para frecuencias arriba de 13 GHz.

La saturación del espectro de frecuencias ha motivado el uso de frecuencias arriba de 13 GHz[#]. Si en la planeación de un sistema de microondas para un sistema de potencia no se tiene opción más que a éstas frecuencias, la elección lógica debería ser un sistema digital. Esto se vería reforzado por el hecho de que en las recomendaciones de la CCIR para sistemas digitales se encuentran disponibles las bandas de 13 y 15 GHz, las cuales son de baja y media capacidad respectivamente; las cuales se adaptarían a las necesidades de los sistemas de potencia.

e) Compatibilidad en la transmisión de cualquier tipo de señales.

Esta propiedad de los sistemas de microondas digitales podría ser aprovechada en los sistemas de potencia, ya que en éstos existe una gran variedad de señales, datos, voz, etc., a manejar por los sistemas de comunicación, necesarios para una adecuada operación.

4.4.2 CONSIDERACIONES ECONÓMICAS.

A continuación se hacen una serie de comentarios generales tendientes a demostrar las ventajas económicas del uso de sistemas de microondas digitales como medio de comunicación en los sistemas de potencia.

• El hecho de ser más económico el multiplex digital que el analógico, podría ser un factor que conduzca al uso de microondas digitales. Influye además para esta elección, la característica de las redes de comunicación en los sis-

Aunque aún en México no se cumple es una situación por la que se tiene que pasar.

temas de potencia, que involucran extracción e inserción de información en muchas retransmisoras del sistema. O sea, en muchos puntos de enlace de comunicación es necesario el uso de cierta información del total transmitido (en subestaciones, centros generadores, etc.,) tanto para transmitir como para recibir. La operación de extraer o insertar información en punto involucra el uso de multiplex. Por tanto al requerirse el uso constante del multiplexaje los ahorros económicos en los sistemas digitales se multiplican.

Casi la mayoría de los canales proporcionados por los sistemas de microondas probablemente deberán ocuparse para funciones administrativas, aunque la función principal del sistema esté en otros canales como, control supervisorio, protección, etc.⁽⁵⁾ Ante esta situación muchos sistemas cuentan con centrales de conmutación privadas al servicio de estos canales administrativos. Se pueden obtener disminución en costos si se opta por la integración digital, o sea, si tanto la conmutación como la transmisión son digitales. Esto quiere decir que los beneficios económicos de la integración digital en las comunicaciones pueden presentarse en los sistemas de potencia.

A las consideraciones anteriores deben sumarse los ahorros por el uso de tecnología digital, resumidos en la sección 4.3.2.

Por último, cabe mencionar que en E. U., muchas compañías independientes de servicios telefónicos (aquellas que no pertenecen a el monopolio American Telephone and Telegraph), están usando ampliamente las microondas digitales como "columna vertebral" de sus sistemas de comunicación, empleándolas como una expansión inalámbrica de las líneas T-1. Estas compañías usan radios que se consideran de baja capacidad[#] y sirven en regiones con densidades de población muy bajas, o sea, sirven a pocos abonados dispersos en áreas muy grandes.

Esta tendencia guía a la predicción de que los enlaces de microondas encontrarán más aplicación en las compañías telefónicas más pequeñas (de menor capacidad) que en las grandes. Este hecho podría dar una indicación más práctica

[#]Hasta 20 canales.

ca de la conveniencia de usar enlaces de microondas digitales en los sistemas de potencia dado el parecido que existen en la estructura de las redes, las cuales manejan una cantidad de canales relativamente baja con enlaces de extensión considerable.

BIBLIOGRAFIA

- (1) FEHER, KAMILO. "DIGITAL COMMUNICATIONS; MICROWAVE APPLICATIONS". EDIT. PRENTICE HALL.
- (2) TELCOM REPORT 2. (1979) SPECIAL ISSUE "DIGITAL TRANSMISSION"
- (3) GUBERSTON, ALAN. "DIGITAL MICROWAVE; TAKING ITS PLACE - BESIDE ANALOG," TELEPHONE ENGINEER & MANAGEMENT, NOVEMBER 1976.
- (4) COWAN, D., M. MILNE, R. TROHY, "CANADA TOLL NET TURNS DIGITAL; CAN OVERBUILD ECONOMICALLY" TELEPHONE ENGINEER & MANAGEMENT, NOVEMBER 1976.
- (5) STOCKFORD, JHON., "DIGITAL RADIO PLUGS GAP IN ALL-DIGITAL NETWORK", TELEPHONE ENGINEER & MANAGEMENT, NOVEMBER 1976.
- (6) BECKERICH, J., J.H. INGRAM, "IS 'CROSS-POL' THE WAY TO GO FOR 11 GHZ DIGITAL TELEPHONE ENGINEER & MANAGEMENT, NOVEMBER 1976.
- (7) ... "ADVANCES IN COMMUNICATIONS SYSTEMS".

CONCLUSIONES.

De acuerdo a los temas tratados en la presente tesis, encontramos conveniente señalar las siguientes conclusiones.

1. Los sistemas de microondas digitales son aptos para utilizarse como medio de comunicación en los Sistemas Eléctricos de Potencia, debido a su capacidad de manejar los diversos tipos de señales utilizadas por éstas empresas en una forma apropiada y sin requerir procesamientos particulares⁴⁴.
2. Una de las características de la Transmisión Digital y por tanto de las microondas digitales, es la capacidad de regeneración, lo cual evita la acumulación de ruido en trayectorias largas como suelen presentarse en el caso de CFE (por ejemplo Chicoasen-México).
3. La saturación del espectro en la parte central de México, guía al uso de bandas utilizadas casi exclusivamente para transmisión digital, o en caso de utilizarse las bandas más comunes (de 0.9 a 8 GHz), la transmisión digital permite planear más eficientemente la utilización de las frecuencias asignadas, debido a que es menos sensible a la interferencia co-canal⁴⁴.
4. Las experiencias encontradas en los E.M. muestran que los sistemas de microondas digitales son más aptos para introducirse en sistemas de comunicación de baja capacidad, como es el caso de las necesidades actuales de la CFE.
5. Como se mencionó en el cuarto capítulo, los costos de los radios digitales son todavía elevados y para ciertas distancias, los costos menores del multiplex pueden lograr compensar lo suficiente, como para justificar desde el punto de vista económico, la utilización de la versión digital. Sin embargo, la tendencia en el crecimiento de la transmisión digital es tan pronunciada, que se tiene que reflejar forzosamente en el

mercado con un abatimiento en el costo del medio digital y una elevación del precio del analógico, por lo que, si la justificación económica no llega en una forma directa al calcular los costos de una red de comunicaciones, debe tomarse en cuenta ésta consideración a futuro, la cual implica la elección de la transmisión digital.

6. La tendencia en el control de la generación y transmisión de la energía eléctrica es hacia la automatización, con lo cual, necesariamente se requerirá de un aumento en la cantidad y en la calidad de los canales, con el objeto de transmitir la mayor cantidad de información que se requiere para el control automatizado. Esta perspectiva plantea la necesidad de contar con un medio de comunicación que proporcione tanto cantidad como calidad en canales, por lo que las microondas, y en especial las digitales deben presentarse como una opción para cumplir con tal requerimiento.
7. Por último, la tesis justifica la utilización de los microondas digitales como medio de comunicación en los sistemas Eléctricos de Potencia, por lo que el paso siguiente a este estudio sería el diseño de una red de acuerdo a los requerimiento de la CFE.

Tomando en cuenta que se trata de introducir una nueva técnica, es conveniente señalar los siguientes puntos relativos a la integración de ésta en el país.

1. Desde el punto de vista de propagación del haz de microondas, el fenómeno es el mismo para transmisión analógica o digital, por lo que puede haber una sustitución directa de enlaces analógicos por digitales; sólo debiéndose escoger los parámetros adecuados (Potencia de transmisión, -

4 Hasta 120 canales.

4 Consultar capítulo 4.

diámetro de antena, etc.) para la calidad de transmisión deseada.

2. Un posible problema que puede presentarse en la sustitución de un enlace analógico es la diferencia de capacidad de transmisión de información (canales); ya que siendo menor la capacidad de transmisión de los enlaces digitales actualmente, puede ser que para un ancho de banda fijo no se tenga la capacidad de canales que el enlace analógico tenía, o en su defecto requerir un ancho de banda mayor para la transmisión de la misma cantidad de canales. Sin embargo, con la evolución en los sistemas de modulación y codificación digital esta desventaja tiende a desaparecer.
3. En la Red Telefónica, el introducir un enlace digital implica el uso de un repetidor (dispositivo encargado de la señalización telefónica) especial para permitir la transmisión adecuada de la señalización.
4. Si se cuenta aún con señales analógicas en los extremos, se requiere de la interfase Analógica/Digital para poder presentar la señal digital a el sistema de microondas. Sin embargo, estas interfase analógico/digital son de costo relativamente bajo y seguirán siendo económicos, debido a la enorme competencia. En sí las únicas modificaciones que tendrían que hacerse en la red, serían el uso de un repetidor diferente (señalización) y la interfase analógico/digital, si no existe.
5. Una característica más que limita en cierta forma la introducción de los enlaces digitales, es el problema de amortización de la inversión en los equipos existentes, lo cual guía a un cuidadoso análisis económico para analizar la factibilidad de la sustitución.

Algunos de los beneficios que el país obtendría por la introducción de esta tecnología serían:

- 1.- Puesto que la tendencia es hacia la transmisión digital, el contar con este tipo de microondas, sería una parte importante del proceso de Integración Digital (al cual se añaden la reciente introducción de Centra

les Telefónicas Digitales), lo cual trae consigo importantes ventajas económicas y técnicas.

- 2.- Si se permitiese el uso de estos enlaces para el Sector Eléctrico, las ventajas señaladas de el Capítulo 4, redundarían en contar con un Servicio Eléctrico más confiable, lo cual en sí ya representa enormes beneficios al país.
- 3.- En experiencias encontradas en México, se ha observado que los problemas de mantenimiento del equipo digital son menores en comparación con los presentados por el equipo analógico.