

13  
rej.



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA  
DE MEXICO**

**FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES  
CUAUTITLAN**



**PRINCIPIOS DE ENLACES TELEFONICOS  
ANALOGICOS Y DIGITALES VIA MICROONDAS**

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

**T E S I S**

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

**P R E S E N T A :**

**MARIA GEORGINA COVARRUBIAS CRUZ**

**A S E S O R :**

**JOSE LUIS RIVERA LOPEZ**

**CUAUTITLAN IZCALLI, EDO. DE MEX.**

**1992**



Universidad Nacional  
Autónoma de México



## **UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso**

### **DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

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

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

## INDICE

PREFACIO.....	pg. 1
PROLOGO.....	pg. 2

### Capítulo I. Principios de Enlaces Larga Distancia y Técnicas de Transmisión.

1.1 Generalidades.....	pg.5
1.2 Transmisión de señales analógicas.....	pg.7
1.3 Transmisión de señales digitales.....	pg.8
1.4 Medios de Transmisión.....	pg.9
1.5 Clasificación del Espectro Electromagnético.....	pg.15
1.6 Formas de propagación.....	pg.17
1.7 Características Básicas de los sistemas de Radio.....	pg.18
1.8 Estructura General de un Sistema de Radioenlace Típico.....	pg.19
1.9 Características de Banda de Frecuencia en canales Radio.....	pg.29
1.9.1 Bandas de Frecuencia Preferidas.....	pg.29
1.9.2 Arreglos de Canales de Radiofrecuencia.....	pg.30
1.10 Antenas utilizadas en sistemas de microondas.....	pg.32

### Capítulo II. Modulación

2.1 Transmisión de Modulación de amplitud (AM).....	pg.34
2.2 Envolvente de AM.....	pg.34
2.3 Espectro y Ancho de Banda de la AM.....	pg.35
2.4 Coeficiente y Porcentaje de Modulación.....	pg.36
2.5 Generación de una envolvente de AM DSBFC en el dominio del tiempo.....	pg.39
2.6 Distribución de Potencia de una onda de AM DSBFC.....	pg.39
2.7 Sistemas de Comunicación con banda lateral única.....	pg.42

2.7.1 AM de Banda Lateral Única y portadora completa.....	pg.42
2.7.2 AM de Banda Lateral Única con portadora suprimida (SSBSC).....	pg.44
2.7.3 Comparación de Banda Lateral Única con AM convencional.....	pg.45
2.8 Transmisión por Modulación Angular, Modulación de Frecuencia (FM) y Modulación de Fase (PM).....	pg.47
2.9 Formas de Onda de FM y PM.....	pg.50
2.10 Desviación de Frecuencia.....	pg.52
2.11 Índice de Modulación.....	pg.52
2.12 Porcentaje de Modulación.....	pg.53
2.13 Requerimientos de Ancho de Banda para una onda modulada angularmente.....	pg.53
2.14 Modulación de pulsos: Modulación por anchura de pulsos PWM, Modulación por posición de pulsos PPM y Modulación por codificación de pulsos.....	pg.55

**Capítulo III. Principios de Enlaces Analógicos. Medidas para puesta a punto de un enlace.**

3. Mediciones con Banda Base.....	pg.57
3.1 Medición de repuesta de amplitud de la Banda Base.....	pg.57
3.2 Medición de linealidad y Ganancia Diferencial.....	pg.60
3.2.1 Medición de Retardo de Grupo y Fase Diferencial.....	pg.65
3.2.2 Medición de sensibilidad del demodulador.....	pg.67
3.2.3 Medición de ruido .....	pg.68
3.3 Mediciones de frecuencia intermedia (FI) .....	pg.69
3.3.1 Medición de respuesta de amplitud de FI .....	pg.70
3.3.2 Medición de linealidad de la FI .....	pg.71
3.3.3 Medición de retardo de grupo de FI .....	pg.72
3.3.4 Medición de pérdida de retorno .....	pg.73
3.3.5 Medición de figura de ruido .....	pg.75

3.3.6 Medición de sensibilidad de modulador .....	pg.77
3.4 Mediciones de Radio Frecuencia (RF).....	pg.78
3.4.1 Mediciones de nivel en cadenas de derivación de radiofrecuencia.....	pg.79
3.4.2 Mediciones de reflexión en líneas de transmisión .....	pg.83

#### **Capítulo IV. Principios de Radioenlaces Digitales**

4.1 Introducción	
4.2 Formación de la señal PCM y Multiplexión por división de tiempo (TDM).....	pg.87
4.2.2 Muestreo.....	pg.87
4.2.3 Cuantización y Codificación.....	pg.90
4.2.4 Multiplexión por división de tiempo (TDM) .....	pg.94
4.3 Trama (anchura de banda, canalización BB, Jerarquías .....	pg.96
4.4 Jerarquías de Multiplexión) .....	pg.100
4.5 Inserción de bits y extracción de bits .....	pg.103
4.6 Códigos utilizados para la transmisión de una señal PCM ...	pg.106
4.6.1 NRZ (No retorno a cero) .....	pg.106
4.6.2 RZ (Retorno a cero ) .....	pg.107
4.6.3 AMI (Alternado por inversión de marca) .....	pg.108
4.6.4 HDB3 (Alta densidad binaria) .....	pg.110
4.6.5 CMI (Código por inversión de marca) .....	pg.111
4.7 Evaluación de la calidad de la señal recibida. Ruido de Cuantización .....	pg.112
4.7.1 Circuitos de decisión para la reconstrucción de la señal transmitida y "Jitter" .....	pg.114
4.7.2 Método de medida de los errores de la señal recibida ....	pg.115

## Capítulo V. Transmisiones de señales PCM a través de Radioenlaces

5.1 Modulación de una portadora RF a través de radioenlaces ...	pg.117
5.2 Modulación PSK Bifase y Cuadrifase .....	pg.117
5.3 Demodulación PSK Bifase y Cuadrifase .....	pg.120
5.3.1 Demodulación Coherente .....	pg.121
5.4 Espectro de una portadora demodulada en fase (PSK) de la señal PCM .....	pg.123
5.5 Modulación M-QAM (Quadrature Amplitude Modulation) .....	pg.125
5.5.1 Consideraciones de las modulaciones PSK y QAM .....	pg.126
5.5.2 Modulación 16-QAM (L=4) .....	pg.128
5.5.3 Codificación de los estados en la Modulación 16-QAM .....	pg.129

## Capítulo VI. Calidad de la Información

6.1 Generalidades sobre el ruido y las interferencias .....	pg.133
6.1.1 Ruido térmico de la Resistencia .....	pg.134
6.1.2 Relación señal a ruido térmico $W_t$ y C/N .....	pg.134
6.1.3 Probabilidad de error ( $P_e$ ) y tasa de error (BER: Bit error rate. Tasa de error de bit).....	pg.135
6.2 Interferencia Intersímbolo .....	pg.137
6.3 Interferencias que se originan fuera de los equipos .....	pg.144

## Capítulo VII. Propagación de Ondas

7.1 Rayos y Frentes de onda .....	pg.145
7.2 Radiación electromagnética. Densidad de Potencia e Intensidad de campo .....	pg.146
7.2.1 Impedancia característica del espacio libre .....	pg.146
7.3 Frente de onda esférico y la ley del cuadrado inverso .....	pg.146
7.4 Atenuación de ondas y Absorción .....	pg.148
7.5 Propiedades ópticas de las ondas radio .....	pg.149

<b>7.6 Propagación de ondas .....</b>	<b>pg.157</b>
<b>7.6.1 Propagación de ondas por tierra .....</b>	<b>pg.157</b>
<b>7.6.2 Propagación por el espacio .....</b>	<b>pg.159</b>
<b>7.6.3 Propagación de onda cielo .....</b>	<b>pg.161</b>
<b>Bibliografía .....</b>	<b>pg.164</b>
<b>Conclusiones .....</b>	<b>pg.165</b>

## PREFACIO

Durante las dos décadas pasadas, la industria de las comunicaciones electrónicas ha sufrido grandes cambios, primeramente en la forma de miniaturización. A finales de los años 50's y principios de los 60's los tubos de vacío fueron reemplazados por los transistores. Mas recientemente los transistores han sido reemplazados por circuitos de múltiples propósitos de gran escala de integración.

El desarrollo de los circuitos digitales de gran escala de integración y de los circuitos integrados lineales ha llevado a la innovación de las comunicaciones electrónicas. También, los principios electrónicos digitales han sido implantados en los circuitos de comunicación electrónica cada vez con mejores resultados. La necesidad de estos cambios en los sistemas de comunicación se debe al continuo incremento de la necesidad que se tiene de comunicarse al instante en la mayor parte del mundo.

En la actualidad la telecomunicación se define como un servicio que permite a las personas y a las máquinas comunicarse a distancia.

El transportar una señal de voz desde un lugar cualquiera a otro, requiere de un medio de transmisión; así por ejemplo, la comunicación distante dentro de una población se establece a través de centrales telefónicas, usando como medio de transmisión un par de alambres entre éstas y los usuarios del servicio. Cuando se trata de una comunicación entre centrales urbanas distantes, el medio de transmisión generalmente usado en la actualidad, es el inalámbrico, esto es, a través de ondas electromagnéticas radiadas a través de antenas.

El propósito del siguiente trabajo es el de conocer los fundamentos básicos de la telefonía que utiliza como medio de transmisión la propagación de ondas electromagnéticas de muy alta frecuencia a través del aire y aprovechar las características de éstas, que como se verá más adelante son muy similares a las ondas de luz.

El ingeniero está primordialmente interesado en la comunicación eficiente. Esto implica el problema de la transmisión de mensajes lo más rápidamente posible y con un mínimo de errores.

Otro punto a cubrir en el presente trabajo es presentar los conceptos generales de ingeniería que son necesarios para el conocimiento y puesta a punto de radioenlaces de telecomunicación. Estos radioenlaces en la actualidad se están utilizando cada vez más ampliamente para transmitir otros tipos de información, por ejemplo, datos, facsímil y video y además son un soporte de las telecomunicaciones vía satélite sin el cual éstas no se podrían haber desarrollado.

## PROLOGO

Es difícil imaginar cómo sería la vida moderna sin el fácil acceso a medios de comunicación confiables, económicos y eficientes. Los sistemas de comunicación se hallan donde quiera que se transmita información de un punto a otro. El teléfono, la radio y la televisión son ejemplos cotidianos de sistemas de comunicación. Sistemas de comunicación más complicados guían aviones, naves espaciales y trenes automáticos.

Este trabajo no presupone, conocimientos previos de los sistemas de comunicaciones, ya que tras presentar los conceptos fundamentales se introduce después a los principios de los radionlaces primeramente analógicos y después digitales.

Aún cuando en la actualidad los sistemas digitales se encuentran en su mayor apogeo y fase de desarrollo es conveniente mencionar que su principio se basa fundamentalmente en los sistemas analógicos y sin la comprensión de éstos no se llegará a el completo entendimiento de los sistemas digitales, esta es la causa principal por la cual se incluyen en el presente trabajo; vale la pena también mencionar que en México aún se implantan muchos sistemas analógicos en la *Red de Larga Distancia* de TEL-MEX, esto es por la infraestructura que aún se tiene en nuestro país.

La disponibilidad del servicio telefónico ha sido un factor determinante en el reciente desarrollo socioeconómico de la humanidad. Las entidades o comunidades de cualquier índole no pueden sustraerse a este medio de comunicación por ser un servicio necesario, y de hecho esta presentación es el canal que permite la integración de la sociedad.

En los sistemas de transmisión dedicados a la comunicación, la principal característica que refleja la calidad del sistema, es el recibir la información transmitida lo mas fiel posible a como fue originada, y esto significa que la calidad estará en función del ruido que el sistema introduzca a la señal.

La alta densidad de comunicación interurbana demandó medios de transmisión de alta capacidad y así fue que se desarrollaron los sistemas de transmisión por cable coaxial, microondas y fibra óptica (estas últimas se están aplicando extensivamente en enlaces interurbanos, tendiendo a desplazar al cable coaxial).

El constante desarrollo del país ha impuesto la necesidad de la comunicación en gran capacidad, entre sus comunidades, por tal motivo se han implementado diferentes medios de transmisión, dentro de los cuales el envío de información telefónica a través de radionlaces por microondas ocupa un papel muy importante desde hace tres décadas, y por ello es que la *Red Federal de Microondas* constituye el órgano principal de la comunicación en México.

Actualmente México cuenta con aproximadamente 200,000 kilómetros en radioenlaces por microondas dedicados a la telefonía, compuestos por aproximadamente 50,000 radios (transmisor-receptor).

Lo anterior manifiesta la necesidad de inversión de una gran cantidad de recursos para la conservación de estos sistemas en funcionamiento, así como la implementación de nuevos proyectos. Es tan grande la responsabilidad de las administraciones que tienen a su cargo esta tarea que realmente resulta difícil vigilar y controlar la cantidad y confiabilidad de transmisión de los sistemas. El establecimiento de programas permanentes de mantenimiento preventivo y correctivo, así como los trabajos de instalación de nuevos sistemas, demandan personal especializado y con habilidad para detectar y corregir los problemas que empobrecen la calidad de estos medios de transmisión.

En el capítulo 1 del presente trabajo se exponen las bases de la telefonía que utiliza el aire como medio de transmisión, se habla en general de las diversas técnicas de Transmisión utilizadas hoy en día mundialmente, enfocándonos principalmente a el de nuestro interés que es el medio de transmisión por propagación en el espacio libre de ondas electromagnéticas, para lo cual se necesitan antenas, las cuales se presentarán de una forma rápida y entendible (ya que un estudio completo de ellas sería tema de otro trabajo)

Se da una introducción de los bloques que constituyen un radioenlace, como se van conformando las señales desde la Banda Base (información a transmitir, en nuestro caso voz, ya modulada, que proviene de un Múltiplex), hasta Radio Frecuencia (señales de altas frecuencias listas para ser transmitidas sin considerables distorsiones) pasando por la etapa de Frecuencia Intermedia (FI) que es de gran utilidad porque el radio trabaja en la mayoría de sus etapas con frecuencias a 70 y 35 MHz que son más fáciles de procesar y no con Radio Frecuencias que van desde MHz hasta GHz.

En el capítulo No. 2 se presentan los diferentes tipos de Modulación que existen actualmente y que se emplean en las Telecomunicaciones actuales, el porque se tienen preferencia por alguna en especial dependiendo del tipo de información que se transmita. Se empieza desde el primer tipo de modulación que se utilizó en la historia de las comunicaciones que es la Modulación por Amplitud Modulada (AM) y que sigue teniendo grandes aplicaciones como es la Radio comunicación comercial, hasta los sistemas de Modulación por Pulsos (PPM, PCM, PWM y PAM) que tienen en la actualidad grandes aplicaciones en la transmisión de datos digitales.

El capítulo 3 se enfoca el tema de los enlaces por Microondas Analógicos, es decir los parámetros que hay que medir para la puesta a punto de un equipo de microondas, la razón de cada una de ellas y una breve explicación práctica ayudándose para esto con diagramas de bloques que simulan los equipos de medición.

El capítulo 4 nos introduce a los principios de Enlaces de Microondas Digitales, dando una pequeña introducción del por que en la actualidad la mayoría de las comunicaciones se están implementando en forma digital. Un paso muy importante de este tipo de transmisión es como se lleva a cabo la conversión de la voz (que es una señal analógica) al formato digital. En este capítulo al igual que el anterior se evalúa la calidad de la información.

En el capítulo 5 se tratará la forma que se transmite la voz a través de un radioenlace después de haber sido convertida al formato digital, que tipo de modulación y de demodulación se utiliza para este caso y que tipo de respuesta debemos de esperar del equipo utilizado para este fin, se verán ahora otros dos tipos de modulación digital para altas y bajas capacidades que es la modulación PSK y QAM, el por que se utilizan y sus ventajas cuando ya se requieren tener en un sistema desde 480 hasta 1920 canales telefónicos.

En el capítulo 6 se trata ampliamente el tema de la calidad de la información como es el ruido y las interferencias producidas por los aparatos, el ruido térmico y la interferencia intersímbolo (que es una de las mayores desventajas de las transmisiones digitales).

En el capítulo 7 se toca el tema de la propagación de ondas electromagnéticas que es uno de los principios fundamentales en el que se apoyan los diseñadores de enlaces por microondas para saber si la información va a poder llegar de un punto hacia otro sin distorsiones, además en que punto va a ser necesario colocar repetidores. Se abordan las leyes que rigen a las ondas electromagnéticas (que como ya se había mencionado son similares a las leyes que rigen a la luz).

## CAPITULO 1. PRINCIPIOS DE ENLACES LARGA DISTANCIA Y TECNICAS DE TRANSMISION

### 1.1 Generalidades.

Un enlace telefónico elemental se compone únicamente de dos aparatos telefónicos, los cuales están unidos entre sí por un par de hilos conductores.

A partir de este caso tan simple surgen dos problemas esenciales. El primer problema que surge es el de buscar el procedimiento para que un teléfono pueda conectarse, en el momento que desee, con cualquier otro. En la solución de este problema se emplean las técnicas de conmutación, las cuales son motivo de otro estudio.

El segundo problema surge cuando se desea establecer una comunicación entre dos personas que se encuentran en poblaciones, países ó inclusive continentes distantes.

Y en ese caso, es imposible que las débiles corrientes eléctricas que produce el micrófono de un teléfono, lleguen por sí mismas a tan largas distancias. Es necesaria ayudarias de alguna manera. Para esto se hará uso de las *TECNICAS DE TRANSMISION*, mediante las cuales es posible tomar esas pequeñas corrientes eléctricas y transmitir las a través de miles de kilómetros, de continente a continente si es preciso, conservándolas con la potencia suficiente para que la información contenida en ellas pueda alcanzar el receptor

Y no sólo eso, pues no es suficiente que llegue al otro extremo. Hay que evitar, además, que se deforme en el camino. Todo esto es función de las técnicas de transmisión, las cuales incluyen los diferentes procedimientos para transmitir las señales telefónicas con la adecuada potencia, la imprescindible calidad y también, con la mayor economía posible.

Cuando se inició la telefonía, era suficiente poder comunicarse de un punto a otro dentro de la misma ciudad. Hasta ese momento, las mayores longitudes utilizadas no excedían de 4 ó 5 Km., por lo que no presentaban demasiadas dificultades.

Al pretender aumentar las distancias, la atenuación, es decir, el debilitamiento que las corrientes sufren al atravesar cualquier conductor, aumentaba también y empezaba a poner limitaciones. Para solucionar el problema se aumentó el diámetro de los conductores. Esto, efectivamente, disminuyó las pérdidas y permitió aumentar las distancias.

Pero no era una solución definitiva. Por una parte no se podían aumentar indefinidamente los diámetros de los hilos, ni eso hubiera seguido siendo efectivo por encima de cierto límite. Por otro lado, el aumento del diámetro lleva consigo un incremento del peso del metal y, por tanto, un precio más elevado. La solución sólo resulta parcial y limitada y se tuvo que seguir buscando.

Con la aparición de la válvula termiónica, se pudieron diseñar amplificadores, los que colocados en diversos puntos de las líneas permitían aumentar el nivel de las debilitadas señales eléctricas, que entonces podían transmitirse a mayores distancias.

Es evidente que los primeros amplificadores eran de baja calidad. Pero poco a poco, a medida que se perfeccionaba la técnica, los amplificadores fueron mejorando, hasta llegar a los actuales, seguros, estables y reducidos de tamaño y de consumo. El amplificador permitió ya, en principio, romper las barreras de la distancia y con él pudieron establecerse largos circuitos internacionales. De hecho, el amplificador sigue siendo hoy en día, el elemento básico de cualquier comunicación telefónica. Las redes telefónicas, hoy en día, son muy extensas. Por otra parte, el objetivo lógico es extenderlas cada vez más, hasta llegar a la situación ideal de que cada persona tenga su teléfono y pueda hablar con quien se le ocurra, sin demoras ni limitaciones.

Esto quiere decir que un pequeño aumento o un pequeño descenso en el costo de un dispositivo de los que constituyen un sistema telefónico, repercute enormemente en el costo total, dado el gran número de esos dispositivos que se precisan.

Las líneas telefónicas son muy caras. Y tanto más cuanto más largas y más perfeccionadas se quieran hacer. Hay, pues, que procurar sacarles el mayor provecho posible, multiplicando su utilidad.

Fue entonces que se encontró un procedimiento para compartir las líneas telefónicas entre varias comunicaciones. Esto se consiguió en un principio mediante el empleo de unas bobinas o transformadores que permiten transmitir tres comunicaciones en sólo dos pares de hilos.

Es decir, que por cada dos circuitos reales se consiguió introducir uno más, al que se le llamó fantasma o espectro porque aparentemente no usaba conductores para su transmisión. Este ingenioso procedimiento, llamado fantomización y que también se sigue utilizando hoy en día, fue el primer intento para emplear las líneas telefónicas simultáneamente para varias comunicaciones. Pero desde luego, esto no fue suficiente. Para que una conversación telefónica sea inteligible, es suficiente transmitir frecuencias comprendidas entre 300 y 3,400 Hz. Pero, por una línea pueden transmitirse naturalmente, mucho más frecuencias que las mencionadas. Si se lograra reunir varias comunicaciones y colocarlas en márgenes de frecuencia diferentes, se podrían inyectar todas juntas en una misma línea sin temor de que se interfirieran, pudiendo separarlas nuevamente en el otro extremo.

Esto que se ha dicho en pocas palabras es el fundamento básico de los sistemas llamados *Múltiplex por División de Frecuencia*.

En los primeros sistemas sólo fue posible inyectar dos o tres comunicaciones por una misma línea. Pero al ir avanzando la técnica aumentó el número y actualmente se transmiten miles de conversaciones por una sola línea, siempre basándose en la misma idea original.

Las técnicas de transmisión digital, utilizando pares físicos, cables coaxiales, el espacio libre y más recientemente fibras ópticas como medios de transmisión, están revolucionando los sistemas de comunicación.

## 1.2 Transmisión de señales analógicas

Se sabe que el sonido es una clase de movimiento ondulatorio producido por un cuerpo en vibración, tal como una campana, una cuerda de un instrumento musical o bien las cuerdas vocales que producen la voz humana y en general, cualquier objeto capaz de tener un movimiento vibratorio.

La serie de movimientos que caracterizan el sonido se llaman oscilaciones, y corresponde el sonido a lo que en electricidad es una señal alterna.

Dado que el sonido en su forma original no tiene la propiedad de recorrer distancias muy grandes sin sufrir deterioro en su calidad, el proceso de una comunicación telefónica se lleva a cabo utilizando principios que permiten transmitir la voz u otra información de manera que esta pueda ser producida fielmente, cualquiera que sea la distancia que recorra.

La transmisión analógica consiste en transformar la voz ó algún otro tipo de información en señales electrónicas análogas a la información original, las cuales pueden ser enviadas desde un extremo transmisor y recuperadas en un extremo receptor sin deterioro significativo, después de haber recorrido grandes distancias.

La forma elemental de una comunicación telefónica, la cual se lleva a cabo por el principio de transmisión analógica, se describe a continuación:

El circuito telefónico esencialmente comprende un receptor y un transmisor, cada uno de los cuales sirve para el fin indicado por su nombre. El elemento principal de cada uno de ellos es un diafragma que en el receptor sirve para producir estrechamente todas las vibraciones del diafragma del transmisor sin considerar la distancia a la que se encuentran. No sólo deben de producirse las vibraciones de mayor amplitud, sino también las más delicadas y diminutas, como los cambios más rápidos de intensidad y frecuencia, para obtener en el receptor un sonido exactamente igual al original. El proceso de la comunicación telefónica para conseguir estos resultados, se distribuye gradualmente en la siguiente forma:

1.- El diafragma del transmisor vibra conforme a las ondas sonoras que sobre él inciden.

2.- Las vibraciones del diafragma del transmisor originan en la línea las correspondientes corrientes eléctricas de intensidad variable cuya curva representativa presenta una forma de onda. La amplitud, frecuencia y sentido de estas corrientes moduladas, son una copia exacta de la amplitud, frecuencia y sentido de las ondas sonoras.

3.- Las corrientes moduladas se transmiten en el aparato receptor cuyo diafragma vibra en resonancia con las variaciones de corriente y reproduce los movimientos del diafragma del transmisor.

4.- El diafragma del receptor, al vibrar en estas condiciones, emite un sonido análogo al original.

5.- La transmisión no debe de sufrir alteración apreciable y la señal transmitida debe de llegar con suficiente volumen y una calidad satisfactoria, el circuito debe de estar libre de diafonía (interferencia entre dos señales) o ruido que provenga de otro circuito o procedente de alguna otra fuente de electricidad.

A partir de este principio básico se han desarrollado todos los sistemas telefónicos que utilizan el principio de transmisión analógica, como son los sistemas de frecuencia portadora, los sistemas múltiplex por división de frecuencia portadora, los sistemas múltiplex por división de frecuencia y los sistemas de radioenlace utilizados para la transmisión simultánea de hasta miles de canales telefónicas.

### 1.3 Transmisión de señales digitales

Contra lo que pudiera pensarse, la transmisión digital (a base de dos símbolos o señales), es uno de los más antiguos métodos de comunicación que se conocen, pudiendo citarse el telégrafo eléctrico, desarrollado a mediados del siglo XIX y que trabaja a base de puntos y rayas.

En 1937, el investigador A.H. Reeves trabajando para el laboratorio parisino de la ITT, desarrolló la idea de la modulación por impulsos codificados (PCM), siendo ésta patentada en 1938; sin embargo, no pudo desarrollarse prácticamente hasta la invención del transistor, por lo que los sistemas PCM no fueron realidad hasta la década de los 60's.

A similitud de la modulación analógica o por división de frecuencia (MDF), la técnica PCM nos permite transmitir varios canales telefónicos por un mismo circuito. Sin embargo, en este caso los canales no comparten una banda de frecuencia, sino un lapso determinado, y además las señales se transmiten en forma de pulsos binarios (bits) codificados.

Un sistema PCM está formado por un determinado número de canales. De acuerdo a éste número, el sistema es de un orden y tiene una velocidad numérica (números de bits transmitidos en un segundo). A continuación figuran las características de los cinco primeros ordenes.

ORDEN	No. CANALES	VELOCIDAD Mb/s
1ro.	30	2,048
2do.	120	8,448
3ro.	480	34,368
4to.	1920	139,264
5to.	7680	560,000

La forma en que la voz se convierte de una señal analógica al formato digital y su forma de transmisión serán tratados en el capítulo 4 de este trabajo.

#### 1.4 Medios de Transmisión

La telefonía en México ha rebasado ya los cien años de explotación comercial, y en el transcurso de este tiempo varias generaciones de mexicanos han visto la transformación de la telefonía, partiendo de los primeros circuitos telefónicos independientes que sólo permitían hablar entre dos puntos fijos, luego fueron interconectados todos los teléfonos de una localidad mediante una central de comunicación o de intercambio de tipo manual, de esta forma todos los abonados al servicio podían comunicarse entre sí. Para este objeto, la línea de un sólo hilo alámbrico con retorno por tierra que se utilizaba al principio en cada circuito, se reemplazó por una línea bifilar que consistía en dos conductores paralelos tendidos en una línea de postes. Uno de los conductores servía para el envío de la corriente, y el otro para el retorno. De este modo se evitaban las excesivas perturbaciones eléctricas que causaba el retorno por la tierra.

A medida que aumentaba la demanda de servicio telefónico, aumentaba igualmente el número de hilos tendidos en postes por calles y caminos, llegando a formar grandes congestiones de alambres que aún se pueden ver en algunas calles de la Ciudad de México y por supuesto en muchas de las provincias de nuestro país. La problemática fue resuelta en principio con el desarrollo de la transmisión "MULTICANAL" por CORRIENTE PORTADORA, desarrollada por los franceses Hutin y Leblanc a principios de nuestro siglo. La transmisión de corriente portadora se efectuaba combinando dos o más canales de voz para su envío simultáneo para una misma línea bifilar.

La invención del tubo iónico, antecesor de los bulbos electrónicos, proporcionó un mayor ímpetu al avance de la telefonía múltiplex o multicanal.

Para 1938 se empleaban circuitos de larga distancia cuadrifilares de doce canales. durante la Segunda Guerra Mundial los esfuerzos de investigación y desarrollo se concentraron en las telecomunicaciones militares. Una vez terminado el conflicto, los avances obtenidos fueron utilizados en las comunicaciones comerciales, así también éstos beneficios se proyectaron a la radio y televisión.

En 1952 se empieza a utilizar en los equipos nuevos dispositivos tales como el transistor, los diodos de silicio y los circuitos impresos, en estos mismos años se inicia la introducción del método múltiplex universal, en el cual se empleaban los mismos parámetros para todos los sistemas de corrientes portadoras, ya fuera para la línea aérea cable o radio, con lo que se redujo el costo de producción y se mejoró considerablemente la calidad de transmisión de las señales.

Así se incorporaron otros cambios a través del tiempo, como lo fue la utilización de radiotransmisión por microondas y los sistemas por cable coaxial, lo cual permitió un incremento cada vez mayor de la capacidad de los equipos hasta llegar actualmente a poder transmitir 2700 canales en microondas y 10,800 canales por cable coaxial, los cuales presentan grandes beneficios en su utilización apropiada según la configuración de la red, la topografía de los países y la dispersión de la población en los diferentes territorios.

El enlace entre canales en las grandes urbes requirió de cables multipar de gran magnitud, los cuales ya no pueden ser colocados sobre postes, de donde surgió la necesidad de construir toda una red de ductos subterráneos enterrando en esta forma muchas toneladas de cobre para contar con los medios de comunicación urbana suficientes, sin embargo, el crecimiento desmesurado de la población en las grandes ciudades ha planteado un reto al avance tecnológico, mismo al que han respondido los investigadores con los sistemas de transmisión multicanal por división del tiempo, los cuales facilitan el envío de un gran cantidad de canales telefónicos por un mismo medio, compartiéndose éste durante pequeños intervalos de tiempo, con lo cual se mejoran considerablemente las características de calidad de las comunicaciones.

Para esta década se vislumbra el desarrollo mundial de las redes temporales en gran escala, incluyendo centrales de conmutación gobernadas por importantes centros de conmutación, los cuales además de proporcionar grandes facilidades de explotación del servicio telefónico, simplifican las operaciones de mantenimiento.

En las figuras siguientes (1.1) se ilustran los diversos medios de transmisión utilizados actualmente en la planta telefónica de nuestro país.

Los principales medios de transmisión utilizados en telefonía son la línea física, el cable multipar, el cable coaxial, el espacio libre y recientemente la fibra óptica.

La utilización de cada uno de estos medios está determinada por diversos factores, tales como los económicos, planes de expansión, demanda de servicio, características geográficas, tecnología vigente, etc.

De acuerdo a todos estos factores, en México se ha dado una notable preferencia al empleo de sistemas de radioenlace con trayectoria de "línea de vista" para la red de transmisión. Esta preferencia significa que un 95% del total de circuitos de larga distancia de la red telefónica nacional, ocupan sistemas de radioenlace.

ENLACE PCM

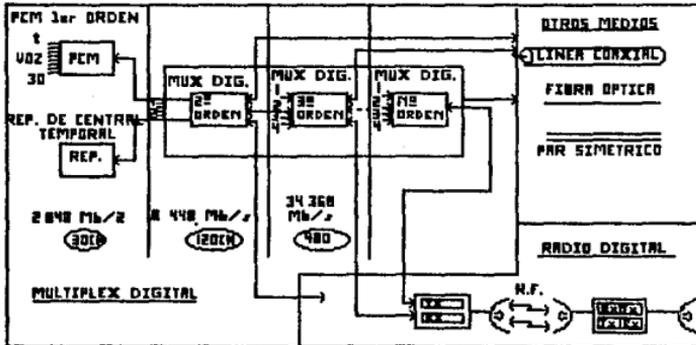
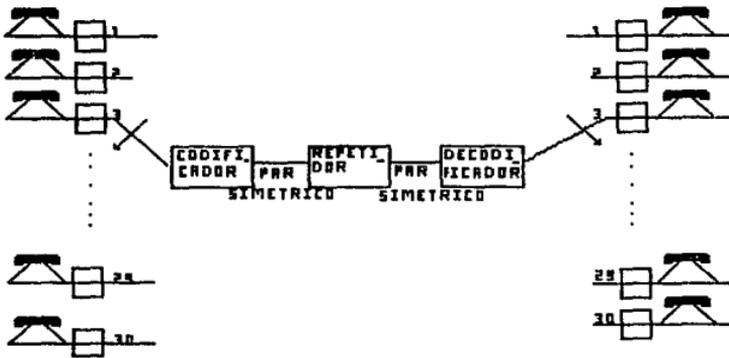
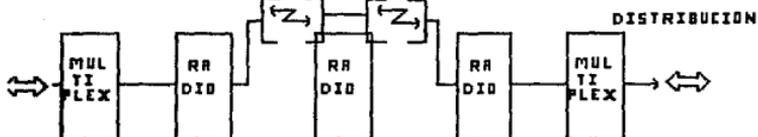


FIG. 1.1 TECNICAS DE TRANSMISION

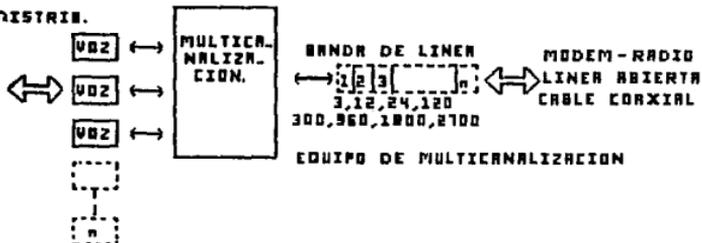
LINEA ABIERTA Y CABLE COAXIAL



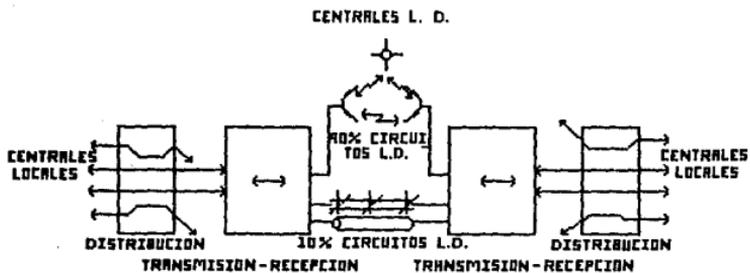
MICROONDAS (ENLACE TERRESTRE)



DISTRIB.

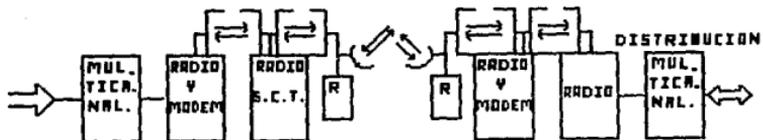


TECNICAS DE TRANSMISION

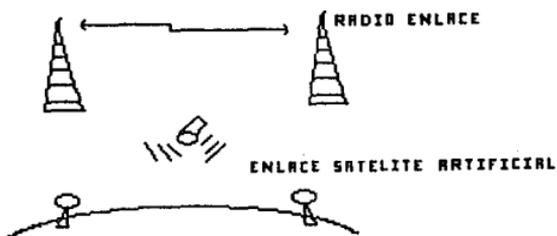


MICROONDAS (ENLACE TERRESTRE)

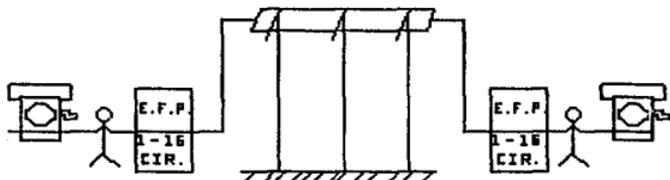
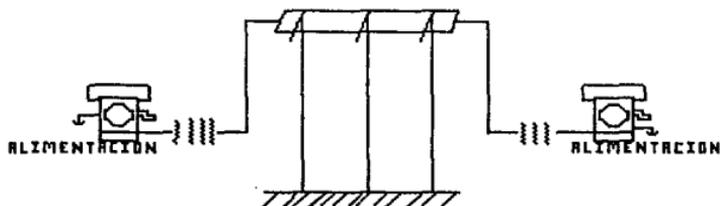
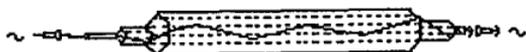
+



TECNICAS DE TRANSMISION



**FIBRA OPTICA**



**TECNICAS DE TRANSMISION**

### 1.5 Clasificación del espectro electromagnético.

El espectro electromagnético se ha dividido según la aplicación o características de las ondas electromagnéticas. La figura 1.2 muestra la clasificación general del espectro.

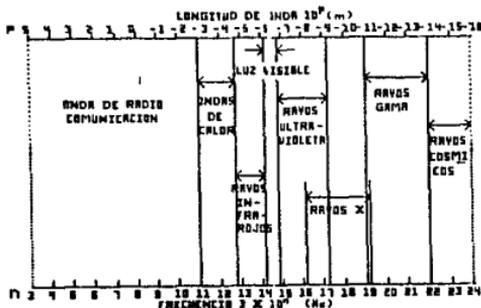


Figura 1.2 Clasificación general de las ondas electromagnéticas

Por lo que se refiere a las ondas de radio comunicación, existe otra clasificación más detallada y es la que se muestra en la figura 1.3

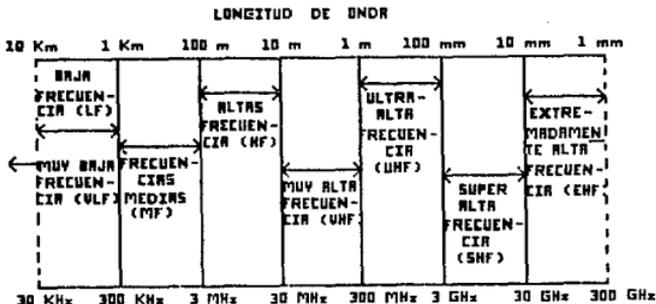


Figura 1.3 Clasificación de las ondas de radiocomunicación

Cuando se habla de las microondas normalmente se hace referencia a frecuencias superiores a la clasificación de ondas VHF, sin embargo no existe un límite que las defina ya que en general se las ubica en las clasificaciones UHF, SHF y EHF.

En la práctica y para los efectos de este trabajo, se considera a las microondas dentro de la clasificación UHF y SHF.

Para la física, la propagación de las ondas electromagnéticas, desde la transmisión a la recepción se pueden clasificar como sigue:

Onda directa, Onda reflejada, Onda refractada, Onda superficial y Onda dispersa. En la figura 1.4 se muestra lo anteriormente dicho.

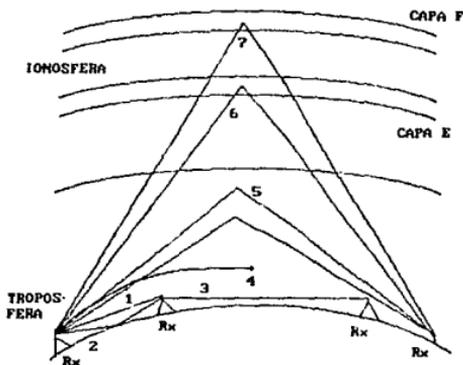


Fig.1.4 Formas de propagación: (1)Onda directa, (2)Onda reflejada, (3)Onda difractada, (4)Onda superficial, (5)Onda dispersa en la troposfera y (6)Onda reflejada y refractada en la ionosfera capa E y (7)Onda reflejada y refractada en la ionosfera capa F.

Por lo que a formas de propagación se refiere, en microondas, la directa es la de interés, sin embargo durante la propagación, las microondas se ven afectadas por los fenómenos de difracción, refracción y reflexión y por lo tanto deben ser considerados en la planeación del sistema de transmisión.

Un rayo de microondas y un rayo de luz son similares y ambos son energía electromagnética, la diferencia en su comportamiento es principalmente debida a la diferencia en su frecuencia. Aunque las similitudes y diferencias pueden ser clasificadas, la comparación entre la luz y las microondas es útil. De hecho la mayoría de las características de las microondas pueden ser demostradas con ondas de luz:

1) Así como la luz, también las microondas producen sombras por detrás de obstáculos.

2) Así como la luz se refleja en un espejo, las microondas se pueden reflejar en superficies planas.

3) La luz sufre refracción: en forma semejante la trayectoria de propagación de microondas cambia por refracciones que sufre al pasar a través de medios con diferente índice de refracción.

4) En superficies irregulares la luz se dispersa, asimismo las microondas sufren reflexión irregular producida por árboles, montículos, olas de mar e irregularidades en la atmósfera.

5) Tanto las microondas como la luz se ven afectadas por el fenómeno de difracción al encontrar un obstáculo en su trayecto.

Todas estas propiedades de las ondas electromagnéticas, así como las leyes que las rigen serán tratadas ampliamente en el Capítulo 7.

### 1.6 Formas de Propagación

Un sistema de radioenlace en función de la trayectoria que sigue la señal de radiofrecuencia (RF) en el espacio, puede tener los siguientes tipos de propagación:

- a) Propagación de alta frecuencia con reflexión en la ionósfera
- b) Propagación por dispersión troposférica con trayectorias que se extienden más allá del horizonte.
- c) Propagación en línea de vista, sin obstáculos entre estaciones vecinas
- d) Utilización de satélites artificiales, es decir propagación de señal que penetra en el espacio libre exterior recorriendo grandes distancias.

En la figura 1.5 se muestran las diversas formas de propagación.

Los sistemas de radioenlace que utilizan reflexión en la ionósfera han ido superándose con receptores de alta sensibilidad y con una alta potencia de salida, dentro de la banda de frecuencia de 3 a 30 MHz.

Los sistemas que emplean el modo de propagación por dispersión troposférica, han encontrado aplicación debido a que salvan los obstáculos topográficos y pueden emplearse para la transmisión de pocos canales telefónicos con repetidores espaciados hasta 500 Km. en un solo salto, sobre terrenos abruptos, operando en condiciones difíciles y que han sido posibles debido al desarrollo de válvulas y antenas especiales que cumplen con las características exigidas.

Debido a la contribución de los amplificadores de estado sólido para RF, filtros direccionales de ferrita y antenas con reflectores de alta ganancia; los sistemas que usan "trayectoria de vista libre" o "línea de vista sin obstáculos", son los más comunes hoy en día y es donde descansa la mayor actividad de la comunicación telefónica a través del espacio libre.

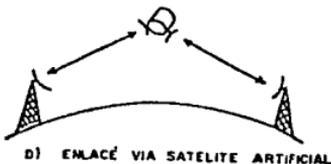
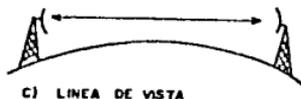
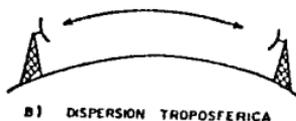
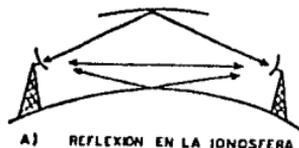


Figura 1.5 Formas de propagación

### 1.7 Características básicas de los sistemas de Radio

Existen ciertas características básicas en los sistemas de radio, las cuales se requieren para facilitar los enlaces nacionales o internacionales y permitir la interconexión con algún otro sistema similar o de otro tipo.

Estas características son las siguientes:

a) Transmisión general para uso de Telefonía, televisión y telegrafía, señales analógicas o discretas.

- b) Características de modulación en la portadora de RF
- c) Características de frecuencia intermedia (FI)
- d) Características de la Banda Base (BB)
- e) Características de los planos de modulación en los sistemas con multicanales de RF
- f) Características de los sistemas de supervisión y control necesarios para fines de mantenimiento.
- g) Características de seguridad de continuidad utilizando duplicidad y diversidad.

La representación de estas características pueden ilustrarse mejor, considerando un arreglo general de un sistema típico de radioenlace.

### 1.8 Estructura General de un Sistema de Radioenlace Típico

Un sistema de radioenlace consta de estaciones terminales y estaciones repetidoras. Para llevar a efecto la transmisión, la señal en una forma adecuada es alimentada en una terminal, debiéndose recuperar en su forma original a la salida del receptor en el otro extremo terminal.

Al conjunto que forman dos estaciones y la trayectoria entre ellas, se le da el nombre de "sección de radio".

La Banda Base (BB) de un sistema de radioenlace se define como la banda de frecuencia a la entrada y salida del sistema de enlace, la cual es ocupada por señales de telefonía multicanal, televisión o telegrafía, además de frecuencias piloto y otras señales transmitidas para supervisión y control.

Un arreglo general de un sistema típico de radioenlace se muestra en la figura 1.6, aplicando tanto para los sistemas llamados "línea de vista" sobre el horizonte y los de comunicación por satélite. La estructura básica es la misma, ya que todos ellos constan de los mismos componentes básicos de operación en el mismo arreglo.

En la figura 1.7 se ilustra un arreglo similar en el enlace por satélite pero incluyendo el equipo de abonado.

El mayor número de sistemas de microondas con línea de vista para circuitos nacionales e internacionales, emplean modulación en frecuencia para las portadoras de Frecuencia Intermedia y Radio frecuencia.

Figura 1.6 Diagrama básico de funciones de un sistema de radioenlace

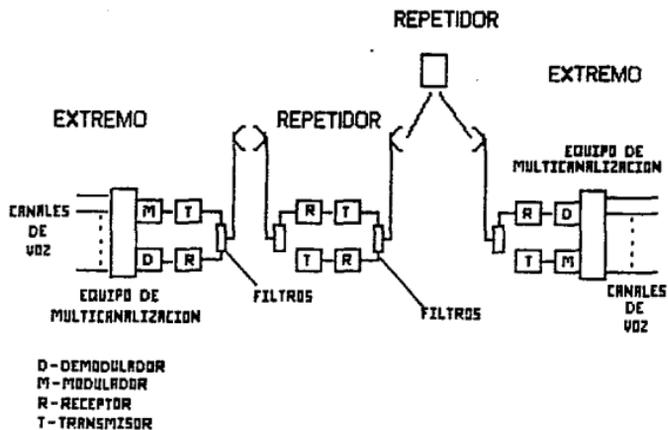
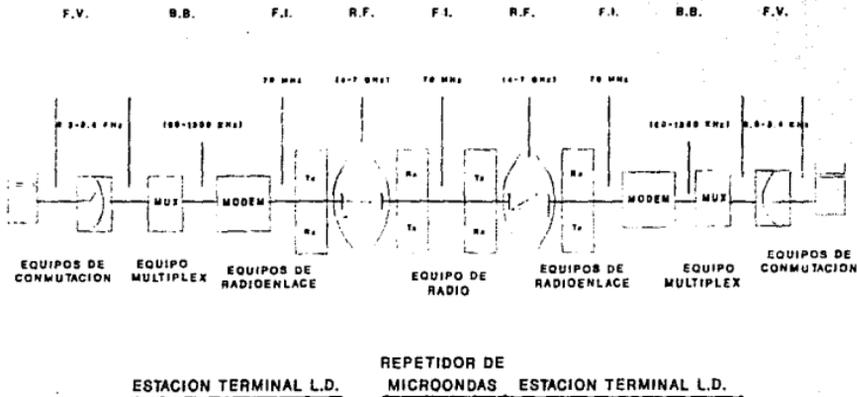


Figura 1.7 Disposición típica del equipo que interviene en un enlace telefónico de larga distancia por vía microondas



Un enlace de microondas (que es el medio de transmisión que nos interesa) se compone básicamente de un transmisor en un extremo del enlace, y de un receptor en el otro extremo. Debido a que el alcance normal de operación entre un transmisor y un receptor es aproximadamente de 50 Kms., tienen que ser utilizadas estaciones repetidoras para transmitir las señales a distancias más grandes. El enlace se denomina de "salto sencillo", cuando no se emplean repetidores y de "saltos múltiples", cuando se emplean uno o más repetidores.

En la figura 1.8 se muestra un diagrama a bloques simplificado de un enlace de microondas de salto sencillo uni-direccional

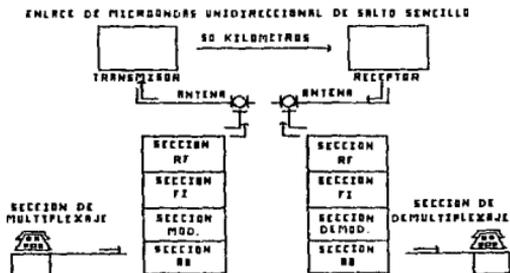


Figura 1.8 Enlace Unidireccional de salto sencillo

Considerando primero el *transmisor* (Figura 1.9)

Un enlace de microondas empleado para telefonía, puede contener miles de canales telefónicos en su entrada. Para poder transmitir los mensajes en estos canales simultáneamente, los canales primero deben ser cambiados.

Ya que el ancho de banda de un enlace de microondas es mucho mayor que el ancho de banda de un canal telefónico, los canales son combinados en el dominio de la frecuencia mediante un proceso conocido como multiplexión por división de frecuencia (FDM). Esto se lleva a cabo en la sección de multiplexión del transmisor.

La señal de salida de la sección de multiplexión se ajusta a la potencia requerida y pre-enfatuada en la sección de banda base (BB) del transmisor.

*Pre-énfasis* es el proceso de dar forma a la señal en sus características de amplitud/frecuencia sobre una portadora de frecuencia intermedia (FI) cuya frecuencia es normalmente 70 MHz.

En algunos enlaces la radiofrecuencia portadora se modula directamente con la BB, pero el uso de una frecuencia intermedia FI es mas común. La razón de utilizar una FI es que la amplificación y la formación de la señal es mas fácil de llevar a cabo, así como la protección y el monitoreo de la información, en frecuencias mas bajas.

La sección de Frecuencia Intermedia (FI) amplifica la señal de FI modulada en frecuencia a un nivel especificado, y si es necesario, ajusta la fase y la amplitud para obtener condiciones óptimas de la señal. En la última etapa de la sección de FI se incorporan limitadores de amplitud para eliminar modulación de amplitud indeseable.

Los ajustes de fase/amplitud y limitación de amplitud, reducen las distorsiones que de otra manera sucederían en la sección de RF, debido a ciertas no linealidades en los circuitos. Limitación de amplitud puede ser usada en forma segura, debido a que la información de una señal modulada en frecuencia está contenida en la fase y no en la amplitud de la señal.

La sección de Radiofrecuencia RF convierte la señal de FI a la frecuencia requerida para la transmisión.

La señal de RF viaja por ondas a una antena direccional, la señal tiene una dispersión de solamente 1 ó 2 grados. Debido a que la antena es tan direccional, la potencia requerida para la transmisión es únicamente de algunos Watts, comparando con algunos Kilowatts requeridos para una antena que tiene que radiar en todas direcciones.

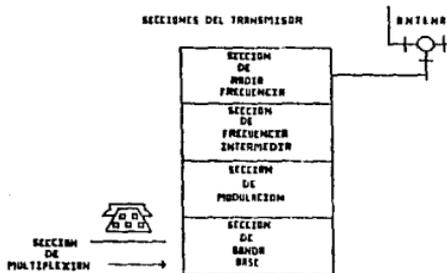


Figura 1.9 Secciones del Transmisor

Ahora consideremos el receptor (figura 1.10)

Las señales de RF recibidas, ya de potencia muy baja (unos cuantos microwatts comparados con algunos watts en el transmisor), son pasadas de la antena receptora al equipo receptor. Ocasionalmente se aplica una pre-amplificación de RF en esta etapa, pero debido a que los amplificadores de bajo ruido capaces de trabajar en RF son muy costosos, son raramente utilizados.

El receptor está compuesto de secciones similares a las del transmisor, pero son conectadas y operadas en orden inverso.

La sección de RF del receptor es similar a la del transmisor pero es operada inversamente para recuperar la FI.

A la entrada de la sección de FI la señal es de muy baja potencia y requiere ser amplificada considerablemente. Además la señal recibida puede variar considerablemente en potencia, y para asegurar que la sección siguiente de demodulación reciba una señal de amplitud constante, se incluye un control automático de ganancia (CAG), en la sección de FI.

El CAG compensa variaciones de hasta 45 dB en la señal recibida, también se incluyen en la sección de FI igualadores que compensan variaciones de fase y amplitud en la señal causada por distorsión introducida en la sección de RF previa.

Finalmente, un limitador de amplitud, similar al utilizado en el transmisor asegura que una señal de amplitud constante sea pasada a la sección de demodulación.

La sección de demodulación recupera la BB que fue modulada sobre la FI en la sección de modulación del transmisor.

En la sección de BB se efectúa un proceso inverso al que ocurre en la sección de BB de transmisor. La señal es amplificada y se elimina el pre-énfasis (de-énfasis).

Finalmente, la sección de demultiplexión produce los canales telefónicos individuales que fueron combinados en la sección de multiplexión del transmisor.

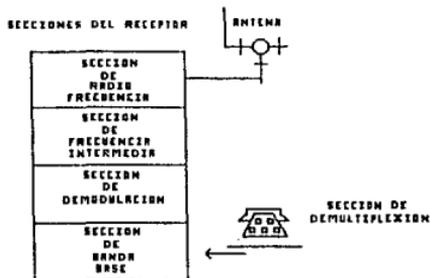


Figura 1.10 Secciones del Receptor

Se ha considerado al transmisor y al receptor de un enlace de microondas, ahora se considera un repetidor.

En donde un enlace de microondas sea mayor de 50 Km en longitud, tienen que ser utilizadas estaciones repetidoras.

Este enlace se conoce como un enlace de "saltos múltiples".

Una estación repetidora recibe la señal de RF, la convierte a FI la cual se amplifica y se iguala, y la convierte nuevamente a RF para transmitirla. Una estación repetidora es, en efecto, la misma que una estación terminal transmisora-receptora sin las secciones de modulación y demodulación y las secciones de BB.

La mayoría de los enlaces de microondas no están limitados a una señal de RF. Pueden transportar varios sistemas de microondas en cada dirección, hasta 8 señales de RF (canales de radio).

Circuladores y filtros en los caminos de transmisión-recepción pasan las frecuencias apropiadas a cada canal y rechazan todas las demás. Cada señal se refleja alrededor de su circulador al siguiente circulador y así sucesivamente hasta que la señal llega a la antena o al receptor.

Estos enlaces pueden transportar hasta 2700 canales telefónicos por cada canal de radio.

Con tanto equipo utilizado para transportar tanta información importante, es esencial que se seleccionen correctamente las frecuencias de propagación, los anchos de banda y otros parámetros de operación. Estos al igual que las tolerancias de distorsión, son recomendados por un organismo internacional: *Comité Consultivo Internacional de Radio (CCIR)*.

Las pérdidas de tiempo de transmisión debidas a fallas o condiciones inaceptables de distorsión, son costosas, y consecuentemente se emplea gran cuidado para alinear un enlace de microondas con el objeto de que tenga características de operación satisfactorias y que puedan ser mantenidas.

Adicionalmente una gran cantidad de equipo es usado para proveer protección automática en el caso de falla de un canal radio.

En la sección anterior se mostró que, durante el proceso de transmisión, son generadas tres señales distintas: Banda Base BB, Frecuencia Intermedia FI y Radio Frecuencia RF.

Consideremos la generación de la señal de *banda base BB*

La señal de BB en un enlace que lleva solamente telefonía es generada utilizando multiplexión por división de frecuencia en los canales telefónicos.

La Multiplexión por división de frecuencia utiliza modulación de Amplitud para transferir la señal moduladora a otra parte del espectro de frecuencia.

Modulando una portadora en amplitud produce dos bandas laterales: una arriba de la portadora y otra abajo de la portadora, ambas conteniendo idéntica información. Para economizar un ancho de banda y en requisitos de potencia son suprimidas una banda lateral y la portadora.

La multiplexión de canales telefónicos se logra modulando primero 12 portadoras separadas por 4 KHz con 12 canales telefónicos para formar un grupo básico.

Cinco portadoras separadas por 48 KHz son entonces moduladas con 5 grupos básicos para formar un supergrupo conteniendo 60 canales.

Un plan típico de multiplex básico se muestra en la figura 1.11

En un enlace de microondas cargado totalmente con canales telefónicos, la banda base obtenida por el proceso de multiplexión, puede ser aproximada por una banda limitada de ruido, el ruido se define como un espectro de frecuencia de energía.

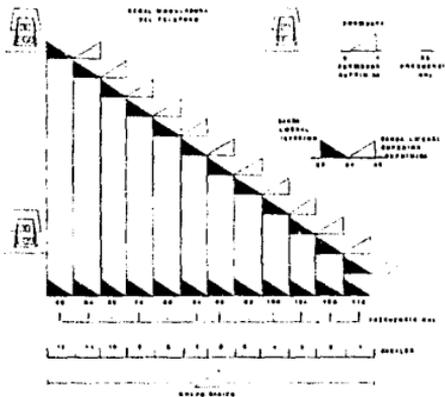


Figura 1.11 Sistema múltiplex básico

La siguiente etapa a considerar en el proceso de transmisión es la Frecuencia Intermedia (FI)

La portadora de FI (normalmente 70 MHz) es modulada en frecuencia por la banda base para producir la señal de FI. Esto se logra en un modulador, un circuito en el cual la frecuencia de salida es una función del voltaje de entrada.

Está polarizado de tal manera que con 0 volts a la entrada, la salida está en la frecuencia central deseada (normalmente 70 MHz).

Una característica ideal de frecuencia/voltaje de un modulador, se muestra en la figura 1.12

Como se puede ver, un voltaje de entrada de cero volts produce una frecuencia de salida  $f_c$ . Cambiando el voltaje de entrada a  $V_m$  causará que la frecuencia de salida sea  $f_c + \Delta f$ .

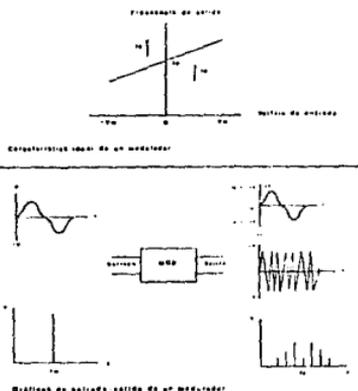


Figura 1.12 Gráficas de entrada/salida de un modulador

La diferencia  $\Delta f_c$  se conoce como la desviación; la cantidad de la desviación depende de la pendiente de la curva característica, o de la sensibilidad del modulador. Si en lugar del voltaje  $V_m$  se aplica una onda senoidal  $V_m \sin \omega_m t$ , entonces la frecuencia de salida variará senoidalmente alrededor de  $f_c$ , entre  $f_c + \Delta f_c$  y  $f_c - \Delta f_c$  a una frecuencia  $f_m$ . La desviación seguirá siendo  $\Delta f_c$ ; esto es, la cantidad que la frecuencia de salida se desvía de la frecuencia central (FI) debido al voltaje de entrada (voltaje modulador).

Antes de considerar la siguiente etapa en la transmisión de información, veamos como la banda base se recupera de la FI en la estación receptora.

Al igual que un modulador se usa para modular la BB, sobre la FI, un demodulador se usa para demodular la BB de la FI en la estación receptora. La operación de un tipo de demodulador se ilustra en la figura 1.13

La señal de entrada puede variar considerablemente la amplitud debido al ruido añadido o a que el medio de transmisión sea sensible a la frecuencia. Para remover estas variaciones se emplea extensamente limitación de amplitud en la primera etapa del demodulador.

Después de limitar la señal a una amplitud constante se pasa a través de un discriminador, el cual es esencialmente un circuito sintonizado con características opuestas a las de un modulador. Esto es, la amplitud de salida depende de la frecuencia de entrada. Es importante que la característica del discriminador complemente la característica del modulador; es decir, que ambas deberán ser lineales, pero se permite una diferencia en la pendiente de las características ya que esto no distorsionará la señal; solamente cambiará la ganancia de unidad a algún otro valor.

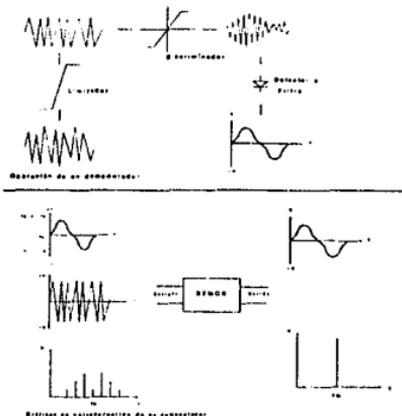


Figura 1.13 Gráficas de Entrada/Salida de un  $\Delta$ -modulador

El discriminador convierte las variaciones de frecuencia a variaciones de amplitud. La señal resultante de AM se detecta y se filtra para reproducir la señal moduladora original.

Finalmente llegamos, a la señal de *radiofrecuencia (RF)*, la cual es una señal modulada en amplitud con banda lateral única y con la portadora suprimida. La portadora de RF se genera por un oscilador local controlado por cristal y es modulada por la FI en un mezclador como se muestra en la figura 1.14.

Aisladores y filtros evitan que las señales espúrias lleguen al amplificador de RF, el cual eleva la potencia de la señal de RF a los niveles necesarios para la transmisión.

La Modulación de amplitud con Banda lateral única y portadora suprimida no altera la estructura de la señal de FI (la información está aún contenida solamente en el espectro de frecuencia) como se muestra en la figura 1.14.

En la estación receptora, la señal de RF se convierte a FI nuevamente mezclando la RF con la salida de un oscilador local en una forma similar a como se convierte la FI a RF en una estación transmisora.

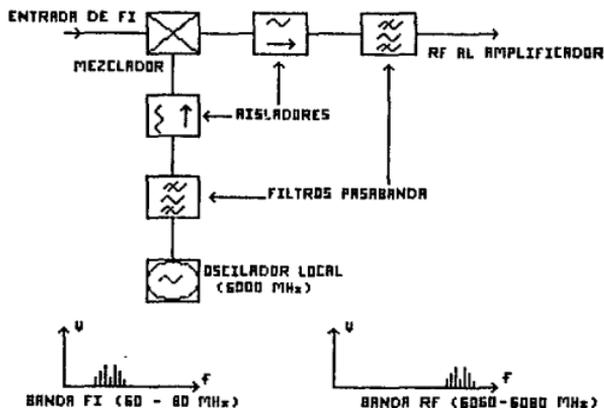


Figura 1.14 Conversión de FI a RF

### 1.9 Características de Bandas de Frecuencia en Canales de Radio Frecuencia (RF)

En este apartado se discutirán las bandas de frecuencia y los arreglos de canales de RF para los sistemas de radioenlaces que usan "línea de vista".

#### 1.9.1 Bandas de Frecuencias Preferidas

La normalización de la disposición de los canales radio eléctricos es de suma importancia, por lo cual se han establecido disposiciones de canales para sistemas cuya capacidad varía entre 12 y 2700 canales telefónicos, o su equivalente, en lo que respecta a las bandas 2,4, 6,8 y 11 GHz.

El CCIR, ha formulado una serie de recomendaciones encaminadas a facilitar la interconexión de sistemas de distinto origen en radiofrecuencia, usando ciertas bandas preferidas para enlaces nacionales e internacionales.

#### 1.9.2 Arreglos de canales de Radiofrecuencia

Los arreglos de canales de Radiofrecuencia, consisten de patrones simétricos relacionados con las frecuencias nominales mostradas en la figura 1.15.

La elección de los arreglos de canales preferidos de RF para sistemas de varias capacidades es determinado por varios factores y es materia de compromiso. Los factores mas importantes a tratar son los siguientes:

a) Pueden requerir varios canales de RF a lo largo de la misma ruta.

b) Por razones de economía y conveniencias pueden emplearse antenas comunes transmisoras-receptoras.

c) El aspecto entre los canales y sus arreglos deben ser tales que eviten la interferencia mutua, sin requerir filtros de excesiva complejidad y costo.

d) El conveniente cuidado dará la economía necesaria para el uso del espectro.

Para los sistemas de alta capacidad de canales telefónicas, el CCIR ha recomendado las bandas de frecuencia como se muestran en la figura 1.15.

Las bandas que se utilizan en mayor escala son las de 4 y 6 GHz para circuitos de gran longitud debido a la facilidad relativa que se tiene en estas bandas para el diseño y la construcción de los equipos de radio.

Para evitar interferencias, uno de los métodos empleados es alternar la polarización de la sección de RF, entre secciones de radio adyacente en el cual el trayecto cuya frecuencia portadora es F, tiene polarización horizontal (H) en el trayecto de la señal de RF cambia en polarización vertical (V) y así sucesivamente.

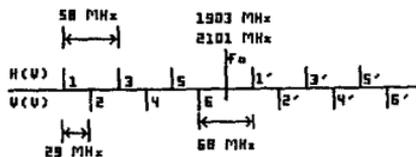
Otra manera de proteger interferencias debido a reflexiones es desviar la frecuencia en cada sección de recepción, resultando que los tramos adyacentes tendrán diferente frecuencia, para que una señal que parte de una estación pueda interferir tendrá que viajar 2 tramos, por eso la alteración será muy grande y la interferencia será mínima.

Existen fuentes de interferencia interna en los sistemas multicanales de RF y es necesario que dicha interferencia sea evitada sin elevar las dificultades del filtraje. La interferencia puede provenir de las siguientes causas:

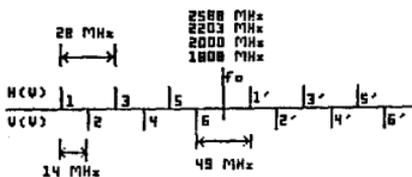
### Frecuencias imagen de transmisor o receptor

Productos de intermodulación de dos o más señales transmitidas, por ejemplo, la no linealidad en amplitud en las uniones de las guías de onda.

Por armónicas debido a la desviación de la frecuencia en los pasos de repetición.



(CCIR Rec. 302-3)



(CCIR Rec. 283-4)

Figura 1.15 Arreglos preferidos para canales radio

### 1.10 Antenas utilizadas en sistemas de microondas

Cualquier sistema de radioenlace requiere cierto tipo de antena para radiar la energía al espacio y para recibir la mayor parte posible de ésta en el receptor. La eficiencia del sistema de antenas depende de la cantidad de la energía transmitida que se pueda recibir por la antena receptora, lo que es, especialmente para sistemas de microondas, un factor de gran importancia, ya que la baja potencia transmitida y la alta pérdida del espacio libre producen una señal muy pequeña que llega a la antena receptora.

El uso práctico de las ondas de radio que son de una longitud de onda de 1-10 cm (300-30,000 Mhz) ha dado como resultado grandes avances en la construcción y diseño de antenas direccionales. En particular, se emplean antenas direccionales que concentran la potencia radiada en haces estrechos en la dirección de la antena receptora. Igualmente, es necesario que la antena receptora también sea muy direccional para poder recibir señales débiles atenuadas por el espacio.

Prácticamente se forman haces concentrados por medio del enfocamiento de las ondas al reflejarse en la superficie metálica, sobre la cual se transmiten las ondas desde una fuente radiadora relativamente direccional.

Si se desea obtener la máxima orientación, es necesario emplear una superficie reflectora que tenga la forma de una parábola con la fuente radiadora colocada en el punto focal y radiando en la dirección de la superficie de la parábola. Esto se puede lograr por la simple propiedad de las microondas que siguen las leyes de la óptica, comportándose por lo general, igual que la luz, tal como se ve en la figura 1.16

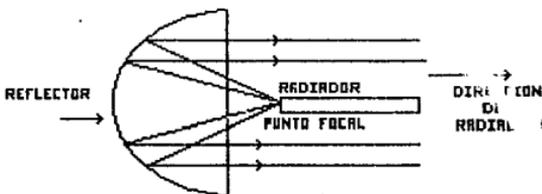


Figura 1.16 Antena parabólica (Corte vertical)

El reflector puede ser una sección de la superficie formada al rotar una parábola alrededor de un eje o puede ser un cilindro parabólico que tiene dos lados limitados por paredes metálicas.

Por otra parte no es necesario usar la superficie total del paraboloides, por lo que pueden escogerse solamente partes de ésta como reflector. La superficie usada comúnmente es la del paraboloides de rotación iluminada por un radiador de guía de onda localizado en el punto focal.

Para un análisis completo de una antena, es necesario considerar factores como la ganancia, ancho del haz, existencia de lóbulos laterales, coeficientes de reflexión, iluminación y construcción mecánica.

## CAPITULO II. MODULACION

### 2.1 Transmisión de modulación de Amplitud (AM)

Las señales de información pueden ser llevadas entre un transmisor y un receptor por algún medio de transmisión. Sin embargo, las señales de información raramente están en forma conveniente para la transmisión. La Modulación es definida como el proceso de transformación de la información de su forma original a otra que es más apropiada para la transmisión entre un transmisor y un receptor.

La Demodulación es el proceso inverso. La modulación se lleva a cabo en un circuito llamado modulador y la demodulación en un circuito llamado demodulador.

La Modulación por Amplitud (AM) es el proceso de cambio de la amplitud de la portadora de alta frecuencia en relación con una señal modulante (información). Las frecuencias muy altas son eficientemente radiadas por una antena y propagadas por el espacio libre y son comúnmente llamadas radio frecuencias (RF). En AM, la información está impresa en la portadora de forma que la amplitud cambia. La modulación por amplitud es relativamente barata, de baja calidad, y es usada para radio comercial o señales de audio y video.

Un modulador de AM es un dispositivo no lineal con dos entradas: una portadora de frecuencia fija, de amplitud constante y la información. La información actúa o modula la portadora y puede ser una frecuencia fija o una forma de onda compleja compuesta de varias frecuencias. Como la información actúa en la portadora, esta es llamada la señal Modulante. Como donde actúa es en la portadora se le llama señal a modular. El resultado es una onda Modulada.

### 2.2 Envoltente de AM

Aunque matemáticamente no es la forma más simple de AM, la de doble banda lateral con portadora completa (AM DSBFC), se discutirá primero porque probablemente es la más frecuentemente utilizada.

La figura 2.1 muestra un modulador AM DSBFC y la relación entre la portadora  $W_c$ , la señal modulante  $W_a$  y la onda modulada  $V$ . La figura 2.1b muestra en el dominio del tiempo, como una onda de AM es producida por una onda de frecuencia fija y una frecuencia modulante. Debido a que la señal modulada contiene todas las frecuencias que forman la señal AM y es usada para llevar la información a través del sistema, está es llamada envoltente de AM. Cuando no hay señal modulante, la onda a la salida es simplemente la portadora amplificada. Cuando una señal modulante es aplicada, la amplitud de la onda de salida es variada de acuerdo con la señal modulante. Es de notar que la forma de la envoltente de AM es idéntica a la forma de la señal modulante. Consecuentemente, la relación de repetición de la envoltente es igual a la frecuencia de la señal modulante.

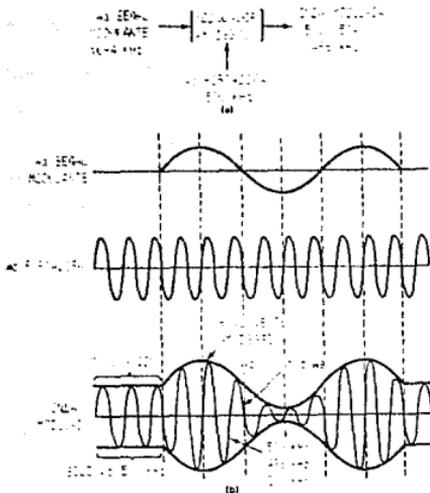


Figura 2.1 Generación de AM (a) modulador de AM DSBFC; (b) produciendo una envolvente de AM DSBFC en el dominio del tiempo.

### 2.3 Espectro y Ancho de Banda de la AM

Un Modulador de AM es un dispositivo No-lineal. Por lo tanto, en un modulador AM ocurre una mezcla No-lineal y la envolvente a la salida es una onda compleja compuesta por la portadora y la suma ( $F_c + F_a$ ) y la diferencia ( $F_c - F_a$ ) de frecuencias.

La diferencia entre la suma o la diferencia de frecuencias y la portadora es igual a la frecuencia de la señal modulante.

Por lo que, una envolvente de AM contiene las componentes de amplitud y frecuencia de la señal de la información original. La figura 2.2 muestra el espectro de frecuencia de la envolvente de AM mostrada en la figura 2.1. El espectro de AM se extiende de  $(F_c - F_a)$  a  $(F_c + F_a)$ , donde la  $F_a$  es la más alta frecuencia de la señal modulante. La banda de frecuencias entre  $(F_c - F_a)$  y la frecuencia  $F_c$  es llamada la banda lateral inferior (LSB) y cualquier frecuencia dentro de esta banda es llamada frecuencia lateral inferior (LSF). La banda de frecuencias entre  $(F_c + F_a)$  y la frecuencia  $F_c$  es llamada la banda lateral superior (USB), y cualquier frecuencia dentro de esta banda es llamada frecuencia lateral superior (USF). Por lo que el ancho de banda (B) de una onda AM DSBFC es igual a la diferencia entre la más alta USF y la más baja LSF (es decir,  $B = 2F_a \text{máx}$ ).

La portadora y todas las frecuencias dentro de las bandas laterales superior e inferior serán radio frecuencias (RF) y se propagan a través de la atmósfera de la tierra.



Figura 2.2 Espectro de frecuencia producido por señal AM DSBFC de la figura 2.1.

#### 2.4 Coeficiente y Porcentaje de Modulación

Coefficiente de modulación es un término que describe la cantidad de cambio de amplitud (modulación) en una envolvente de AM. El porcentaje de modulación da la relación de cambio en la amplitud de la onda de salida cuando la portadora es modificada por una señal modulante. Matemáticamente el coeficiente de Modulación es:

$$m = E_m/E_c$$

donde:

$E_m$  - cambio en la amplitud pico de la onda de salida

$E_c$  - amplitud pico de la portadora no modulada

$m$  - coeficiente de modulación

y el porcentaje M de modulación es:

$$M = E_m/E_c \times 100$$

o simplemente:

$$M = m \times 100$$

La relación entre  $m$  y  $M$ ,  $E_m$  y  $E_c$  se muestra en la figura 2.3.

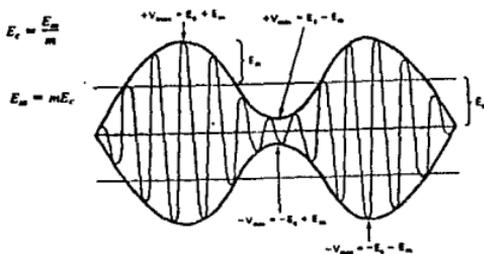


Figura 2.3 Coeficiente y porcentaje de modulación,  $E_m$  y  $E_c$ .

Si la señal modulante es una onda senoidal pura y el proceso de modulación es lineal (es decir, las oscilaciones positivas y negativas de la amplitud de la envolvente son iguales), el porcentaje de modulación puede ser derivado como sigue:

$$E_m = 1/2 (V_{m\acute{a}x} - V_{m\acute{i}n})$$

y

$$E_c = 1/2 (V_{m\acute{a}x} + V_{m\acute{i}n})$$

Por lo que:

$$M = [1/2 (V_{m\acute{a}x} - V_{m\acute{i}n}) / 1/2 (V_{m\acute{a}x} + V_{m\acute{i}n})] \times 100$$

$$M = [(V_{m\acute{a}x} - V_{m\acute{i}n}) / (V_{m\acute{a}x} + V_{m\acute{i}n})] \times 100$$

donde:

$$\begin{aligned} V_{m\acute{a}x} &= E_c + E_m \\ V_{m\acute{i}n} &= E_c - E_m \end{aligned}$$

El cambio en la amplitud pico de la onda de salida ( $E_m$ ) es la suma de los voltajes de las frecuencias laterales superior e inferior.

Por lo tanto:

$$\begin{aligned} E_u = E_l = E_m/2 &= [1/2 (V_{m\acute{a}x} - V_{m\acute{i}n})] / 2 \\ E_u = E_l = E_m/2 &= 1/4 (V_{m\acute{a}x} - V_{m\acute{i}n}) \end{aligned}$$

donde:

$$\begin{aligned} E_u &- \text{voltaje pico de la USF} \\ E_l &- \text{voltaje pico de la LSF} \end{aligned}$$

De la ecuación ( $M = E_m/E_c \times 100$ ), se puede ver que el porcentaje de modulación será de 100% cuando ocurra que  $E_m = E_c$ . Esta condición es mostrada en la figura 2.4d. Se puede ver que con 100% de modulación, la mínima amplitud de la envolvente de AM ( $V_{min} = 0$  V).

La figura 2.4c muestra una envolvente de AM con 50% de modulación, el cambio en la amplitud de la envolvente es igual a la mitad de la amplitud de la onda No Modulada.

El máximo porcentaje de modulación que puede ser logrado sin causar distorsión excesiva a la onda modulada es de 100%

Algunas veces el porcentaje de modulación es expresado como el cambio pico en la salida del voltaje con respecto al voltaje de la portadora No Modulada (es decir, cambio de porcentaje =  $\Delta V_c/V_c \times 100$ )

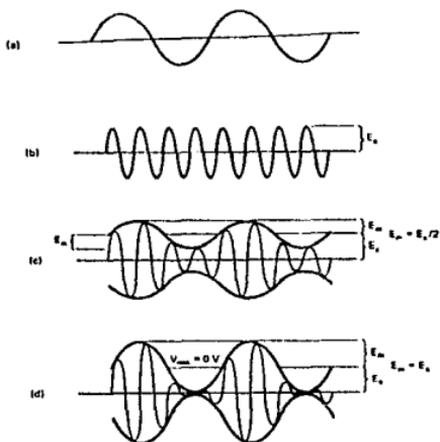


Figura 2.4 Porcentaje de Modulación de una envolvente AM DSBFC  
 (a) señal modulante; (b) Portadora No modulada; (c) Onda modulada al 50% (d) señal modulada al 100%.

## 2.5 Generación de una envolvente de AM DSBFC en el dominio del tiempo

La figura 2.5 muestra como una envolvente AM DSBFC es producida por la adición algebraica de la portadora y de las formas de onda de las frecuencias laterales superior e inferior. Por simplicidad, las siguientes formas de onda son usadas para las señales de entrada modulante y portadora.

$$\text{portadora} = V_c(t) = E_c \text{ sen } (2\pi 25t)$$

$$\text{señal modulante} = V_a K_1(t) = E_a \text{ sen } (2\pi 5t)$$

La expresión para la onda modulada  $M(t)$  es :

$$M(t) = E_c \text{ sen}(2\pi 25t) - (mE_c)/2 \cos(2\pi 30t) + (mE_c)/2 \cos(2\pi 20t)$$

donde:

$$\begin{aligned} E_c \text{ sen } (2\pi 25t) &- \text{ portadora} \\ (mE_c)/2 \cos(2\pi 30t) &- \text{ USF} \\ (mE_c)/2 \cos(2\pi 20t) &- \text{ LSF} \end{aligned}$$

Las formas de onda para un 100% de modulación y el voltaje de la portadora No modulada  $E_c=1$  Vp se muestran en la fig. 2.5. La tabla 2.1 lista los voltajes instantáneos para la portadora, las frecuencias laterales superior e inferior, y la envolvente total en intervalos de 10 mseg.

En la figura 2.5 se observa que el tiempo entre los cruces por cero es constante para la envolvente (esto es  $T_1=T_2=T_3$ , etc.).

También nótese que las amplitudes pico de picos sucesivos No son iguales. Esto indica que un ciclo dentro de la envolvente no es una onda senoidal pura, como se mencionó previamente la onda modulada es la suma de la portadora y las frecuencias laterales superior e inferior. Entonces con AM DSBFC, la amplitud de la portadora no varía, pero en cambio la amplitud de la envolvente es variada de acuerdo con la señal modulante.

## 2.6 Distribución de Potencia de una onda AM DSBFC

En cualquier circuito eléctrico, la potencia disipada es igual al voltaje rms al cuadrado dividido por la resistencia (esto es  $P=E^2/R$ ). Entonces, la potencia desarrollada a través de una carga por una portadora No modulada, es igual al voltaje de la portadora al cuadrado dividida por la resistencia de carga. Por lo tanto, en una onda AM DSBFC, la potencia de la portadora NO modulada es:

$$P_c = (E_c)^2/R \quad \dots\dots\dots \text{ec. (1)}$$

donde:

- Pc - Potencia de una portadora No modulada
- Ec - Voltaje de la portadora No modulada
- R - Resistencia de carga

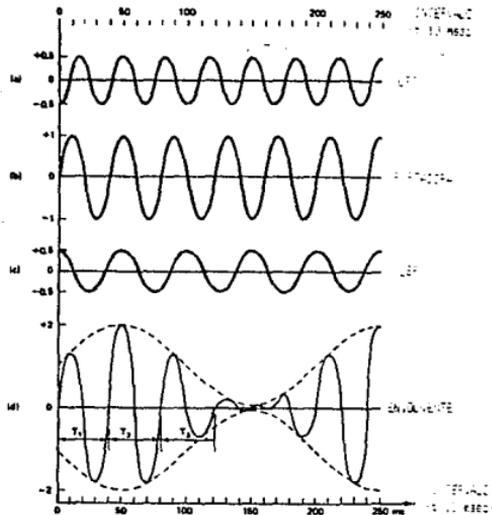


Figura 2.5 Generación de una envolvente de una señal AM DSBFC mostrada en el dominio del tiempo (a)  $-1/2 \cos 2\pi 30t$ ; (b)  $\text{sen } 2\pi 25t$ ; (c)  $1/2 \cos 2\pi 20t$ ; (d) suma de (a), (b) y (c)

La potencia total de una onda de AM DSBFC es igual a la suma de las potencias de la portadora, la frecuencia lateral superior y la frecuencia lateral inferior (para una señal compleja modulante, la potencia total es igual a la suma de la portadora y la potencia de las bandas lateral superior e inferior). Matemáticamente la potencia total de una envolvente de AM es:

$$P_t = (E_c)^2/R + [(mE_c/2)^2]/R + [(mE_c/2)^2]/R \dots \dots \dots ec. (2)$$

donde:

Pt - Potencia total de la envolvente de AM  
(Ec)<sup>2</sup>/R - potencia de la portadora modulada  
[(mEc/2)<sup>2</sup>]/R = m<sup>2</sup>Ec<sup>2</sup>/4R - potencia de USF y LSF

De la ecuación (2) se puede ver que el término para la potencia de la portadora modulada es la misma que la potencia de una portadora No modulada. Esto es evidente ya que la potencia de la portadora No es afectada por el proceso de modulación. También porque el total de potencia de una onda de AM es la suma de la potencia de la portadora y la potencia de las frecuencias laterales, el total de potencia de una envolvente de AM aumenta con la modulación. La ecuación (2) puede re-escribirse como:

$$Pt = Pc + (m^2/4)(Ec^2/R) + (m^2/4)(Ec^2/R) \dots \dots \dots ec. (3)$$

y porque Ec<sup>2</sup>/R=Pc

$$Pt = Pc + m^2 Pc/4 + m^2 Pc/4 \dots \dots \dots ec. (4)$$

Combinando las potencias de las frecuencias laterales superior e inferior:

$$Pt = Pc + (m^2Pc)/4 \dots \dots \dots ec(5)$$

La ecuación (5) es la expresión general para la potencia total de una envolvente de AM. También se puede observar que la potencia en la USF es igual a la potencia en la LSF. Por lo que,

$$P(LSF) = P(USF) = (m^2Pc)/2 \dots \dots \dots ec. (6)$$

Entonces combinando la potencia de las dos bandas laterales:

$$Psb = [2(m^2Pc)]/4 = m^2Pc/2 \dots \dots \dots ec. (7)$$

Todas las ecuaciones anteriores utilizan los voltajes pico de la portadora y de las frecuencias laterales, y consecuentemente, nos da la potencia pico. Para convertir a rms, simplemente multiplicar cada voltaje por 0.707 ó dividir la potencia pico por 2.

La figura 2.6 muestra el espectro de potencia de una onda AM DSBFC. Se observa que con 100% de modulación, la máxima potencia en la USF o la LSF es igual a solo un cuarto de la potencia de la portadora. Esto es, la potencia máxima total de las bandas laterales P(USF)+P(LSF) es igual a la mitad de la potencia de la portadora. Esto es una desventaja significativa de la transmisión AM DSBFC; la información está contenida en las frecuencias laterales, esto es la mayor parte de la potencia de la envolvente es desperdiciada en la portadora. Actualmente, la potencia en la portadora no es totalmente desperdiciada, esto permite el uso de demoduladores simples y baratos en el receptor usando solamente un diodo, lo que es una ventaja predominante de la AM DSBFC.

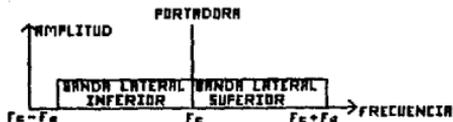


Figura 2.6. Espectro de Potencia para una onda AM DSBFC.

## 2.7 Sistemas de comunicación con banda lateral única

En comunicaciones convencionales de AM DSBFC, al menos dos tercios de la potencia transmitida está en la portadora. Sin embargo, no hay información en la portadora, la información se encuentra en las bandas laterales. También la información contenida en la banda lateral superior es idéntica a la información contenida en la banda lateral inferior. Por lo que, la transmisión de las dos bandas es redundante. Consecuentemente, la AM convencional es ineficiente en potencia y ancho de banda, las cuales son dos de las más importantes consideraciones cuando se diseñan sistemas de comunicación.

Hay muchos diferentes tipos de sistemas de comunicación de banda lateral. Algunos conservan ancho de banda, algunos otros conservan potencia, otros conservan anchos de banda, algunos otros conservan ambas cosas. La figura 2.7 compara el espectro de frecuencia y la distribución de potencia relativa para AM convencional y varios de los sistemas más comunes de banda lateral única (SSB).

A continuación se citan algunos de estos sistemas explicando solo los que son más utilizados.

### 2.7.1 AM de Banda lateral única y portadora completa

Una AM con banda lateral única y portadora completa (SSBFC) es una forma de modulación de amplitud en la cual la portadora es transmitida con toda su potencia, pero una de las bandas laterales es suprimida. Por lo que, la transmisión SSBFC requiere solo de la mitad del total de ancho de banda de una AM convencional. El espectro de

pequeño porcentaje del total de potencia de la señal para la transmisión de información (esto es, las bandas laterales).

La figura 2.8 muestra la envolvente para una onda SSBFC con 100% de modulación para una señal modulante de frecuencia fija. Se observa que la forma de onda de la SSBFC es idéntica a la onda de doble banda lateral modulada al 50%. Recordando que los picos máximos positivo y negativo de una envolvente de AM convencional ocurre cuando la portadora y las dos frecuencias laterales están en sus respectivos picos al mismo tiempo, y el cambio pico de la envolvente de AM convencional ocurre cuando la portadora y las dos frecuencias laterales están en sus respectivos picos al mismo tiempo, y el cambio pico de la envolvente es igual a la suma de las amplitudes de las frecuencias laterales superior e inferior. Con transmisión de banda lateral única hay solo una frecuencia lateral en adición con la portadora.

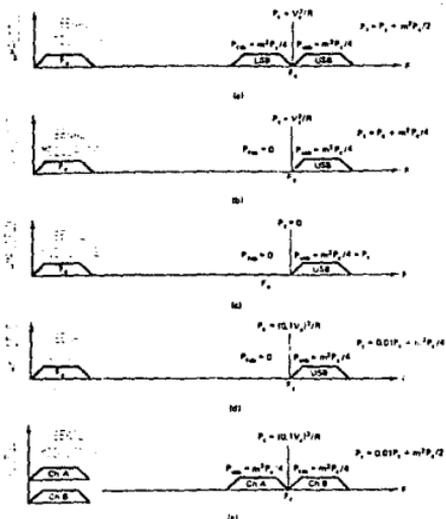


Figura 2.7. Sistemas de banda lateral única (a) AM DSBFC convencional (b) banda lateral única con portadora completa; (c) banda lateral única con portadora suprimida; (d) banda lateral única con portadora reducida; (e) banda lateral independiente.

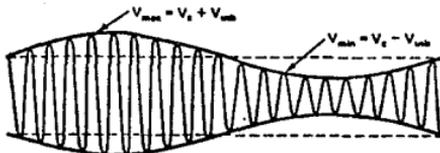


Figura 2.8 Forma de onda de una SSBFC, con 100% de modulación

Por lo tanto, las excursiones positivas y negativas en la envolvente son sólo la mitad que con la transmisión de doble banda lateral. Consecuentemente, con transmisión de banda lateral única y portadora completa, las señales demoduladas tienen sólo la mitad de la amplitud comparandolas con las señales demoduladas con transmisión de doble banda lateral. De este modo se hace un trueque con la SSBFC.

La SSBFC requiere menos ancho de banda que la DSBFC, pero también produce una señal demodulada de menor amplitud. Si el ancho de banda es reducida a la mitad, el ruido total es reducido en 3dB. Sin embargo, si una banda lateral es eliminada, la porción de potencia de la información de la onda es también reducida a la mitad. Consecuentemente la relación S/N es la misma. Con SSBFC, la relación de repetición de la envolvente es la frecuencia de la señal modulante. Por lo tanto, la información está contenida en la forma de la envolvente modulada.

#### 2.7.2 AM de banda lateral única con portadora suprimida (SSBSC)

Es una forma de modulación de amplitud en la cual la portadora es totalmente suprimida y una de las bandas laterales es eliminada. Por lo que, la SSBSC requiere como máximo la mitad del ancho de banda que la AM convencional y considerablemente menos potencia de transmisión. El espectro de frecuencia y la distribución relativa de potencia para SSBSC son mostrados en la figura 2.7c. Se puede ver que la potencia de la banda lateral (Psb) contiene el 100% de la potencia total transmitida. La figura 2.9 muestra una forma de onda SSBSC para una señal modulante de frecuencia fija. Como se puede ver, la forma de onda no es una envolvente; es simplemente una frecuencia fija

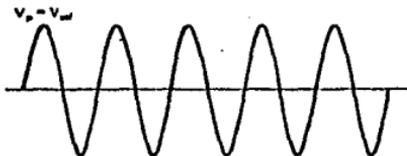


Figura 2.9 Forma de onda de una señal SSBSC

### 2.7.3 Comparación de banda lateral única con AM convencional

La conservación del ancho de banda es una ventaja obvia de la transmisión por banda lateral única con respecto a la modulación convencional de AM con doble banda lateral. La transmisión de banda lateral única requiere solo la mitad del ancho de banda de la AM convencional, y también que la banda lateral única conserva la potencia de transmisión. Sin embargo la potencia de transmisión necesaria para producir una relación dada de señal a ruido ( $S/N$ ), es un medio de comparación conveniente entre los requerimientos de potencia y el relativo comportamiento de los sistemas de AM convencional y los de banda lateral. La  $S/N$  recibida determina el grado de inteligibilidad de la señal recibida.

POTENCIA PICO DE ENVOLVENTE (PEP) Es la portadora RMS desarrollada en la cresta de la envolvente de modulación. Con AM convencional, la envolvente contiene 1 unidad de potencia portadora y 0.25 unidades de potencia de cada banda lateral para un total transmitido  $PEP=1.5$  unidades. Una transmisión por banda lateral única a 0.5 unidades PEP producirá la misma relación  $S/N$  a la salida del receptor, que una transmisión de 1.5 unidades PEP con bandas laterales de un sistema de AM convencional.

En otras palabras, es observado el mismo comportamiento con SSB usando solo un tercio de la potencia transmitida. La tabla 2 compara la AM convencional con la banda lateral única para una señal modulante de frecuencia fija. Los vectores de voltaje para los requerimientos de potencia establecidos son mostrados en esta figura.

Se puede ver que se requiere de 0.5 unidades de voltaje para banda lateral y 1 unidad para la portadora con AM convencional para un total de 2 PEV (unidades de envolvente pico en volts) y solo 0.7 PEV para banda lateral única.

La envolvente de radiofrecuencia (RF) para AM y la transmisión de banda lateral única son también mostradas.

La señal demodulada a la salida del receptor de AM de las bandas laterales superior e inferior, las cuales son iguales a 1 unidad PEV. Para recepción de banda lateral la señal demodulada es  $0.707 (1) = 0.7$  PEV.

Si el voltaje de ruido para AM convencional es arbitrariamente seleccionado como 0.1 V/KHz, el ruido del voltaje para una forma de onda de banda lateral única con la mitad del ancho de banda es 0.7 V/KHz. Consecuentemente, la S/N desarrollada por una banda lateral única es igual que la de AM convencional

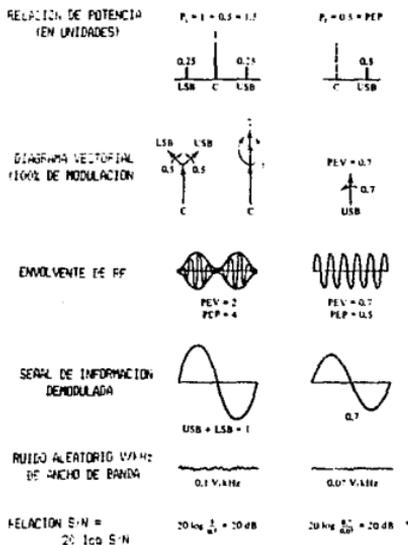


TABLA 2.1 AM convencional VS. Banda lateral única

## 2.8 Transmisión por modulación Angular. Modulación de Frecuencia (FM) y Modulación de fase (PM)

En una señal analógica pueden ser variadas tres propiedades: su amplitud, su frecuencia, o su fase. La FM y la PM son dos formas de modulación angular.

**Modulación Angular.** Resulta cuando la fase angular ( $\theta$ ) de una onda senoidal es variada con respecto al tiempo. Una onda modulada angularmente se expresa matemáticamente como:

$$M(t) = V_c \cos [W_c t + \theta(t)]$$

donde:

- M(t) - portadora modulada angularmente
- V<sub>c</sub> - amplitud pico de la portadora (V)
- W<sub>c</sub> - frecuencia de portadora,  $2\pi F_c$
- $\theta(t)$  - modulación angular (rad)

Con modulación angular es necesario que  $\theta(t)$  sea una función de la señal modulante. Por lo que, si V(t) es la señal modulante la modulación angular es expresado matemáticamente como:

$$\theta(t) = F[V(t)]$$

donde V(t) es la señal modulante = V<sub>a</sub> sen Wat

En esencia, la diferencia entre FM y PM radica en cual de sus propiedades (la frecuencia o la fase) son variadas directamente por la señal modulante. Cuando la frecuencia de la portadora es variada, la fase es también variada y viceversa. Por lo que la FM y la PM pueden ocurrir a la vez cuando la modulación angular es desarrollada. Si la frecuencia de la portadora es variada directamente de acuerdo con la señal modulante, la modulación resultante es FM. Si la fase de la portadora es variada de acuerdo con la señal modulante, resulta la PM.

La figura 2.10 muestra la forma de onda de una portadora senoidal donde la frecuencia está cambiando con respecto al tiempo. cuando el periodo (T) de una onda senoidal es cambiado, la fase y la frecuencia cambian, y si los cambios son continuos no es por mucho tiempo una frecuencia fija. Se puede ver que la forma de una onda resulta y comprende la frecuencia de la portadora original y un número infinito de frecuencias laterales. El cambio de una frecuencia es llamado la desviación de frecuencia ( $\Delta F$ ) y el cambio en la fase es llamada la desviación de fase ( $\Delta \theta$ ). La desviación de frecuencia es el desplazamiento relativo de la frecuencia de la portadora, y la desviación de fase es el desplazamiento angular relativo de la portadora con respecto a una fase de referencia.

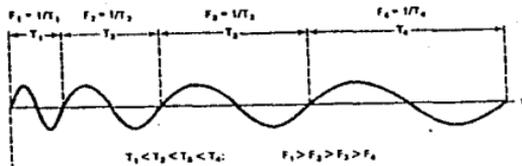


Figura 2.10 Frecuencia cambiante con el tiempo.

La figura 2.11 muestra una portadora senoidal en la cual la frecuencia  $F$  es cambiada (desviada) sobre un periodo de tiempo ( $t$ ). Después de  $t$  segundos, la frecuencia ha cambiado  $\Delta F$  hertz y es ahora  $F - \Delta F$ . La fase también ha cambiado  $\Delta \theta$  radianes.

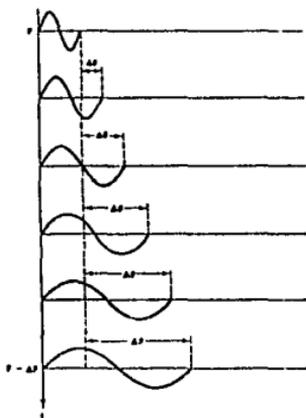


Figura 2.11 Fase cambiante con la frecuencia.

La diferencia entre la FM y la PM es más fácil de entender definiendo cuatro términos: Fase instantánea, desviación de fase instantánea, frecuencia instantánea y desviación de frecuencia instantánea.

Fase instantánea: La fase instantánea es la fase precisa de la portadora en un determinado tiempo y es expresado matemáticamente como:

$$\text{Fase instantánea} = Wc t + \theta(t) \quad \text{rad}$$

donde:

$$Wc t = 2\pi \text{ (rad/ciclo) (F ciclos/seg) (tseg) } = 2\pi Ft \text{ rad}$$

$$\theta(t) = \text{rad}$$

Desviación de fase instantánea: La desviación instantánea es el cambio instantáneo en la fase de la portadora en un tiempo dado y es expresado matemáticamente como:

$$\text{desviación instantánea de fase} = \theta(t) \text{ rad}$$

Frecuencia instantánea: La frecuencia instantánea de una portadora modulada angularmente es la frecuencia precisa de la portadora en un tiempo dado y es definida como la primera derivada con respecto al tiempo de la fase instantánea. En términos de la ecuación anterior, la frecuencia instantánea es expresada matemáticamente como:

$$\text{Frecuencia inst.} = d/dt [Wc t + \theta(t)] = Wc + \theta'(t) \quad \text{rad/s}$$

donde:

$$Wc = (2\pi \text{ rad/ciclo})(F \text{ ciclos/seg}) = 2\pi F \quad \text{rad/s}$$

$$\theta'(t) = \text{rad/seg}$$

Desviación de Frecuencia Instantánea: Es el cambio instantáneo en la frecuencia de la portadora y es definida como la primera derivada con respecto al tiempo de la desviación instantánea de fase. Por lo tanto, la desviación de fase instantánea es la primera integral de la desviación de frecuencia instantánea. La desviación de frecuencia instantánea es expresada matemáticamente como:

$$\text{desviación de frec. inst.} = \theta'(t) \quad \text{rad/seg}$$

Para una señal modulante  $V(t)$  la modulación de fase y frecuencia son:

$$\text{modulación de fase} = \theta(t) = K V(t) \text{ rad}$$

$$\text{modulación de frecuencia} = \theta'(t) = 2\pi K_1 V(t) \text{ rad/seg}$$

donde  $K$  y  $K_1$  son constantes, iguales a la sensibilidad de desviación de los moduladores. La sensibilidad de desviación es la función de transferencia de la entrada contra la salida del modulador. La sensibilidad de desviación para un modulador PM es:

$$K = \text{rad/V}$$

y para un modulador FM

$$K_1 = \text{Hz/V}$$

La modulación de fase es la primera integral de la modulación de frecuencia. Por lo tanto:

$$\begin{aligned} \text{PM} = \theta(t) = \theta'(t) &= \int K_1 V(t) = 2\pi K_1 \int V(t) \text{ rad} \\ &= \int 2\pi K_1 V(t) = 2\pi K_1 \int V(t) \end{aligned}$$

Para una señal modulante,  $V_a \cos \omega t$  y sustituyendo en la ecuación principal que define la modulación angular:

$$\text{modulación de fase} = V_c \cos \omega_c t + K V_a \cos \omega t$$

$$\text{mod. de frec.} = V_c \cos [\omega_c t + (2\pi K_1 V_a / \omega) \sin \omega t]$$

Las relaciones matemáticas son dadas en la tabla 2.2 También, son mostradas las ondas de FM y de PM que resultan cuando la señal modulante es una frecuencia fija (senoidal).

#### ECUACIONES PARA PORTADORA MODULADAS POR FASE Y FRECUENCIA

TIPO DE SEÑAL MODULACION	ONDA MODULANTE	ONDA MODULADA ANGULARMENTE M(t)
(a) FASE	$V(t)$	$V_c \cos[\omega_c t + K V(t)]$
(b) FRECUENCIA	$V(t)$	$V_c \cos[\omega_c t + K_1 \int V(t) dt]$
(c) FASE	$V_a \cos \omega t$	$V_c \cos[\omega_c t + K V_a \cos \omega t]$
(d) FRECUENCIA	$-V_a \sin \omega t$	$V_c \cos[\omega_c t + (K_1 V_a / \omega) \cos \omega t]$
(e) FRECUENCIA	$V_a \cos \omega t$	$V_c \cos[\omega_c t + (K_1 V_a / \omega) \sin \omega t]$

TABLA 2.2

#### 2.9 Formas de onda de FM y PM

La figura 2.12 ilustra la modulación de fase y frecuencia de una portadora senoidal por una señal modulante de frecuencia fija. Se puede ver que la forma de onda de la PM y FM son idénticas excepto en su relación con el tiempo (fase). Es imposible distinguir una forma de onda de FM de una forma de onda de PM si conocer las características de la señal modulante. La fig. 2.12a muestra la portadora no modulada y la figura 2.12b la señal modulante (una onda coseno).

La fig. 2.12c muestra la onda de frecuencia modulada cuya frecuencia instantánea es proporcional a la señal modulante. Se observa que la desviación de frecuencia es máxima en los picos positivos y negativos de la señal modulante y mínimo cuando cruza por cero (la desviación de frecuencia es proporcional a la señal modulante, más específicamente, la amplitud de la señal modulante).

También se observa en la fig. 2.12d que la desviación de frecuencia es máxima cuando cruza por cero la señal modulante y mínimo en los picos positivos y negativos (la desviación de frecuencia es proporcional a la pendiente de la señal modulante). Por lo tanto, para la forma de onda de una señal modulada en fase, la desviación de frecuencia es proporcional a la forma de onda mostrada en la figura 2.12e, la cual es una onda cosenoidal (la primera derivada con respecto al tiempo de la señal modulante. Note que las amplitudes de las formas de onda de la FM y PM permanecen constantes. Por lo que se puede concluir lo siguiente:="

1. Con modulación de Frecuencia, la frecuencia instantánea es proporcional a la señal modulante y la fase instantánea es proporcional a la primera integral con respecto al tiempo de la señal modulante.

2. Con modulación de fase, la fase instantánea es proporcional a la señal modulante y la frecuencia instantánea es proporcional a la primera derivada con respecto al tiempo de la señal modulante.

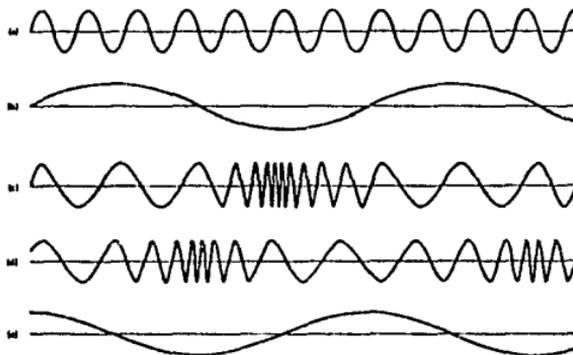


Figura 2.12 Modulación de frecuencia y fase de una portadora senoidal por una frecuencia modulante senoidal (a) portadora No modulada (b)señal modulante (c) Señal de frecuencia modulada (d) Señal modulada por fase (e) primera derivada de la señal modulante.

## 2.10 Desviación de Frecuencia

La desviación de frecuencia  $F$  es el cambio en frecuencia que ocurre en la portadora cuando ésta es actuada por la señal modulante. De la figura 2.12 se puede ver que  $F$  es proporcional a la amplitud de la señal modulante  $V_a$ , y la relación a la que ocurren los cambios de frecuencia es igual a la frecuencia ( $F_a$ ) de la señal modulante. La desviación de frecuencia es dada típicamente como una desviación pico de frecuencia en hertz. La desviación de frecuencia pico a pico es algunas veces llamada oscilación de portadora. La desviación de frecuencia es una función de la sensibilidad de desviación del modulador y de la amplitud de la señal modulante. Matemáticamente,  $\Delta F$  es:

$$\Delta F = 2\pi K_1 V_a$$

$$\delta \quad \Delta F = (2\pi K_1 V_a)/2\pi \text{ rad} = K_1 V_a \text{ F Hz}$$

donde:  $V_a$  - amplitud pico de la señal modulante (V)  
 $K_1$  - sensibilidad de desviación (Hz/V)

## 2.11 Índice de Modulación

Comparando las expresiones de las ondas moduladas angularmente de tipo c, d, y e de la tabla 2.2 muestra que la fórmula de la modulación de frecuencia es dada con una señal modulante senoidal puede escribirse en forma general como:

$$M(t) = V_c \cos [W_c t + \theta(t)]$$

$\delta$

$$M(t) = V_c \cos (W_c t + m \cos W_a t)$$

donde:

$\theta(t) = m \cos W_a t$  - desviación de fase instantánea  
 $m$  - índice de modulación  
 $m = K_1 V_a$  - para modulación de fase

$$m = (2\pi K_1 V_a)/W_a = (2\pi K_1 V_a)/2\pi F_a = (K_1 V_a)/F_a \quad \text{para FM}$$

donde:  $F_a$  - frecuencia de la señal modulante  
 $W_a$  - velocidad angular de la señal modulante

Por lo que para PM:

$$m = (\text{rad/V})(V_a) = \text{rad}$$

y para FM:

$$m = [(2\pi \text{Frad/V})(V_a)]/2\pi F_a \text{ rad} = \Delta F/F_a \quad \text{adimensional}$$

$\theta(t)$  es la desviación de fase instantánea y de la ecuación:  $M(t) = V_c \cos (W_c t + m \cos W_a t)$  se puede ver que  $\theta(t)$  es una función de  $\cos W_a t$ . Por lo que, la desviación de fase varía en una relación igual a  $W_a$  (la frecuencia de la señal modulante) y alcanza un valor pico máximo  $K_1 V_a$  para PM y  $K_1 V_a/W_a$  para FM. Por lo que para PM,  $m$  es la desviación pico de fase y es llamado el índice de modulación.

Para FM, el índice de modulación es adimensional y es usada para describir la intensidad de modulación. Para las relaciones precedentes se puede ver que en la modulación de fase,  $m$  es independiente de la frecuencia de la señal modulante. Sin embargo, para la modulación de frecuencia  $m$  es inversamente proporcional a la frecuencia de la señal modulante. También para la modulación de fase y frecuencia, el índice de modulación es directamente proporcional a la sensibilidad de desviación ( $K$  ó  $K_1$ ) y la amplitud de la señal modulante ( $V_a$ ). Con FM es más común expresar el índice de modulación como la desviación de frecuencia pico dividida por la frecuencia de la señal modulante.

Matemáticamente el índice de modulación para FM es:

$$m = \Delta F / F_a$$

donde:

$F_a$  - frecuencia de la señal modulante (Hz)

$K_1$  - sensibilidad de desviación (Hz/V)

$F = K_1 V_a$  - desviación de frecuencia pico (Hz)

Si la amplitud de la señal modulante es cambiada, el índice de modulación de FM y la desviación de fase pico cambiarán proporcionalmente. Si la frecuencia de la señal modulante cambia, el índice de modulación FM cambiará de forma inversamente proporcional. Sin embargo, la desviación de fase no es afectada por los cambios en la frecuencia de la señal modulante. Por lo que, bajo idénticas condiciones, FM y PM son indistinguibles para una frecuencia modulante fija; sin embargo, cuando la frecuencia cambia, el índice de modulación de la PM permanece constante, mientras que el índice de modulación de FM aumenta cuando la frecuencia modulante es reducida y viceversa.

### 2.12 Porcentaje de Modulación

Con FM el porcentaje de modulación es simplemente la relación entre la desviación de frecuencia actualmente producida y la máxima desviación de frecuencia permitida por la ley expresada en forma de porcentaje. Matemáticamente el porcentaje de modulación es:

$$\% \text{ Mod.} = \text{Factual} / \text{Fmáximo} \times 100$$

### 2.13 Requerimientos de Ancho de Banda para una onda modulada angularmente

En 1922, J.R. Carson demostró matemáticamente que la modulación de frecuencia no puede ser acomodada en una banda más estrecha que la de AM. Se puede ver que el ancho de banda de una onda modulada angularmente es una función de la frecuencia de la señal modulante y del índice de modulación. Con modulación angular, son producidas múltiples bandas laterales consecuentemente, el ancho de banda puede ser significativamente más ancho con respecto a una onda de AM con la misma señal modulante.

Con una modulación angular de bajo índice, la mayor parte de la señal de información es llevada por el primer juego de bandas laterales y el mínimo ancho de banda requerido es aproximadamente igual al doble de la frecuencia más alta de la señal modulante. Para determinar el ancho de banda de una señal de alto índice se utiliza un método llamado aproximación casi-estacionaria.

Con esta aproximación, se asume que la señal modulante está cambiando muy lentamente. Por ejemplo para un modulador de FM, con una sensibilidad de desviación  $K_f = 2\pi \cdot 2000$  rad por volt segundo y con una señal modulante de 1 Vp, la desviación de frecuencia pico  $F = 2000$  Hz. Si la relación de cambio de la frecuencia de la señal modulante es muy lenta, el ancho de banda es determinado por la desviación de frecuencia pico a pico. Por lo que, para grandes índices, el ancho de banda mínimo requerido es igual a la desviación de frecuencia pico a pico  $\delta$  al doble de la desviación de frecuencia pico.

De aquí que para bajos índices de modulación, el ancho de banda mínimo es aproximadamente:

$$B = 2F_a$$

y para altos índices de modulación, el mínimo ancho de banda es aproximadamente de:

$$B = 2(\Delta F)$$

El ancho de banda actualmente requerido para pasar todas las bandas laterales significativas de una onda modulada angularmente es igual a dos veces el producto de la señal más alta modulante y el número de bandas laterales significativas determinadas por la tabla de funciones de Bessel.

Matemáticamente, la regla para determinar el ancho de banda de una onda modulada angularmente usando la tabla de Bessel es:

$$B = 2(n \times F_a)$$

donde:

- n - número de bandas significativas
- $F_a$  - Frecuencia más alta de la señal modulante

Carson estableció una regla general para estimar el ancho de banda para todos los sistemas de modulación angular independientemente del índice de modulación. Esta regla es llamada Regla de Carson, la cual aproxima el ancho de banda mínimo de una onda modulada angularmente como el doble de la suma de la desviación de frecuencia pico y la frecuencia más alta de la señal modulante. Matemáticamente la regla de Carson es:

$$B = 2(\Delta F + F_a)$$

donde:

- $\Delta F$  - es la desviación de frecuencia pico
- $F_a$  - frecuencia más alta de la señal modulante

El ancho de Banda actual requerido es una función de la forma de onda de la señal modulante y de la calidad deseada para la transmisión.

## 2.14 Modulación de pulsos: Modulación por anchura de pulsos PWM Modulación por posición de Pulsos PPM y Modulación por Codificación de Pulsos.

Para transmitir una señal  $f(t)$  de banda limitada a  $F_m$  Hz, sólo se necesita transmitir la información sobre sus valores de muestra a intervalos de  $1/2f_m$  segundos. Se verá una forma de conseguir esto usando PAM y haciendo que las amplitudes de un tren de pulsos de ancho constante y equidistantes varíen en proporción a  $f(t)$ .

Un método de modulación alterno es variar algún parámetro en la regulación de cada pulso para conducir la información. La modulación por regulación de pulso puede obtenerse de varias formas, aunque los principios básicos son los mismos. Aquí se verán sólo dos tipos específicos.

Uno de ellos emplea pulsos de amplitud constante cuyo ancho es proporcional a los valores de  $f(t)$  en los instantes de muestreo. A este tipo de modulación se llama Modulación de Ancho de Pulso (PWM). Otra posibilidad es mantener constantes la amplitud y el ancho de los pulsos y variar su posición en proporción a los valores de  $f(t)$  en los instantes de muestreo. Esto se designa como Modulación de posición de pulso (PPM). En la figura 2.13 se muestran las ondas PAM, PWM y PPM para una función  $f(t)$  dada.

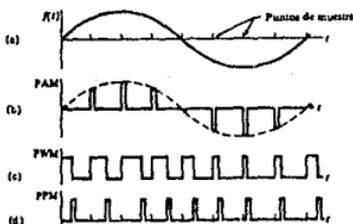


Figura 2.13. PAM, PWM y PPM

Los distintos tipos de modulación de regulación de pulso están estrechamente relacionados entre sí y pueden derivarse unos de otros. En general, la relación entre la modulación de regulación de pulso y la modulación de ángulo es análoga a la de PAM entre AM. De hecho, uno de los métodos para generar PM o FM de banda ancha es generar antes PWM o PPM.

En PWM, la señal  $f(t)$  se muestrea periódicamente a razón lo bastante rápida como para satisfacer los requisitos del teorema de muestreo. En cada instante de muestra se genera un pulso de amplitud fija y ancho proporcional a los valores muestreados de  $f(t)$ , asignando un ancho mínimo al mínimo de  $f(t)$ . La variación del ancho a partir de es proporcional a  $f(t)$ , definiéndose una constante de proporcionalidad  $K_1$ . La duración del pulso debe ser menor que la porción de tiempo asignada a una muestra, dejando usualmente un tiempo de guardia adicional. En la figura 2.13c, la modulación está en el borde de salida de cada pulso.

Entre las desventajas de la PWM está la necesidad de detección de ambos bordes del pulso y un tiempo de guardia relativamente largo. Los efectos de los transitorios de la señal introducidos en el sistema puede variar con el ancho del pulso causando un comportamiento no uniforme.

Sólo los bordes de salida de las ondas PWM contienen la información moduladora. Por tanto la información puede conducirse enviando sólo estas marcas de tiempo. En la PPM, éstas se envían como pulsos de ancho y amplitud constante, como se ve en la figura 2.12d. El mínimo retraso del pulso se usa para designar el mínimo valor de  $f(t)$  y el cambio de retraso es proporcional a la señal moduladora. La constante de proporcionalidad es  $K_1$ . Aunque generalmente más eficiente que la PWM para comunicaciones el uso de PPM requiere de un método de restaurar la sincronización del reloj. Por el contrario, tanto la PAM como la PWM son "autosincronizables", es decir, la sincronización del reloj está presente en la onda modulada.

La Modulación por amplitud de pulso PAM y la Modulación por codificación de pulsos están relacionadas entre sí, es decir, para llevar a cabo PCM primero se debe realizar una modulación PAM.

La Modulación por Pulsos Codificados PCM, la Modulación por Cuadratura de Amplitud y la Modulación por corrimiento de fase PSK ampliamente usadas en las transmisiones digitales de alta capacidad (hasta 1920 ó más canales telefónicos) se tratarán ampliamente en los capítulos 4,5 y 6 de este trabajo.

**CAPITULO III. PRINCIPIOS DE ENLACES ANALOGICOS.  
MEDIDAS PARA PUESTA A PUNTO DE UN ENLACE**

**3 Mediciones en banda base.**

Como se explicó en el capítulo 1 de este trabajo, banda base es la información a transmitir y que proviene del Múltiplex ya modulada, y que en nuestro radio se modula y convierte primeramente a Frecuencia Intermedia y después a Radio Frecuencia para poder ser transmitida en el aire que es el medio de transmisión de nuestro interés.

En la rama de las microondas, se conoce como mediciones de banda base a aquellas que permiten observar y analizar directamente las distorsiones que ha sufrido la señal multicanal.

Existe una gran variedad de agrupaciones de canales telefónicos: en la tabla 3.1 se muestran los arreglos utilizados en la conformación de banda base telefónica.

Número de canales telefónicos	Ancho de Banda en KHz
12	12 - 60
24	12 - 108
36	12 - 156
48	12 - 204
60	60 - 300
120	60 - 552
132	12 - 552
240	60 - 1052
252	12 - 1052
300	60 - 1300
420	60 - 1796
600	60 - 2660
960	60 - 4028
1200	316 - 5564
1500	316 - 7284
1800	316 - 8204
2100	316 -10162
2400	316 -11404
2700	316 -12360

TABLA 3.1

**3.1 Medición de respuesta de amplitud de la banda base.**

La medición de respuesta de amplitud de la banda base es fundamentalmente la medida de desviación de la característica de amplitud de la banda base respecto a la frecuencia, dentro de un ancho de banda determinado por el número de canales telefónicos.

En el caso ideal esta respuesta sería plana, sin embargo en la realidad siempre se tienen variaciones en la amplitud debido a distorsiones introducidas al procesar la señal a través de un radioenlace por microondas (ver la figura 3.1).

Ciertas no linealidades en las secciones de Frecuencia Intermedia causan variaciones en la respuesta de amplitud de la banda base.

Pero el no contar con una respuesta plana también es causa de la respuesta no lineal de amplificadores y componentes de las secciones de BB. Así entonces, la medición de respuesta de la banda base constituye una herramienta fundamental en el análisis de calidad de un sistema.

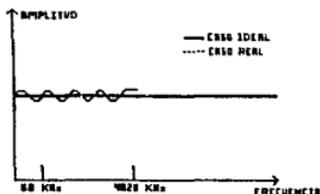


Figura 3.1 Respuesta de amplitud de la Banda Base.

En la figura 3.2 se muestran diagramas a bloques de la técnica de medición de la respuesta de amplitud de la BB en una sección o tramo de propagación de un radioenlace, por medio de un juego de generador y receptor selectivos. Cuando un nivel es medido con un receptor selectivo, tanto el generador como el receptor deben estar sintonizados a la frecuencia de la señal deseada. La gráfica de respuesta en amplitud de la BB, efectuada por medio de sintonía manual toma demasiado tiempo en realizarse; por consiguiente se utiliza una sintonía automática entre el generador y el receptor selectivos, utilizando una señal de control entre éstos.

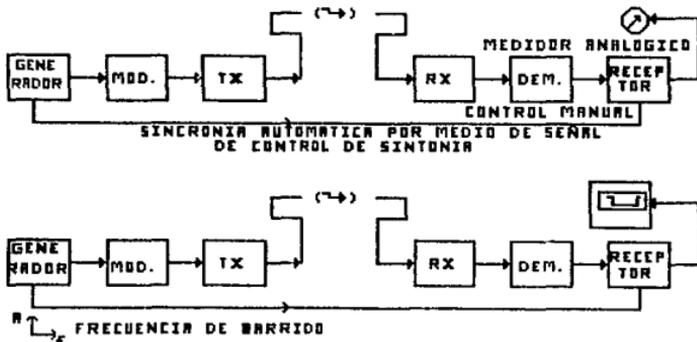


Figura 3.2 Diagramas a bloques de la medición de respuesta en amplitud de la Banda base (BB).

Otra forma de optimizar el tiempo de la medición es utilizando una frecuencia de barrido, donde la frecuencia del generador se desliza periódicamente a través de un rango preestablecido. La tensión de salida del receptor es utilizada para la deflexión vertical de un osciloscopio, mientras que para la deflexión horizontal se puede emplear una muestra de la frecuencia de barrido, de tal forma que obtenemos en la pantalla del osciloscopio la curva de amplitud de la BB. La medición de respuesta amplitud/frecuencia de la banda base puede efectuarse de dos formas: a) en línea y b) en lazo cerrado; como se puede ver en la figura 3.3.

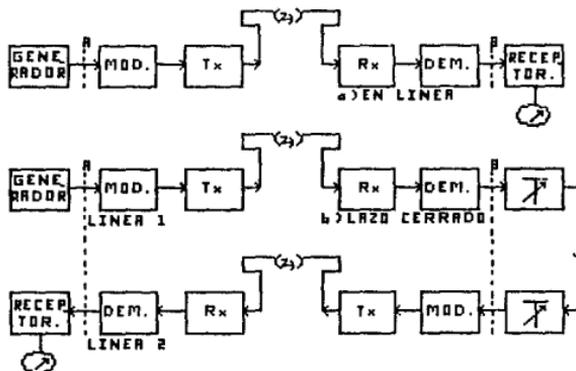


Figura 3.3 Medición de la respuesta amplitud/frecuencia: a) en línea y b) en lazo cerrado.

La medición de lazo cerrado nos permite la comodidad de efectuar las pruebas desde una estación terminal, ubicando tanto el generador como el receptor en la misma localidad. Sin embargo, la desventaja de esta configuración es la necesidad de utilizar dos líneas entre los puntos "A" y "B" (fig. 3.3), siendo en ocasiones difícil identificar cual de las dos líneas presenta problemas. Por tanto, para asegurar el éxito en los resultados es preferible efectuar la medición empleando solo una línea, aunque ello implique colocar el generador en una localidad y el receptor en la otra.

Por otra parte, una medición en línea inhabilita el sistema; en otras palabras, el tráfico telefónico del sistema se suspende durante el tiempo de pruebas. Para evitar este problema es necesario acoplar el generador y el receptor de nivel a una señal de prueba cuya frecuencia corresponda con el espacio existente entre los dos canales telefónicos, como se observa en la figura 3.4.

En las mediciones explicadas anteriormente el equipo de medición, generador y receptor de nivel, puede ser operado en banda ancha ó selectivamente.

Para el caso de que la medición se efectúe en banda ancha, debe de tomarse en cuenta que debido a la falta de selectividad, productos de mezcla no pueden ser separados y tensiones de interferencia son inducidas en la lectura, siendo difícil la medición de señales de bajo nivel por la presencia de ruido alto debido a esos productos de mezcla.

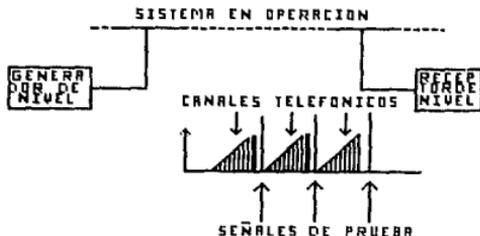


Figura 3.4 Medición de la respuesta amplitud/frecuencia de la banda base, con tráfico en el sistema.

Si la medición se efectúa en forma selectiva, la frecuencia deseada puede ser filtrada de una mezcla de frecuencias y el efecto de ruido es menor, de tal forma, que niveles muy pequeños pueden ser medidos.

Lo anterior debe considerarse antes de efectuar la medición, siendo necesario que el técnico especializado conozca los niveles de la banda base del equipo en particular, así como las tolerancias de desviación de la banda base proporcionadas por el fabricante.

### 3.2 Medición de linealidad y Ganancia Diferencial

La *linealidad* de la banda base, también conocida como la no linealidad del modulador/demodulador, es una medida de la habilidad del modem para actuar como un transductor lineal en el proceso de modulación en frecuencia, es decir, que a cambios de nivel de la señal de banda base a la entrada de un modulador, debe de corresponder a cambios lineales de frecuencia de la portadora de FI.

En la entrada de un modulator debe corresponder cambios lineales de nivel de la banda base a la salida del demodulador.

En la realidad, la característica de amplitud de BB/desviación de FI no será lineal, y es probable que tenga una forma semejante a la que se muestra en la figura 3.6. Una buena medida de la no linealidad de esta característica es tomar la primera derivada de la misma (ver figura 3.7). Por esta razón, a esta medición se le conoce como respuesta derivada.

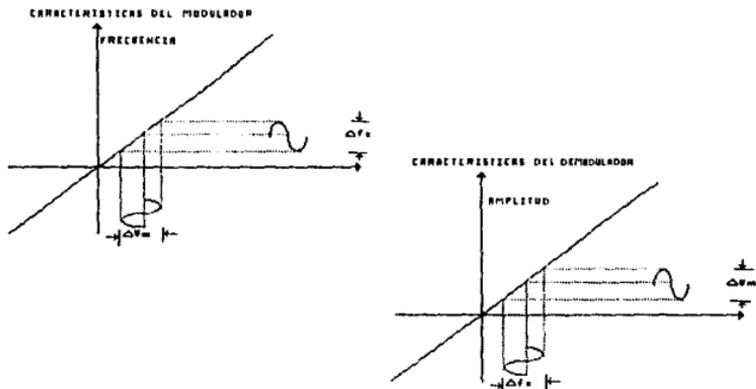


Figura 3.5 Característica ideal del modem

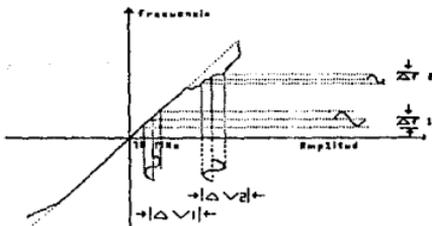


Figura 3.6 Ejemplo de una característica real de un Modem.

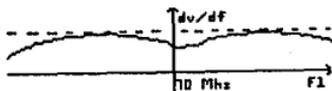


Figura 3.7 Linealidad de BB o respuesta derivada

La ganancia diferencial se define como la diferencia en ganancia que experimenta una señal de bajo nivel y alta frecuencia sobrepuesta en otra de alto nivel y baja frecuencia, entre dos instantes de la excursión de la segunda (ver figura 3.8)

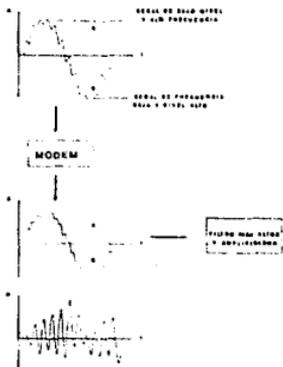


Figura 3.8 Concepto de Ganancia Diferencial

La linealidad de la BB y la Ganancia Diferencial están íntimamente relacionadas ya que ambas tienen que ver con cambios de amplitud en la señal de BB. La linealidad de los modems es independiente en gran medida de la frecuencia de la BB, sin embargo, algunos modems tienen secciones integradas de FI que introducen distorsión en la señal de BB, tal que esta distorsión depende

fuertemente de la frecuencia. Esta forma de distorsión en FI puede ayudar a cancelar o añadir no linealidades en el modem.

Por lo tanto, si queremos medir la linealidad de la banda base, debida únicamente al modem, es entonces conveniente utilizar una señal de BB de frecuencia relativamente baja, tal que reduzca la distorsión introducida por la sección de FI. No obstante, si queremos medir la linealidad del modem y de la sección de FI, entonces habremos de usar el concepto de ganancia diferencial, utilizando señales de BB de frecuencias relativamente altas.

Consideremos una portadora de FI ( $f_c$ ) modulada por una señal de banda base ( $f_m$ ) la cual origina una desviación  $\Delta f_c$ . Dejemos que esta señal entre a un demodulador con la característica mostrada en la figura 3.5. A la salida del demodulador habrá un nivel fijo de DC alrededor del cual la señal de BB varía por  $\Delta V_m$ . La derivada de la amplitud en función de la frecuencia es:  $dV_m/df_c$ ; si  $\Delta V_m$  y  $\Delta f_c$  son suficientemente pequeños, podemos decir que:

$$dV_m/df_c = \Delta V_m / \Delta f_c$$

Por lo tanto, si utilizamos una desviación fija  $\Delta f_c$  y medimos  $\Delta V_m$  entonces obtenemos la derivada de la característica a una frecuencia  $f_c$ .

Si ahora desplazamos  $f_c$  senoidalmente a través de la banda de FI y mostramos la señal demodulada de BB en relación a la frecuencia de FI, la presentación es la respuesta derivada ó la no linealidad del demodulador.

El diagrama a bloques de la figura 3.9 nos muestra la medición de linealidad del modulador/demodulador.

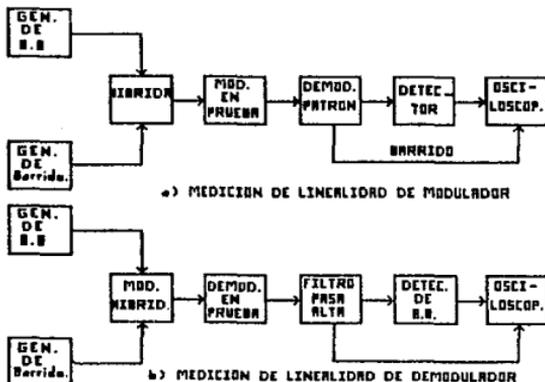


Figura 3.9 Medición de linealidad de a) Modulador y B) Demodulador.

En la medición de linealidad del modulador, la híbrida combina una señal conocida de BB de bajo nivel y alta frecuencia que proviene del generador de banda base, con una señal de alto nivel y baja frecuencia que proviene del generador de barrido [ $V_a(t) + V_m(t)$ ].

La señal compuesta a la salida del circuito híbrido se aplica a la entrada del modulador (véase figura 3.9).

La salida resultante del modulador es una frecuencia modulada de FI la cual está siendo barrida a través de la banda de FI. Esta señal de FI es entonces demodulada y la señal compuesta de BB + barrido se recupera. Un filtro pasa-altos permite que solamente pase la señal de banda base al detector. La banda base detectada se pasa entonces a un osciloscopio que muestra las variaciones de amplitud de la BB (ver formas de onda de la figura 3.10).

La medición de ganancia diferencial se efectúa de la misma forma antes mencionada, diferenciándose únicamente la frecuencia del tono de prueba de la banda base. Para mediciones de linealidad, generalmente se utilizan tonos de prueba de banda base: 83,200 y 500 KHz.

Para mediciones de Ganancia diferencial se utilizan tonos de prueba de banda base de: 1, 2, 3.58 y 4.43 MHz y la frecuencia del barrido generalmente es de 50 ó 60 Hz.

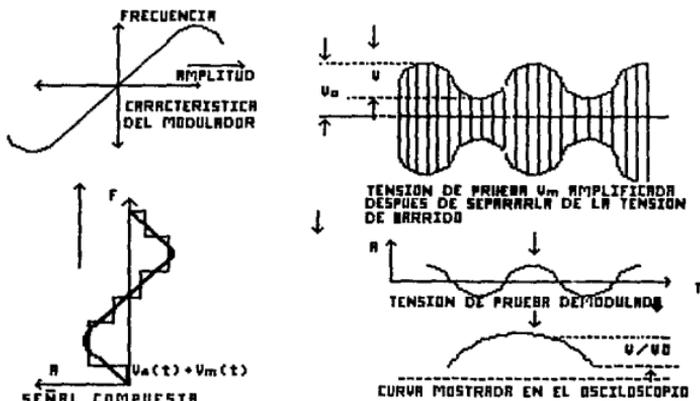


Figura 3.10 Formas de onda en la medición de linealidad de un modulador

### 3.2.1 Medición de Retardo de Grupo y Fase Diferencial

El retardo de grupo es una medida de las distorsiones de fase que ocurren en las señales de banda base, debido a variaciones en el tiempo de tránsito de las mismas al procesarse en un medio de transmisión.

Para comprender mejor la definición anterior, es conveniente comentar que el tiempo de tránsito "T", es el tiempo requerido por una señal para viajar a través de un medio de transmisión y está dado por la relación del corrimiento de fase ( $\phi$ ) y la frecuencia angular ( $\omega$ ).

$$T = \phi/\omega$$

De acuerdo con la fórmula anterior, el tiempo de tránsito dependerá de la característica fase/frecuencia del sistema de transmisión. Para un tiempo de tránsito constante esta característica debe ser como se muestra en la figura 3.11

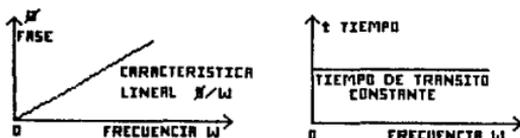


Figura 3.11 a) Característica lineal fase/frecuencia angular.  
b) Tiempo de tránsito constante.

En la práctica el tiempo de tránsito rara vez es constante y por lo tanto la característica de fase/frecuencia no puede ser lineal. Si derivamos la característica de fase/frecuencia, obtenemos la respuesta de retardo de grupo ( $T_g$ ).

$$T_g = d\phi / d\omega$$

donde:

$T_g$  - retardo de grupo.

Por otra parte, la fase diferencial se define como la diferencia en corrimiento de fase experimentada por una señal sobre puesta de bajo nivel y alta frecuencia (banda base), en dos instantes de la excursión de amplitud de una señal de baja frecuencia. Fase diferencial es, por lo tanto una medida de intermodulación a dos frecuencias específicas.

De acuerdo con lo anterior, la distorsión de retardo de grupo y fase diferencial están estrechamente relacionadas, ya que ambas involucran distorsión de fase de la señal de banda base. También ambas son medidas utilizando la misma técnica: una señal de banda base de alta frecuencia sobrepuesta a una señal de barrido de baja frecuencia. La única diferencia entre mediciones de distorsión de retardo de grupo y de fase diferencial es la frecuencia del tono de prueba.

En la figura 3.12 se muestra el diagrama a bloques de las mediciones de distorsión de retardo de grupo y fase diferencial, en la cual se observa que un modulador patrón de la parte transmisora del equipo de medición se modula por una señal de BB y por una señal de barrido, para obtener la señal conjunta de BB + barrido (ver fig. 3.10).

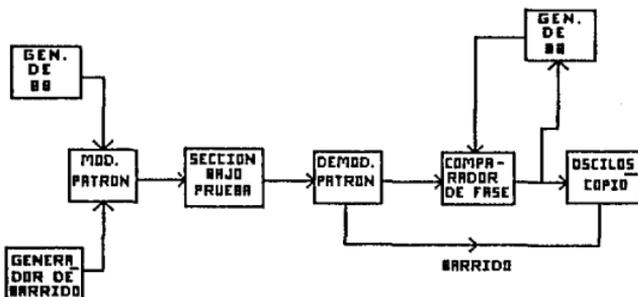


Figura 3.12 Medición de retardo de grupo y fase diferencial

Después de pasar la señal conjunta a través de la sección bajo prueba se demodula y se aplica a un comparador de fase el cual está alimentado en la otra rama por un generador de banda base con características idénticas al del generador de la parte transmisora del juego de medición; una tensión proporcional al retardo de grupo o a la fase diferencial se aplica al osciloscopio para mostrarnos la curva característica de retardo de grupo o fase de la sección bajo prueba, en función de la frecuencia del tono de prueba empleado.

Para mediciones de retardo de grupo generalmente se utilizan frecuencias de: 83,200 y 500 KHz del tono de prueba; y para la fase diferencial se utilizan frecuencias de: 1, 2, 3.58 y 4.43 MHz. La frecuencia del barrido, es generalmente de 50 ó 60 Hz.

### 3.2.2 Medición de la sensibilidad del demodulador

La función del demodulador de frecuencia es la de extraer la señal, de banda base, de la portadora de FI (70 MHz) por medio de la técnica de discriminación de frecuencias, de tal forma que las variaciones de nivel  $V_m$  de la señal de banda base en la salida del demodulador sean proporcionales con las variaciones de frecuencia  $f_c$  de la portadora FI que se aplica en su entrada. De manera que la medida de las variaciones de nivel  $V_m$  producidas por las desviaciones de frecuencia  $f_c$  de la portadora FI es lo que se conoce como la característica de sensibilidad del demodulador, la cual se expresa matemáticamente de la siguiente forma:

$$S_{dem} = X \text{ dBm/Y KHz}$$

Para comprender mejor la definición anterior consideremos el siguiente ejemplo:

Se tiene un demodulador, cuyo dato de sensibilidad que proporciona el fabricante es de  $S = -20 \text{ dBm/100 KHz}$ , de tal forma que si se aplica a la entrada de este demodulador una portadora de FI con una desviación de frecuencia de 100 KHz, deberíamos de esperar un nivel de banda base en su salida de  $-20 \text{ dBm}$ .

El ajuste correcto de la sensibilidad de un demodulador de FM es muy importante, ya que cualquier variación de la pendiente nivel/frecuencia, fuera de su valor nominal, traerá como consecuencia la obtención de niveles de banda base incorrectos, así como adición de ruido.

Para efectuar la medición de sensibilidad de un demodulador se requiere medir las variaciones de los niveles de BB obtenidos en su salida cuando se le aplica a la entrada una portadora de FI con una desviación de frecuencia conocida, teniendo en cuenta el dato de sensibilidad que proporciona el fabricante.

En la figura 3.13 se muestra un diagrama a bloques de la medición de sensibilidad de un demodulador.

Como se aprecia en este diagrama, es necesario contar con un modulador patrón con sensibilidad conocida, de tal forma que éste proporcione una portadora de FI con desviación de frecuencia conocida la cual es proporcional con el nivel del tono de prueba que entrega el generador de banda base.

La portadora de FI con desviación de frecuencia conocida, se aplica a el demodulador bajo prueba, el cual proporcionará un nivel de banda base que será mostrado en el medidor de nivel. De esta forma sabremos si la característica de sensibilidad del demodulador corresponde con el dato del fabricante. Si no es así, se debe de ajustar.

En este tipo de medición es recomendable utilizar un modulador patrón cuya sensibilidad sea proporcional a la del demodulador, de tal forma que se facilite la identificación de los niveles de salida correctos del demodulador bajo prueba.

Si no se contara con un modulador patrón con sensibilidad equivalente a la del demodulador bajo prueba debe de calcularse el

factor de corrección, el cual es proporcional a la diferencia de sensibilidades y aplicarse a los niveles de banda base obtenidos.

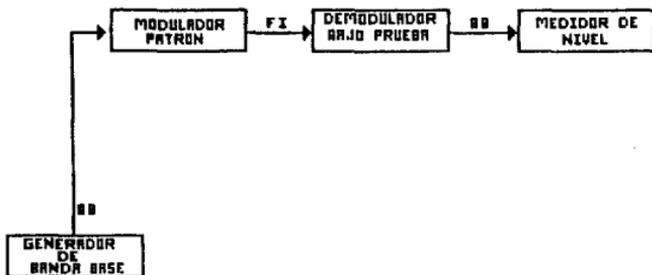


Figura 3.13 Medición de sensibilidad de un demodulador de FM.

### 3.2.5 Medición de ruido

Cuando en un sistema de transmisión telefónico los canales de voz se encuentran en actividad, una multitud de armónicas y combinación de frecuencias se generan debido a distorsiones no lineales, originando interferencia entre canales adyacentes. Por medio del método de simulación de carga con ruido blanco, se pueden determinar las contribuciones de ruido debidas a la intermodulación entre canales adyacentes y al ruido de fondo propio del sistema.

Si una banda telefónica está completamente ocupada, la densidad de energía en toda la banda es aproximadamente constante. Esta condición puede ser simulada con ayuda del ruido blanco, el cual está constituido por una potencia de ruido constante dentro de un ancho de banda correspondiente a la señal multicanal. Así entonces, utilizando el método de carga con ruido blanco, es posible simular las condiciones necesarias para la medición de las contribuciones de ruido en un radioenlace por microondas.

La razón de carga de ruido RCR para un sistema de más de 240 canales telefónicos es:

$$RCR = -15 + 10 \log N \quad \text{dBm}$$

y para sistemas menores de 240 canales:

$$RCR = 4 \log (N-1) \quad \text{dBm0}$$

La razón de carga de ruido, es el cálculo del nivel de potencia de ruido referido al punto de nivel relativo "0", equivalente a una señal multicanal, o señal de banda base. En la figura 3.14 se muestra el principio de la medición de ruido.

Un generador de ruido produce un espectro de ruido blanco con un ancho de banda B equivalente a el ancho de banda de la señal multicanal. El ruido blanco a la salida del generador, se aplica a un juego de filtros elimina banda para introducir tres ranuras al espectro de ruido (ver figura 3.14) de tal forma que en esas tres frecuencias específicas no existe ninguna señal. Al pasar esta banda a través de la sección bajo prueba, se introducirán en las ranuras, el ruido de intermodulación y de fondo que está generando la sección bajo prueba; los filtros pasabanda posteriores, se encargarán de extraer exclusivamente la potencia de ruido para ser medida por el receptor selectivo de nivel.

La evaluación de potencia de ruido se puede efectuar en forma psfométrica; en estas condiciones el ancho de banda de evaluación del receptor selectivo es de 1.74 KHz.

Las mediciones de ruido pueden efectuarse de diferentes formas: las más comunes se enlistan a continuación:

- 1) Potencia de ruido en  $\mu\text{W}$  ó  $\text{dBm}$
- 2) Relación señal a ruido en  $\text{dB}$ , y
- 3) Relación de potencias de ruido en  $\text{dB}$  (RPR)

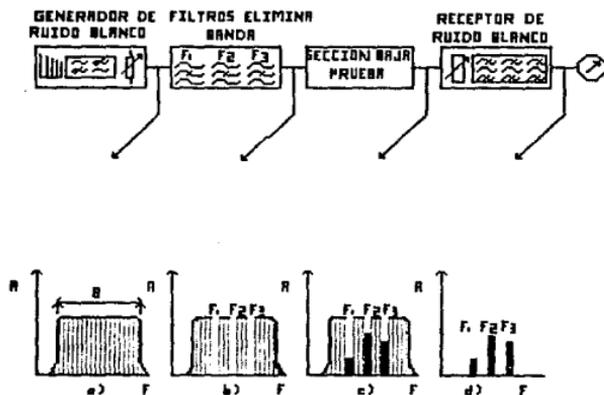


Fig. 3.14 Principio de medición de ruido a) ruido blanco con ancho de banda "B", b) ruido blanco con tres ranuras, c) adición de ruido a las ranuras, y d) ruido introducido por la sección bajo prueba.

### 3.3 Mediciones de Frecuencia Intermedia (FI)

La mayoría de los equipos de transmisión por microondas utilizan una frecuencia intermedia que generalmente es de 70 MHz para capacidades de hasta 1800 canales telefónicos por canal RF, y de 140 MHz para capacidades de hasta 2700 canales telefónicos por canal RF. Esa técnica de heterodinaje elimina la necesidad de utilizar amplificadores de radiofrecuencia de grandes anchos de banda, y además permite la comodidad de poder acoplar, a nivel de FI, canales de radio de diferente frecuencia. Por lo anterior, así como por otras razones, es un hecho que en un sistema de microondas las secciones de frecuencia intermedia juegan un papel importante dentro del sistema y por lo tanto es necesario cuidar el buen funcionamiento de las etapas que lo integran, ya que una anomalía en éstas puede contribuir con fuertes distorsiones en la señal de BB.

#### 3.3.1 Medición de respuesta de amplitud de la FI

La respuesta de amplitud de la frecuencia intermedia (FI) de un radioenlace de microondas, es la respuesta de amplitud a frecuencia en la banda de FI. A simple vista parece que esta medición no es necesaria ya que en FM la información de la BB está contenida solamente en el espectro de frecuencia. Sin embargo, cuando una portadora de FI pasa a través de una sección con características de amplitud no lineales origina que las bandas laterales y la portadora de FM sufran modificaciones de amplitud de tal forma que la distorsión es permanente y se reflejará en la señal de BB al efectuarse la demodulación. Lo anterior se muestra en la figura 3.15 donde se pueden ver las modificaciones en amplitud de la portadora y bandas laterales. A este efecto se le conoce como conversión de FM a AM.



Figura 3.15. Modificación de las características de amplitud de una señal de FM al pasar a través de una sección de FI no lineal.

La conversión de FM a AM es indeseada ya que algunos elementos utilizados en enlaces de microondas son sensibles a variaciones de amplitud, las cuales, si se hacen presentes, resultarán en modulación de frecuencia indeseable de la señal portadora. Es por lo tanto esencial que la respuesta de amplitud de todos los circuitos de FI sea plana.

Para obtener la respuesta de amplitud de FI es necesario medir las variaciones de amplitud de la portadora de FI en todo el ancho de banda de interés.

El método más sencillo para obtener la respuesta de amplitud de FI, es el de efectuar mediciones de amplitud a un número de frecuencias discretas a lo largo de la banda, pero este método toma mucho tiempo y a menos que los incrementos de frecuencia sean muy pequeños, no podrán ser vistas variaciones rápidas en la respuesta.

Un mejor método es el de desplazar lentamente una señal de entrada de amplitud constante en el ancho de banda deseado, mientras se monitorea continuamente la amplitud a la salida.

En el diagrama a bloques de la figura 3.16 se muestran los circuitos necesarios para medir la respuesta de amplitud de FI utilizando el método del desplazamiento automático de frecuencia.

Un generador de FI de amplitud constante se desplaza a lo largo de la banda de interés y se aplica a la entrada del elemento bajo prueba. La salida de FI se detecta y las variaciones de amplitud son registradas en la pantalla del osciloscopio.

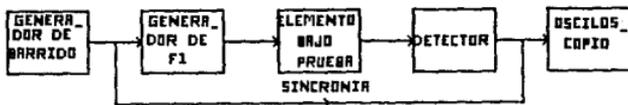


Figura 3.16 Medición de respuesta de amplitud de FI.

### 3.3.2 Medición de linealidad de la FI

El concepto de linealidad es también aplicable para el análisis de las no linealidades en las secciones de FI de un radioenlace; la única diferencia que existe con la medición de FI con respecto a aquella de BB es que no se involucran en la medición los equipos modem del sistema y en vez se utilizan equipos modem patrones con características de linealidad bien conocidas.

En la figura 3.17 se muestra este principio de medición.

### 3.3.3 Medición de retardo de grupo de FI

El concepto de retardo de grupo es aplicable a el análisis de las desviaciones del tiempo de tránsito en las secciones de FI de un radioenlace; la única diferencia que existe en la medición de retardo de grupo de FI respecto a la medición del retardo de grupo en la

banda base es que en la medición no se usan los modem del sistema, sino equipos modems patrones cuyas características de retardo de grupo son óptimas y conocidas. En la figura 3.18 se muestra el principio de medición.

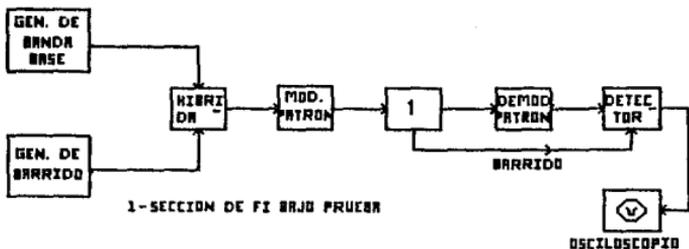


Figura 3.17 Medición de linealidad de una sección de FI.

### 3.3.3 Medición de retardo de grupo de FI

El concepto de retardo de grupo es aplicable a el análisis de las desviaciones del tiempo de tránsito en las secciones de FI de un radioenlace; la única diferencia que existe en la medición de retardo de grupo de FI respecto a la medición del retardo de grupo en la banda base es que en la medición no se usan los modems del sistema, sino equipos modems patrones cuyas características de retardo de grupo son óptimas y conocidas. En la figura 3.18 se muestra el principio de medición.

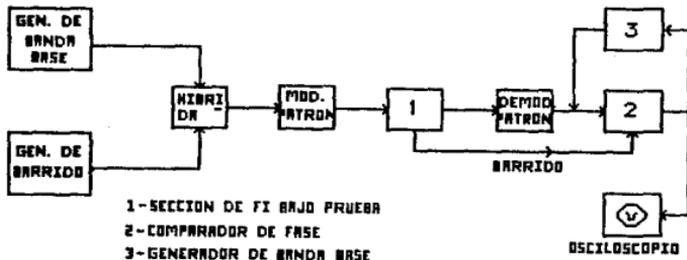


Figura 3.18 Medición de retardo de grupo de una sección de FI.

### 3.3.4 Medición de pérdida de retorno

La medición de pérdida de retorno es una cuantificación del acoplamiento de impedancias entre los circuitos.

En los sistemas de microondas es muy importante cuidar que el acoplamiento entre equipos sea óptimo, ya que un mal acoplamiento traerá como consecuencia mala transferencia de energía, así como distorsiones en la señal de banda base. Dentro del área de las microondas, la medición de pérdida de retorno se aplica preferentemente en las etapas de frecuencia intermedia, por las múltiples conexiones que dentro de esta banda se requieren para la configuración de los sistemas.

En la figura 3.19 se muestra un acoplamiento entre los equipos de radio y modem.

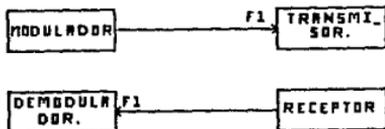


Figura 3.19 Acoplamiento en entre el equipo radio y el modem.

Los acoplamientos entre el modulador-transmisor y demodulador-receptor podemos representarlos por sus impedancias características como se observa en la figura 3.20

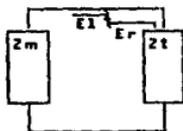


Figura 3.20 Circuito equivalente del acoplamiento entre un modulador y un transmisor.

Si la impedancia del modulador y la impedancia del transmisor no son iguales ( $Z_{mod} \neq Z_{trans}$ ), entonces el transmisor no podrá absorber toda la energía generada por el modulador, y parte de la señal de FI será reflejada. Si consideramos que la señal incidente que viaja en el transmisor es  $E_i$  y que la señal reflejada que viaja en dirección opuesta es  $E_r$ , la proporción vectorial de estas dos tensiones es el coeficiente de reflexión.

$$p = |E_r|/|E_i| \quad \text{L}_0$$

-6:

$$|p| = \frac{E_r}{E_i}$$

donde:  $\theta$ -es la diferencia de fase entre  $E_r$  y  $E_i$ .

Generalmente en el análisis de acoplamiento entre dos circuitos únicamente requerimos conocer el valor absoluto del coeficiente de reflexión, es decir:

$$|p| = |E_r/E_i|$$

Es conveniente expresar el coeficiente de reflexión en forma logarítmica (dB), representándonos de esta forma la cantidad de dB que la tensión reflejada se encuentra debajo de la tensión incidente. A lo anterior se le conoce como pérdida de retorno, y queda expresada de la siguiente manera:

$$\text{Pérdida de retorno} = -20 \log p$$

Donde el signo negativo indica pérdida

Así entonces, la pérdida de retorno o coeficiente de reflexión es un término muy útil para establecer el grado de acoplamiento de impedancias entre circuitos.

Veamos ahora como se realiza una medición de pérdida de retorno, para lo cual nos auxiliamos en la figura 3.21 que muestra el principio de medición de este parámetro.

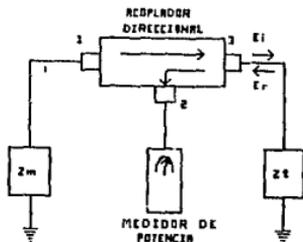


Figura 3.21 Principio de medición de pérdida de retorno

Si la impedancia del modulador es diferente a la del transmisor, parte de la señal de frecuencia intermedia (FI) se reflejará del puerto 3 al 2 del acoplador direccional y llegará así al medidor de potencia. La lectura del medidor de potencia depende del desacoplamiento entre las impedancias del transmisor y el modulador.

Si la carga que presenta el transmisor es reemplazada por una carga que origine una reflexión conocida, pérdida de retorno

entonces el medidor de potencia puede ser calibrado con este desacoplamiento conocido. De esta forma obtenemos un punto de

referencia, que comparado con el de interés nos proporciona directamente la pérdida de retorno. Al efectuar la medición de pérdida de retorno debe tomarse cuidado en considerar la atenuación introducida por el acoplador direccional.

El método anterior es apropiado para una medición a una frecuencia fija, y no nos permite conocer la pérdida de retorno dentro de un ancho de banda. En la figura 3.22 se muestra un diagrama a bloques donde se aprecia el principio de medición de pérdida de retorno de un ancho de banda determinado.

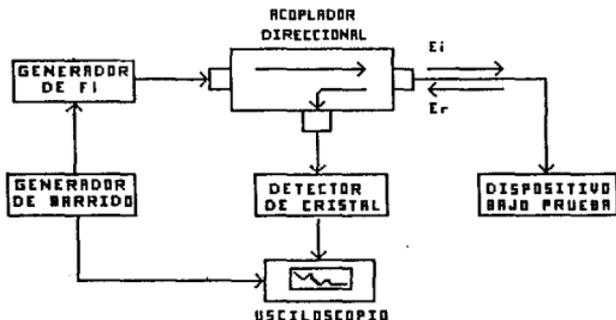


Figura 3.22 Principio de medición de pérdida de retorno dentro de un ancho de banda determinado.

Igual que en el caso anterior, la pantalla del osciloscopio se calibra utilizando un desacoplamiento conocido. Una vez obtenida la referencia se reemplaza el desacoplamiento conocido por el dispositivo bajo prueba, así el osciloscopio mostrará la pérdida de retorno en la banda de interés.

### 3.3.5 Medición de figura de ruido del receptor (F)

La figura de ruido del receptor se define como la razón entre la relación señal a ruido presente en la entrada del receptor y la relación señal a ruido a su salida. En otras palabras, la figura de ruido es una cuantificación del ruido que aporta el receptor. La figura de ruido es una cuantificación del ruido que aporta el receptor. La figura de ruido (F) en su forma matemática se puede escribir como:

$$F = (S/R)_e / (S/R)_s$$

o en forma logarítmica:

$$F = 10 \text{ Log } (S/R)_e / (S/R)_s \quad (\text{dB})$$

donde:

(S/R)<sub>e</sub> - relación señal a ruido a la entrada del receptor

(S/R)<sub>s</sub> - relación señal a ruido a la salida del receptor

Los principales contribuyentes de ruido del receptor que pueden degradar su figura de ruido son: los diodos de mezcla, el preamplificador de FI y el amplificador principal de FI, debiéndose también considerar la pérdida debida a la conversión de RF-FI y la atenuación del filtro del canal del receptor.

El método utilizado para determinar la figura de ruido de un receptor de microondas consiste en la inyección de una banda de ruido a la entrada RF del mismo. El medidor del equipo que efectúa este tipo de medición se encuentra calibrado de tal manera que la cantidad de ruido que se aplica al receptor constituye una relación señal a ruido conocida. Al pasar la cantidad de ruido conocida por el receptor, se verá incrementada por el ruido propio del mismo, tal que el medidor del equipo registrará un cambio de lectura respecto a la lectura de referencia. En otras palabras, se observará la degradación de la relación señal a ruido a la salida del receptor.

Actualmente la carátula de los medidores de figura de ruido se encuentra calibrada de tal forma que proporciona directamente en dB la característica de figura de ruido. Si no se cuenta con un instrumental de este tipo, a partir de las relaciones de señal a ruido conocida y medida, y por medio de la última relación, se puede obtener la figura de ruido del receptor.

Para complementar el concepto de figura de ruido veamos el siguiente ejemplo: En la 3.23 se utiliza una fuente de ruido cuya magnitud equivale a una relación señal a ruido de 50 dB según lectura en el medidor. Al procesarse el ruido de referencia por el receptor, éste se incrementa, y ahora la lectura del medidor es de 44 dB. Por lo tanto, la figura de ruido del receptor para este ejemplo es:

$$F = 50 \text{ dB} - 44 \text{ dB}$$

$$F = 6 \text{ dB}$$



Figura 3.23 Medición de figura de ruido

### 3.3.6 Medición de sensibilidad de modulador

El proceso de modulación de frecuencia (FM) se utiliza en la sección de transmisión de un radioenlace por microondas en las estaciones terminales, teniendo como función principal la traslación de las frecuencias de la señal de banda base a la frecuencia portadora de FI (70 MHz).

La portadora de FI del modulador se desplaza dependiendo del nivel de la señal de banda base, de manera que la medida de desviación de frecuencia  $\Delta f_c$  producida por ese nivel de banda base es lo que se conoce como "sensibilidad del modulador".

En otras palabras, si una señal de banda base a la entrada del modulador con un nivel de  $-20\text{dBm}$  produce una desviación de frecuencia de  $100\text{ KHz}$  a la portadora de FI ( $f_c$ ), entonces la sensibilidad del modulador es igual a  $100\text{ KHz}/-20\text{ dBm}$ .

El ajuste correcto de la sensibilidad o desviación de frecuencia de un modulador de FM es muy importante ya que cualquier variación de la pendiente nivel BB/desviación de frecuencia, traerá como consecuencia la obtención de niveles de BB incorrectos en la demodulación, adicionando a estos incrementos de ruido de intermodulación.

Para efectuar la medición de sensibilidad del demodulador, se requiere medir la desviación de frecuencia obtenida a la salida del modulador, aplicando a su entrada una señal moduladora senoidal de nivel conocido, teniéndose en cuenta el dato de sensibilidad que proporciona el fabricante.

En la figura 3.24 se muestra un diagrama a bloques de la medición de sensibilidad de un modulador

El medidor de desviación de frecuencia contiene un demodulador patrón con sensibilidad conocida, de tal forma que el nivel demodulador proporcional a la desviación de frecuencia en su entrada se muestra en una carátula calibrada en frecuencia, proporcionándonos directamente la desviación de frecuencia.



Figura 3.24 Medición de sensibilidad de un modulador de FM

En el caso que no se cuenta con un medidor de desviación de frecuencia, se puede efectuar la medición utilizando un demodulador de sensibilidad conocida y un medidor de nivel como se muestra en la figura 3.25. En este caso, como conocemos perfectamente el nivel de salida que proporciona el demodulador patrón al aplicarle determinada desviación de frecuencia en su entrada, será suficiente saber que el nivel que registra el medidor corresponde a una desviación de frecuencia (a la entrada del demodulador patrón) proporcional al nivel de banda base en la entrada del modulador bajo prueba.



Figura 3.25 Medición de sensibilidad de un modulador de FM, utilizando un demodulador patrón

#### 3.4 Mediciones de Radio Frecuencia (RF)

Las secciones de radiofrecuencia de los sistemas de microondas son fundamentales ya que gracias a ellas es posible la transportación de información entre localidades distantes.

Una sección de radiofrecuencia está constituida básicamente por la pareja transmisor receptor, juego de antenas, líneas de transmisión, filtros de polarización y cadenas o redes de derivación de RF. Estos componentes de las secciones de RF deben cumplir con ciertos requisitos de calidad y confiabilidad a fin que las portadoras de RF de un espectro determinado no sufran distorsiones al procesarse en esta sección de RF.

Además de vigilar los elementos por los cuales transita una portadora de microondas es importante cuidar las características de la propia señal portadora, tales como su frecuencia, potencia, contenido de armónicas y estabilidad.

En esta sección veremos las mediciones de nivel y reflexión de las redes de derivación de RF y líneas de transmisión respectivamente, ya que en la práctica los elementos antes mencionados son los más susceptibles a sufrir deterioros y por ende introducir anomalías en la portadora de RF que transitan por ellos.

### 3.4.1 Mediciones de nivel en cadenas de derivación de radiofrecuencia.

Antes de establecer las mediciones de nivel en las cadenas de derivación de RF explicaremos su funcionamiento. En la figura 3.26 se muestra una cadena de derivación de RF típica.

Como se observa en la figura, la cadena de derivación de RF permite la conexión de varios transmisores y/o receptores a una antena común, de acuerdo con la asignación de frecuencias o plan de canalización RF. Además asegura la adaptación adecuada y el aislamiento entre los transmisores y receptores individuales para los distintos canales de RF. En otras palabras, la cadena de derivación de RF es necesaria para lograr la separación de los canales de RF y proporcionar independencia entre ellos. Para obtener esta independencia las condiciones siguientes deben ser satisfechas.

- La energía recibida en la antena con frecuencia  $f_1$ ,  $f_3$  y  $f_5$  debe ser entregada a los receptores correspondientes  $R_1$ ,  $R_3$  y  $R_5$  con mínima pérdida y sin distorsión.

- La energía de los transmisores  $T_1$ ,  $T_3$  y  $T_5$  debe alimentar a la antena con los canales de RF correspondientes  $f_1'$ ,  $f_3'$  y  $f_5'$  con la mínima pérdida y sin distorsión.

- La energía de los transmisores  $T_1$ ,  $T_3$  y  $T_5$ , no debe interferir con los receptores  $R_1$ ,  $R_3$  y  $R_5$ .

La cadena o red de derivación de RF de la figura 3.26 satisface las condiciones anteriores, conforme los conceptos que se describen en la página siguiente:

La energía recibida por la antena A ( $f_1$ ,  $f_3$  y  $f_5$ ) es alimentada a través de la línea de RF a el circulator Ctr donde sigue la trayectoria directa que le presenta el circulator con una pérdida de inserción mínima de 0.1 a 0.3 dB. Al mismo tiempo el circulator Ctr presenta una atenuación de 20 a 25 dB contra la energía proveniente de los transmisores.

Las señales de frecuencia  $f_1$  y  $f_3$  rechazadas por el filtro  $FR_1$ , llegan al circulator  $CR_3$ , donde las frecuencias  $f_3$  es seleccionada por el filtro  $FR_3$  y llega al receptor  $R_3$ . La señal  $f_1$  es rechazada por el filtro  $FR_3$  y de esta forma llega al receptor  $R_1$ .

La energía de los transmisores con frecuencia  $f_1'$ ,  $f_3'$  y  $f_5'$  con sus anchos de banda limitados por los filtros de canal, pasan a través de los circulatores  $ct_1$ ,  $ct_3$  y  $ct_5$  alcanzando el circulator de antena Ctr, el cual entrega la energía a la antena con una atenuación mínima y presenta alta atenuación en la dirección de los receptores.

En la cadena de derivación de R.F. explicada anteriormente, las señales transmitidas y recibidas experimentan atenuaciones al pasar a través de los circulatores y filtros, observándose por ejemplo, que en la parte receptora de la cadena de derivación, en canal  $f_1$  es el mas atenuado y el canal  $f_5$  es el menos atenuado. Si en un radioenlace constituido por varios tramos de propagación conservamos la

distribución de canales de la fig. 2.32, entonces tendremos que el canal  $f_1$  estará muy atenuado a diferencia del canal  $f_5$ . Para evitar este problema es necesario que los canales  $f_1$  y  $f_5$  vayan intercambiando su posición con respecto al circulator de antena Ctr.

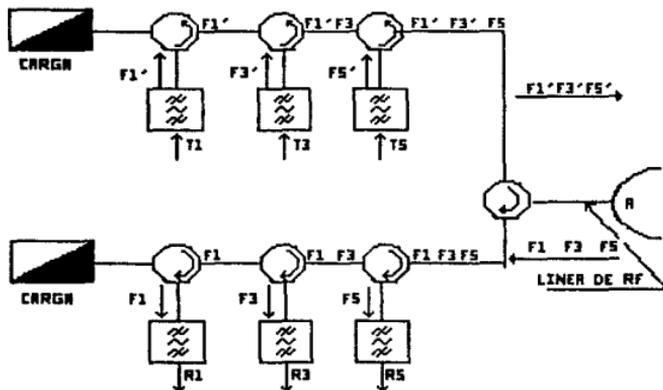


Figura 3.26 Cadena o red de derivación de RF

Por otra parte, la función del circulator de antena Ctr puede ser sustituida por medio de un filtro de polarización ortogonal, el cual separa las frecuencias de transmisión de las recepción por medio de polarización ortogonal y ofrece el mismo orden de separación.

La separación de los canales es muy importante puesto que el nivel de los canales de transmisión puede ser muy alto y las señales espurias que algunas veces acompañan a la transmisión puede caer cerca de los canales de recepción, donde la atenuación de los filtros pasa banda de R.F. puede ser insuficiente para reducir los niveles de las espurias interferentes a valores aceptables.

En la fig. 3.33 se muestra una medición en sentido directo de la parte transmisora de una red de derivación de R.F.

Por medio de un generador de R.F. aplicamos una señal de acuerdo con la frecuencia de canal (  $f_1$  ó  $f_3$  ) a un nivel preestablecido, simulando de esta forma la función de los transmisores. Colocamos un medidor de potencia a la salida del circulator C<sub>3</sub> y evaluamos la atenuación de las dos ramas mostradas en la fig. 3.33. Si aplicamos las señales  $f_1$  y  $f_3$  a los filtros pasabanda FT<sub>1</sub> y FT<sub>3</sub> con un nivel de 0 dBm, debemos obtener los resultados de acuerdo con la tabla 2.5

NIVEL	CANAL $f_1$	CANAL $f_3$
A	0,0 dBm	0,0 dBm
B	-0,1 dBm	-0,1 dBm
C	-0,5 dBm	-0,3 dBm

Mediciones en sentido directo en una red de derivación de R.F.

De acuerdo con los resultados de la tabla 2.5, los filtros pasabanda FT<sub>1</sub> y FT<sub>3</sub> presentan a las señales  $f_1$  y  $f_3$  respectivamente una atenuación del orden 0.1 dB y los circuladores C<sub>1</sub> presentan atenuaciones de 0.2 dB.

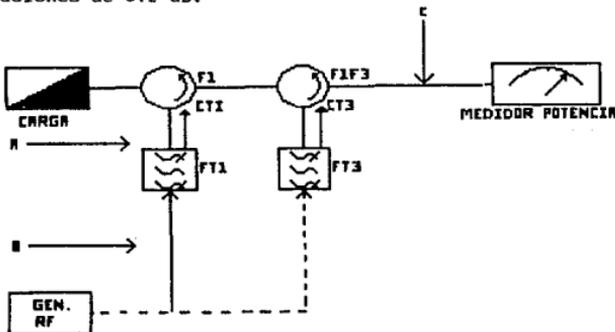


Fig. 3.27 Medición en sentido directo en una red de derivación de R.F.

Ahora analicemos una medición en sentido inverso de la parte transmisora de una red de derivación de RF ( ver figura 3.28 ).

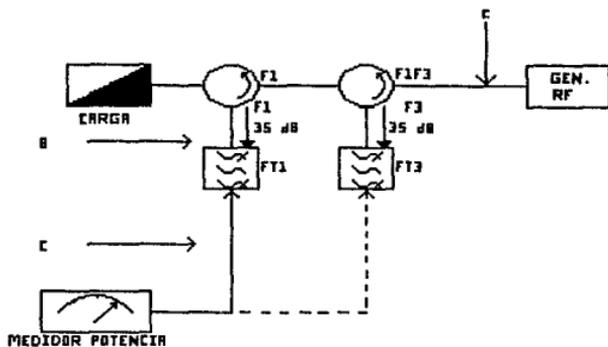


Figura 3.28 Medición en sentido inverso de una cadena de derivación de RF ( parte transmisora ).

El objetivo de la medición mostrada en la figura 3.28 es el determinar la atenuación que presentan los circunductores Ct1 y Ct3 cuando se les aplica una señal en el sentido inverso al de su circulación. En la practica es común que se presenten señales en sentido inverso (reflexión) debido a malos acoplamientos entre la red de derivación de RF y el sistema de antena . En la figura 2.34 se observa que las señales parásitas de reflexión son absorbidas por la carga "L". Si aplicamos una señal de 0 dBm al punto "A" debemos obtener los resultados de la tabla siguiente

De acuerdo con esos resultados, los circunductores Ct1 y Ct3 presentan atenuaciones de 35 dB para señales que transitan por ellos en sentido inverso al de su circulación.

NIVEL	CANAL f1	CANAL f3
A	0.0 dBm	0.0dBm
B	-35.2 dBm	-35 dBm
C	-35.3 dBm	-35.1 dBm

Mediciones en sentido inverso en una red de derivación de RF

### 3.4.2 Mediciones de reflexión en líneas de transmisión

La medición de reflexión en líneas de transmisión es una cuantificación de las características de la línea y de los acoplamientos que estas tienen con la red de derivación de RF y con la antena. La figura 3.29 muestra una medición de reflexión de una línea de transmisión RF.

El oscilador de barrido proporciona una señal de radiofrecuencia la cual es desplazada rápidamente sobre el rango de frecuencia de interés, por ejemplo de 5.9 a 6.4 GHz en la banda de 6 GHz, y se aplica a la línea de transmisión bajo prueba a través del acoplador direccional. Si la señal de radiofrecuencia encuentra algún obstáculo en su camino, por ejemplo : malos acoplamientos, oxidaciones, sulfataciones, abolladuras, perforaciones, etc., existirá una señal de radiofrecuencia reflejada la cual será recogida por el acoplador direccional. El detector de cristal rectificará la muestra de la señal reflejada, entregando niveles de corriente directa al osciloscopio, donde se cuantificará la reflexión provocada por la línea de transmisión.

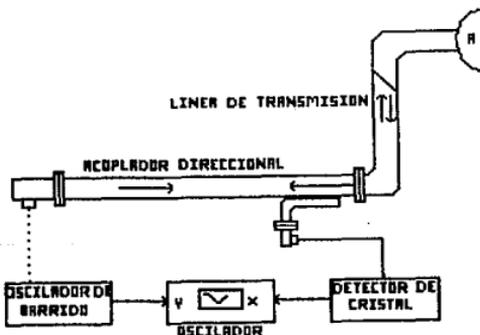


Figura 3.29 Medición de reflexión de una línea de transmisión.

El valor máximo permisible del coeficiente de reflexión en líneas de transmisión es de 30 dB, es decir que el nivel máximo de la señal reflejante debe ser 30 dB menor que el de la señal incidente. En la figura 3.30 se muestra una curva típica de reflexión en líneas de transmisión.

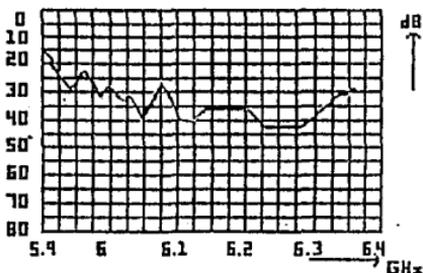


Figura 3.30 Curva típica de reflexión en líneas de transmisión RF

En la figura 3.31 se muestran algunos de los tipos más comunes de líneas de transmisión.

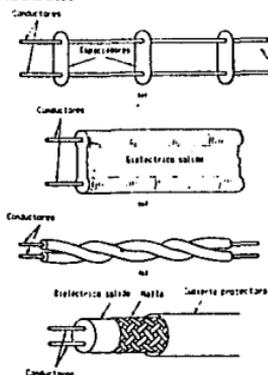


Figura 3.31 Líneas de transmisión: a) de cable abierto; b) conductores gemelos; c) de par trenzado d) de par blindado

## CAPITULO IV. PRINCIPIOS DE RADIOENLACES DIGITALES

### 4.1 Introducción

La transmisión de señales en forma digital ofrece indiscutibles ventajas respecto a los sistemas de transmisión tradicionales, en los que, la señal transmitida, es de tipo analógico.

Una señal analógica varía su amplitud continuamente con el tiempo y por lo tanto es sensible a cualquier perturbación que se superponga.

La señal digital varía entre dos amplitudes fijas y definidas en el tiempo, por lo que, en recepción, es suficiente reconocer si la señal está o no está, siendo, por consiguiente, menos sensible a los ruidos que se puedan superponer durante la transmisión. Además, mientras en los sistemas de transmisión analógicos cada repetidor retransmite, amplificada, la señal recibida y el ruido es acumulativo, en los sistemas digitales cada repetidor "reconstruye" la señal original que, teóricamente, es retransmitida sin ruido.

Para la elaboración de una señal digital son suficientes circuitos lineales, que funcionan en *ON/OFF*, (mientras que la transmisión analógica es muy sensible a los problemas de linealidad,) y en tales circuitos encuentra su empleo ideal la electrónica integrada.

El interés de los sistemas de transmisión digital ha ido aumentado gradualmente en los últimos tiempos y se explica por las siguientes consideraciones:

- notable incremento del tráfico telefónico y por consiguiente la necesidad de utilizar de una forma más eficiente las líneas urbanas demasiado ruidosas y frecuencias de microondas más allá de los 10 GHz poco interesantes para los sistemas de radio analógicos normales, debido a las fuertes atenuaciones introducidas por la lluvia;
- posibilidad de transmitir otras señales, además de la telefónica, que nacen ya en forma digital como son: "datos a alta velocidad, señales video telefónicas, etc.";
- elevada inmunidad al ruido, que hace prácticamente independiente la calidad de transmisión de la longitud del enlace. Esta inmunidad permite recibir señales con buena calidad cuando apenas es posible distinguir la presencia o no de los impulsos recibidos; esto es posible porque antes de amplificar la señal, como se hace en los sistemas analógicos, se reconstruye en recepción la señal digital original;
- posibilidad de disponer de circuitos electrónicos integrados para la elaboración de las señales digitales, con ventajas de economía y prestaciones;
- posibilidad de integración entre los sistemas de transmisión y las centrales de conmutación digitales, capaces de permitir que la señal telefónica sea tratada exclusivamente de forma digital;
- posibilidad de que coexistan, sobre la misma antena, portadoras de microondas para transmisión analógica (FDM) y para transmisión digital (PCM);

- posibilidad de explotar nuevos medios de portadores, como guías de onda circulares y fibras ópticas para utilizarlos con frecuencias portadoras superiores a algunas centenas de GHz;

- la calidad de las señales digitales transmitidas por radioenlace no depende del nivel de la portadora recibida. Además, todos los canales están igualmente sujetos a los ruidos, a diferencia de lo que sucedía para la señal multiplexada en frecuencia, en la cual el ruido aumenta al aumentar la frecuencia BB en la que está alojado el canal telefónico;

- facilidad de conservación, fundada en las medidas del tipo pasa/no pasa, reducida además drásticamente como cantidad respecto a aquellas necesarias para los radioenlaces analógicos y múltiplex FDM

Como se indica en la fig. anexa, un enlace digital puede realizarse utilizando, además de los múltiplex TDM:

- cables coaxiales y regeneradores, interpuestos a lo largo del enlace, que reconstruyen la señal PCM digital, para los que el ruido introducido por el enlace, no es acumulativo y pueden ser previstos muchos tramos en cascada;

- radioenlaces digitales, teniendo también éstos la función de reconstruir la señal PCM original, utilizados en alternativa al cable.

Por ello teóricamente parecería posible colocar un número infinito de regeneradores (y por consiguiente de tramos) en un enlace digital. En la práctica esto no es posible ya que cada regenerador (o repetidor) introduce un ruido que aunque mínimo se acumula a lo largo del enlace, empeorando la calidad de la transmisión.

El paso de repetición de los regeneradores varía según los casos y es elegido en forma que la relación SEÑAL/RUIDO en la entrada de cada regenerador provoque, en las peores condiciones de funcionamiento, una tasa de errores (cantidad de pulsos errados, medida en la unidad de tiempo) que no exceda en todo el enlace de un valor preestablecido.

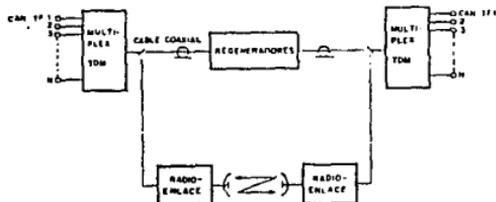


Figura 4.1

## 4.2 Formación de la señal PCM y Multiplexión por división de tiempo (TDM)

### 4.2.1 Generalidades

En los sistemas de transmisión analógicos, la señal modulante varía la amplitud (AM), la frecuencia (FM) o bien la fase (PM) de un tren de ondas senoidales.

En los sistemas digitales, la señal modulante puede variar la amplitud de un tren de pulsos (PAM pulse amplitude modulation) o bien la posición de los pulsos (PPM pulse position modulation) o bien la duración de los pulsos (PDM pulse duration modulation). El método comúnmente utilizado es el primero (PAM) que representa sin embargo solamente el primer paso de la operación de transformación de la señal analógica a digital.

La operación completa comprende:

- |   |     |       |
|---|-----|-------|
| 1) Muestreo                               | PAM | } PCM |
| 2) Cuantización                           |     |       |
| 3) Codificación                           |     |       |
| 4) Multiplexión por división en el tiempo |     |       |

El conjunto de las tres primeras operaciones origina un nuevo tipo de modulación llamada "Modulación de Pulsos Codificados" (PCM pulse code modulation).

La última operación (multiplexión) sirve para agrupar y transmitir las muestras correspondientes a las señales sobre una misma línea (es el equivalente a la multiplexión FDM en la transmisión analógica) y realmente se efectúa antes de la codificación.

### 4.2.2 Muestreo

Por muestreo de una señal, se entiende la obtención de algunos de sus valores instantáneos, de duración teóricamente nula.

Sabemos que una señal periódica puede descomponerse en una señal constituida por una frecuencia fundamental, más un número "N" de armónicos, como resulta del desarrollo en serie de Fourier.

Una señal fónica por lo tanto, está compuesta por un cierto número de señales senoidales fundamentales, correspondientes a todas las frecuencias contenidas en la señal vocal, más todos sus armónicos.

Si limitamos con un filtro las frecuencias contenidas en una señal vocal a un valor máximo de 4 KHz, podremos afirmar que ahora nuestra señal puede contener armónicos cuya frecuencia máxima será 4KHz.

La teoría de Shannon dice que para muestrear de forma correcta, es decir para después poder reconstruir la señal original, es necesario que el muestreo se realice un número de veces igual al menos al doble de la frecuencia máxima (es decir del armónico de mayor frecuencia) de la señal a muestrear.

Puesto que, la máxima frecuencia es, como ya hemos visto, 4 KHz, deberán obtenerse  $(4\text{KHz} \times 2) = 8000$  muestras al segundo, es decir, la frecuencia de muestreo deberá ser 8 KHz (figura 4.2).

En la figura 4.2 vemos efectivamente que la señal vocal de entrada, limitada por el filtro pasa bajo adecuado a 4 KHz, es muestreado a la frecuencia de 8 KHz; puede decirse que el circuito muestreador está representado para mayor simplicidad por un interruptor que se cierra 8,000 veces por segundo, transforma la señal analógica de entrada, de amplitud variable continuamente en el tiempo, en una serie de pulsos, cada uno de los cuales tiene la amplitud que la señal analógica de entrada tenía en el instante de muestreo.

El conjunto de pulsos que llamaremos "muestras" de salida representa la información a transmitir, ahora modulada en PAM. Veamos como está constituido el espectro de esta señal PAM. Si examinamos la señal de muestreo, vemos que está constituida por un tren de pulsos de ondas cuadradas a la frecuencia de 8KHz. Sabemos (por el desarrollo en serie de Fourier) que una señal de onda cuadrada puede descomponerse en una señal senoidal fundamental que tiene la misma frecuencia 8 KHz más una serie de armónicos de frecuencia doble, triple, etc. además de una componente continua, determinada por el hecho de que la señal presenta solamente valores positivos, es decir por encima del cero.

El espectro de la señal de muestreo será por esto el de la fig. 4.2b.

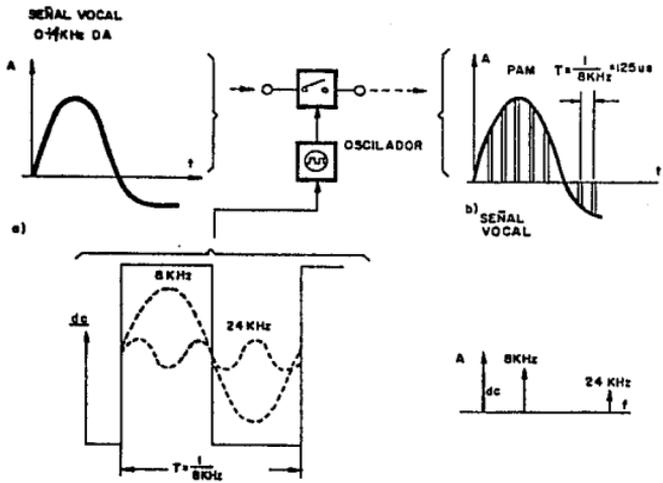
Ya que se trata siempre de una modulación de amplitud, aunque de pulsos, podemos considerar, en el sitio de la onda cuadrada, las señales individuales que la componen, tratándolas como si fueran otras tantas "portadoras" a modular en amplitud con la señal vocal 0-4 KHz de entrada al modulador de amplitud (circuito de muestreo).

Tenemos por consiguiente (fig. 4.2c) que la componente continua "DC" deja transitar inalterado el espectro de la señal vocal que encontramos en la salida de nuevo en la banda de 0-4KHz; la portadora a 8 KHz se presenta en la salida con dos bandas laterales 4-8 KHz y 8-12 KHz y así sucesivamente.

Limitando el examen a los primeros armónicos de la señal original de onda cuadrada (es decir a los armónicos impares) es decir a 8 y 24 KHz, vemos que el espectro de la señal de salida PAM está comprendido entre 0 y 28 KHz. En este punto podemos hacer dos consideraciones:

- Para reponer la señal vocal de entrada, es suficiente hacer transitar la señal PAM a través de un filtro pasa bajo de 4KHz.

- Si la frecuencia de muestreo (8 KHz) fuera inferior al doble de la máxima frecuencia de la señal vocal (4 KHz) varios de sus armónicos habrían tenido frecuencias obviamente inferiores y por consiguiente las correspondientes bandas laterales producidas por la modulación estarían desplazadas hacia frecuencias más bajas, superponiéndose de esta forma en espectro 0-4KHz que la "DC" a dejado inalterado y haciendo por ello imposible separarlo con el filtro pasa bajo.



Señal de muestreo de onda cuadrada que puede descomponerse en una señal sinusoidal fundamental (8 kHz) más un armónico (24 kHz), etc. Su espectro se muestra al lado.

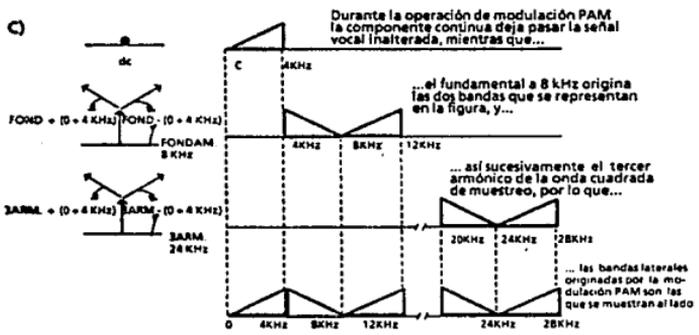


Figura 4.2

#### 4.2.3 Cuantización y Codificación

a) Las muestras obtenidas de esta manera, podrían ser transmitidas realizando de esta forma un sistema de transmisión con modulación de amplitud de los pulsos (PAM). Tal sistema es sin embargo sensible a los ruidos que se pueden superponer a los pulsos (variando su amplitud) durante la transmisión; por este motivo se ha pensado en codificar las muestras y transmitir los códigos bajo la forma de presencia o ausencia de grupos de nuevos pulsos (teniendo todos la misma amplitud) de los cuales cada grupo individualiza la amplitud de una muestra (fig. 4.3). Puesto que cada muestra puede tener infinitas amplitudes diferentes resultaría prácticamente imposible cuantificar cada amplitud, por esto se ha pensado en establecer una escala de valores fijos y de atribuir a la amplitud de cada muestra el valor más próximo a ésta.

En la fig. 4.3 se han elegido 8 escalones de los que ha resultado que la muestra tomada en el tiempo  $t_1$  corresponde al escalón 5, la tomada en el tiempo  $t_2$  corresponde al escalón 7, etc. aún sabiendo que se comete un error si se limitan las posibles amplitudes de las muestras solamente a 8 valores, habremos "cuantizado" las muestras obtenidas. Está claro que, si se quiere una mayor aproximación, deberemos aumentar el número de escalones. Los sistemas PCM actuales adoptan 256 escalones para representar los cuales son necesarios 8 pulsos como se explicará en seguida:

Así aceptando cometer un cierto error, se han reducido las posibles amplitudes de las muestras a 8 valores positivos y 8 negativos solamente, con lo que se han "cuantificado" las muestras extraídas.

Naturalmente que utilizando 256 escalones se comete igualmente un error que es además proporcionalmente mayor cuanto más pequeña es la amplitud de la señal.

Para corregir este error (y por consiguiente el ruido que este introduce en recepción) proporcional al nivel de la señal, es decir; para que la relación señal/ruido de cuantización sea lo más constante posible, se amplifica la señal no linealmente (es decir se comprimen los niveles altos) antes de su cuantización. Naturalmente en recepción vendrá hecha una operación complementaria (expansión del nivel) con el fin reponer la dinámica original.

Los circuitos de compresión y expansión de la dinámica de la señal se insertarán respectivamente antes de los circuitos de "cuantización" (en transmisión) y después de los circuitos de decodificación (en recepción).

b) Cualquier número  $N$  (y por lo tanto nuestros números del 1 al 8 que indican las amplitudes de las diferentes muestras) pueden ser representado por una serie de pulsos binarios.

Por lo tanto, utilizando una serie de pulsos bien determinada del tipo 1-0 es posible proporcionar, no solamente la indicación de la existencia de una cierta muestra, sino también la indicación del escalón (del 1 al 8) al que corresponde su amplitud.

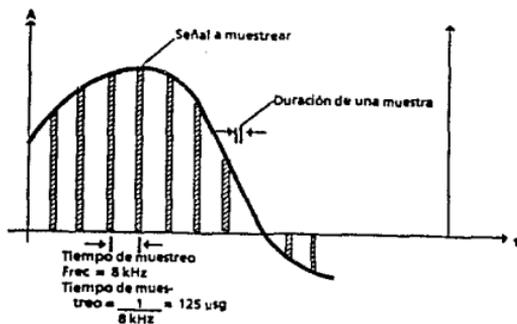


Figura 4.3 Muestreo

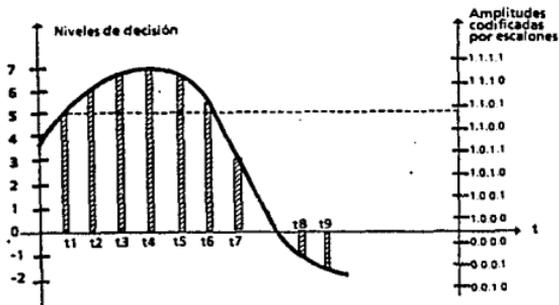


Figura 4.4 Cuantificación y codificación. (Por ejemplo, la amplitud de la muestra tomada en el instante  $t_1$  se cuantifica en el escalón 5, al cual le corresponde una codificación binaria 1,1,0,1; la secuencia de pulsos que lo identifican será por tanto:



Codificación (Tx)				Código de 8 bits								Decodificación (Rx)	
Nivel de señal (dBm)	Número del segmento	Nivel de decisión										Nivel de señal (dBm)	
		Amplitud (Cuentas Rx)	Número	1	2	3	4	5	6	7	8	Amplitud (Cuentas Rx)	Número
-3.14	3	16794	1770	1	1	1	1	1	1	1	1	401	128
		3048	127										
-2.86	4	2776	113	1	1	1	0	0	0	0	0	211	113
		3048	112										
-4.86	5	1084	97	1	1	0	0	0	0	0	0	156	97
		1274	96										
-14.86	6	544	81	1	0	0	0	0	0	0	0	128	81
		513	80										
-20.86	3	272	65	1	0	0	0	0	0	0	0	264	65
		214	64										
-26.86	2	136	49	1	0	1	0	0	0	0	0	332	49
		120	48										
-32.86	1	68	33	1	0	1	0	0	0	0	0	66	33
		64	32										
-38	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1
		0	0										
-42	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1
		0	0										

Figura 4.5 Ley de cuantificación no lineal del CCITT

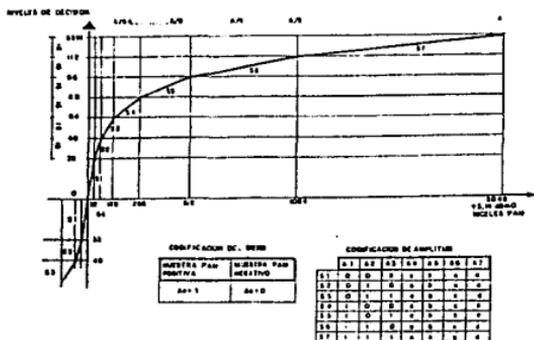


Figura 4.6 Ley de codificación no lineal de 8 bits

Por ejemplo tomando para el examen la muestra correspondiente al tiempo  $t_1$ , vemos que su amplitud está comprendida en el escalón 5, por lo, que el número 5 codificado corresponde a "0-1-0-1", es decir, a una serie de cuatro pulsos.

Todo cuanto se ha dicho sirve para cada muestra a transmitir por lo que tendremos en transmisión un tren de pulsos formado por todas las series de cuatro pulsos agrupados. En recepción cada serie de cuatro pulsos será decodificada de forma que se reconstruya la muestra original y por consiguiente la señal original.

En la figura 4.7 se muestra un esquema a bloques hipotético y las diferentes fases del muestreo, cuantización y codificación de una señal (los valores mostrados son meramente ilustrativos). La frecuencia de la señal que comanda el muestreo (reloj de muestreo) es de 8 KHz mientras que la frecuencia de la señal que comanda la codificación, debiendo tener 4 pulsos para codificar cada muestra, y siendo las muestras 8000 deberá ser  $4 \times 8 = 32$  KHz

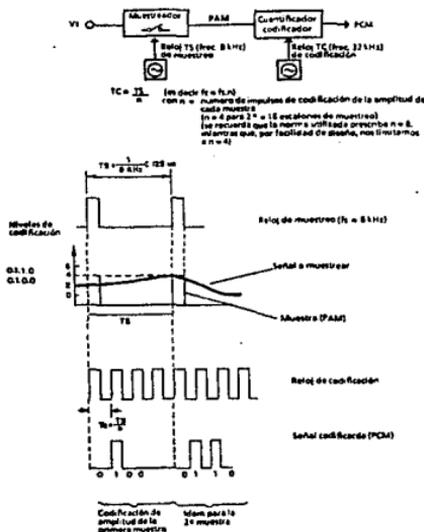


Figura 4.7 Ejemplo de muestreo, cuantización y codificación de una señal.

#### 4.2.4 Multiplexión por división de tiempo (TDM)

El problema de la transmisión simultánea de varios canales telefónicos por el mismo sistema portador (cable o radioenlace) que se ha resuelto para los sistemas analógicos con la técnica de los múltiplex por división de frecuencia FDM encuentra la correspondiente solución para los sistemas digitales con los múltiplex por división de tiempo TDM, cuyo principio está mostrado en el esquema básico de la figura 4.8.

La señal fónica, es muestreada con la frecuencia de 8000 Hz por segundo, lo que significa que entre una muestra y la siguiente tengamos a disposición un intervalo de  $1/8000 \text{ seg.} = 125 \text{ Useg.}$  Si estamos en condiciones de limitar por ejemplo a 1 Useg. el tiempo necesario para la obtención de una muestra, podremos utilizar los otros 124 Useg. para muestrear señales de otros canales, que podrán ser cuantizados, codificados y transmitidos todos por la misma línea. Es lo mismo que suponer un interruptor de 125 posiciones, que pueda cumplir un ciclo entero de exploraciones en 125 Useg. Si a cada posición del interruptor está conectado un canal diferente, haremos efectuado la exploración y el muestreo de los 125 canales. Las muestras individuales se encontrarían todas situadas en secuencia una a continuación de otra con continuidad y en esta posición serían transmitidas y recibidas después de haber pasado la codificación y decodificación. Obviamente hay una gran dificultad para realizar todo esto. En primer lugar no existiría intervalo entre las muestras; en segundo lugar es necesario que el codificador tenga tiempo para efectuar las operaciones de cuantización y codificación, por lo que es necesario limitar el número de canales.

En la fig. 4.8 está representado un esquema de principio del sistema de muestreo, multiplexión y codificación de cuatro canales TF hipotéticos. Los diagramas situados debajo muestran:

a) el tren de pulsos de onda cuadrada proporcionados por el oscilador Ts que suministra el reloj de muestreo a la frecuencia de 8 KHz por canal (en este caso 32 KHz).

b) - e) cuatro señales vocales, correspondientes a los canales 1-4, con dos muestras obtenidas por cada señal, obviamente en diferentes tiempos;

c) las mismas muestras, agrupadas en el tiempo y enviadas por un hilo único;

d) el tren de pulsos de onda cuadrada proporcionados por el oscilador TC del codificador (reloj de codificación). En el caso real, como ya se ha dicho, los pulsos utilizados para codificar cada muestra son 8 y puesto que cada canal se muestrea a la frecuencia de 8 KHz ( es decir, se obtienen 8000 muestras para cada canal TF), la frecuencia del oscilador del codificador será:

$$\begin{aligned} & 8 \text{ (pulsos de codificación para cada muestra) } \times \\ & 8000 \text{ (No. de muestras por cada canal TF) } \times \\ N \text{ ( No. de canales TF para multiplexar) } & = \text{ frecuencia de} \\ & \text{ codificación.} \end{aligned}$$



#### 4.3 Trama (anchura de banda, canalización BB, Jerarquías)

a) Del mismo modo que el múltiplex por división de frecuencia están caracterizados por un cierto esquema de colocación en frecuencia de los diferentes canales, del piloto, de la señalización, etc., también para los múltiplex por división de tiempo el esquema de las colocaciones, en vez de referirse a la frecuencia se refieren al tiempo, es decir al orden de la secuencia temporal con la que el transmisor envía la información de los diferentes canales, y se suele llamar *TRAMA* del sistema.

Por *TRAMA* se entiende el conjunto de pulsos originados al final de un ciclo completo de "muestreo y codificación" de N canales TF. A éstos vendrán añadidos los bits correspondientes a la señalización de cada canal que estando determinada por la apertura y cierre de un contacto, son ya de naturaleza binaria y no tienen por consiguiente necesidad de codificación.

Es evidente que en recepción no es suficiente reconocer exactamente el valor del bit de llegada, sino que se necesita también reconocer la posición exacta temporal de cada bit, para poderles atribuir correctamente los diferentes intervalos de tiempo, y por consiguiente situarles en los diferentes canales; en otras palabras, es necesario sincronizar los órganos de recepción con los de transmisión.

Es por esto indispensable transmitir bits de alineación que, reconocidos por los circuitos apropiados en recepción, permiten mantener inalteradas las relaciones de fase entre el transmisor y el receptor (alineación de trama). Tanto los bits de señalización como los de alineación pueden ocupar posiciones diferentes en la trama según el "standard" adoptado (Americano ó Europeo).

b) El Standard Americano (fig. 4.10) está basado en la multiplexión de 24 canales TF, muestreados a la frecuencia de 8 KHz (a la velocidad de 8000 bit/seg). Cada muestreo se codifica con 7 bits seguidos de un octavo bit de señalización, por lo que se obtienen también 8 bits en total. La alineación de trama se efectúa añadiendo un bit al final de los 24 canales. La trama completa esta por ello compuesta de 1544000 bits (1,544 Mbit) Como se obtiene a continuación:

$$8 \times 10^3 \text{ bit/seg} \cdot [(8 \times 24) + 1] = 1,544 \text{ Mbit/s}$$

donde:

- 8.10<sup>3</sup> bit/s - es la frecuencia de muestreo
- 8 - 7 bits codificación + 1 bit de señalización
- 24 - canales telefónicos
- 1 - bit de alineamiento de trama

De esta forma hemos obtenido automáticamente también la velocidad de transmisión (bit rate), es decir, el número de bits transmitidos en la unidad de tiempo.

Para el cálculo de la velocidad de transmisión se llega también recordando que 125 U seg es el tiempo que transcurre entre 2 muestreos sucesivos del mismo canal, es decir, que en 125 U seg deben

de ser muestreados, una vez todos los canales ( $8 \times 24 = 192$  bit más un bit de señalización = a 193 bits) ; esto significa que la duración de un bit es  $125 \text{ U seg} / 193 \text{ bit} = 0.6476 \text{ U seg}$ , de los cuales se obtiene fácilmente la velocidad de transmisión es decir, el número de bit transmitidos por segundo  $1 \text{ seg} / .6476 \cdot 10^{-4} \text{ seg} = 1544 \text{ Mbit/seg}$ .

Los 1544 Mbit/seg nos dice que los circuitos de transmisión deben tener una anchura de banda suficiente y dejar transitar una señal que tiene una frecuencia de una anchura de banda de este orden. Por lo tanto parece evidente que a las muchas ventajas que ofrece el sistema de transmisión digital se contraponen la necesidad de anchuras de banda ciertamente superiores a aquellas requeridas para los sistemas analógicos.

c) El estándar Europeo (fig. 4.11) está basado en la multiplexión de 30 canales telefónicos, mas dos canales de servicio, que contienen respectivamente informaciones correspondientes a la señalización y a la alineación.

Analizando ahora la fig. 4.11, por el momento tomemos solo en consideración la parte señalada en la fig. 4.11b.

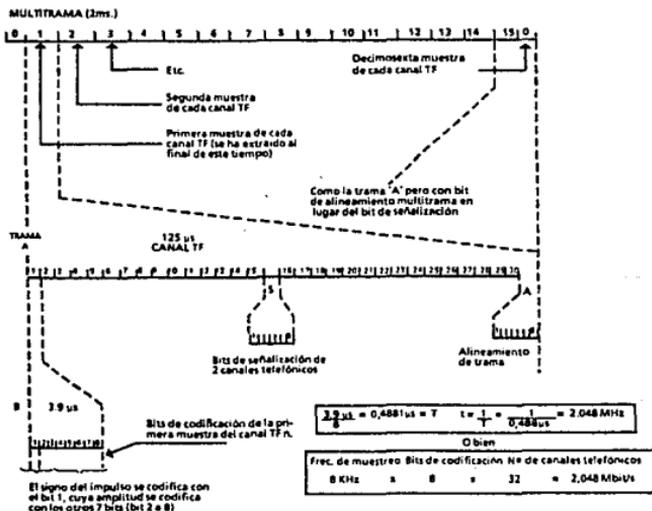


Figura 4.9 Obtención de un sistema a 2 Mbit, con una multiplexión de 30 canales Telefónicos (más dos de servicio)

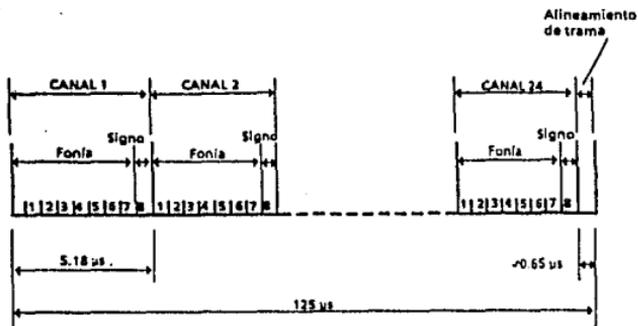


Figura 4.10 Composición de la trama de un sistema con 24 canales (norma americana)

La recta indicada por (A) representa la sucesión de los tiempos (3.9 Useg cada uno) utilizados para transmitir los 30 canales TF.

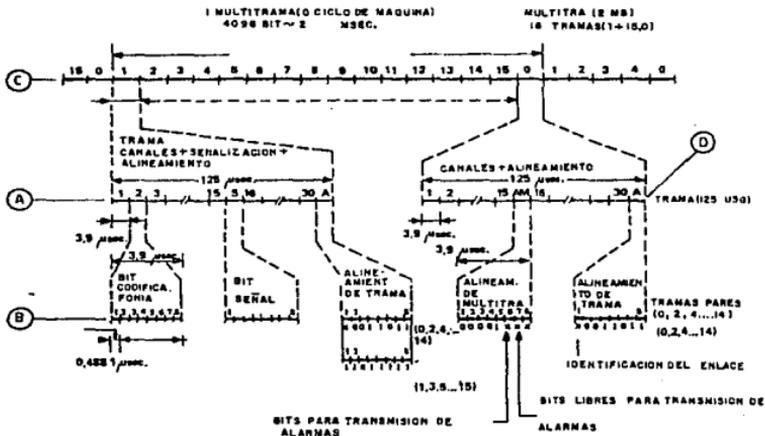
Con el número "1" en realidad está indicado el tiempo durante el cual se transmite la primera muestra del 1er canal TF, con el número 2 la primera muestra del 2o. canal TF y así sucesivamente hasta la primera muestra del 15o. canal. En este punto se ha reservado un tiempo S (siempre de 3.9 Useg) para la señalización de los canales TF 1 y 2; siguen el 16o. y el 17o. y así sucesivamente hasta el 30o. canal, después del cual ha sido reservado un tiempo A (también de 3.9 Useg) para la alineación de trama. Estos 32 tiempos de 3.9 Useg. cada uno (para un total de 125 Useg) constituyen la trama No. 1 en el detalle C de la fig. 4.11 y repetimos, permiten hacer un solo muestreo para cada canal TF.

La trama siguiente (la No. 2 en el detalle C de la fig.4.11 será también de otros 125 Useg y permitirá muestrear para la segunda vez, los mismos canales TF ( y enviará además la señalización de los canales TF No. 3 y 4 ) y así sucesivamente. Pasemos ahora a examinar mas en detalle que sucede durante cada tiempo individual de 3.9 Useg (detalle B de la figura). Los tiempos reservados a la transmisión de los canales TF, (es decir del 1o al 15o y del 16o. al 30o), están subdivididos posteriormente en 8 tiempos (tiempos de bit) durante los cuales es codificada la amplitud de la muestra obtenida (en particular, 7 bits codifican la amplitud y un bit el signo positivo o negativo de dicha amplitud). De ellos se deduce que cada tiempo de bit tiene una duración de  $3.9 \text{ Useg}/8=0.488 \text{ Useg}$ .

El tiempo S reservado a la señalización está también subdividido en 8 tiempos para la transmisión de otros tantos bits. En estos 8 tiempos son transmitidas las informaciones correspondientes solamente a dos canales TF, por consiguiente cada uno utiliza cuatro bit. De estos, es un nivel lógico "1" fijo (sirve para distinguir la

señalización de la alineación), mientras que los otros tres pueden transmitir tres informaciones diferentes, como por ejemplo la llamada, el conteo etc. que como sabemos son ya de forma binaria, ya que cada intervalo S, transmite las señalizaciones correspondientes a dos canales, son necesarios 15 intervalos S (es decir 15 tramas sucesivas) para transmitir las informaciones de señalización para todos los canales.

El tiempo A reservado a la alineación de trama está todavía subdividido en 8 tiempos para la transmisión de otros tantos bits. La sucesión de éstos bits debe de ser elegida de forma tal que sean difícilmente imitables por otras señales presentes en la trama. En el sistema europeo se a elegido la sucesión "X0011011"; El primer bit, indicado con la X, puede asumir tanto el valor 0 como el valor 1 y se emplea para transmitir alarmas u otras informaciones.



Distribución de las señales:

Fonía - Ocupa los intervalos de tiempo 1-15 y 17-31 de cada trama

Alineamiento de trama - Ocupa el intervalo de tiempo 0 (A) de trama

Señalización - Ocupa el intervalo de tiempo 16 (S) de las tramas 1-15

Alineamiento de multitrama - Ocupa el intervalo de tiempo 16 de la trama 0

Figura 4.11. Composición de la trama y de la multitrama de un sistema de 30 canales (Norma europea)

De esta forma hemos finalizado el examen de una trama, pero hemos dicho también que para transmitir las señalizaciones de los 30 canales se necesitan 15 tramas, análogas entre sí, se transmite la trama 0, análoga a las 15 precedentes, salvo que en el sitio de los ocho bits de señalización se inserta una sucesión bien definida de bit para realizar una posterior alineación, es decir la alineación del conjunto de las 16 tramas llamado alineación de multitrama.

De hecho el conjunto de las 16 tramas forman una multitrama que constituye el ciclo completo de máquina, finalizado el cual, se vuelve a comenzar el muestreo, la señalización etc. de la nueva trama 1. La sucesión de bit para alineación de multitrama es "00001XXX"; los últimos tres bits indicados con X pueden ser utilizados para transmitir alarmas y datos.

Esta trama 0 está compuesta por los 15 tiempos reservados al muestreo y codificación de los canales del 1 al 15, sigue el tiempo AM para la transmisión de los bits de alineación de multitrama, después otros 15 tiempos para el muestreo y la codificación de los canales del 16 al 30 y por último el tiempo A para la transmisión de los bits de alineación de la misma trama 0.

Para obtener la velocidad de transmisión, en bit/seg., de la siguiente forma:

$$8 \cdot 10^3 \text{ bits/s} \cdot (8 \cdot 32) = 2,048 \text{ Mbits/s}$$

donde:

$8 \cdot 10^3$  bits/s - es la frecuencia de muestreo  
 8 - bits de codificación  
 32 - canales telefónicos

O bien, mas rápidamente, aplicar la  $f=1/T$ , donde T es el tiempo de 0.4881Useg. que representa en la figura 4.11 la duración de cada bit, es decir:

$$\text{vel. de transmisión} = 1/(0.4881 \text{ Useg}) = 2,048 \text{ Mbit/s}$$

Naturalmente si esta señal modulara una portadora de RF, los correspondientes circuitos deberán tener una anchura de banda de este orden de magnitud. parece por consiguiente evidente que a las muchas ventajas que ofrece el sistema de transmisión digital se contraponen la necesidad de anchura de banda realmente superiores a las requeridas por los sistemas analógicos.

#### 4.4 Jerarquías de Multiplexión

Para los sistemas por división de tiempo, como para los sistemas por división de frecuencia, son posibles multiplexiones sucesivas, para obtener grupos de canales agrupados, superiores a los 30 vistos hasta ahora. Los niveles jerárquicos europeos definidos son los siguientes:

1o)	30 canales	2,048 Mbit/seg
2o)	120 canales	8,448 Mbit/seg
3o)	480 canales	34,368 Mbit/seg
4o)	1920 canales	139,264 Mbit/seg

En la práctica, para pasar del nivel 1 al nivel al 2 se agrupan 4 sistemas de 30 canales y para pasar del nivel 2 al 3o. se agrupan 4 sistemas de 120 canales cada uno (llamados sistemas tributarios a 8,488 Mbit ).

Esta multiplexión en el dominio del tiempo se ha hecho posible reduciendo prácticamente a un cuarto la duración del tiempo de cada bit precedente del sistema tributario inferior (o de entrada), para permitir, en el mismo tiempo antes reservado a un solo bit, transmitir ahora 4 bits.

En la fig. 4.12 está representada la trama de un sistema síncrono a 8,448 Mbit/seg ( igualmente la velocidad se puede calcular observando que el tiempo de bit, indicado en la fig. es de 0.118 Useg., por lo que:

$$1/0.118 \times 10^{-6} = 8,448 \text{ Mbit/seg}$$

Sin querer entrar demasiado en detalle, aclaramos a continuación el significado de *síncrono* y *asíncrono*

La multiplexión puede realizarse de forma síncrona o asíncrona.

En el primer caso cada sistema tributario (es decir cada grupo de 30 canales) es sincronizado por un único órgano centralizado, de manera que los bits que éstos proporcionan se presentan siempre en una posición fija y bien definida y por consiguiente no es necesario, una vez agrupados, juntarlas o agruparlas entre sí (fig.4.13 a).

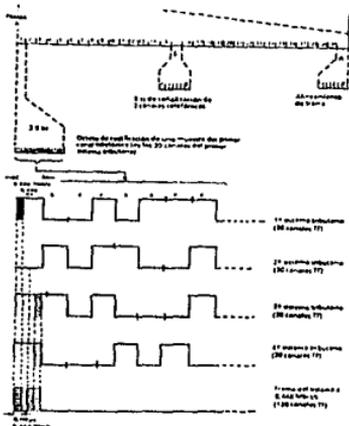


Figura 4.12 Formación de un sistema de 8 Mbits (con la multiplexión de cuatro sistemas de 2 Mbits)

En la multiplexión asíncrona, por el contrario, no existe este órgano centralizado, por lo que los bit procedentes de los sistemas tributarios no presentan una posición fija y bien definida y podrían existir superposiciones de bit entre sí, con la imposibilidad de identificarlos en recepción.

El método utilizado para evitar estos inconvenientes es el de añadir bits de relleno (pulse stuffing o justificación) para hacer que el tiempo de trama del sistema tributario sea lo mas constante posible (fig.4.14). Naturalmente, en recepción, los bits de relleno deberán ser reconocidos y anulados; para este fin, en la trama se insertan señalizaciones, (una para cada sistema tributario, compuesta cada una por 4 bit) que indican si se han insertado los bit de relleno (bit de señalización en 1) o no (bit de señalización en 0).

La misma figura 4.14 es válida también para la trama de un sistema a 34,369 Mbit, tomando en consideración solamente los valores escritos entre paréntesis.

La velocidad de transmisión para los tres niveles jerárquicos presentados anteriormente se obtienen fácilmente de la forma acostumbrada, conociendo los tiempos de bit.

20. nivel (120 canales) =  $1/T = 1/0.118 \text{ Useg} = 8,448 \text{ Mbit/s}$

30. nivel (480 canales) =  $1/T = 1/0.029 \text{ Useg} = 34,368 \text{ Mbit/s}$

40. nivel (1920 canales) =  $1/T = 1/0.00718 \text{ Useg} = 139,264 \text{ Mbit/s}$

La multiplexión se realiza de forma asíncrona, es decir, los tributarios, con la misma frecuencia nominal tienen relojes no relacionados entre sí.

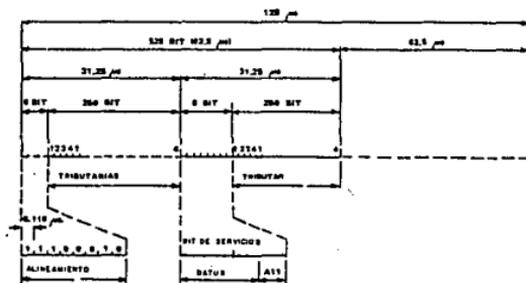


Figura 4.13 Composición de la trama de un sistema síncrono a 8488 Mbit/s

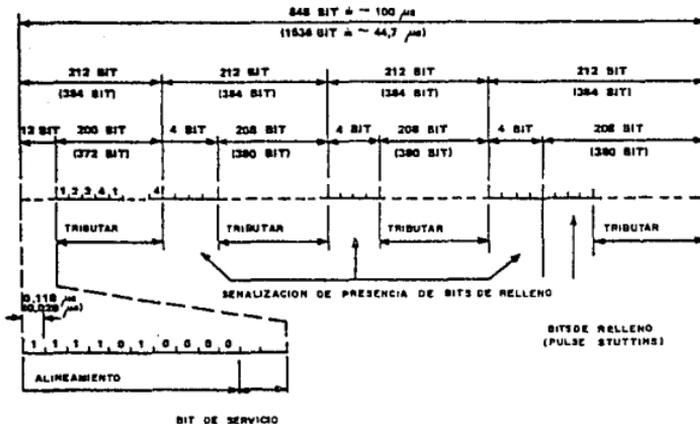


Figura 4.14 Composición de la trama de un sistema asíncrono a 8488 Mbit/s (valores fuera del paréntesis) y a 34368 (valores dentro del paréntesis)

#### 4.5 Inserción de bit y extracción de bit

Conviene añadir, a la trama generada por el multiplexor, antes de la modulación, la información de la subbanda base (SBB) (teleseñalización, informaciones de conmutación, conversaciones entre operadores de estaciones).

Mientras en los primeros sistemas digitales, estas informaciones se añadían mediante una modulación FM del VCO, empeorando así la relación señal ruido, en los sistemas de media y gran capacidad se inserta en el flujo binario de transmisión.

Para satisfacer la exigencia de añadir a este flujo una capacidad adicional de servicio, es necesario crear una señal agregada con una velocidad de bit mayor y generar una estructura de trama adaptada al reconocimiento y a la separación, en recepción, de las diferentes señales que la componen.

A tal efecto, se adopta una técnica de inserción de bits (bit insertion, B/I) que permite interrumpir el flujo de información generado por el multiplexor y rellenar estas interrupciones con bits que representan la información de SBB, para obtener periódicamente la estructura representada en la figura 4.15.

De esta figura se deduce que en todas las tramas están presentes 64 bits de SBB. Por tanto, considerando que la trama tiene una frecuencia de 64 KHZ, se deduce de ello que en el tiempo necesario para transmitir 139.264 Mbit, es decir, en un segundo, después de la inserción de bit llegan al modulador:

$$139\ 264\ 000 + (64 \times 64\ 000) = 143\ 360\ 000 \text{ bits}$$

Conviene por tanto utilizar un dispositivo que permita insertar por una parte 139 264 Mbits/s y por otra parte extraer 143 360 Mbits/s (en media, por cada 34 bits de entrada se leen 35)

Esta operación se realiza mediante la denominada "memoria elástica", que contiene, además de la memoria propiamente dicha y de los circuitos de conversión de código, un comparador de fase que proporciona las ordenes para el enganche del reloj de lectura, a 143 360 Mbit/s, con el de escritura, a 139 264 Mbit/s.

En recepción se realiza la operación complementaria, llamada Extracción de bit (B/E), y en este caso el reloj de escritura va a 143 360, pero carece de 64 transiciones, mientras que el de lectura va a 139 264 MHz y regenera el flujo de salida que se envía al multiplexor.

Los diagramas a bloques de la B/I y la B/E aparecen en la figura 4.16

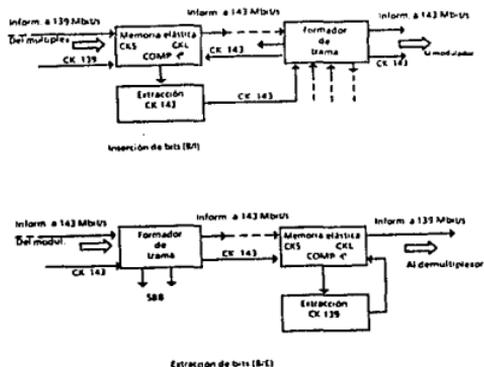
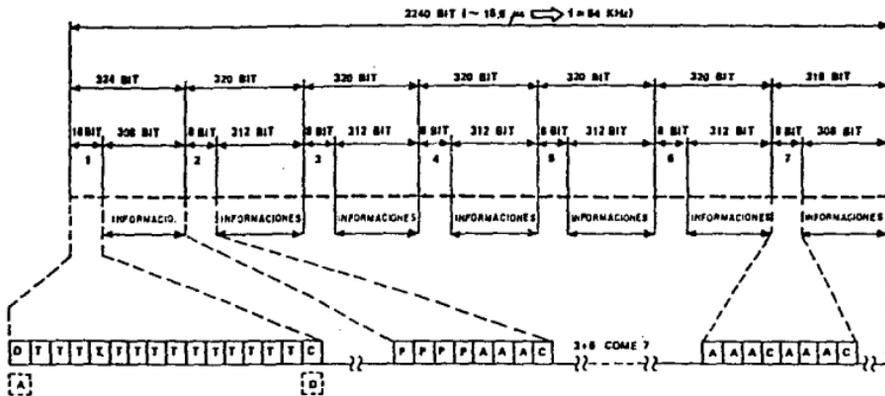


Figura 4.15 Bit Insertion (B/I) y Bit Extraction (B/E)

Figura 4.16 Estructura de trama para 140 Mbits/s después de la (B/I)



Los sectores 1-7 contienen en total 64 bits con las siguientes especificaciones:

T: Bits para alineamiento de trama (14 por trama)

P: Bits de paridad (4 por trama) para 256 kbit/s compuestos ( $4 \times 64.000 = 256$  kbit/s).

C: Bits para canales de servicio (12 por trama), o bien (11 por trama) para en forma compuesta un tributario a 768 kbit/s o bien a 704 kbit/s como alternativa a 6 canales

FDM digitalizados (640 kbit/s), más un canal de datos libre a 64 kbit/s.

A: Bits para un tributario auxiliar a 2048 kbit/s (33 por trama) o bien (34 por trama) sincronizados respectivamente a 2112 o a 2176 kbit/s ( $33 \times 64.000 = 2112$  kbit/s).

D: Bits para conmutación de diversidad  $N + 1$  (1 por trama para 64 kbit/s compuestos)

#### 4.6 Códigos utilizados para la transmisión de una señal PCM.

La señal PCM está constituida por una secuencia de "1" y "0" agrupados en el tiempo.

Según el tipo de transmisión adoptado, cable o radioenlace, pueden surgir dificultades, en el empleo de una señal constituida de esta forma, por lo que se puede hacer necesaria su conversión en otras señales que, manteniendo inalteradas las informaciones en ésta contenidas, se adapten mejor para esta finalidad. Estas conversiones se efectúan mediante los convenientes circuitos "convertidores de código". A continuación se examinarán los tipos mas comunes de códigos utilizados, a partir del código NRZ que es el utilizado en las precedentes.

##### 4.6.1 NRZ (No Retorno a Cero Unipolar 100% fig. 4.17 a-c)

Esta es la señal mas cómoda desde el punto de vista circuital, ya que todos los circuitos lógicos funcionan con el principio SI/NO y por consiguiente el NRZ es el código utilizado interiormente en los aparatos (múltiplex y radioenlaces). Observando la señal, vemos que todos los bits "1" tienen la misma polaridad positiva, por lo que en su espectro representado al lado, existe una componente de continua.

En la figura 4.17 se ha supuesto una frecuencia de repetición del reloj de 34 Mbit/seg. Sabiendo que esta onda cuadrada está formada por la superposición de "n" armónicos, todos de orden impar se intuye por la figura que la fundamental tendrá una frecuencia de 17 MHz, la tercera armónica de 51 MHz y así sucesivamente. De esta forma sabemos que no existe ningún armónico a la frecuencia de 34MHz, es decir a la frecuencia de reloj, por lo que siendo imposible en recepción extraer el reloj de la señal recibida, utilizando este código sería necesario transmitir aparte también la señal de reloj. (NOTA)

**NOTA:** En realidad el reloj se obtiene utilizando "transiciones" que suceden siempre a la frecuencia de reloj o a un múltiplo de ésta, para sincronizar un VCO. Esto, sin embargo, no elimina el problema, ya que largas secuencias de "ceros", careciendo de transiciones, no podrían sincronizar nunca el VCO.

Observando además que en el espectro de la señal NRZ existe una componente de continua podemos deducir que no se adapta a la transmisión por cable por las siguientes razones:

a) La componente de continua no permite transmitir a la línea la telealimentación de los eventuales regeneradores o los transceptores radio que tienen la misma finalidad que los regeneradores;

b) Todos los circuitos por los que transita la señal, deben tener una respuesta en frecuencia que se extiende hasta la continua (por ejemplo los amplificadores no podrían ser de acoplamiento capacitivo o de transformador) en caso contrario el espectro de la señal se alteraría irremediablemente.

Observando la señal vemos, además, que es prácticamente imposible individualizar un error, si, durante la transmisión por cable, un pico de ruido se suma a un "0" simulando por consiguiente un "1".

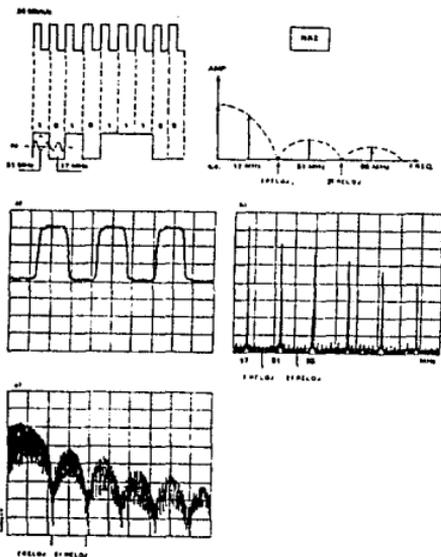


Figura 4.17 Código NRZ: a) Oscilograma de una secuencia 1-0-1-0  
 b) Espectro de la señal NRZ compuesta de 1-0-1  
 c) Espectro de una señal NRZ pseudo-aleatoria

#### 4.6.2 RZ (Retorno a cero - Unipolar al 50% - figura 4.18)

Es similar al precedente, con la duración de los pulsos reducida a la mitad. También es conveniente desde el punto de vista circuital, ya que todos los circuitos lógicos funcionan con el principio de SI/NO y por consiguiente el RZ es otro código utilizado interiormente en los aparatos.

Observando la señal vemos que todos los bit tienen la misma polaridad positiva, por lo que en su espectro representado al lado, existe una componente de continua. Suponiendo de nuevo el reloj a 34 Mbit/s y sabiendo que la onda cuadrada está formada por la superposición de "n" armónicos de orden impar, se intuye por la figura que esta vez la fundamental tendrá la misma frecuencia del reloj, es decir 34 MHz, el tercer armónico, de 102 MHz y así

sucesivamente. Por consiguiente es posible en recepción extraer el reloj directamente de la señal RZ recibida.

Sin embargo, si la señal RZ presentara una larga secuencia de "0", sería nuevamente imposible extraer el reloj para todo aquel período. La presencia de la componente de continua provoca por consiguiente los mismos inconvenientes ya vistos para la señal NRZ.

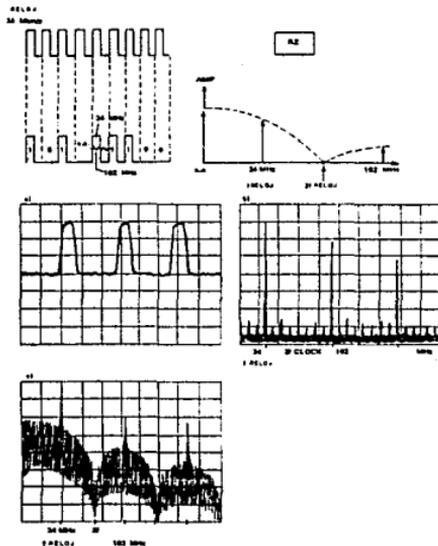


Figura 4.18 Código RZ: a) Oscilograma de una secuencia 1-0-1-0  
 b) Espectro de la señal RZ compuesta de todos "1"  
 c) Espectro de una señal pseudo-aleatoria

#### 4.6.3 AMI (Alternative Mark Inversion - Bipolar al 50% alternado a tres niveles - figura 4.19) (NOTA).

Este es el primer código de "línea"; observando la señal, vemos que los "1" son alternativamente positivos y negativos por lo que no existe ninguna componente de continua. La aparente ausencia de la frecuencia de reloj en su espectro, puede ser evitada, simplemente rectificando la señal recibida haciendo "volcar" los niveles lógicos

"1" negativos, haciéndolo por consiguiente similar a la señal RZ; en este caso, la señal recibida ha atravesado ya la línea y por consiguiente la aparición de la componente continua no importa y la frecuencia de reloj puede extraerse del nuevo espectro que presenta ahora la señal.

Otra ventaja que presenta esta señal, es la posibilidad de reconocer errores si durante la transmisión por cable un pico de ruido se sumara a un "0" simulando por consiguiente la presencia de un "1". Se tendría efectivamente una "violación" del código el cual prescribe que los "1" sean alternativamente positivos y negativos.

También para este código subsiste sin embargo la posibilidad de que una larga secuencia de "0" haga imposible la extracción de la frecuencia de reloj.

NOTA: Código nacido con el sistema digital; sin embargo hoy se prefiere el HDB3.

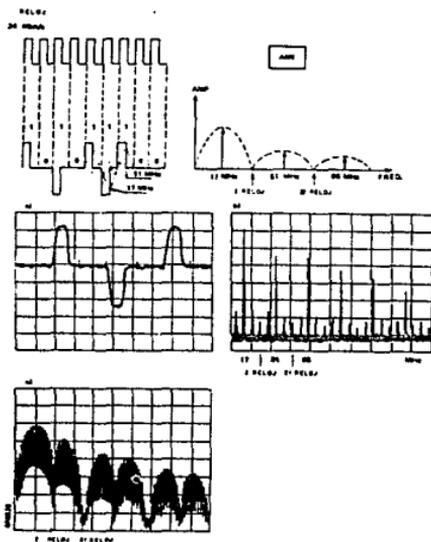


Figura 4.19 Código AMI: a) Oscilograma de una señal 1-0-1-0  
 b) Espectro de la señal AMI compuesta de todos "1"  
 c) Espectro de una señal AMI seudocaleatoria

**4.6.4 HDB3 (High Density Binary con no más de tres ceros consecutivos) Bipolar al 50 % alternado a tres niveles)**

Es también un código de línea; observando la señal vemos que los "1" son alternativamente positivos y negativos por lo que no existe ninguna componente de continua. Por esto vale, todo lo que se ha dicho para la señal AMI, salvo que el HDB3 representa, respecto al AMI, la ventaja de poder extraer la señal de reloj también en presencia de largas secuencias de "0". En efecto, cuando se tienen más de tres ceros consecutivos, automáticamente se inserta un "1" en el lugar del cuarto "0", violando la polaridad (es decir se inserta un "1" con la misma polaridad del último "1" recibido) de forma que se pueda reconocer en recepción y poderlo eliminar.

Si entre dos violaciones consecutivas no existen "1" o bien hay un número par de unos, se inserta un bit adicional para mantener nula la componente continua. (NOTA).

NOTA: En la realidad el reloj no se extrae filtrando la señal para separar la línea que corresponda a éste, sino utilizando las transiciones que suceden a la frecuencia del reloj o múltiplos de ésta, para sincronizar un oscilador local (VCO) oscilante a la frecuencia del reloj. El principio que se podría pensar también válido para todos los códigos precedentes, en realidad puede aplicarse solamente al HDB3 porque es el único que no puede presentar largas secuencias de ceros (en los que la ausencia de transiciones dejaría sin sincronismo al oscilador local).

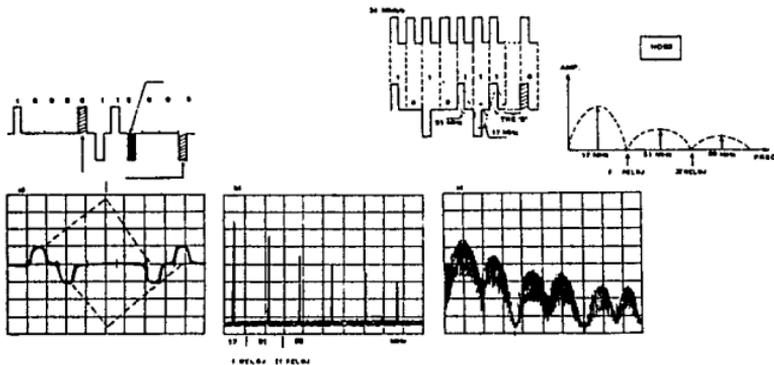


Figura 4.20 Código HDB-3: a) Oscilograma de una señal 1-0-1-0  
 b) Espectro de la señal HDB-3 compuesta de todos "1"  
 c) Espectro de una señal HDB-3 pseudoaleatoria

#### 4.6.5 CMI (Coded marks inversion-Inversión de marca codificada) Bipolar al 100% alternativo a dos niveles figura 4.21

El CCITT recomienda usar este código para la transmisión de señales a 139 264 Mbit/s. Se obtiene como se ve en la figura, representando los bits "1" alternativamente con nivel alto (+1) y bajo (-1).

En cambio cada bit "0" se representa con valor bajo la primera mitad del ciclo, y con valor alto la segunda mitad, independientemente del valor del bit siguiente.

El reloj se puede extraer fácilmente, dado el elevado número de transiciones, y no tiene componente de continua.

Permite además, controlar la calidad de la transmisión, ya que una secuencia de bits en código CMI puede mantener el nivel alto (o bajo) durante un tiempo máximo de 1.5T de reloj. Después de este tiempo debe conmutar necesariamente al nivel bajo (alto).

Este código se emplea debido a la facilidad de realización de las redes de codificación y decodificación; no obstante tiene una ocupación espectral superior al HDB-3 (El código HDB-3 tiene el primer nulo a la frecuencia de reloj, mientras que el CMI tiene el primer nulo a una frecuencia igual al doble de la de reloj).

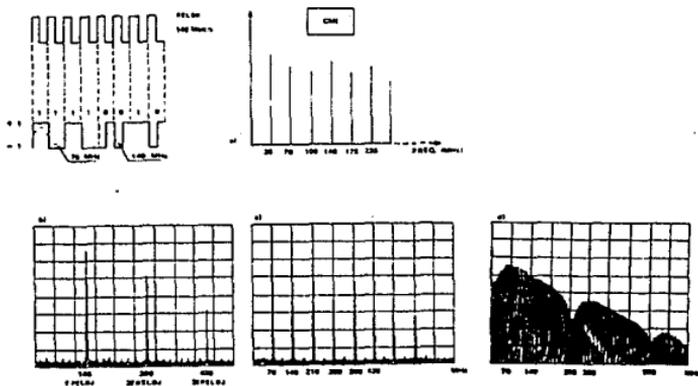


Figura 4.21 Código CMI: a) Oscilograma de una señal 1-0-1-0  
b) Espectro de la señal CMI compuesta de todos "0"  
c) Espectro de una señal CMI compuesta de todos "1"  
d) Espectro de una señal CMI pseudoaleatoria

#### 4.7 Evaluación de la calidad de la señal recibida. Ruido de Cuantización.

Durante la exposición de la operación de cuantización, se ha mencionado el hecho de que introduce un error característico de este procedimiento, que es tanto más pequeño cuanto menor es la altura de cada escalón, y por tanto cuánto más escalones se han previsto. Este error se traduce en recepción de una señal distorsionada, con referencia a la que se ha transmitido.

Puesto que una señal distorsionada se puede asociar intuitivamente a la suma de la señal original más los armónicos generados por la distorsión, es evidente que la operación de cuantificación introduce un ruido.

La figura 4.22 muestra la transformación sufrida por una semisenóide al pasar por un cuádrupolo con una función de transferencia escalonada.

La figura 4.23 siguiente compara la señal original y la señal cuantificada; se puede observar para ella que el tramo X-Y, la señal original se ha cuantificado a un nivel inferior respecto del real (error por defecto), mientras que en el tramo Y/Z se ha cuantificado a nivel superior al real (error por exceso).

La figura 4.23b muestra la variación, en el tiempo, de la magnitud de error de cuantificación cometido. Dicho error, que se manifiesta en el detalle de la fig. 4.23c, puede por tanto alcanzar el valor máximo "e".

Teniendo en cuenta que en la figura solamente se considera la parte positiva de la senoide, este error (es evidentemente proporcional al número de escalones) vale  $1/2^n$ , donde " $2^n$ " es el número de escalones previstos.

Una señal cualquiera, con amplitud ya sea positiva o negativa, vale en cambio:

$$\text{error máximo (es decir, pico a pico)} = 1/2^{n-1}$$

En efecto, si por ejemplo se tiene  $2^3$  escalones positivos y  $2^3$  negativos, se tendrá:

$$2^3 = 8 \text{ escalones para la parte positiva de la señal}$$

$$2^3 = 8 \text{ escalones para la parte negativa de la señal}$$

$$16 \text{ escalones} = 2^4 = 2^{n-1} + 1, \text{ es decir, } 2^{n-1}$$

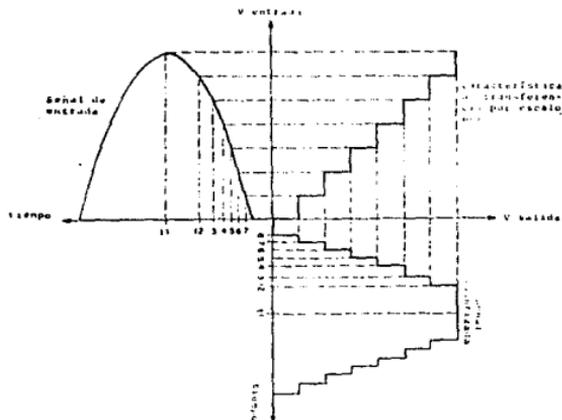


Figura 4.22 Transformación sufrida por una semisenoide al pasar por un cuadrupolo con una función de transferencia escalonada.

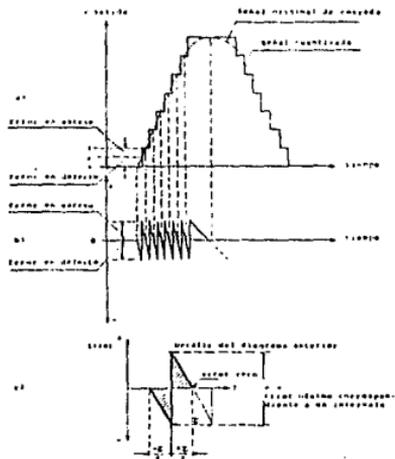


Figura 4.23 Comparación entre la señal original y la señal cuantificada

#### 4.7.1 Circuitos de decisión para la reconstrucción de la señal transmitida y "Jitter"

Las causas que pueden producir un error en la "lectura" de la señal recibida son esencialmente:

- el ruido, que se superpone a la señal útil recibida
- la distorsión sufrida por la señal al atravesar el medio de transmisión.

Ambas causas están relacionadas con el medio de transmisión empleado; en el caso de transmisión por cable intervienen la diafonía, los pulsos recogidos por el cable, la respuesta de amplitud y de fase en función de la frecuencia intervienen las eventuales interferencias en RF, el ruido térmico de los equipos, etc.

En recepción se comete un error cuando el circuito de decisión reconoce un "uno" cuando en realidad se ha transmitido un cero y viceversa. En efecto, el circuito limitador que precede al circuito de decisión, constituido por un circuito de disparo ordinario, como por ejemplo un flip-flop, tiene la misión de caracterizar la presencia o la ausencia del pulso recibido, transformándolo en secuencias recibidas, formada por pulsos distorsionados y afectados de ruido, en una secuencia de pulsos reconstruidos con frentes verticales.

Esta reconstrucción sin embargo, puede producir errores, ya que el circuito en el interior tiene un umbral de actuación igual a  $P/2$  donde  $P$  es la amplitud máxima del pulso que llega (es decir, el nivel lógico 1). El ruido superpuesto al pulso provoca una oscilación continua hacia arriba y hacia abajo del pulso haciéndolo atravesar repetidamente el umbral de limitación en diferentes puntos (figura 4.24b), y provocando la indecisión de los frentes de subida y de bajada (conmutaciones de 1 a 0) del pulso recortado de salida (Jitter de la figura 4.24c).

En condiciones normales el circuito de decisión (flip-flop) que sigue lee toda la secuencia en el centro de cada pulso, eliminando Jitter (figura 4.24c); sin embargo, cualquier aumento en la amplitud del ruido que provoque el aumento del Jitter hasta invadir el punto de lectura hace que el circuito de decisión pueda leer un nivel lógico uno cuando está presente un cero o viceversa.

Estos errores, una vez producidos no se pueden eliminar, por lo que son computados por los circuitos medidores de errores incluidos en todos lo equipos.

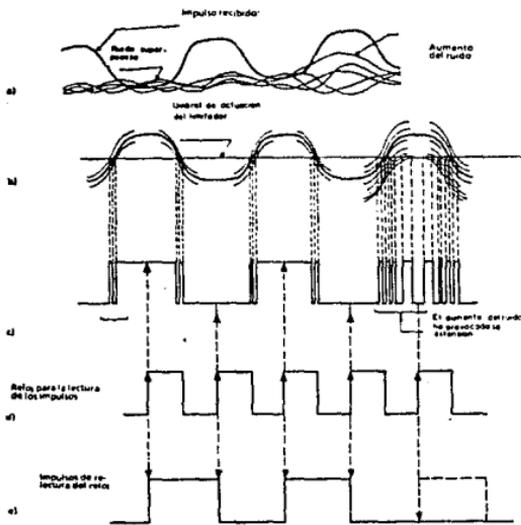


Figura 4.24 a) Pulso recibido con ruido sobrepuesto  
 b) y c) Formación del Jitter  
 d) y e) Eliminación del Jitter a través de la lectura en el centro del pulso

#### 4.7.2 Método de medida de los errores de la señal recibida

La evaluación de la calidad de una señal PCM recibida se efectúa midiendo el número de bits erróneos en la unidad de tiempo (tasa de error). La tasa de error caracteriza un enlace digital de la misma forma que el nivel de ruido (pWop) caracteriza un enlace analógico. La medida se puede realizar en el laboratorio comparando una secuencia de bits bien definida, que se reconstruye en recepción de forma que resulte idéntica a la transmitida, con la secuencia de bits que se ha recibido realmente.

Todos los equipos disponen de un circuito detector de errores que proporciona una medida de la probabilidad de que en ciertas condiciones se produzca un error. Esta medida se efectúa comparando continuamente (durante el funcionamiento) la secuencia recibida con la misma secuencia retardada en cierto tiempo (6 - 10 nseg).

Como se muestra en la figura 4.25, la secuencia no retardada es "leída" por el flip-flop en el centro de los pulsos, mientras que la secuencia retardada se lee ligeramente desplazada hacia los flancos del pulso, y por lo tanto más próxima al Jitter es evidente que un aumento del Jitter puede llegar al punto de lectura de la secuencia no retardada, cuya "lectura", por lo tanto no se verá afectada; comparando continuamente estas dos secuencias mediante una puerta NOR exclusiva tendremos una alarma cada vez que las dos secuencias son diferentes.

La magnitud de retardo se proyecta de forma que este circuito produzca la alarma cuando el número de errores medidos supera el umbral previsto (se calcula por tanto de forma que la "probabilidad" de error coincida con la tasa de error).

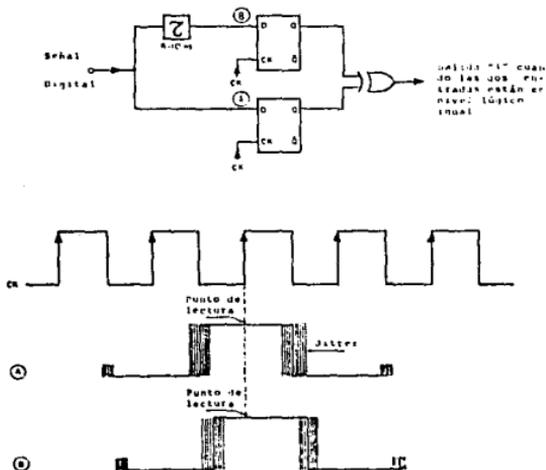


Figura 4.25 Circuito detector de errores

**CAPITULO V.  
TRANSMISIONES DE SEÑALES PCM A TRAVES DE RADIOENLACES**

**5.1 Modulación de una portadora RF a través de Radioenlaces.**

La transmisión de una señal PCM puede tener lugar mediante modulación de una portadora de dos maneras:

-directa (modulando una portadora de radiofrecuencia, RF)

-indirecta (modulando una portadora en frecuencia intermedia (FI), y efectuando a continuación una conversión a RF)

Además, una señal PCM puede modular una portadora en amplitud (AM y ON-OFF), en fase (PSK), en frecuencia (FSK), o bien simultáneamente en fase y amplitud (QAM).

La elección de un método de modulación se realiza mediante criterios adecuados con objeto de garantizar siempre:

- la eficiencia de utilización del espectro:

- la resistencia a las perturbaciones de tipo no coherente: interferencia heterofrecuencial e isofrecuencial, ruido térmico;

- la resistencia a las perturbaciones de tipo coherente: interferencia debido a caminos múltiples (ecos), etc.;

- resistencia a las no linealidades de los aparatos, concentrada principalmente en el transmisor

- sencillez de realización con objeto de favorecer la economía y la confiabilidad de los aparatos.

En el caso de transmisiones de alta capacidad, para garantizar lo anteriormente dicho se recurre a la modulación M-QAM en la cual  $M=L^2$ , en donde L representa el número de niveles de tensión asumibles de la señal digital modulante.

Antes de entrar en los detalles de la modulación M-QAM, se introduce la modulación PSK (ampliamente utilizados para los sistemas de baja y media capacidad) de modo de poder, en seguida comprender la analogía en base a estos dos métodos, y la profunda diferencia que inducen a preferir uno del otro en relación a la capacidad del sistema.

**5.1 Modulación PSK Bifase y Cuadrifase**

La modulación de fase, es obtenida variando la fase de una portadora proporcionalmente a la amplitud de la señal modulante.

En el caso de una señal modulante digital binaria, la fase de la portadora varía bruscamente de un valor a otro, los cuales distan entre sí  $180^\circ$ . Por comodidad, supondremos que la señal digital  $P(t)$  podrá asumir los valores  $\pm 1$  (NRZ)

$$P(t) = \pm 1$$

Es posible decir que el valor  $\pm 1$  de la señal viene asociada a la fase de referencia  $0^\circ$  de la portadora, mientras al valor  $-1$  resulta asociada a la fase opuesta ( $180^\circ$ ).

Porque la modulación equivale a un producto, a la salida se tendrá :

$$P(t) A \text{ sen } \omega_0 t$$

a) Cuando  $P(t) = +1$ , a la salida se tendrá:

$$+1 A \text{ sen } \omega_0 t = +A \text{ sen } \omega_0 t \quad \text{esto es con fase } \underline{0^\circ}$$

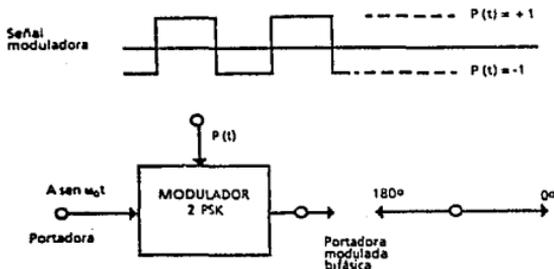
b) Cuando  $P(t) = -1$  a la salida se tendrá:

$$-1 A \text{ sen } \omega_0 t = -A \text{ sen } \omega_0 t =$$

$$A \text{ sen } (\omega_0 t + 180^\circ) \quad \text{esto es con fase } (\omega_0 t + 180^\circ)$$

La expresión  $P(t) A \text{ sen } \omega_0 t$  describe por lo tanto la modulación bifase (2PSK) de una portadora.

Considerando ahora una señal NRZ, teniendo por ejemplo, una velocidad de transmisión de 34 Mbit/s, separando los bits pares de los impares, o sea enviamos el primer bit, el tercero, el quinto por una vía a un modulador bifase que genere las fase  $\pm 90^\circ$ , como se indica en la figura siguiente.



Análogamente enviamos los bits pares a un segundo modulador bifase, en cuadratura respecto al anterior, y que por lo tanto genera las fases  $0^\circ$ ,  $180^\circ$ .

Cada modulador trabaja con una señal de velocidad a la mitad (17 Mbit/s) respecto a aquella de la señal original (34 Mbit/s).

Si sumamos ahora de forma analógica las dos portadoras moduladas en bifase (que suponemos por simplicidad de amplitud unitaria) obtenemos la siguiente expresión:

$$P(t) \text{ sen } \omega_0 t + Q(t) \text{ cos } \omega_0 t$$

que representa una onda senoidal resultante, con cuatro posiciones de fase, y por tanto la señal de salida de un modulador cuadrifase (PSK). En efecto, cada pareja de bits  $P(t)$ ,  $Q(t)$  de la señal modulante puede presentarse en cuatro diversas combinaciones a las cuales corresponden cuatro posiciones de fase de la portadora de salida:

$P(t)$	$Q(t)$	Fase resultante
+1	+1	"a"
-1	+1	"b"
+1	-1	"c"
-1	-1	"d"

Por último notamos que, mediante una adecuada codificación diferencial, es posible asociar el contenido informativo de la señal PCM a los saltos de "fase" de la portadora, haciendo así totalmente indiferentes las distintas condiciones posibles de enganche de fase de la portadora del demodulador en recepción, respecto a la del modulador de transmisión.

Un salto de fase de la portadora representa:

- en el caso bifase, la selección entre dos posibles estados, respecto al estado precedente. Esto corresponde al contenido informativo de 1 bit ("símbolo" transmitido). La velocidad de símbolo es igual a la velocidad de bit;

- en el caso cuadrifase, la selección entre cuatro posibles estados, respecto al estado precedente. Esto corresponde al contenido informativo de una pareja de bits ("símbolo" transmitido). La Velocidad de símbolo es igual a la mitad de velocidad de bit.

La mayor complejidad del sistema cuadrifase se compensa por la reducción a la mitad de la banda empleada. En efecto, refiriéndose a la figura 1 las señales  $P(t)$  y  $Q(t)$  tienen una velocidad de bit dividida a la mitad respecto a la señal de ingreso, y también un espectro dividido. Análogamente dos moduladores en cuadratura trabajan a velocidad dividida en dos, y el sumador analógico en la salida contiene la sobreposición de dos señales modulantes, a igual espectro de banda.

$$Z = P(t) \text{ sen } \omega t + Q(t) \text{ cos } \omega t$$

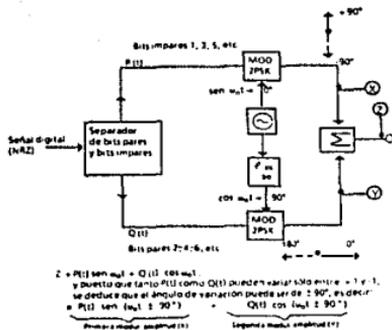
y puesto que tanto  $P(t)$  como  $Q(t)$  pueden variar sólo entre +1 y -1, se deduce que el ángulo de variación puede ser de  $\pm 90^\circ$  es decir:

$$= P(t) \text{ sen } (\omega t \pm 90^\circ) + Q(t) \text{ cos } (\omega t \pm 90^\circ)$$

donde:

$P(t) \text{ sen } (\omega t \pm 90^\circ)$  - es la primera modulación de amplitud (X)  
 $Q(t) \text{ cos } (\omega t \pm 90^\circ)$  - es la segunda modulación de amplitud (Y)

Observando la expresión final se puede afirmar que una modulación cuadrifásica equivale a la suma de dos modulaciones de amplitud (con portadora eliminada) en cuadratura entre sí. De ello surge la necesidad de que los órganos que atraviesa la señal sean lineales, para no introducir distorsiones.



Observar cómo se produce la inversión de fase en el ejemplo de modulación PSK. En el caso de la modulación PSK, los bits modulados en fase se representan con el nivel de amplitud  $\pm 1$  y  $-1$ . De este modo, para representar los bits los diagramas de estado de la señal se muestran en los ejes de modulación ortogonales.

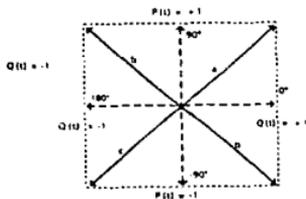


Figura 5.1 Diagrama de bloques y diagrama vectorial de un modulador cuadrifásico

### 5.3 Demodulación PSK Bifase y Cuadrifase

Para demodular cualquier señal de tipo  $P(t)$  sen  $\omega_c t$  es suficiente con batir (o sea multiplicar, ver figura 2) la portadora modulada a la llegada, con una señal que tenga la misma frecuencia (en el ejemplo siguiente se la supone desviada en fase según un ángulo constante  $\varphi$ ):

$$P(t) \text{ sen } \omega_c t \text{ C sen } (\omega_c t + \varphi)$$

$$P(t) \text{ C } \frac{1}{2} \cos [\omega_c t - (\omega_c t + \varphi)] - \frac{1}{2} \cos [\omega_c t + (\omega_c t + \varphi)] =$$

$$P(t) \text{ C } \frac{1}{2} \cos (\varphi) - \frac{1}{2} \cos - \frac{1}{2} \cos (2 \omega_c t + \varphi)$$

y situando a continuación del circuito multiplicador un filtro pasa bajo que elimina la frecuencia doble, se elimina el segundo término, quedando:

$$P(t) C \frac{1}{2} \cos \varphi$$

y suponiendo que el ángulo  $\varphi$  es muy pequeño y tiende a cero el coseno tiende a 1, quedando solo la señal modulante  $P(t)$ . En efecto, el término  $C$  que representa la amplitud de la portadora, puede ser ignorado ya que solo influye sobre la amplitud en la señal  $P(t)$  demodulada.

La operación de demodulación puede ser hecha con dos sistemas diferentes, basados ambos en el principio anteriormente descrito:

- demodulación diferencial
- demodulación coherente

El primer sistema no requiere conocer la frecuencia de la portadora (es decir, no es necesario disponer localmente de una señal con la misma frecuencia de la portadora que se recibe), mientras esto es necesario para la demodulación coherente.

La demodulación diferencial puede parecer a primera vista mas conveniente y mas simple en cuanto a realización circuital, pero además de presentar umbrales que son peores en algunos dB, requiere una estabilidad particular de algunos parámetros críticos, por lo cual es preferida la demodulación coherente.

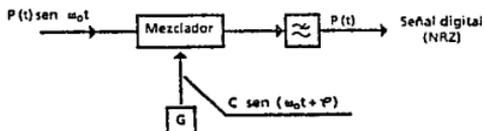


Figura 5.2 Diagrama de bloques de un modulador coherente bifásico

### 5.3.1 Demodulación Coherente

Ya se ha dicho que este método requiere de disponer localmente de una señal que tenga la misma frecuencia de la portadora que se recibe.

El sistema para "reconstruir" localmente la portadora será discutido en seguida.

En el caso de modulación bifase, el circuito es el mismo presentado anteriormente.

En el caso de demodulación cuadrifase, el circuito es mostrado en la figura 5.3.

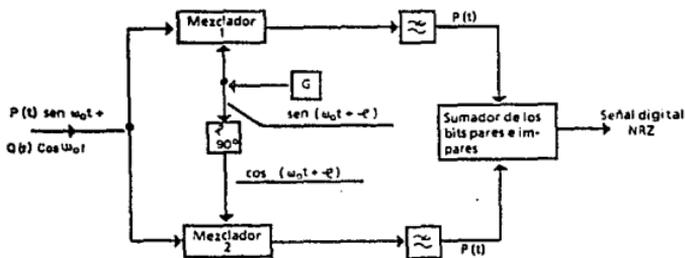


Figura 5.3 Diagrama de bloques de un demodulador coherente cuadrifásico en el cual, por sencillez, la portadora reconstruida tiene amplitud unitaria.

Examinando separadamente las dos vías de este circuito:

-vía superior

$$\begin{aligned}
 & [P(t) \text{ sen } \omega_0 t + Q(t) \text{ cos } \omega_0 t] \cdot [\text{sen } (\omega_0 t + \varphi)] = \\
 & = P(t) \text{ sen } \omega_0 t + (\text{sen } \omega_0 t + \varphi) + Q(t) \text{ cos } \omega_0 t \cdot \text{sen } (\omega_0 t + \varphi) = \\
 & = P(t) \frac{1}{2} \text{ cos } [\omega_0 t - (\omega_0 t + \varphi)] - \frac{1}{2} \text{ cos } [\omega_0 t + (\omega_0 t + \varphi)] + \\
 & + Q(t) \frac{1}{2} [\text{sen } (\omega_0 t + \varphi) - \omega_0 t] + \frac{1}{2} \text{ sen } [(\omega_0 t + \varphi) + \omega_0 t] = \\
 & P(t) \left[ \frac{1}{2} \text{ cos } \varphi - \frac{1}{2} \text{ cos } (2 \omega_0 t + \varphi) \right] + \\
 & Q(t) \left[ \frac{1}{2} \text{ sen } \varphi + \frac{1}{2} \text{ sen } (2 \omega_0 t + \varphi) \right]
 \end{aligned}$$

y recordando que el filtro pasa bajo elimina el término  $(2 \omega_0 t + \varphi)$ , la expresión anterior queda de la siguiente forma:

$$P(t)/2 (\text{cos } \varphi) + Q(t)/2 \text{ sen } \varphi$$

suponiendo a  $\varphi$  muy pequeño:

$$\text{cos } \varphi = 1 \text{ y } \text{sen } \varphi = 0$$

$$\text{quedando solo: } P(t)$$

-vía inferior

$$\begin{aligned}
& [P(t) \text{ sen } \omega t + Q(t) \text{ cos } \omega t] \cdot [\text{cos } (\omega t + \varphi)] = \\
& = P(t) \text{ sen } \omega t \text{ cos } (\omega t + \varphi) + Q(t) \text{ cos } \omega t \cdot (\text{cos } \omega t + \varphi) = \\
& = P(t) \left[ \frac{1}{2} \text{ sen } (\omega t - (\omega t + \varphi)) + \frac{1}{2} \text{ sen } \omega t + [(\omega t + \varphi)] + \right. \\
& \left. + Q(t) \left[ -\frac{1}{2} \text{ cos } [(\omega t - (\omega t + \varphi))] + \frac{1}{2} \text{ cos } [(\omega t + \varphi) + \omega t] = \right. \right. \\
& \quad P(t) - \frac{1}{2} \text{ sen } \varphi + \frac{1}{2} \text{ sen } (2 \omega t + \varphi) + \\
& \quad \left. \left. Q(t) \frac{1}{2} \text{ cos } \varphi + \frac{1}{2} \text{ cos } (2 \omega t + \varphi) \right] \right]
\end{aligned}$$

y recordando que el filtro pasa bajo elimina el término  $(2\omega t + \varphi)$ , la expresión anterior queda

$$P(t) - \frac{1}{2} \text{ sen } \varphi + Q(t) \frac{1}{2} \text{ cos } \varphi$$

suponiendo a  $\varphi$  muy pequeño

$$\text{sen } \varphi = 0 \quad \text{y} \quad \text{cos } \varphi = 1$$

Quedando solo  $Q(t)$

Así son reobtenidos  $P(t)$  y  $Q(t)$  relativos a los bits pares e impares que componen las señales digitales. Para reconstruir la señal digital transmitida es ahora suficiente, enviar las dos secuencias de bits impares y pares a un circuito que deja pasar un bit par y un impar alternativamente.

#### 5.4 Espectro de una portadora demodulada en fase (PSK) de la señal PCM

Independientemente de la modulación utilizada (directa a RF o a través de FI), la expresión final de una portadora modulada de la señal digital  $P(t)$  resulta siempre del tipo:

$$P(t) \text{ sen } \omega t \quad \text{con} \quad P(t) = \pm 1$$

Sabemos además que la señal digital  $P(t)$ , siendo una onda rectangular, presenta un espectro de frecuencia bien definido, compuesto de un número elevadísimo de frecuencias armónicas.

El mismo término  $P(t)$  aparece también contenido en la expresión de la portadora modulada, por lo que podemos ahora afirmar que el espectro de la señal se traslada "linealmente" de la banda base a la RF y viceversa.

Esto significa que, por ejemplo, cualquier ruido introducido o distorsión súbita de la señal RF vendrá trasladada linealmente a la banda base en su señal digital demodulada.

Conociendo aproximadamente que forma tendrá el espectro de una portadora RF así modulada, escribimos la expresión antes dicha

metiendo en lugar de  $P(t)$ , que suponemos sea una onda rectangular, el correspondiente desarrollo en serie de Fourier, limitándolo por comodidad solo a la tercera armónica. Suponiendo además que la onda rectangular tienen  $T=2t_0$ , el espectro no tendrá armónicas pares y tendremos:

$$P(t) \text{ sen } \omega_0 t = (A_1 \text{ sen } \omega_0 t + A_3 \text{ sen } 3\omega_0 t) \text{ sen } \omega_0 t = \\ = A_1 [ \frac{1}{2} \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} \cos (\omega_0 - \omega_0) t ] + \\ + A_3 [ \frac{1}{2} \cos \omega_0 t + \frac{3}{2} \cos (\omega_0 - 3\omega_0) t ]$$

donde:

- $(\omega_0 + \omega_0) t$  es la 1a. banda lateral superior
- $(\omega_0 - \omega_0) t$  es la 1a. banda lateral inferior
- $(\omega_0 + 3\omega_0) t$  es la tercera banda lateral superior
- $(\omega_0 - 3\omega_0) t$  es la tercera banda lateral inferior
- $A_1 \text{ sen } \omega_0 t + A_3 \text{ sen } 3\omega_0 t$  es el espectro de la señal  $P(t)$

Hemos visto por tanto que el espectro de una portadora modulada PSK por la señal digital incorpora todavía el espectro de la señal digital  $P(t)$ , repitiendo simétricamente a ambos lados de la frecuencia portadora (anulada), con lo que se tiene la confirmación de que el espectro de la señal digital se traslada linealmente a RF (o a FI).

Para saber el ancho de banda requerido para transmitir un espectro es necesario tomar en cuenta en la modulación cuadrifase la separación de los bits pares e impares y la elaboración separada de las dos informaciones y del valor de la velocidad de transmisión y de la banda RF (ó FI) necesaria.

Para complementar reportamos también los valores relativos a la modulación 16 QAM que trataremos a continuación.

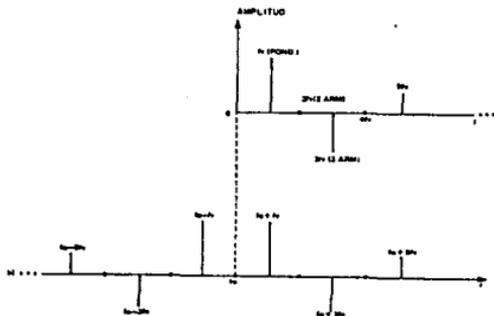


Figura 5.4

- a) Espectro de la señal digital NRZ (1,0,1,0)
- b) Espectro de una portadora RF o FI modulada en PSK por la señal digital del punto a)

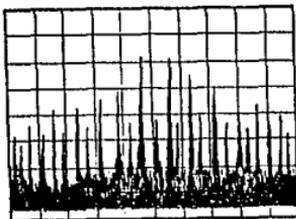


Figura 5.5 La misma señal de la fig. 5.4 b) fotografiada en el analizador de espectros (excluyendo el scrambler)

### 5.5 Modulación M-QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

La modulación M-QAM permite aumentar la capacidad de transmisión, sin aumentar proporcionalmente el espacio espectral de la señal RF. Por este motivo y por otros que veremos enseguida este tipo de modulación es preferida con respecto a la PSK en los sistemas de alta capacidad.

Una señal modulada M-QAM se obtiene (ver figura 5.6) sumando vectorialmente dos oscilaciones isofrecuenciales (en cuadratura) moduladas en amplitud (a doble banda lateral y portadora suprimida: DSB-SC).

Si  $f_0$  es la frecuencia de la portadora y  $V_0$  su amplitud se tiene:

$$S(t) = P(t) V_0 \sin \omega_0 t + Q(t) V_0 \cos \omega_0 t \quad \text{con } \omega_0 t = 2\pi f_0 t$$

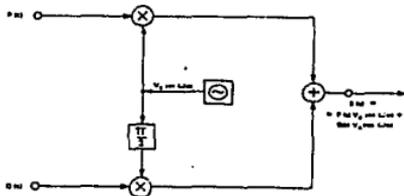


Figura 5.6 Diagrama de bloques de una modulación QAM

Las señales modulantes  $P(t)$  y  $Q(t)$  son digitales y pueden asumir  $L = M$  niveles, por ejemplo entre los siguientes

$$\{ \pm 1/(L-1); \pm 3/(L-1); \pm 5/(L-1); \dots; \pm (L-1)/(L-1) \}$$

De forma que los puntos del plano, representan todos los posibles estados asumible por el vector  $S(t)$ , están dispuestos simétricamente respecto al eje horizontal y el vertical como en la figura 5.7b).

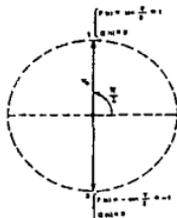


Figura 5.7 Diagrama de una modulación 2 PSK

#### 5.5.1 Consideraciones de las modulaciones PSK y QAM

Se puede mostrar que la modulación PSK puede ser considerada como un caso particular de la QAM asumiendo las señales  $P(t)$  y  $Q(t)$  tengan valores correspondientes a las coordenadas de puntos distribuidas simétricamente en una circunferencia de radio unitario.

De este modo, los puntos representativos (extremos de los vectores) de la modulación estarán en las mismas posiciones de los puntos mencionados, pero en una circunferencia de radio  $V_0$  (amplitud de la portadora).

##### A) 2-PSK

$$P(t) = \pm \text{sen } \pi/2 = \pm 1 \qquad Q(t) = 0$$

con lo cual:

$$S(t) = \begin{cases} +V_0 \text{ sen } \omega t \\ -V_0 \text{ sen } \omega t \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_0 \text{ sen } \omega t \\ V_0 \text{ sen } (\omega t + \pi) \end{cases}$$

y esto equivale a una modulación de fase  $(0-\pi)$  representada en la figura 5.8

##### B) 4-PSK

$$P(t) = \pm \text{sen } \pi/4 \qquad Q(t) = \pm \text{cos } \pi/4$$

y los resultados de la modulación son descritos en el diagrama vectorial de la figura 5.9

c) 8-PSK

$$P(t) \begin{cases} \pm \text{sen } \pi/8 \\ \pm \text{sen } 3/8\pi \end{cases} \quad Q(t) \begin{cases} \pm \text{cos } \pi/8t \\ \pm \text{cos } 3/8\pi \end{cases}$$

con la condición que P(t) y Q(t) no asuman nunca al mismo tiempo los mismos valores, se tiene la situación ilustrada en la figura 5.9.

Si se deben de transmitir más de 8 símbolos no es conveniente distribuir los puntos representativos (extremos de los vectores) a lo largo de una circunferencia en cuanto se reduce la distancia entre éstos y en consecuencia se reduce también la amplitud de los eventuales disturbios que pueden causar errores en el reconocimiento de dos puntos adyacentes.

Se abandona por tanto la ubicación sobre la circunferencia y se recurre a la modulación QAM, en la cual las señales modulantes pueden asumir L niveles equidistantes.

En la figura 5.9 son mostrados los diagramas de una 16-PSK y de una 16-QAM.

Tales diagramas muestran que a igualdad de potencia de pico (máxima amplitud del vector representativo) la distancia entre los puntos adyacentes es mayor en la 16-QAM que en la 16-PSK. Es por esto que en la 16 QAM puede ser tolerado un ruido mayor (de amplitud igual al radio de los círculos pequeños dibujados con líneas de puntos).

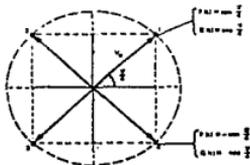


Figura 5.8 Diagrama de la modulación 4 PSK

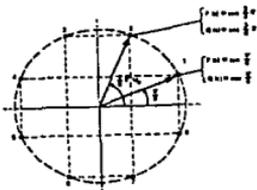


Figura 5.9 Diagrama de la modulación 8 PSK

### 5.5.2 Modulación 16-QAM (L=4)

Establecidas algunas ventajas de la modulación QAM respecto a la PSK. Comenzaremos a profundizar en la 16 QAM usada en los sistemas de transmisión de alta capacidad (70-140 MBit/s).

Se había visto (fig. 5.10) que para modular en 16 QAM se debe de multiplicar a las dos señales modulantes P(t) y Q(t) respectivamente por  $V_o \text{ sen } \omega t$  y  $V_o \text{ cos } \omega t$ , obteniendo dos señales modulantes en amplitud;

$$P(t) V_o \text{ sen } \omega t \quad \text{y} \quad Q(t) V_o \text{ cos } \omega t$$

Porque P(t) y Q(t), en el caso 16-QAM, pueden asumir, en un intervalo de símbolo ( $T_s$ ), cuatro valores (L=4) esto es ( $\pm 1/3; \pm 1$ ), la representación vectorial de dos señales modulantes está representada en la figura 11a).

Si sumamos ahora estos dos vectores, cada uno de los cuales puede tomar cuatro valores diferentes, obtenemos una modulación híbrida, es decir, la resultante S(t) está modulada tanto en amplitud como en fase, y puede pasar por 16 estados distintos, como se demuestra en la figura 5.11b).

En esta figura se observa la presencia de 4 grados de simetría, en el sentido de que los giros del diagrama de magnitud  $\pi/2$  y sus múltiplos llevan a distribuciones idénticas de los puntos en el interior de cada cuadrante. Por tanto, a falta de una referencia absoluta, en recepción sería arbitraria la asignación de un vector a otro de los 4 posibles cuadrantes. Para eliminar este inconveniente conviene aplicar una adecuada codificación de los estados.

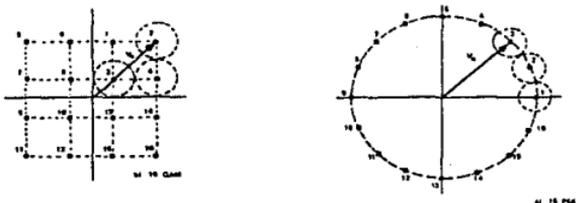


Figura 5.10 Diagrama de las modulaciones 16 QAM y 16 PSK a igualdad de potencia de pico (amplitud de los vectores representados en la figura)

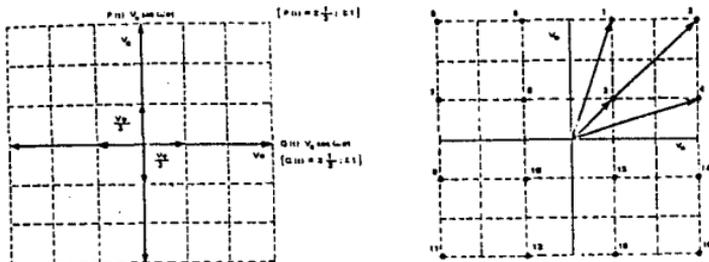


Figura 5.11 a) Diagrama vectorial de dos señales moduladas en amplitud en cuadratura b) Diagrama vectorial de la señal resultante  $S(t)$  modulada 16 QAM

### 5.5.3 Codificación de los estados en la Modulación 16-QAM

La identificación, en recepción, de un estado de la portadora modulada 16 QAM entre 16 posibilidades, corresponde al contenido informativo de 4 bits (símbolo transmitido), leído en cada instante después de una adecuada transformación serie-paralelo del flujo NRZ. Con modulación 16 QAM la velocidad de símbolo es por tanto igual a un cuarto de la velocidad de bit con la ventaja de una correspondiente reducción de la banda empleada.

Si proponemos ahora ilustrar de modo intuitivo, como la modulación 16 QAM permite la transferencia del contenido informativo de la señal digital modulada, a través de una referencia absoluta de fase entre la estación transmisora y el receptor.

Si imaginamos organizar el flujo de la señal digital modulante en sucesivos cuartetos de bits, como son ilustradas en la figura 5.12a).

Ahora cualquier cuarteto de bits puede ser considerado como asociaciones de dos parejas sucesivas de bits: (a,b) y (c,d).

Ahora es posible interpretar la modulación 16 QAM como resultado de la sobreposición de dos distintas modulaciones 4-PSK, operando con señales modulantes de amplitud diversa, con relación 2:1 como se puede ver en las figuras 5.12 y 5.13.

#### 1) Saltos de cuadrante

La pareja de bits (d,c) opera la modulación 4-PSK de la portadora de peso 2, con codificación diferencial. Esto es, a cada posible combinación de bits (c,d) viene asociado un "salto de cuadrante" de la portadora, como se ilustra en la figura 5.12b):

-(0,0) = permanencia en el mismo cuadrante

- (0,1) = salto al cuadrante siguiente, en sentido contrario a las manecillas del reloj  
 - (1,1) = salto al cuadrante opuesto;  
 - (1,0) = salto al cuadrante sucesivo, en sentido de las manecillas de reloj.

El demodulador en recepción identificando los saltos de cuadrante de la portadora reconstruyen la pareja de bits (c,d), sin ninguna referencia a la fase inicial.

## 2) Elección de una posición dentro del cuadrante

La pareja de bits (a,b) actúa sobre la modulación 4-PSK de la portadora de peso 1 que, sobrepuesta a la precedente, produce el corrimiento del extremo del vector representativo de la portadora en cuatro posibles direcciones, permaneciendo todavía en el interior del mismo cuadrante, como se ilustra en la figura 5.12b). La pareja de bits (a,b) permite así la elección de una posición entre cuatro posibles dentro del cuadrante preseleccionada mediante la pareja (c,d).

Para la pareja de bits (a,b), no es requerida una codificación de tipo diferencial,

- (0,0) = estado bajo  
 - (0,1) = estado medio (izquierda)  
 - (1,1) = estado alto  
 - (1,0) = estado medio (derecha)

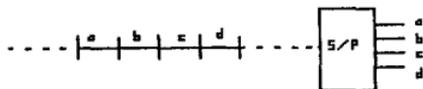
Se nota que, haciendo así la codificación asignada a la posición interna de un cuadrante, puede ser transferida a los otros cuadrantes con sucesivas rotaciones de 90° como se ve en la figura 5.12b).

Resumiendo, la modulación 16 QAM permite la gestión de 16 posibles estados de la portadora realizando los siguientes puntos fundamentales:

- subdivisión de la señal digital modulante en símbolos de 4 bits (a, b, c, d).

- la pareja de bits (c,d) gestiona en modo diferencial la selección del cuadrante;

- la pareja de bits (a,b) identifica una de las cuatro posibles posiciones internas del cuadrante preseleccionado.



(a)

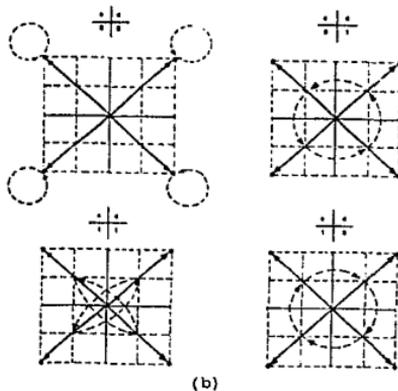


Figura 12 a) Flujo de la señal moduladora, organizado en cuaternas de bits. b) Modulación 4 PSK mediante la pareja (c,d) correspondiente a los "saltos del cuadrante"

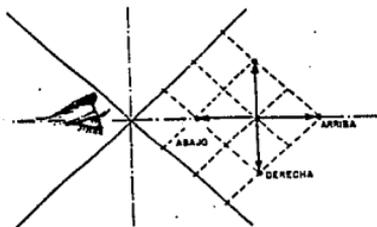
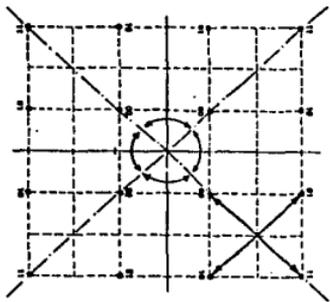


Figura 13 a) Identificación de las cuatro posiciones internas de un cuadrante (para facilitar la representación, los ejes que caracterizan los cuadrantes se han girado  $45^\circ$ ).



a	b	Desplazamiento
0	0	Abajo
0	1	Izquierda
1	1	Arriba
1	0	Derecha

(b) Superposición de la cuaterna (a,b) en los extremos de la cuaterna (c,d)

## CAPITULO 6 CALIDAD DE LA INFORMACION

### 6.1 Generalidades sobre el ruido y las interferencias

La calidad de una transmisión numérica binaria es dada por la tasa de errores, esto es la cantidad de errores medidos en recepción en la unidad de tiempo. Tal calidad tiene para los sistemas digitales una forma del tipo "UMBRAL", esto es el paso de condiciones óptimas a condiciones inaceptables cambia muy bruscamente. Las causas que concurren a producir errores en la señal recibida son:

- ruido térmico
- interferencia intersímbolo
- interferencias de las señales RF
- distorsiones generadas por el medio de propagación (atmósfera en el caso de microondas radio)

El ruido térmico y la interferencia intersímbolo son generados en el interior del aparato radio y modem, mientras la interferencia de la señal RF son obviamente externos al aparato y son debidos a la recepción de señales RF indeseadas, que se suman a la señal útil.

El ruido térmico es producido por la agitación térmica que se debe a la variación de la velocidad de los electrones en modo discontinuo y que se encuentra presente en cualquier componente por el que circula corriente.

La interferencia intersímbolo consiste en la deformación súbita de un pulso (que originalmente es perfectamente rectangular) tal de prolongar su duración a los otros tiempos asignados, pudiendo invadir el tiempo asignado a los pulsos sucesivos, con la consecuencia de suma o resta de energía. La interferencia intersímbolo viene producida por la limitación de banda y de la no linealidad de la característica fase-frecuencia (retardo de grupo) del aparato.

Los disturbios generados por la atmósfera en las señales RF se tienen porque tal medio de propagación tiene un índice de refracción para las ondas electromagnéticas que dependen de la temperatura, de la presión atmosférica y de la presión parcial del vapor de agua.

Además tales parámetros varían de manera inversamente proporcional con la altitud; para el cual el índice de refracción disminuye al aumentar la altura del suelo. Siendo la velocidad de propagación de la onda electromagnética inversamente proporcional a tal índice, los rayos de altura mayor tienden a propagarse más velozmente de los otros emitidos por la misma antena.

Por lo que puede suceder que en la antena receptora llega en el mismo instante la onda electromagnética generada en la misma antena pero que tienen una serie de recorridos por lo que tienen un súbito retardo diverso, por lo cual resulta distorsionada y atenuada (fading de camino múltiple).

### 6.1 Ruido térmico de Resistencia

El ruido térmico de resistencia se debe a la agitación térmica que hace variar la velocidad de los electrones de forma discontinua; se origina en las resistencias y presenta un espectro uniforme (ruido blanco). Este ruido tiene una potencia que se puede obtener de la expresión siguiente:

$$RF = KTB$$

donde:

K es la constante de Boltzman  
T es la temperatura en grados Kelvin  
B es la banda de interés

por tanto:

$$KTB = 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 290^\circ \cdot 1\text{Hz} = 400 \cdot 10^{-23} \text{ Watts} = 4 \cdot 10^{-18} \text{ mW}$$

y pasando a dBm:

$$KTB = 410^{-18} \text{ mW} = (10 \log 4 \cdot 10^{-18}) \text{ dBm} = -174 \text{ dBm},$$

referido a la banda de 1 Hz.

De aquí es posible obtener el valor de KTB para cualquier valor de B, aplicando la expresión:

$$KTB = [-174 + 10 \log B] \quad (\text{dBm})$$

Mas adelante se han agrupado los valores que toma KTB para las bandas de interés en las transmisiones digitales o, lo que es lo mismo, para las bandas equivalentes a la velocidad de bit.

#### 6.1.2 Relación señal a ruido térmico $W_t$ y $C/N$

La relación señal a ruido en banda base se define como la relación entre la potencia de la señal RF que se recibe en ausencia de modulación y la potencia de ruido medida en una banda equivalente a la "velocidad de bit".

$$W_t = 10 \log \text{PRF}/\text{FKTBr}$$

$$= (\text{PRF}) \text{ dBm} - (F) \text{ dB} - (\text{KTB}r) \text{ dBm}$$

donde:

PRF - Potencia de entrada al receptor de radio  
F - figura de ruido  
K - constante de Boltzman ( $1.38 \cdot 10^{-23}$ )  
T - temperatura en grados Kelvin igual a ( $273 + t^\circ$ ) °C  
Br - banda numéricamente igual a la velocidad de transmisión (velocidad de bit)

Si se miden, en cambio, la relación señal/ruido en radio frecuencia, la potencia de ruido se mide en una banda equivalente a la "velocidad de símbolo", con la cual se tiene:

$$C/N = 10 \log \text{PRF}/\text{FKTBS}$$

Puesto que la velocidad de símbolo depende del tipo de modulación presentamos en cuadro los valores de C/N en función de Wt y del tipo de modulación.

2 PSK: Br = Bs	;	C/N = Wt
4 PSK: Br = 2 Bs	;	C/N = Wt + 3 dB
16 PSK: Br = 4 Bs	;	C/N = Wt + 6 dB
64 PSK: Br = 6 Bs	;	C/N = Wt + 7.8 dB

Es necesario aclarar que la potencia de la señal que aparece en las expresiones de Wt y de C/N es la potencia de pico, que coincide con la medida en todos los sistemas PSK, mientras que para los sistemas QAM la potencia media es ligeramente inferior a la pico (2,6 dB inferior para el 16 QAM y 3,7 dB inferior 64 QAM).

### 6.1.3 Probabilidad de error (Pe) y tasa de error (BER:bit error rate-tasa de error de bit).

Se domina "tasa de error " a la cantidad real de errores medios en la unidad de tiempo .

Este parámetro caracteriza un enlace digital de la misma forma que la medida del nivel de ruido (en pWop) caracteriza un enlace analógico.

Puesto que los errores se deben (también) al ruido térmico que se suma a la señal recibida como se ha visto anteriormente, se intuye la relación que existe entre la tasa de error y la relación señal/ruido Wt.

Por "Probabilidad de error de Pe" se entiende la cantidad de errores que se debe esperar para un determinado valor de la relación señal/ruido Wt. El cálculo teórico de la probabilidad de error permite trazar la curva de Pe en función de la relación señal/ruido Wt (fig.6.1).

Del examen de esta curva se pueda deducir inmediatamente una de las ventajas, en términos de calidad de la señal, que presentan los sistemas digitales frente a los sistemas analógicos: es suficiente mejorar 1 dB la relación señal ruido para tener una mejora de 10 en la tasa de error, con lo que resulta una variación de pocos dB en la relación señal/ruido Wt que produce esta Pe umbral. Aplicando las expresiones previamente obtenidas.

$$Wt = \frac{PRF}{KTBr}$$

$$[Wt]dB = [PRF]dBm - [F]dB - [KTBr]dBm$$

se obtiene:

$$[PRF]dBm = [Wt]dBm - [F]dB - [KTBr]dBm$$

Sustituyendo Wt, o los valores del umbral obtenidos de la curva ya mencionada, se tiene:

$$[PRF \text{ umbral}]dBm = [Wt \text{ umbral}]dB + [F]dB + [KTBr] dBm$$

Se ha obtenido así el campo de RF a la entrada del receptor al cual corresponde la Pe de umbral deseada (umbral de silenciamiento del receptor).

En el cuadro siguiente se dan los valores que toma KTB para diferentes anchuras de banda Br.

Se calcula por ejemplo la potencia de umbral de un aparato que tiene  $F = 5,5$  dB con velocidad de bit 143,360 Mbit/s cuando se requiere garantizar una  $P_e = 10^{-3}$ .

De la figura 47 se obtiene que para garantizar una  $P_e = 10^{-3}$  para una modulación 16 QAM conviene que  $Wt$  sea por lo menos de 13 dB.

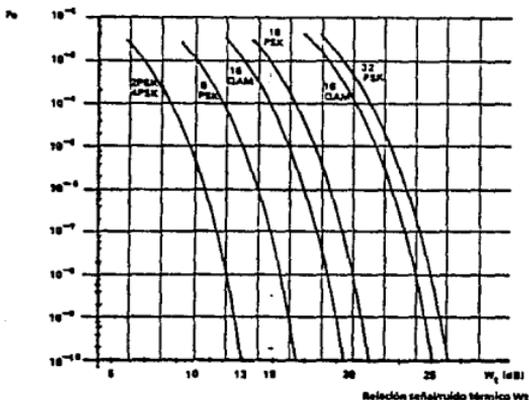


Figura 6.1 Curvas de la probabilidad de error  $P_e$  en función de la relación señal/ruido térmico  $Wt$  (medida en una banda equivalente a la velocidad de bit) y del tipo de modulación adoptada.

Del cuadro anterior se obtiene el valor de KTB con  $Br=143,360$  Mbits/s, es decir -92.4 dBm.

Se concluye con la advertencia que en la práctica, gracias a la repetidamente mencionada linealidad existente entre  $Wt$  en la banda base,  $Wt$  en RF y por lo tanto en el propio campo de RF, la medida de la tasa de error se realiza variando el nivel del campo RF que llega al receptor, y midiendo, para cada valor del campo, el correspondiente valor de BER obtenido.

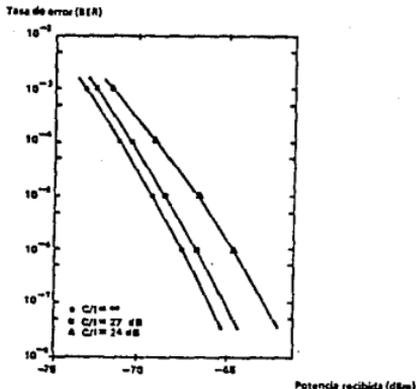


Figura 6.2 Curva de tasa de error en función del nivel de RF a la entrada del receptor, para algunos valores de la relación C/I (portadora/interferencia), es decir, de la relación señal útil/interferencia), es decir, de la relación señal útil/señal interferente.

Evidentemente, para medir la BER es necesario transmitir una señal PCM pseudoaleatoria, por lo cual los valores de BER medidos se deberán no solo al ruido térmico, sino también a la interferencia intersímbolo introducida por el modem y el transceptor.

### 6.2 Interferencia Intersímbolo

Una onda rectangular (es decir, una señal digital normal) está formada por una componente continua y por un número teóricamente infinito de armónicos.

Esta señal, al atravesar un radiconlace (que representa un medio de transmisión de banda limitada por los filtros de RF, FI y BB), sufre la pérdida de los armónicos a frecuencias más elevadas y por consiguiente su espectro queda modificado.

De ello resulta que la señal digital reconstruida por el receptor del radioenlace presenta características diferentes a las de la señal transmitida.

En la figura 6.3 se representa una señal de onda rectangular que se supone transmitida por un radiocnabce. Se supone además que los filtros de RF-FI-BB suprimen las frecuencias superiores a el cuarto armónico.

En la figura 6.3a, además de la señal rectangular original, se representan los únicos armónicos reconstruidos por el receptor del radiocnabce, es decir, el fundamental, el segundo y cuarto armónico (los filtros construidos mediante los elementos LC eliminan la componente continua, mientras que el tercer armónico es nulo).

En la figura 6.3b se ha realizado la suma vectorial de las amplitudes de los armónicos en los instantes  $t_0-t_{10}$ , para obtener la forma de onda de la señal recibida.

Comparando la señal recibida de la figura 6.3b con la onda cuadrada original, se puede observar lo siguiente:

- la señal recibida, además de esquinas redondeadas, presenta colas, bajo la forma de oscilaciones amortiguadas, que se prolongan mas allá del instante  $t_7$ ; estamos pues en presencia de señales, (si bien de amplitud limitada), durante los instantes  $t_7-t_{10}$ , en los que la onda original estaba en cambio a nivel cero.

- las colas se propagan mas allá del instante  $t_{10}$ , asignado al pulso original, invadiendo los instantes asignados a los pulsos siguientes, a los que por tanto suman o restan energía. Solamente en el caso de que los pulsos sucesivos se lean en el instante en el cual las colas pasan por el cero permanece invariable la probabilidad de error; en cualquier otro momento se tiene un aumento de la probabilidad de error, puesto que cualquier perturbación que se sume a las colas puede hacer superar el "nivel de decisión", y por tanto se interpreta como un nivel lógico diferente.

- puesto que también el pulso siguiente sufrirá la misma transformación que el pulso examinado, aumentando aún más la probabilidad de error.

La suma de las contribuciones de las colas presentes en los intervalos de tiempo a los pulsos precedentes y siguientes se llaman interferencias intersímbolo por limitación de banda, y contribuye a empeorar la relación señal/perturbación  $W_t$  (siempre que, como se ha dicho, las colas no pasen por cero en el instante de lectura del pulso); se deduce de ello que para tener la misma  $P_e$  (por ejemplo, de 10 %) es necesario conseguir una relación  $W_t$  térmica mejor.

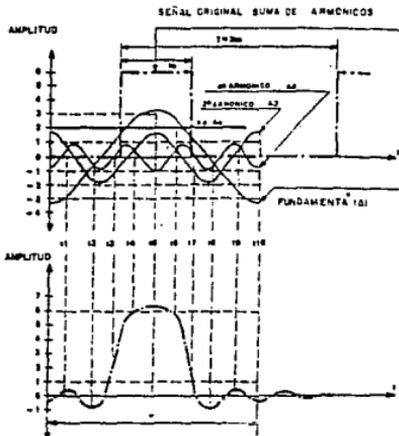


Figura 6.3

a) Señal original suma de infinitos armónicos (pero solo se han presentado la componente continua, el fundamental y el 2o. y 4o. armónicos, aunque están presentes todos los demás).

b) Señal obtenida sumando vectorialmente las amplitudes de la componente continua, del fundamental y del 2o. y 4o. armónicos suponiendo que los otros han sido eliminados por el filtro. Observándose que por sencillez se ha examinado una señal en banda base (es decir, ya demodulada), aunque nos referimos a los filtros de RF y FI, puesto que, como se muestra en la figura 4b, los aspectos en RF, FI y BB son idénticos.

Con este planteamiento, es inmediato pensar en hacer los filtros con el mayor ancho de banda posible, para reducir así la interferencia intersímbolo. Sin embargo, aumentando la banda aumenta el ruido recibido, y disminuye la protección contra eventuales señales interferentes. Por ejemplo, se debe de llegar a un compromiso, asignando funciones bien definidas a los diferentes filtros que aparecen en el radioenlace, las cuales son:

#### a) Filtro de transmisión y recepción de microondas

El filtro de transmisión tiene la función de limitar la banda a valores bien definidos, para evitar que el espectro de un canal de radio invada con las colas la banda reservada a otro canal de radio (es decir, para permitir la canalización de radio establecida). Es

particularmente útil en el caso de transmisión de canales de RF analógicos y digitales por la misma antena, porque el espectro de una portadora modulada en frecuencia por una señal analógica; esta última, que presentan un espectro mucho más reducido, perturba menos a la portadora digital.

El filtro de transmisión debe hallarse después del último elemento no lineal (una no linealidad provoca distorsiones y por tanto la aparición de nuevos armónicos), por lo que puede estar en FI (mas fácil de realizar) si el convertidor de transmisión es lineal, o bien en RF si se usa convertidores o amplificadores a microondas que no son suficientemente lineales.

El filtro de recepción debe evidentemente, además de limitar el ruido recibido, realizar sobre todo una protección contra eventuales señales interferentes, que pueden estar presentes a los lados de la señal RF útil.

Existen curvas que proporcionan el valor de  $Wt$  necesario para obtener una determinada  $Pe$ , en función de la relación señal útil/señal interferente. Conociendo así el nivel de la señal interferente que se puede esperar recibir, es posible establecer la atenuación que debe sufrir para obtener la  $Pe$  deseada, y como consecuencia cual debe ser la curva de respuesta del filtro.

#### b) Filtro de recepción en FI

Sirve sobre todo para pequeñas capacidades de transmisión, donde es mas difícil usar filtros de microondas con anchura de banda igual a la velocidad de símbolo (2 Mbit/s) que garanticen una buena atenuación de la señal interferente, la cual se realiza con facilidad a 15-20 MHz.

En cualquier caso, para la gran capacidad proporciona, junto con los filtros de microondas, la selectividad necesaria para todo el receptor de radio.

En la figura 6.4 se muestra la función de atenuación del filtro de FI para un equipo de gran capacidad de transmisión.

#### c) Filtro en banda base

En los sistemas de gran capacidad, el filtrado en banda base se reparte entre transmisión y recepción, confiando la confirmación de los pulsos al filtro transversal de transmisión, y la atenuación del ruido térmico al filtro de recepción. Ambos filtros son de tipo pasa bajo de banda muy estrecha, ya que están inmediatamente a continuación del conformador de la señal a cuatro niveles, en transmisión, y de los circuitos de regeneración, en recepción, donde el papel mas importante para combatir el fenómeno de interferencia intersímbolo lo juegan los ecualizadores adaptativos de FI y en banda base.

En general un filtro de este tipo debe de tener, además de una banda suficientemente estrecha, flancos con mucha pendiente, pero no tanta que aumente la interferencia intersímbolo (que se debe por una parte al aumento del retardo de grupo que, se produce siempre que se aumenta la pendiente de los flancos del filtro, y por otra parte a la limitación de banda).

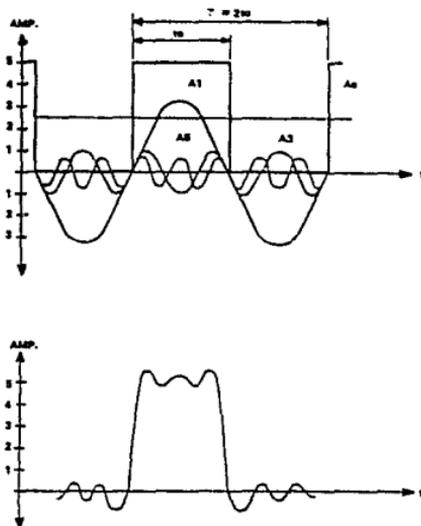


Figura 6.4 Como en el caso anterior, pero con diferente relación entre  $t_0$  y  $T$  ( $T = 2t_0$ ).

Para elegir el tipo de filtro es indispensable por tanto, definir dos características, que son precisamente: la inclinación de sus flancos y su anchura de banda a 6 dB.

Examinando las curvas de respuesta de los filtros que aparecen en la figura 6.5 se observa que:

- un filtro de tipo gaussiano introduce una interferencia intersímbolo limitada debida al retardo de grupo, pero presenta flancos muy suaves, por lo que no ofrece garantías suficientes contra las señales interferentes, situadas a los lados de la señal útil;

- un filtro de tipo Chebishev presenta flancos muy inclinados, por lo que sería óptimo como protección contra las interferencias, pero provocaría un fuerte incremento de la interferencia intersímbolo debida al retardo de grupo;

- un filtro de tipo Butterworth (4 polos) representa una solución intermedia entre los dos primeros y por tanto un buen compromiso entre atenuación de las señales interferentes e interferencia intersímbolo, y por consiguiente se ha usado a menudo.

No obstante si examinamos la figura 6.6a observamos que el efecto de la interferencia intersímbolo podría ser nulo si las colas pasasen por los ceros en el instante que se "lee" el pulso siguiente.

Esta situación se podría realizar si el filtro tuviese la respuesta amplitud-frecuencia ideal de la figura 6.6b.

Desafortunadamente este filtro produce colas de amplitud tal que cierran completamente el ojo (en horizontal), haciendo problemática la lectura de los pulsos.

Se demuestra, no obstante que si la curva de respuesta del filtro presenta una simetría complementaria alrededor de la frecuencia de corte (-6 dB), el ojo se mantiene abierto y el efecto de la interferencia intersímbolo es nulo (colas a cero en el instante de lectura); una curva de respuesta de este tipo se llama de "coseno realzado".

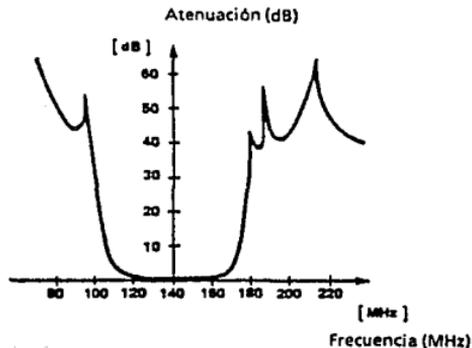


Figura 6.5 Característica de atenuación del filtro de FI para un equipo de gran capacidad de transmisión.

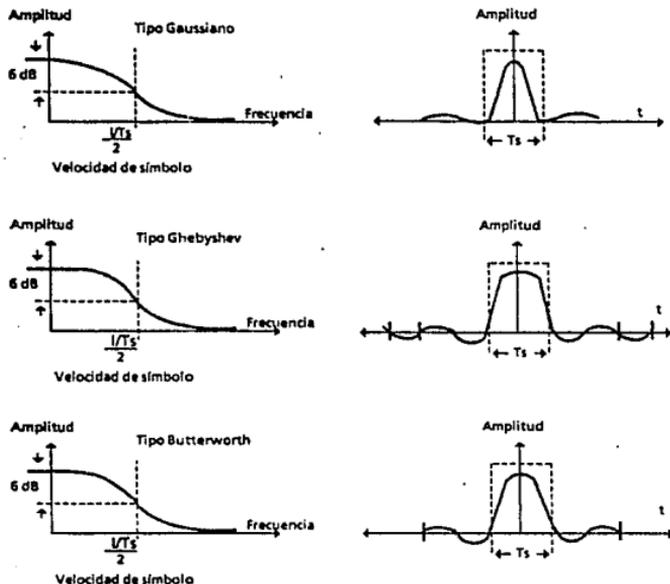


Figura 6.6 Curvas de respuesta amplitud-frecuencia de los filtros pasa bajo y forma del pulso que (a igualdad de ancho de banda de los filtros) se obtiene transmitiendo el pulso usual que aparece dibujado con línea de puntos

Ambas curvas de la figura 6.6c satisfacen las mencionadas condiciones, y en particular la de la izquierda deja el ojo más abierto; la relación  $a/b$  se llama

*factor de roll off*

y proporciona, entre otras, la información sobre la apertura del ojo (filtro ideal de Nyquist: roll off=0; filtro de coseno realizado de la figura 6.6c a izquierda: roll off=1, puesto que  $a=b$ ).

En los sistemas de transmisión de alta capacidad conviene disponer de filtros, en transmisión y recepción, de forma que globalmente se cree una forma de coseno realizado, proyectado según el modelo de programación de un único rayo.

En cambio, para combatir el fenómeno de interferencia intersímbolo debido a los desvanecimientos, conviene insertar ecualizadores adaptativos, o bien adoptar técnicas de diversidad según un modelo de propagación simplificado en tres rayos.

### 6.3 Interferencias que se originan fuera de los equipos (Interferencias co-canal, intercanal y empeoramiento de la relación señal/ruido $Wt$ )

Las eventuales señales interferentes pueden ser isofrecuenciales con la portadora RF es decir, están situadas en la banda RF ocupada por la portadora transmitida (co-canal), o bien tener frecuencia diferente de la de la portadora de RF, pero con espectro que invade la banda RF ocupada por la portadora transmitida (intercanal). Es evidente que la presencia de señales interferentes contribuye a empeorar la relación señal/ruido  $Wt$  calculada en los párrafos anteriores, y por tanto la  $Pe$ . Se deduce de ello que si se quiere mantener el mismo valor de  $Pe$  (por ejemplo  $10^{-3}$ ) también en presencia de señales interferentes, es necesario proporcionar una relación señal/ruido  $Wt$  mejor, de forma que, después del empeoramiento debido a las señales interferentes, el nuevo  $Wt$  tenga el valor necesario para conseguir la  $Pe$  requerida.

Mediante investigaciones teóricas y experimentales se ha obtenido el diagrama de la figura 6.7. que proporciona los nuevos valores de  $Wt$  necesarios para tener una  $Pe$  de  $10^{-3}$  cuando varía la relación entre el nivel de la señal útil  $S$  y la interferente  $I$  (co-canal).

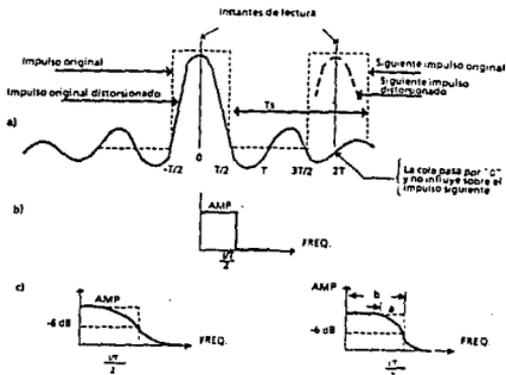


Figura 6.7 a) Pulso con colas, pero sin interferencia intersímbolos; b) curva de respuesta del filtro que produce el pulso c) Curva de respuesta tipo coseno realizado

## CAPITULO VII. PROPAGACION DE ONDAS

### 7.1 Rayos y Frentes de onda.

Las ondas electromagnéticas son invisibles. Por lo tanto, deben ser analizadas por un método indirecto usando diagramas esquemáticos. El concepto de rayos y frentes de onda es un truco para ilustrar los efectos de la propagación de las ondas electromagnéticas a través del espacio libre. Un rayo es una línea dibujada a lo largo de la dirección de propagación de una onda electromagnética. Los rayos son usados para mostrar la dirección relativa de propagación de una onda electromagnética. Por lo que, un rayo no necesariamente representa la propagación de una onda electromagnética simple. Varios rayos se muestran en la fig. 7.1 (Ra, Rb, Rc, etc.). Un frente de onda muestra una superficie de fase constante de una onda. Un frente de onda es formado cuando se asocian puntos de igual fase en rayos propagados de la misma fuente común. La fig. 7.1 muestra un frente de onda con una superficie que es perpendicular a la dirección de propagación (rectángulo A,B,C,D). Cuando una superficie es plana, el frente de onda es perpendicular a la dirección de propagación. Mientras más cercano esté a la fuente, más complicado es el frente de onda.

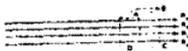


Figura 7.1 Plano de onda

Los frentes de onda son más complicados que un simple plano de onda. La fig. 7.2 muestra una fuente puntual, varios rayos propagándose de ahí, y el correspondiente frente de onda.

Una fuente puntual es una ubicación simple en la que los rayos se propagan igual en todas direcciones (es decir, una fuente isotrópica). El frente de onda generado por una fuente puntual es simplemente una esfera con radio R y centro localizado en el punto de origen de la onda. En el espacio libre y a una distancia suficiente de la fuente, los rayos dentro de una pequeña área de un frente de onda esférico son prácticamente paralelos. Por lo tanto, mientras más alejado se esté de la fuente el frente de onda tiende a ser plano.

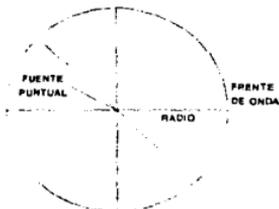


Figura 7.2 Fuente puntual

## 7.2 Radiación electromagnética. Densidad de potencia e Intensidad de Campo

Las ondas electromagnéticas representan el flujo de energía en la dirección de propagación. La relación con la cual la energía pasa a través de una área de superficie dada en el espacio libre es llamada *densidad de potencia*. Por lo que, la densidad de potencia es energía por unidad de tiempo por unidad de área y es usualmente dada en watts por metro cuadrado. La *Intensidad de campo* es la intensidad del voltaje y campo magnético de la propagación de una onda electromagnética en el espacio libre. Intensidad de voltaje es usualmente dado en volts por metro y la intensidad magnética en ampere-vueltas/metro. Matemáticamente, la densidad de potencia rms es:

$$\mathcal{P} = \mathcal{H} \text{ watts por m}^2$$

donde:

- $\mathcal{P}$  - densidad de potencia ( W/m<sup>2</sup> )
- $\mathcal{H}$  - intensidad de voltaje rms (V/m)
- H - Intensidad magnética rms (At/m)

### 7.2.1 Impedancia característica del espacio libre

La intensidad eléctrica y magnética de una onda electromagnética en el espacio libre está relacionada con la impedancia característica (resistencia) del espacio libre. La impedancia característica de un medio de transmisión con pocas pérdidas es igual a la raíz cuadrada de la relación de la permeabilidad magnética y la permitividad eléctrica. Matemáticamente, la impedancia característica del espacio libre (Z<sub>0</sub>) es:

$$Z_0 = \frac{\mu}{\epsilon}$$

donde:

- Z<sub>0</sub>-impedancia característica del espacio libre
- $\mu$  -permeabilidad magnética del espacio libre
- $\epsilon$  - permitividad eléctrica del espacio libre

Sustituyendo en la ecuación anterior tenemos:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{1.26 \times 10^{-6}}{8.85 \times 10^{-12}}} = 377 \Omega$$

Por lo que, usando la ley de Ohm se tiene:

$$\mathcal{P} = \frac{\mathcal{H}^2}{377} = 377 \text{ H}^2$$

### 7.3 Frente de onda esférico y la ley del cuadrado inverso

**FRENTE DE ONDA ESFERICO:** en la figura 7.3 se muestra una fuente puntual que radia potencia uniformemente en forma constante en todas direcciones. Este es llamado radiador isotrópico. Un verdadero radiador isotrópico no existe. Sin embargo, es bastante aproximado a una antena omnidireccional. Un radiador isotrópico produce un frente de onda esférico con radio R.

Todos los puntos situados a una distancia R de la fuente ubicados en la superficie de la esfera tienen igual densidad de potencia. Por ejemplo en la fig. 7.3 los puntos A y B están a la misma distancia de la fuente, por lo que la densidad de potencia en dichos puntos son iguales. En cualquier instante de tiempo, la potencia total radiada, Pr watts, es uniformemente distribuida sobre la superficie total de la esfera. Por lo que, la densidad de potencia en cualquier punto de la esfera es el total de potencia radiada dividida por el área total de la esfera. Matemáticamente, la densidad de potencia de cualquier punto en la superficie de un frente de onda esférico es:

$$P = Pr/4\pi r^2$$

donde:

Pr - Potencia total radiada  
r - radio de la esfera  
 $4\pi r^2$  - área de la esfera

y para una distancia Ra metros de la fuente, la densidad de potencia es:

$$P = Pr/4\pi Ra^2$$

Igualando las dos ecuaciones:

$$Pr/(4\pi R^2) = P^2/377$$

Por lo tanto:

$$P^2 = 377 Pr/(4\pi R^2) \text{ y } P = \sqrt{30 PR}/R$$

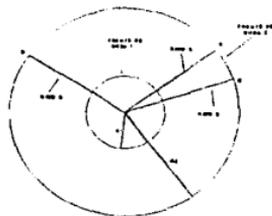


Figura 7.3 Frente de onda esférico

**LEY DEL CUADRADO INVERSO:** Entre más se aleja el frente de onda de la fuente, más pequeña es la densidad de potencia.

La potencia total distribuida sobre la superficie de la esfera permanece constante. No obstante, porque el área de la esfera aumenta en proporción directa al cuadrado de la distancia de la fuente (es decir, el radio de la esfera al cuadrado), la densidad de potencia es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia de la fuente.

Esta relación es llamada la ley del cuadrado inverso. Por lo tanto, la densidad de potencia de cualquier punto en la superficie exterior es:

$$P_2 = Pr / 4\pi R^2$$

y la densidad de potencia en la esfera interior es:

$$P_1 = Pr / 4\pi R_1^2$$

Por lo tanto:

$$P_2/P_1 = Pr / (4\pi R_2^2) / [Pr / (4\pi R_1^2)] = R_1^2 / R_2^2 = (R_1/R_2)^2$$

De la ecuación anterior se puede ver que cuando la distancia de la fuente se duplica, la densidad de potencia decrece en un factor de 2<sup>2</sup> ó 4. Cuando se deduce la ley del cuadrado inverso de radiación se asume que la fuente radia isotrópicamente aunque esto no es necesario. Sin embargo, es necesario que la velocidad de propagación en todas direcciones sea uniforme. Tal que un medio de propagación así es llamado un medio isotrópico.

#### 7.4 Atenuación de ondas y absorción

**ATENUACION.** La ley del inverso cuadrado para radiación describe matemáticamente la reducción de la densidad de potencia con la distancia de la fuente. Como un frente de onda se mueve alejándose de la fuente, el campo electromagnético continuo es radiado dispersándose de la fuente. Esto es, las ondas se mueven más alejadas una de otra y, consecuentemente, el número de ondas por unidad de área decrece. Nada de la potencia radiada es perdida o disipada porque el frente de onda es movido fuera de la fuente, la onda simplemente se extiende fuera o se dispersa alrededor de un área mayor, decreciendo la densidad de potencia. La reducción de la densidad de potencia con la distancia es equivalente a una pérdida de potencia y es comúnmente llamado atenuación de onda. Porque la atenuación es debida a el esparcimiento esférico de la onda, ésta es llamada en algunas ocasiones atenuación espacial de la onda. La atenuación de la onda es generalmente expresada en términos del logaritmo común de la densidad de potencia (pérdida dB). Matemáticamente, la atenuación ( $\alpha$ ) es:

$$\alpha = 10 \log P_1/P_2$$

La reducción en densidad de potencia debido a la ley del cuadrado inverso supone la propagación de espacio libre y es llamada *atenuación de onda*. La reducción en densidad de potencia debido a la propagación del espacio No libre es llamada *absorción*.

**ABSORCION.** La atmósfera de la tierra no es un vacío, está formada de átomos y moléculas de varias sustancias, como gases, líquidos y sólidos. Algunos de estos materiales son capaces de absorber las ondas electromagnéticas.

Como una onda electromagnética se propaga a través de la atmósfera de la tierra, la energía es transferida de la onda a los átomos y moléculas de la atmósfera. La absorción de ondas por la atmósfera es análoga a las pérdidas de potencia I<sup>2</sup>R.

Una vez absorbida, la energía se pierde para siempre y causa una atenuación en la intensidad de los campos magnético y eléctrico y una correspondiente reducción en la densidad de potencia.

La absorción de radio-frecuencias en una atmósfera normal es dependiente de la frecuencia y relativamente insignificante por debajo de aproximadamente los 10 GHz. La fig. 7.4 muestra la absorción atmosférica en dB/Km debido al oxígeno y vapor de agua para radio frecuencias arriba de 10 GHz. Puede verse que ciertas frecuencias son afectadas más o menos por la absorción, creando picos y valles en las curvas. La atenuación de las ondas debido a la absorción no depende de la distancia de la fuente de radiación, más bien, depende de la distancia total en que la onda se propaga a través de la atmósfera.

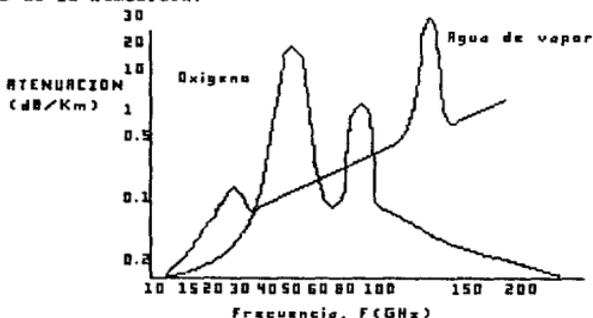


Figura 7.4 Absorción atmosférica de las ondas electromagnéticas

En otras palabras, para un medio homogéneo la absorción experimentada durante el primer kilómetro de propagación es la misma que la del último Km. También, para condiciones anormales de la atmósfera tal como una fuerte lluvia o una densa niebla se absorbe más energía que con atmósfera normal. La absorción atmosférica ( $\Gamma$ ) para la propagación de una onda de  $R_1$  a  $R_2$  es  $\Gamma(R_2 - R_1)$ , donde  $\Gamma$  es el coeficiente de absorción. Por lo tanto, la atenuación de una onda depende de la relación  $R_2/R_1$  y la absorción de onda depende de la distancia entre  $R_1$  y  $R_2$ . En la mayoría de las situaciones prácticas, el coeficiente de absorción varía considerablemente con la ubicación, lo que crea dificultades para los ingenieros de sistemas radio.

### 7.5 Propiedades ópticas de las ondas radio

En la atmósfera de la tierra, la propagación de rayos-frentes de onda puede ser alterada del comportamiento del espacio libre por efectos ópticos tales como la refracción, reflexión, difracción e interferencia. No usando términos científicos, la refracción puede explicarse como un doblamiento, la reflexión como un rebotamiento, la difracción como esparcimiento, y la interferencia como un choque.

Estas propiedades son llamadas propiedades ópticas porque fueron primeramente observadas en la ciencia de la óptica, en el comportamiento de ondas de luz. Porque las ondas luminosas son ondas electromagnéticas de altas frecuencias, es la razón por la cual las propiedades de la óptica pueden también aplicarse a la propagación de ondas radio. Además los principios de la óptica pueden ser analizados completamente con la aplicación de las ecuaciones de Maxwell, que es necesariamente muy complejo. Para algunas aplicaciones, el trazo de rayos geométricos pueden ser sustituidos por el análisis de las ecuaciones de Maxwell.

**REFRACCION.** La refracción electromagnética es el cambio de dirección de un rayo al pasar oblicuamente de un medio a otro con diferentes velocidades de propagación. Como se mencionó anteriormente, la velocidad con la cual se propaga una onda electromagnética es inversamente proporcional a la densidad del medio en el cual se propaga. Por lo tanto, la refracción ocurre cuando una onda radio pasa de un medio a otro de diferente densidad. La fig. 7.5 muestra la refracción de un frente de onda de un plano vinculado entre dos medios con diferentes densidades. Para este ejemplo, el medio 1 es menos denso que el medio 2 (esto es  $v_1 > v_2$ ). Se puede ver que el rayo A entra al medio más denso antes que el rayo B. Por lo tanto, el rayo A se propaga más lentamente que el rayo B y viaja por la distancia A-A' durante el mismo tiempo que el rayo B viaja a través de la distancia B-B'. Por lo que, el frente de onda (A'B') es inclinado o curvado en dirección hacia abajo. Y ya que, un rayo es definido como perpendicular al frente de onda a todos los puntos, los rayos en la fig. 7.5 cambian de dirección en la interface de los dos medios. Cuando los rayos pasan de un medio menos denso a uno más denso, es efectivamente curvado hacia la normal (la normal es simplemente una línea imaginaria perpendicular a la interface del punto de incidencia). A la inversa, cuando los rayos pasan de un medio más denso a uno menos denso, es efectivamente curvado alejándose de la normal. El ángulo de incidencia es el ángulo formado entre la onda incidente y la normal, y el ángulo de refracción es el ángulo formado entre la onda refractada y la normal.

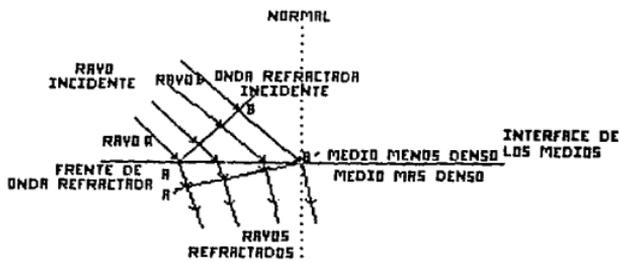


Figura 7.5 Refracción de un plano entre dos medios distintos

La cantidad de curvamiento o refracción que ocurre en el paso de dos materiales de diferentes densidades es predecible y depende del índice de refracción de los dos materiales. El índice de refracción es simplemente la relación entre la velocidad de propagación de un rayo de luz en el espacio libre y la velocidad de propagación de un rayo de luz en un material dado.

. Matemáticamente el índice de refracción es:

$$n = c/v$$

donde:

n - índice de refracción

c - velocidad de la luz en el espacio libre

v - velocidad de la luz en un material dado

El índice de refracción es también una función de la frecuencia. Esto es, la variación en la mayoría de las aplicaciones es insignificante y por lo tanto se omite para esta discusión. Como una onda electromagnética reacciona cuando se encuentra en la interface de los dos materiales donde se transmiten estos tienen diferentes índices de refracción que pueden explicarse con la ley de Snell, la cual dice:

$$n_1 \text{ sen } \theta_1 = n_2 \text{ sen } \theta_2$$

Y

$$\text{sen } \theta_1 / \text{sen } \theta_2 = n_2 / n_1$$

donde:

n<sub>1</sub> - índice de refracción del material 1

n<sub>2</sub> - índice de refracción del material 2

θ<sub>1</sub> - ángulo de incidencia

θ<sub>2</sub> - ángulo de refracción

y entonces el índice de refracción de un material es igual a la raíz cuadrada de la constante dieléctrica.

$$\text{sen } \theta_1 / \text{sen } \theta_2 = \sqrt{\epsilon_2 / \epsilon_1}$$

donde:

ε<sub>1</sub> - constante dieléctrica del medio 1

ε<sub>2</sub> - constante dieléctrica del medio 2

La refracción también ocurre cuando un frente de onda se propaga en un medio que tiene un gradiente de densidad que es perpendicular a la dirección de propagación (esto es paralelo al frente de onda). La fig. 7.6 muestra la refracción del frente de onda en un medio de transmisión que tiene una variación gradual en el índice de refracción.

El medio es más denso cerca del frente y menos denso en el fondo. Por lo que, los rayos viajan cerca del fondo más rápido que los rayos cerca del frente y consecuentemente el frente de onda se inclina hacia abajo. El inclinamiento ocurre en forma gradual como se muestra en la figura 7.6

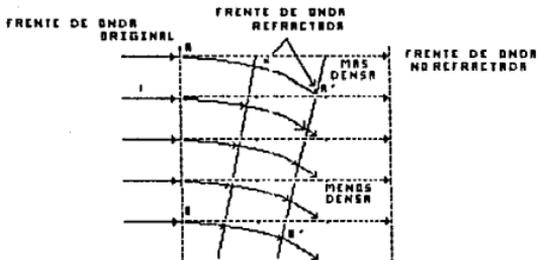


Figura 7.6 Refracción de un frente de onda en un medio con gradiente de densidad

**REFLEXION** .Reflejo significa volver atrás y reflexión es la acción de reflejar. La reflexión electromagnética ocurre cuando una onda incidente choca contra la frontera de dos medios y una parte o toda la potencia incidente no puede penetrar al segundo medio. Las ondas que no penetran al segundo medio son reflejadas. La figura 7.7 muestra la reflexión de las ondas electromagnéticas de un plano entre dos medios. Por que todas las ondas reflejadas e incidentes son iguales. Consecuentemente, el ángulo de reflexión es igual a el ángulo de incidencia ( $\theta_i = \theta_r$ ). Por lo que, el campo de intensidad del voltaje reflejado es menor que la intensidad del campo del voltaje incidente.

La relación de la intensidad del voltaje reflejado y del voltaje incidente es llamado el coeficiente de reflexión. Para un conductor perfecto,  $\Gamma = 1$ , es usado para indicar las dos amplitudes relativas de los campos incidente y reflejado y también el corrimiento de fase que ocurre en el punto de reflexión.

Matemáticamente el coeficiente de reflexión es:

$$\Gamma = \frac{E_r e^{j\theta_r}}{E_i e^{j\theta_i}} = \frac{E_r}{E_i} e^{j(\theta_r - \theta_i)}$$

donde:

- $\Gamma$  - coeficiente de reflexión
- $E_i$  - intensidad de voltaje incidente
- $E_r$  - intensidad de voltaje reflejado
- $\theta_i$  - fase incidente
- $\theta_r$  - fase reflejada

La relación de las densidades de potencia de la onda incidente y reflejada es . La porción del total de la densidad de potencia que no es reflejada es llamada coeficiente de transmisión de potencia (T) (o simplemente coeficiente de transmisión). Para un conductor perfecto,  $T=0$ . La ley de la conservación de la energía establece que para una superficie de reflexión perfecta, el total de potencia reflejada es igual al total de potencia incidente. Por lo tanto,

$$T + |\Gamma|^2 = 1$$

Para conductores imperfectos,  $|\Gamma|^2$  y T son funciones del ángulo de incidencia, la polarización del campo eléctrico y las constantes dieléctricas de los dos materiales. Si el medio 2 no es un conductor perfecto, algunas de las ondas incidentes penetran y son absorbidas.

Las ondas absorbidas provocan corrientes en la resistencia del material y la energía es convertida en calor. La fracción de potencia que penetra en el medio 2 es llamado el coeficiente de absorción.

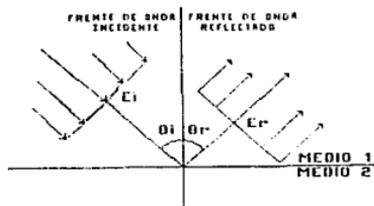


Figura 7.7 Reflexión electromagnética de un plano a través de dos medios.

Cuando la superficie reflejante no es plana (es decir es curva) la curvatura de la onda reflejada es diferente de la onda incidente. Cuando el frente de onda de la onda incidente es curvada y la superficie de reflexión es plana, la curvatura del frente de onda reflejado es el mismo que el frente de onda de la incidente.

La reflexión también ocurre cuando la superficie de reflexión es irregular o rugosa. Por lo tanto, tal superficie puede destruir la forma del frente de onda. Cuando un frente de onda incidente encuentra una superficie irregular, está dispersada aleatoriamente en varias direcciones. Esta condición es llamada reflexión difusa, mientras que la reflexión de una superficie perfectamente lisa es llamada reflexión especular. Las superficies que caen entre lisa e irregular son llamadas superficie semi-rugosa. Las superficies semi-rugosas causan una combinación de reflexiones difusa y especular. Una superficie semi-rugosa no destruirá totalmente la forma del frente de onda reflejado. Sin embargo hay una reducción en la potencia total.

El criterio de Rayleigh establece que una superficie semi-rugosa reflejará como si fuera una superficie lisa cuando el coseno del ángulo de incidencia sea mayor que  $\lambda/8d$  donde  $d$  es la profundidad de la irregularidad de la superficie y  $\lambda$  es la longitud de onda de la onda incidente .

La reflexión de una superficie semi-rugosa es mostrada en la fig. 7.8. Matemáticamente el criterio de Rayleigh es:

$$\cos \theta_i > \lambda/8 d$$

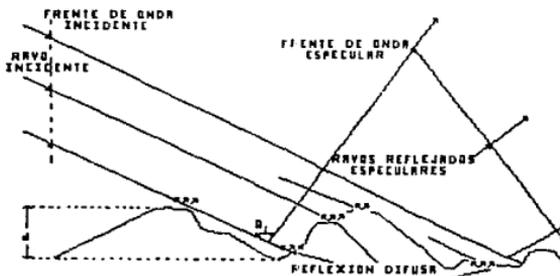


Figura 7.8 Reflexión de una superficie semi-rugosa

**DIFRACCION** La difracción es definida como la modulación o redistribución de la energía dentro del frente de onda cuando éste pasa cerca de la orilla de un objeto opaco. La difracción es el fenómeno que permite a la luz o a las ondas radio propagarse alrededor de las esquinas. La discusión anterior de refracción y reflexión asumen que las dimensiones de la superficie de reflexión y refracción son grandes con respecto a la longitud de onda de la señal. No obstante, cuando un frente de onda pasa cerca de un obstáculo o discontinuidad con dimensiones comparables en tamaño a la longitud de onda, los análisis geométricos simples no pueden ser usados para explicar los resultados y es necesario utilizar el principio de Huygens.

El principio de Huygens establece que cada punto de un frente de onda esférico dado puede ser considerado como una fuente puntual secundaria de ondas electromagnéticas desde los cuales otras ondas secundarias son radiadas hacia el exterior. El principio de Huygens es ilustrado en la fig. 7.9. La propagación normal de una onda considerando un plano infinito es mostrada en la fig. 7.9a. Cada fuente puntual secundaria ( $p_1$ ,  $p_2$ , etc.) radia energía hacia afuera en todas direcciones. Sin embargo, el frente de onda continúa en su dirección original a pesar de la dispersión debido a que la cancelación de ondas secundarias ocurren en todas las direcciones excepto en la dirección perpendicular al plano.

Por lo tanto, el frente de onda permanece plano. Cuando un frente de onda finito es considerado como en la fig. 7.9b, la cancelación en direcciones aleatorias es incompleta. Consecuentemente, el frente de onda se dispersa. Este efecto de dispersión es llamado difracción. La figura 7.9c muestra la difracción alrededor de la orilla de un obstáculo. Se puede ver que la cancelación de ondas secundarias ocurre solamente en forma parcial.

La difracción ocurre alrededor de la orilla del obstáculo lo que permite a las ondas secundarias escabullirse alrededor de la esquina del obstáculo por lo que es llamada zona de sombra. Este fenómeno puede ser observado cuando una puerta es abierta en un cuarto oscuro. Los rayos de luz se difractan alrededor de la orilla de la puerta e iluminan el área detrás de la puerta.

*INTERFERENCIA.* Interferir significa tener una oposición, e interferencia es el acto de interferir. La interferencia de ondas de radio ocurre cuando dos o más ondas electromagnéticas se combinan en un camino tal que el comportamiento del sistema es degradado. La refracción, reflexión, y la difracción están en la categoría de la geometría óptica, lo que significa que su comportamiento es analizado primeramente en términos de rayos y frentes de onda. La interferencia, por otro lado, está sujeta al principio de superposición lineal de ondas electromagnéticas y ocurre cuando dos o más ondas ocupan simultáneamente el mismo punto en el espacio. El principio de superposición lineal establece que el total de la intensidad de voltaje en un punto dado del espacio es la suma vectorial de las ondas individuales. Un cierto tipo de propagación media tiene propiedades no lineales, no obstante, en un medio ordinario (tal como aire en la atmósfera de la tierra), la superposición lineal es verdadera.

La figura 7.10 muestra la suma lineal de dos vectores de voltaje instantáneo cuyos ángulos difieren en un ángulo  $\theta$ . Se puede ver que el voltaje total no es simplemente la suma de dos vectores sino mejor dicho, la suma de dos fasores. En la propagación de espacio libre una diferencia de fase puede existir simplemente porque la polarización electromagnética de dos ondas sea diferente. Dependiendo de los ángulos de fase de los dos vectores, puede ocurrir la adición o sustracción (esto implica simplemente que el resultado puede ser mayor o menor que los vectores porque las dos ondas electromagnéticas pueden reforzarse o cancelarse).

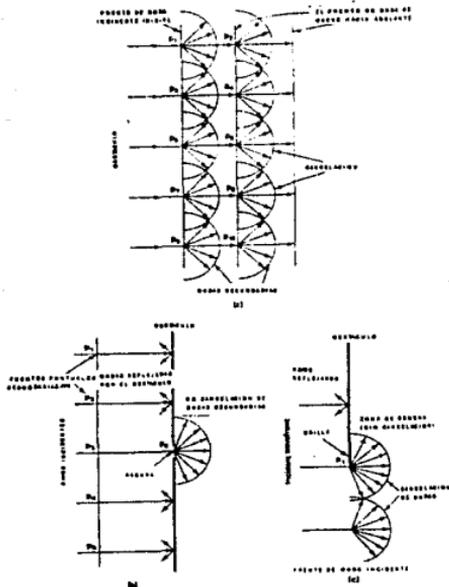


Figura 7.9 Difracción de una onda electromagnética a) Principio de Huygens b) Frente de onda finito atravesando una ranura c) Alrededor de una orilla.

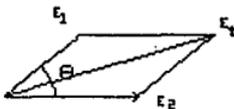


Figura 7.10 Adición lineal de dos vectores con diferentes ángulos de fase.

## 7.6 Propagación de ondas

En sistemas de comunicaciones radio, hay varios caminos por los cuales las ondas pueden propagarse, dependiendo del tipo de sistema y de su medio ambiente.

También, como se explicó previamente, las ondas electromagnéticas viajan en líneas rectas excepto cuando la tierra y la atmósfera alteran su camino. Hay tres caminos que puede seguir la propagación de ondas electromagnéticas, ondas por tierra, ondas por espacio, y propagación de ondas por cielo.

La figura 7.11 muestra el modo normal de propagación entre dos antenas de radio. Cada uno de estos modos existe en todos los sistemas de radio; sin embargo, algunos son despreciables en ciertos rangos de frecuencia o sobre un particular tipo de terreno. A frecuencias por debajo de 1.5 MHz las ondas por tierra tienen la mejor cobertura.

Esto es porque las pérdidas de tierra se incrementan rápidamente con la frecuencia. Las ondas por cielo son usadas para aplicaciones de alta frecuencia, y las ondas de espacio son usadas para muy altas frecuencias y las bandas superiores.

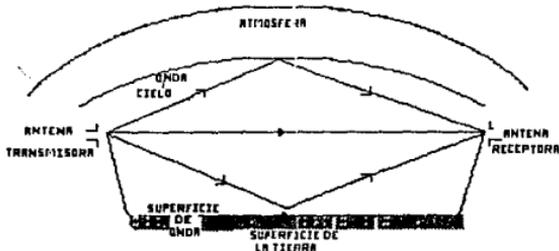


Figura 7.11 Modo normal de propagación de ondas

**7.6.1 Propagación de ondas por tierra.** Una onda por tierra es una onda electromagnética que viaja a lo largo de la superficie de la tierra. Por lo que, las ondas por tierra algunas veces son llamadas ondas de superficie. Las ondas por tierra se polarizan verticalmente. Esto es porque el campo eléctrico en una onda polarizada horizontalmente estará paralelo a la superficie de la tierra, y las ondas podrían ser corto-circuitadas por la conductividad de la tierra. Con ondas de tierra, el campo eléctrico cambiante induce voltajes en la superficie de la tierra, las cuales causan flujo de corriente que son similares a los de las líneas de transmisión. La superficie de la tierra también tiene pérdidas por resistencia y dieléctricas. Por lo tanto, las ondas por tierra son atenuadas al propagarse.

Las ondas por tierra se propagan mejor en una superficie de un buen conductor, tal como agua salada, y peor a través de áreas desérticas. Las pérdidas por propagación en la tierra crece rápidamente con la frecuencia. Por lo que, la propagación de ondas por tierra son generalmente limitadas a frecuencias por debajo de 2 MHz.

La figura 7.12 muestra la propagación de ondas por tierra. La atmósfera terrestre tiene un gradiente de densidad (esto es, la densidad decrece gradualmente con la distancia de la superficie terrestre), lo que causa que el frente de onda se desvie hacia adelante. Por lo tanto, la propagación de ondas por tierra alrededor de la tierra permanece cerca de su superficie, y si la potencia transmitida es suficiente, el frente de onda podrá propagarse más allá del horizonte o aún alrededor de la circunferencia completa de la tierra.

La propagación por ondas de tierra es comúnmente usada para comunicaciones marítimas, para radio navegación, y para comunicaciones marítimas móviles. Las ondas por tierra son usadas a frecuencias tan bajas como 15 KHz.

Las desventajas de propagación de ondas por tierra son las siguientes:

- 1) requieren una potencia de transmisión relativamente alta
- 2) son limitadas a bajas y muy bajas frecuencias (LF y VLF).
- 3) las pérdidas varían considerablemente con la superficie del material.

Las ventajas son las siguientes:

- 1) Proporcionando una potencia de transmisión suficiente, pueden usarse para comunicarse entre dos puntos cualesquiera en el mundo
- 2) Las ondas por tierra relativamente no se afectan por el cambio de condiciones atmosféricas.



Figura 7.12 Propagación de ondas por tierra

**7.6.2 Propagación por el espacio** La propagación por el espacio incluye radiaciones de energía que viajan en las capas más bajas de la atmósfera terrestre. Las ondas por espacio incluye ambos tipos de onda, directa y reflejadas en tierra (ver fig. 7.13)

Las ondas directas son ondas que viajan esencialmente en una línea recta entre las antenas de transmisión y recepción.

Las ondas de propagación por espacio con ondas directas es comúnmente llamado transmisión por línea de vista (LOS). Por lo que, la propagación por el espacio es limitado por la curvatura de la tierra las ondas reflejadas en tierra son las que se reflejan en la superficie terrestre y se propagan en las antenas de transmisión y recepción.

La fig. 7.13 muestra la propagación de las ondas por el espacio entre dos antenas. Se puede ver que la intensidad del campo en la antena receptora depende de la distancia entre las dos antenas (atenuación y absorción) y también si la onda reflejada en tierra y la onda directa están en fase (interferencia).

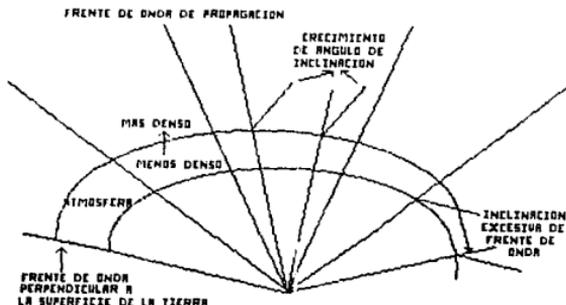


Figura 7.13 Propagación de onda por el espacio

La curvatura de la tierra presenta un horizonte a propagación por el espacio de las ondas llamado horizonte radio. Debido a la refracción atmosférica, el horizonte radio se extiende mas allá del horizonte óptico para la atmósfera común estandard. El horizonte radio es aproximadamente 4/3 del horizonte óptico. La refracción es causada por la troposfera, debido a cambios en su densidad, temperatura, vapor de agua, y conductividad relativa.

El horizonte radio puede ser alargado simplemente elevando la antena de transmisión o recepción ( o ambas) arriba de la superficie de la tierra con torres o poniéndolas en la punta de montañas o de construcciones de edificios altos.

La figura 7.14 muestra el efecto de la altura de la antena en el horizonte radio. La línea de vista del horizonte radio para una antena simple es dada como:

$$d = \sqrt{2h}$$

d- distancia al horizonte radio (mi)

h- altura de la antena sobre el nivel del mar (ft)

Por lo que, para una antena de transmisión y recepción, la distancia entre las dos antenas es:

$$d = dt + dr$$

ó:

$$d = \sqrt{2ht} + \sqrt{2hr}$$

donde:

d- distancia total (mi)

dt- horizonte radio de la antena de transmisión (mi)

dr- horizonte radio de la antena de recepción (mi)

ht- altura de la antena de transmisión (ft)

hr- altura de la antena de recepción (ft)

$$\delta \quad d = 4\sqrt{ht} + 4\sqrt{hr}$$

donde dt y dr están en Km y hr y ht en metros

De las anteriores ecuaciones se pueden ver que la distancia de propagación de la onda-espacio puede ser extendida simplemente incrementando la altura de la antena transmisora o receptora, o ambas.

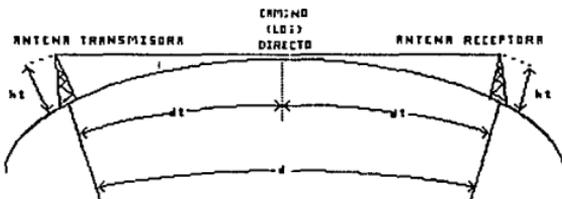


Figura 7.14 Ondas de espacio y horizonte radio

Ya que las condiciones en la atmósfera inferior de la tierra están sujetas a cambio, el grado de refracción puede variar con el tiempo. Una condición especial llamada propagación de ducto ocurre cuando la densidad de la atmósfera baja es tal que las ondas electromagnéticas son atrapadas entre ésta y la superficie de la tierra. Las capas de la atmósfera actúan como un ducto y una onda

electromagnética puede propagarse por grandes distancias alrededor de la superficie de la tierra dentro de este ducto. La propagación de ducto se muestra en la figura 7.15.

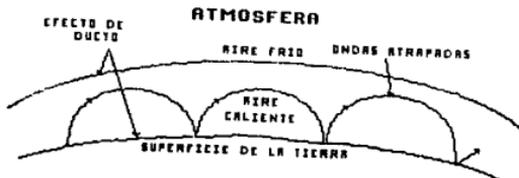


Figura 7.15 Propagación de ducto

**7.6.3 Propagación de onda cielo.** Las ondas electromagnéticas que son dirigidas por encima del horizonte son llamadas ondas-cielo. Típicamente, las ondas de cielo son radiadas en una dirección que produce un ángulo relativamente grande con respecto a la tierra. Las ondas de cielo son radiadas hacia el cielo donde son ya sea reflejadas o refractadas hacia la tierra por la ionosfera. La ionosfera es la región del espacio localizada aproximadamente entre los 50 y 400 Km sobre la superficie de la tierra. La ionosfera es la porción más alta de la atmósfera terrestre. Por lo tanto ésta absorbe grandes cantidades de energía radiante del sol la cual ioniza las moléculas de aire, creando electrones libres.

Cuando una onda de radio pasa a través de la ionosfera, el campo eléctrico de la onda aplica una fuerza sobre los electrones libres causando que vibren. Los electrones vibrantes decrementan la corriente, lo cual es equivalente a reducir la constante dieléctrica. Reduciendo la constante dieléctrica se incrementa la velocidad de propagación y causa que las ondas electromagnéticas vayan de las regiones de altas densidades de electrones a las regiones de baja densidad de electrones (es decir se incrementa la refracción). Conforme las ondas se alejan de la tierra la ionización se incrementa. Sin embargo, existen ya pocas moléculas por ionizar.

Por lo tanto, en la parte más alta de la atmósfera existe un más alto porcentaje de moléculas ionizadas que en la parte inferior de la atmósfera. Entre más alta sea la densidad de iones más grande será la refracción. También, debido a la composición no uniforme de la ionosfera y a su temperatura y variaciones de densidad, están

estratificadas. Escencialmente, hay tres capas que componen la ionosfera (la D, E. y F) las cuales se muestran en la figura 7.16. Se puede ver que las tres capas de la ionosfera varían en localización y densidad de ionización con la hora del día. También fluctúan en

patrones cíclicos a lo largo del año, y de acuerdo al ciclo de 11 años de manchas solares.

La ionosfera es más densa durante los tiempos de máxima luz solar (es decir durante las horas del día y en verano).

La capa D. La capa D es la capa más baja de la ionosfera y está localizada entre los 50 y 100 Km de la superficie de la tierra. Debido a que es la capa más alejada del sol, es muy poca la ionización en esta capa. Por lo tanto, la capa D tiene muy poco efecto en la dirección de propagación de las ondas radio. No obstante, los iones en la capa D pueden absorber apreciables cantidades de energía electromagnética. La cantidad de ionización en la capa D depende de la altitud del sol arriba del horizonte. Por lo que, desaparece en la noche. La capa D refleja ondas VLF y LF y absorben ondas MF y HF.

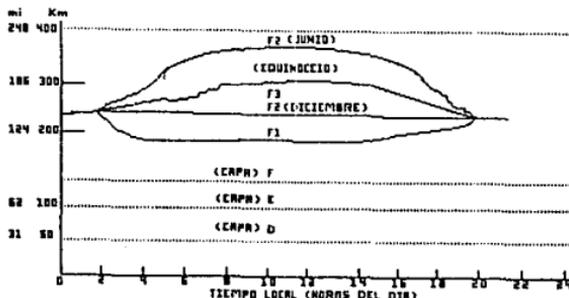


Figura 7.16 Leyes de la Ionosfera

Capa E. La capa E está localizada entre los 100 y 140 Km arriba de la superficie de la tierra. La capa E es en ocasiones llamada la capa de Kennelly-Heaviside. La capa E tiene una máxima densidad a aproximadamente 115 Km a mediodía, cuando el sol está en su punto más alto. Como la capa D, la capa E desaparece casi totalmente en la noche.

La capa E posibilita la propagación MF de onda de superficie y refleja las ondas HF un poco durante el día. La porción más alta de la capa E es algunas veces considerada separadamente y es llamada la

Capa E esporádica porque esta aparece y desaparece impredeciblemente. La capa E esporádica es causada por los rayos solares y las manchas solares.

La capa E esporádica es una capa delgada con una densidad de ionización muy alta. Cuando ésta aparece, hay generalmente un inesperado mejoramiento en las transmisiones de larga distancia.

Capa F. La capa F está compuesta realmente de dos capas: La capa F1 y la F2.

Durante el día la capa F1 está localizada entre los 140 y los 250 Kms sobre la superficie de la tierra y la capa F2 de los 140 a los 300 Km sobre la superficie de la tierra durante el invierno y de 250 a 350 Km en el verano durante la noche la capa F1 se combina con la capa F2 para formar una sola capa. La F1 absorbe y atenúa algunas ondas de HF, aún así la mayoría de las ondas pasan hacia la capa F2 donde son reflejadas hacia la tierra.

#### REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- Transmisión de Información Modulación y Ruido  
Mischa Schwartz  
Ed. Mc. Graw-Hill
  
- Telecommunication Transmission Handbook  
Roger L. Freeman  
A Wiley-Interscience Publication  
John Wiley & Sons
  
- Digital Radio  
Theory and Measurements  
Hewlett Packard
  
- Modulation  
F.R. Connor  
Edward Arnold (Publishers) Ltd. London
  
- Noise  
F.R. Connor  
Edward Arnold (Publishers) Ltd. London
  
- Radio Handbook (Manual de Radio)  
Luis Ibañez Morlan  
Ed. Marcombo
  
- Fundamentos de comunicación de datos  
Jerry FitzGerald and Tom S. Eason  
Ed. Limusa
  
- Curso "Comunicaciones Vía Microondas"  
Palacio de Minería UNAM.
  
- Principles of Telecommunication  
Wayne Tomasi  
Ed. Prentice Hall

## CONCLUSIONES

El ambiente global de las comunicaciones está cambiando rápidamente. Estos cambios han sido propiciados por dos grandes eventos:

- a) El enorme desarrollo en la tecnología y sistemas.
- b) La convergencia de las computadoras y las telecomunicaciones, propiciando oportunidades de desarrollo multipropósito y redes digitales altamente integradas a un costo efectivo.

Como se puede notar hoy en día se habla mucho de los sistemas digitales y poco de los analógicos.

Sin embargo en nuestro país hablando de telecomunicaciones vía microondas el desarrollo que se tiene hasta la era de los 90's es todavía híbrido, y esto es debido a la infraestructura que se tiene y que de alguna forma es aprovechable.

En el campo de las Microondas se tienen grandes avances en tecnologías ya que la transmisión de voz y de datos por este medio de transmisión (ya sea en forma analógica o digital) es de los más económicos comparativamente con otros medios de transmisión.

Por las redes digitales, concebidas en un principio para la comunicación telefónica, se transmite un tráfico de datos cada vez mayor, lo que hace aumentar las exigencias de calidad de la transmisión. Los errores y las averías de componentes o incluso de un sistema completo resultan así mucho más graves que en la mera comunicación vocal, incrementando proporcionalmente los costos. Es por esta razón que es necesario tener técnicos e ingenieros altamente capacitados en esta área para desarrollar nuevas técnicas y competir con los países que van a la vanguardia en comunicaciones.

Las velocidades de transmisión, que ayer eran de kilobitios por segundo, son ya de Megabits, y llegarán a ser de cientos de Megabitios por segundo en un futuro próximo, si continúan progresando al ritmo actual las técnicas de transmisión.

En el mundo de los negocios se está produciendo un cambio paralelo, al conceder las empresas una importancia creciente a las redes de comunicación que proporcionan informaciones vitales con gran rapidez. Dichas redes no suponen ya una simple inversión justificable, sino que resultan esenciales a las empresas para eliminar un almacenamiento de información redundante, mantener el nivel de operaciones y mejorar su competitividad.

Por las razones arriba expuestas es que en México se esta introduciendo con gran éxito la Red Digital de Servicios Integrados (RSDI).

RSDI es una nueva era en Telecomunicaciones, es calificada por los expertos como la red del siglo XXI, en la que se construirá la "Era de la Información". La evolución hacia la RSDI se basara en una RDI (Red Digital Integrada) para telefonía a la que progresivamente se le incorporan funciones adicionales y características de otras redes especializadas como la de datos (con conmutación de circuitos y conmutación de paquetes).

La transición de una red actual podra tardar diez o veinte años, la primera etapa en este desarrollo, es la conversión de la red telefónica de analógica a digital, eliminando la necesidad de invertir en redes separadas y equipo especial como los modems, para enviar mensajes de datos o fax; como segunda etapa, la red telefónica digital podra evolucionar a una RSDI, ya que sirve como base para la transmisión de voz, datos, texto e imagenes a gran velocidad.

Otra de las fuertes tendencias que esta teniendo el sistema de comunicaciones nacional es la introducción de transmisión via Fibra Optica. Este medio de transmisión es ampliamente utilizado debido a las ventajas que tiene, tales como pérdidas de atenuación muy bajas, por lo que es ampliamente utilizada en enlaces de larga distancia.

De todo lo anterior se puede concluir en primer lugar, que la tendencia es utilizar sistemas digitales, medios de transmisión que sean capaces de soportar una gran cantidad de canales telefónicos o una cantidad muy grande de datos a velocidades altas.

Las comunicaciones via microondas cumplen con todos estos requisitos por lo que seguirán siendo ampliamente utilizados.