

RADIOENLACES FIJOS TERRESTRES

Con referencia a los equipos para radioenlaces terrestres. Sobre las etapas de banda base, frecuencia intermedia y radiofrecuencia.

1- DIGRESIÓN HISTÓRICA

Marconi-1901 emitió ondas de radio desde Inglaterra a Terranova con código Morse. La primer transmisión de radio se realizó en Massachusetts en 1906 mediante la modulación de amplitud AM inventada por **Fessenden**. En el mismo año se inventó el triodo lo que permitió realizar amplificadores por primera vez. **Armstrong**-1916 inventó el receptor superheterodino (con pasaje mediante una frecuencia intermedia y amplificación) y en 1939 la modulación de frecuencia FM (preferible debido a que las tormentas y equipos eléctricos producen ruido modulado en amplitud).

En 1927 se realizó el primer servicio de radio entre USA e Inglaterra en las frecuencias de 50 a 60 kHz. En 1929 se inauguró el servicio multicanal entre Argentina e Inglaterra en las frecuencias de 10 a 20 MHz. En 1932 comienzan los primeros radioenlaces con multiplexación por división de frecuencia **FDM**. En 1947 se inaugura el enlace entre New York y Boston con 480 canales FDM en la banda de 4 GHz con 7 saltos radioeléctricos. En 1959 comienza el uso de la banda de 6 GHz con 1860 canales. El primer radioenlace con multiplexación por división de tiempo TDM ocurre en 1965 trabajando a 1,5 Mb/s. Hacia 1969 el enlace Pittsburgh-Chicago lleva 3x6,3 Mb/s. Durante la década de los años '70 se desarrollan los enlaces desde 2 a 34 Mb/s (**primera generación** de enlaces de radio digital).

En 1980 se instalan los primeros enlaces de 140 Mb/s con modulación 16QAM. A mediados de la década se instalan los enlaces de 140 Mb/s-64QAM (**segunda generación**). En 1994 se instala en el Cerro Esperanza a 4902 mts de altura la estación de radioenlace más alta del mundo (34 Mb/s-4PSK). Es parte del enlace desde Jujuy-La Quiaca (en Argentina). Los enlaces para la red sincrónica SDH comienzan a partir de 1993 (**tercera generación**) y han sufrido sucesivos up-grade de hardware y software para adaptarlos a las nuevas necesidades de empresas en el mercado desregulado mundial.

La red de transmisión de alta capacidad de Antel en Uruguay se construyó solo mediante radioenlaces de tipo STM-1 hasta 1996, a partir de esta fecha se inició la red troncal de fibra óptica STM-4. En Argentina las empresas Telefónica y Telecom instalaron desde 1993 redes troncales de fibra ópticas y los enlaces de radio son derivaciones laterales. Otras empresas, iniciadas con la apertura del mercado en 1998, como ser CTI diseñan su red en base un redes troncales STM-1 vía radioenlace aprovechando la infraestructura de telefonía celular disponible.

Este Capítulo describe los equipos para enlaces de radio PDH y SDH. Se complementa con otros que desarrollan solo los enlaces de radio SDH y el proyecto de ingeniería de los mismos.

RADIOENLACES FIJOS TERRESTRES

2- BANDA BASE DIGITAL

En este trabajo se hace referencia a los equipos para redes de micro-ondas desde un punto de vista genérico abarcando las 3 etapas reconocidas: Banda-Base, Frecuencia Intermedia y Radio Frecuencia (**Fig 01**).

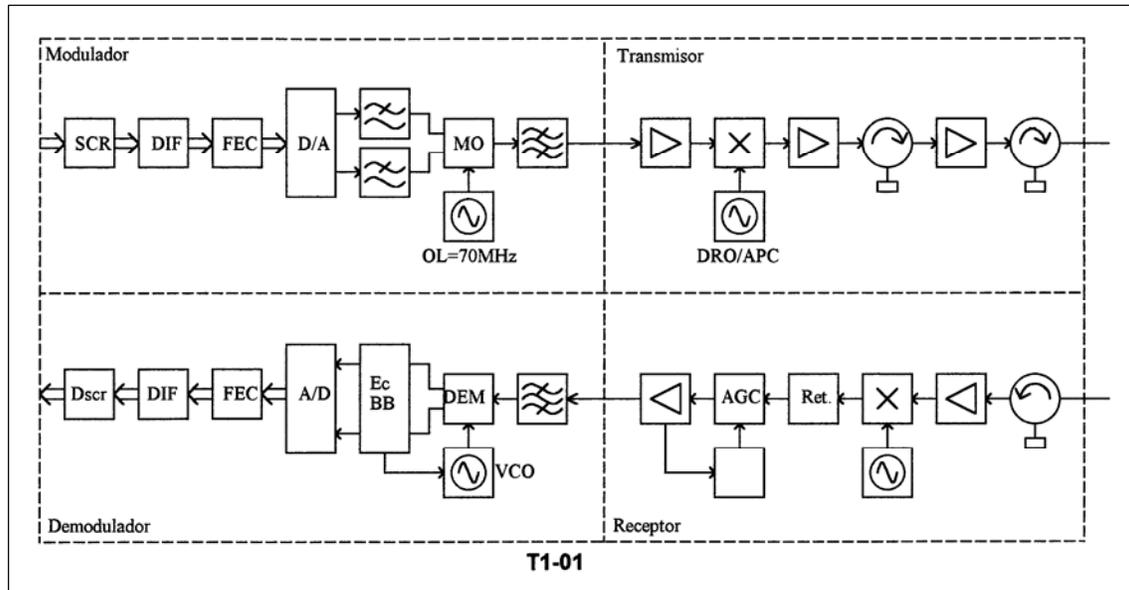


Fig 01. Diagrama a bloques de un radioenlace típico.

2.1- GENERALIDADES

FUNCIONES. Las funciones de la etapa de banda-base (**Fig 02**) son:

- Formación de un trama de datos.
 - .Permite efectuar el alineamiento de trama;
 - .Ofrece suficiente capacidad de tráfico adicional para canales de servicio para hablar **EOW** (*Orderwire*).
 - .Transporta canales de datos para supervisión y gestión;
 - .Adiciona bits de paridad para el control de errores y emisión de alarmas.
- Permitir la protección del tipo N + 1.
 - .Esta operación se realiza mediante la conmutación *hit-less* entre dos señales de recepción.
 - .Los comandos de conmutación son seleccionados en base a las alarmas de tasa de error **BER**.
- Temporización del aparato.
 - .La temporización de un equipo de radio es en forma independiente a la red (*Free Runnig*) para sistemas PDH.
 - .En sistema SDH el sincronismo se toma desde la red.

PROTECCION MEDIANTE CONMUTACION. La conmutación de canales con la misma banda base digital se requiere como mecanismo de protección para contrarrestar las fallas de equipos y la mala propagación. Existen 2 grandes tipos de mecanismos de conmutación:

-En una conexión de radioenlaces *hot standby* se transmite una sola frecuencia, por lo tanto existe una conmutación de transmisores a nivel de radiofrecuencia. En recepción se tiene una conmutación en banda base con un circuito separador para los dos receptores en radiofrecuencia. La conmutación es efectuada en base a una lógica de alarmas del equipo de recepción, que toma en cuenta entre otras la alarma de tasa de error BER.

-En una conexión de **diversidad de frecuencia o de espacio** se transmiten dos frecuencias o caminos distintos desde el transmisor y la conmutación se realiza en la banda base de recepción. Como las frecuencias sufren distinto retardo en el vínculo, la relación de fase entre los bits antes de la conmutación es variables y por ello se requiere de un circuito desfaseador, también variable, que ponga en fase los dos trenes de datos antes de la conmutación.

El tipo de conmutación que pone en fase los trenes de datos previamente a la operación de conmutar se denomina **hitless** (sin deslizamientos). De esta forma, se asegura la conmutación en el mismo bit y se elimina el deslizamiento (*slip*), consistente en la eliminación o la repetición de bits. En los sistemas por cable de fibra óptica la conmutación también puede

RADIOENLACES FIJOS TERRESTRES

ser hitless aunque, como no hay un retardo variable, bien puede usarse la conmutación directa cuidando de compensar el **retardo estático** producto de las distintas longitudes de los conductores.

TEMPORIZACION. La estrategia de sincronización de los equipos permite ser configurada mediante la entrada tributarias; el sincronismo externo de 2048 kHz o sincronismo desde demodulador. Este último caso es una variante del sincronismo en loop. La prioridad entre las distintas fuentes de sincronismo se programa mediante software (interfaz F o Q de la TMN). Cada equipo selecciona en forma automática la fuente de sincronismo en caso de falla.

En caso de falla de las distintas fuentes de entrada se pasa al modo **Hold-Over** (memorización del último estado del control de frecuencia del VCO, con estabilidad $\pm 4,6$ ppm por 24 horas). En caso de pérdida del estado hold-over se pasa al modo **Free-Running** (reloj interno de cristal con estabilidad de ± 15 ppm). Los casos hold-over y free-running corresponden a variantes de sincronismo interno. En general los equipos de radioenlace son dependientes del reloj del multiplexor. En enlace de radio es entonces transparente al sincronismo.

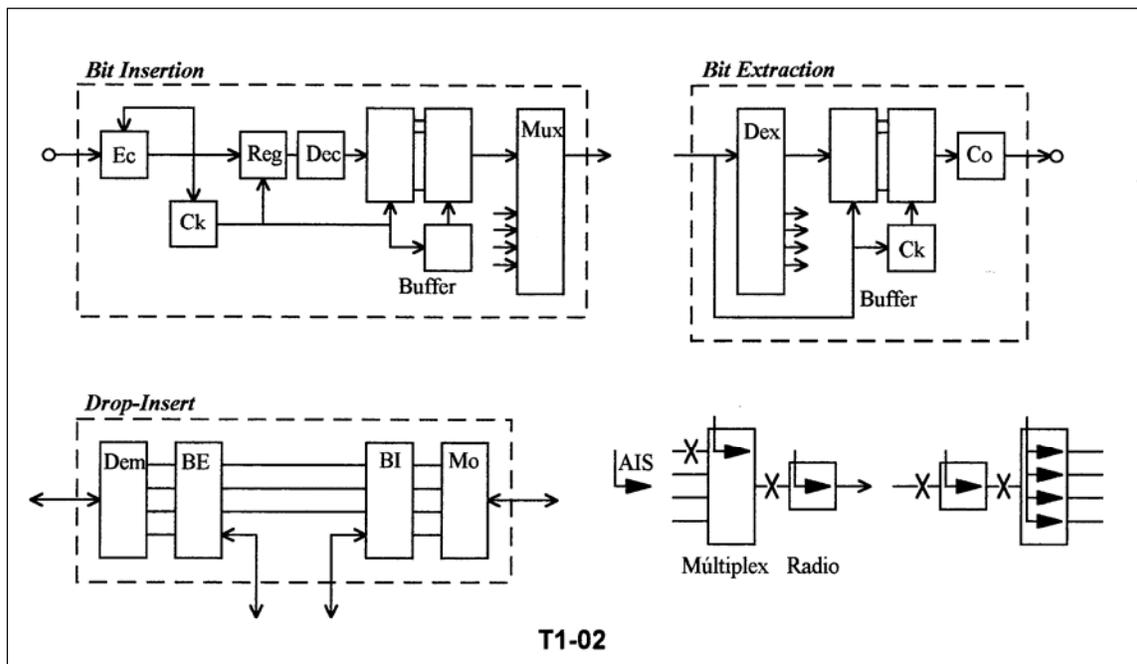


Fig 02. Etapa de banda base de un radioenlace PDH.

2.2- CANALES DE SERVICIO Y SUPERVISIÓN

Sobre el enlace de radio se incluyen canales de servicio que se disponen en las distintas estaciones repetidoras y terminales. Las funciones son múltiples pero dos son las generalmente aplicadas:

- Canales de **servicio para hablar** (*Orderwire*);
- Canal de **datos para telesupervisión**.

Por el primero transitan señales (32 kb/s con codificación ADPCM o Delta o de 64 kb/s con codificación PCM) con información telefónica digitalizada. Es utilizada por el personal de Operación y Mantenimiento para hablar entre estaciones. Se trata de canales tipo **ómnibus o expreso**. El canal ómnibus se dispone en todas las estaciones radioeléctricas y el expreso solo en las terminales. Normalmente la llamada es colectiva (llamado simultáneo en todas las estaciones conectadas) o selectiva (un número diverso para cada estación de radio).

Por el canal de datos transita un protocolo de comunicación particular de cada sistema de telesupervisión. En el mismo se pueden transportar el estado de alarmas de estaciones intermedias, la acción de controles a distancia y las medidas de valores analógicos o de tasa de error BER. Este canal de datos funciona como nivel de conexión física entre estaciones para una suite de protocolos de comunicación. Hasta los años `90 los protocolos eran propietarios y daban soporte a sistemas de telesupervisión muy variados. En la década de los años `90 los sistemas de supervisión se normalizaron mediante dos vías: los protocolos TCP/IP y los ISO. En el segundo caso se forma la denominada red de gestión **TMN**. En un Capítulo por separado se estudian dos estadios de sistemas de gestión el usado en equipos PDH (década de los años `80) y en SDH (en la década de los años `90).

RADIOENLACES FIJOS TERRESTRES

En la red plesiócrona PDH no existe una normalización en cuanto a la forma de efectuar las operaciones de trama para la banda base del radioenlace. En cambio en la red sincrónica SDH se ha normalizado la trama STM-1 que contempla estas necesidades. Históricamente se han ensayado dos formas de ingresar los servicios al sistema:

- canales **integrados** a la trama de datos digitales y
- canales **separados** de la trama de datos principal.

El primer caso es el más interesante y ha perdurado en el tiempo. Es usado en sistemas de todas las capacidades (se entiende por capacidad la cantidad de canales tributarios de 2 Mb/s que acceden a la banda base). En particular tiene la ventaja de no requerir un canal auxiliar externo. Mientras que el segundo tiene la ventaja de no sufrir los mismos problemas (por ejemplo de propagación) que el canal principal.

Los canales de servicio integrados a la banda-base hacen uso de la operación **BI** (*Bit-Insertion*) y **BE** (*Bit-Extraction*). Permite además la operación **Add-Drop** (conocida con anterioridad como *Drop-Insert*) en una estación intermedia.

En el caso de usar la misma portadora radioeléctrica para transmitir el canal principal y el auxiliar se recurre a una modulación de frecuencia o fase para el auxiliar. Se trata de una señal denominada Sub-Banda Base **SBB**. Esta SBB puede disponer de un ancho de banda reducido a algunos kHz. La particularidad es que el espectro ocupado por el canal SBB es pequeño respecto del ocupado por el canal principal lo cual evita que la interferencia entre ambos sea fatal para la calidad de la señal de alguno de ellos. Este sistema solo se usa en enlaces de baja o media capacidad (hasta 16x2 Mb/s).

En el caso de usar otra portadora se puede recurrir a un sistema denominado *wayside* (también conocido como *piggy-back*) que consiste en modular el canal auxiliar en forma paralela (por ejemplo una señal de 2 Mb/s con modulación 4PSK) y emitirlo por encima del espectro del canal principal. Por ejemplo, se coloca el canal de 2 Mb/s-4PSK con una portadora en 70+29 MHz en un sistema principal de 140 Mb/s-16QAM cuya banda ocupa 70±26,5 MHz. Un canal auxiliar wayside de 2 Mb/s es factible de ser colocado en la banda base digital de los equipos PDH o en la Tara de Sección SOH de los equipos SDH.

2.3- OPERACIÓN BI/BE Y D/I

BIT INSERTION. A continuación se analiza en detalle el método por el cual los canales auxiliares se ingresan en la misma trama de datos a transmitir. Este método se denomina **BI/BE** (*Bit Insertion* y *Bit Extraction*) y permite la operación **Add-Drop** o **Drop-Insert** en las estaciones intermedias. Este análisis es válido para sistemas de baja y media capacidad del tipo PDH hasta 16x2 Mb/s. Existen algunas diferencias en el caso de equipos SDH del tipo STM-1 o subSTM-1 que son analizadas por separado.

Para comenzar, la **Fig 02** muestra un diagrama genérico de las operaciones BI, BE y de la operación A/D. La señal principal y las distintas señales auxiliares de servicio ingresan a un multiplexor donde se intercalan datos para obtener la trama de la banda-base. El canal principal (Tributario) lo hace en código HDB3 o CMI (de acuerdo con la velocidad de entrada) y por lo tanto accede a través de un circuito de entrada.

En el **circuito de entrada** se disponen las siguientes operaciones:

-Ecuador de línea coaxial que permite corregir la atenuación producida por el cable de interfaz entre equipos. Este ecualizador es adaptativo debido a que la longitud del cable es desconocida. Tiene una función \sqrt{f} con un máximo de ecualización de 6 dB a 1 MHz en el caso de entrada a 2 Mb/s.

-Extracción de reloj CK. Se obtiene mediante un filtrado de la armónica del reloj desde el espectro del código HDB3 o CMI. Esto permite sintonizar un oscilador VCO que sigue las variaciones del jitter de la señal de entrada.

-Regenerador de la señal de entrada y conversión de código. Mediante el auxilio del reloj CK la señal de entrada se regenera en el centro del pulso. El conversor de código HDB3/CMI a NRZ permite obtener el código binario para trabajar en los circuitos lógicos que se encuentran a continuación.

-Alarma de la señal de entrada. Puede indicar la ausencia de datos a la entrada (valor de tensión inferior a un umbral de detección aceptable) o la recepción de señal de indicación de alarma **AIS** (*Alarm Indication Signal* consistente en una secuencia 111...11). Cuando no existe señal de entrada la secuencia de datos se rellena mediante la señal de AIS. Esta señal AIS indica a los equipos subsiguientes la presencia de una anomalía pero no se puede conocer el origen.

Los datos regenerados son incluidos en una memoria elástica o *Buffer*. El reloj de escritura CK-E en la memoria es el extraído desde el código de entrada. El reloj de lectura CK-L es generado localmente por multiplicación desde CK-E o en

RADIOENLACES FIJOS TERRESTRES

forma plesiócrona (reloj independiente). En el segundo caso se requiere de un **proceso de justificación** en la trama digital de banda-base similar al usado en los multiplexores digitales.

Para efectuar el proceso de multiplexación (trama BI) se requiere de **memorias elásticas** (buffer de datos) para permitir reducir las fluctuaciones de fase (*Jitter* y *Wander*) de entrada y entregar los datos en forma no-periódica. La memoria elástica tiene una alarma **overflow-underflow** cuando los relojes de escritura y lectura se superponen sobre el mismo flip-flop. Los datos de salida desde la memoria de lectura tienen una frecuencia en kHz igual a la suma del canal principal y todas las señales de servicio.

La **Trama digital de datos** de la BI contiene en general dos tipos de información: el encabezamiento y la carga útil. La trama se puede representar por una matriz de datos, dividida en sub-tramas, con espacio para ambos tipos de información. Sus funciones son:

-El **encabezamiento**. Comprende la palabra de sincronismo de trama y de ser necesario multitrama, los bits de paridad para control de tasa de error y eventualmente para la corrección de errores, los bit de alarma local (errores o sincronismo) para el terminal remoto; canales de frecuencia vocal de servicio en conexión ómnibus o expreso, canales de datos para el sistema de supervisión, canal de comunicación para el sistema de conmutación automática.

-La **carga útil**. Comprende el o los canales tributarios de entrada multiplexados. El sistema de enlace puede estar configurado como 1+0 (sin protección) o con **conmutación automática**. En el caso de la configuración con protección, la misma puede ser del tipo 1+1 o N+1. En otros trabajos se describe las operaciones de corrección de errores, aleatorización y conmutación en detalle.

La etapa de banda-base es independientes del medio de transmisión usado; existe cierta compatibilidad entre sistemas para fibra óptica y radioenlace. En el sistema SDH las distintas operaciones (control de errores, aleatorización, trama digital) se encuentran normalizadas y por lo tanto la compatibilidad es absoluta; no ocurre lo mismo en los sistemas PDH.

BIT-EXTRACTION. La etapa **BE** (*bit-extraction*) de la misma **Fig 02** muestra la operación complementaria a la BI. La señal de datos NRZ y reloj CK llega desde el demodulador y se procesa en el demultiplexor. Un circuito lógico se sincroniza con la palabra de alineamiento de la trama FR (*Frame*). Este circuito emite la alarma de falta de alineamiento de trama **LOF** (*Loss Of Frame*) cuando se detecta con diferencias un cierto número de FR y se desactiva cuando se la lee en forma correcta varias veces (generalmente se trata de 4 y 3 veces en cada caso). Con los bits de paridad de la trama se obtienen alarmas con umbrales de 10^{-3} y 10^{-6} .

Es necesario eliminar la fuerte fluctuación de fase de la señal de salida del demultiplexor mediante una **memoria elástica** de manera tal que a la salida se dispone de la señal con un reloj periódico. La memoria elástica entonces posee un reloj para la lectura que se obtiene desde un VCO en un circuito PLL. La tensión de control del VCO es el valor promedio (a través de un filtro pasabajos) del reloj de escritura. El reloj de escritura se obtiene de la cadencia de la trama.

Cuando existe alarma de falta de alineamiento de trama la frecuencia del VCO queda determinada por una tensión de referencia y la salida de señal se reemplaza por una secuencia AIS. A la salida de la memoria elástica se tiene el codificador desde NRZ a HDB3/CMI y la interfaz a la línea.

ADD/DROP (DROP/INSERT). La operación consiste en una versión reducida de la conexión BE/BI espalda contra espalda. Se la utiliza en una estación intermedia donde se desea obtener solo los canales de servicio y supervisión y donde el canal principal continua sin ser demultiplexado (en tránsito). Obsérvese que A/D permite obtener canales de servicio (una señal de 704 o de 2048 kb/s y/o canales aislados de 64 kb/s) sin necesidad de recuperar el canal principal, el cual hace tránsito directo en esta estación.

En el ejemplo desarrollado más adelante para un sistema de alta capacidad a 4x34 Mb/s; se puede deducir que de los 4 trenes de datos en paralelo que se obtienen desde el demodulador, 3 de ellos hacen tránsito y el restante se demultiplexa para obtener un canal principal de 34.368 kb/s y otro de servicio de 704 kb/s. El canal principal de 34.368 Kb/s puede derivarse hacia un multiplexor de orden inferior para efectuar también allí la operación A/D y obtener canales de 2048 kb/s. El canal auxiliar de 704 kb/s también se envía a un multiplexor adecuado operando en la configuración A/D para extraer canales individuales de 64 kb/s.

En caso de alarma general de datos recibidos se efectúa un **Restart** consistente en generar la señal de trama localmente y el reloj para mantener una trama de comunicación hacia adelante con una señal principal en la condición AIS. En caso de alarma de banda-base local se efectúa un **By-Pass** consistente en enviar la señal de ingreso directamente a la salida. De esta forma se mantiene en comunicación las estaciones adyacentes aunque la presente se encuentre en alarma local.

RADIOENLACES FIJOS TERRESTRES

En los sistemas SDH esta operación queda garantizada y simplificada ya que en la trama se hace uso del concepto de punteros para señalar la ubicación de los canales tributarios dentro de la trama de multiplexación STM-1.

RADIOENLACES FIJOS TERRESTRES

3- MODEM Y TRANSRECEPTOR

3.1- ETAPA MODULADOR-DEMULADOR

La etapa modulador-demodulador continua luego de la etapa de Banda-Base y tiene como objetivo la codificación y la modulación de la señal digital. En la **Fig 01** se muestra un diagrama en bloques simplificado de esta etapa. Las funciones genéricas son:

- Codificación y decodificación de la señal digital.
- Filtrado del canal antes del modulador.
- Ecuación en recepción de la señal demodulada.
- Generación del oscilador local para el modulador.
- Modulación y demodulación de la señal digital filtrada para obtener la frecuencia intermedia.
- Filtrado de la frecuencia intermedia.

Existen varios tipos de codificación previos a la modulación; que como no se encuentran normalizados pueden o no existir dependiendo del diseño:

- Codificador *Scrambler*.
- Codificación **FEC** para corrección de errores.
- Codificación *Interleaver*.
- Codificación diferencial.

Luego de la multiplexación de datos en la trama digital se encuentra un circuito **aleatorizador SCR** de salida permite eliminar las secuencias periódicas. De esta forma se puede distribuir la potencia en todo el espectro evitando armónicas con alta concentración de potencia que ofician de interferencia a otros sistemas. La codificación diferencial permite reducir las exigencias sobre la fase del oscilador local en recepción.

La codificación para Corrección de Errores **FEC** puede ser del tipo a bloques o convolucional. En los últimos diseños de equipos se utilizan ambos tipos de formatos simultáneamente. En el formato convolucional el codificador se asocia a la modulación **TCM** de forma que el codificador y el modulador forman una sola unidad. El codificador *Interleaver* permite la distribución de datos en el tiempo para disminuir los efectos de la propagación con *Fading* selectivo en ráfagas de errores.

Por último antes de la modulación, los datos son filtrados antes del modulador en una banda de frecuencias reducida. Los filtros en banda base son del tipo digital-transversal **FIR** mientras que los de frecuencia intermedia pueden ser del tipo onda acústica superficial **SAW**.

El **oscilador local OL** de IF puede ser un VCO controlado en un loop de fase PLL mediante un oscilador a cristal de alta estabilidad. Se trata entonces de un oscilador VCO con un Control Automático de Fase APC. Eventualmente, en algunos diseños de los años `80, la tensión de control del VCO era sumada con la señal analógica de canales de servicio que se denominaba **sub-banda base SBB**.

Un exceso en la tensión de control de VCO produce el "silenciamiento" (*Squelch*) de la IF modulada ya que se interpreta como que el LO está excedido en la tolerancia de frecuencia. La señal de salida de IF es enviada a la etapa de radiofrecuencia. En paralelo se disponen de puntos de monitoreo en nivel (para medir el espectro); de prueba en tensión (para medir el nivel de salida) y una alarma indicativa del nivel de IF.

El lado **demodulador** se disponen de las operaciones que son complementarias. Un circuito típico en recepción es el **ecualizador autoadaptativo**. Existen ecualizadores en frecuencia intermedia (dominio de la frecuencia) y en banda base (dominio del tiempo). Los mismos permiten mejorar el espectro y la forma de onda respectivamente de la señal recibida antes de la regeneración. En los equipos diseñados en la década de los años `90 el ecualizador en IF ha desaparecido y se han realizado grandes progresos en los de banda base (realizados mediante circuitos integrados).

El circuito que recupera la fase del oscilador local en IF (loop de Costas) trabaja luego de la ecualización y antes de la regeneración. En algunos diseños es posible disponer de los puntos de monitoreo de los ejes I y Q para ver el diagrama de ojo y la constelación de fases. Esta medición subjetiva ha resultado en un bajo interés práctico. Del mismo **Loop de Costas** se obtiene tanto la tensión del control del oscilador local OL de IF (frecuencias inferiores a 300 Hz) como la subbanda-base SBB de canales de servicio, cuando la misma existía.

El reloj se recupera desde la señal de IF mediante un detector de amplitud que demodula las variaciones de amplitud de la modulación. Un filtro pasabandas recupera la armónica del reloj y sintoniza en fase a un VCO. Una alarma general del

RADIOENLACES FIJOS TERRESTRES

demodulador produce el corte de los datos y el reloj de salida hacia la bit extraction BE. Esto determina la aplicación de la señal de AIS hacia adelante.

3.2- ETAPA TRANSMISOR-RECEPTOR

La estructura básica usada en los equipos de radioenlaces digitales de la primer generación no difería substancialmente en la etapa de radiofrecuencia con los equipos para señales analógicas. En realidad a principios de los años '80 se realizaban equipos compatibles para la transmisión analógica y digital. Incluso se pensó en usar equipos analógicos para transmitir señales digitales ¹⁾.

Los equipos de la segunda generación de fines de los años '80 trabajan con modulación PSK o QAM de gran número de fases y requieren de tecnologías substancialmente distintas. En la **Fig 01** se muestra el esquema de un trans-receptor que permite identificar las siguientes funciones generales:

- Entrada de la frecuencia intermedia.
- Generador del oscilador local de RF.
- Conversión Up y Down desde IF hacia RF en transmisión y recepción.
- Control automático de ganancia a nivel de IF en recepción.
- Amplificación de potencia en transmisión y bajo ruido en recepción.
- Control de potencia ATPC y linealizador de RF.
- Ecuación del retardo de grupo y la linealidad de amplitud.
- Circuito de branching: filtros, circuladores y guía de onda o cable coaxial de salida.

La señal IF proveniente del modulador ingresa al mezclador de imagen suprimida **IRM** (*Imagen Rejection Mezclator*). El LO puede ser del tipo resonante dieléctrico DRO o de control de fase APC programable, dependiendo si se desea o no disponer de una programación de frecuencias. Normalmente el oscilador de RF es programable (oscilador sintetizado) para equipos de baja capacidad (hasta 16x2 Mb/s) y fijo para alta capacidad (STM-1). Posee un punto de monitoreo para medir la frecuencia, un punto de test para medir un valor de tensión proporcional al nivel de salida y una alarma que se acciona con un nivel por debajo de un umbral establecido.

El amplificador de salida está realizado en la tecnología de película delgada y son circuitos **HMIC**. A la salida se tiene un punto de monitoreo de la RF en paralelo para medir el espectro transmitido. Se tiene un punto de prueba para medir un nivel de tensión proporcional a la potencia de salida y una alarma que indica bajo nivel de emisión. En equipos de alta capacidad se utilizan **linealizadores** o predistorsionadores. La función de estos circuitos, colocados antes o después del conversor IRM, es la de proporcionar una corrección sobre la intermodulación producida por el amplificador de potencia del transmisor. En los equipos PDH de 140 Mb/s en algunos casos eran ajustables mediante mediciones (generadores de 3 o 4 tonos de frecuencia).

El amplificador de salida dispone de un **Back-off**. Se trata del margen entre la potencia obtenida del amplificador y la potencia de saturación del mismo. Este valor en dB se incrementa en la medida que aumenta el número de fases del método de modulación. Por ejemplo, desde 2 dB para 4PSK hasta 8 dB para 64QAM. De esta forma el amplificador trabaja en la zona lineal de transferencia limitando la distorsión de intermodulación introducida.

El **receptor** también posee un preamplificador de entrada HMIC con un down-converter IRM y un oscilador local. Se dispone de un filtro de IF con un equalizador de linealidad y retardo de grupo. Luego un control automático de ganancia **AGC** permite mantener estable el nivel de la IF de salida. El AGC entrega un valor de tensión proporcional a la potencia recibida que actúa sobre la atenuación de una etapa intermedia entre amplificadores. Por ello este valor de tensión se relaciona con la Potencia de Recepción **PRx**. Si el nivel de AGC cae por debajo de un umbral se obtiene la alarma de bajo nivel de potencia recibida **PRx**. Finalmente la señal de IF se envía al demodulador. En paralelo se tiene un punto de monitoreo para medir el espectro de IF en recepción.

¹⁾ En los laboratorios del IEC (**ENTEL** de Argentina-1984) el autor realizó pruebas con equipos analógicos de 960 canales FDM-FM en la banda de 4 GHz para transmitir señales de 8 Mb/s en código HDB3 (tal como se obtiene desde el multiplexor) modulada en FM. La sub-utilización del enlace (120 canales sobre un total de 960) resultó una limitación importante en este "juego".

RADIOENLACES FIJOS TERRESTRES

4- PARTICULARIDADES DE LOS SISTEMAS

4.1- SISTEMA DE BAJA y MEDIA CAPACIDAD

Se puede considerar como un equipo típico de baja capacidad al que funciona con un ingreso de señal digital de hasta 8×2048 kb/s. Los canales de servicio de la banda-base en general es reducido, desde 32 a 2×64 kb/s. Las bandas típicas en que pueden trabajar estos equipos son en bajas frecuencias (0,8; 1,5 y 2 GHz) para enlaces rurales de mediana longitud y en altas frecuencias (15; 18 y 23 GHz) para enlaces en ciudades de longitudes cortas. Sin embargo, debe tenerse presente que la utilización de las bandas de RF bajas (0,8 y 2 GHz) para sistemas de telefonía móvil obliga a trabajar en alta frecuencia (superior a la banda de 7 GHz).

La modulación empleada en equipos de baja capacidad es la 4PSK (QPSK), aunque se han ensayado otras modulaciones de igual eficiencia espectral y mejor rendimiento en otros aspectos. Tal es el caso de la modulación CP-FSK mencionada más adelante. Con modulación 4PSK el espaciado entre portadoras es de 1,75 MHz para un canal de 2 Mb/s (30 canales de 64 kb/s) y se duplica cada vez que se incrementa al doble la velocidad de transmisión. La banda típica de 1,5 GHz en América Latina comienza en $C=1476$ MHz y termina en $T=1525$ MHz con un centro de banda f_0 en 1476 MHz. Esta banda está siendo liberada paulatinamente luego de casi 15 años de aplicación continua para acomodar sistemas móviles.

Existen algunas bandas de frecuencias que requieren menor separación entre portadoras, es decir se dispone de un ancho de banda útil inferior. Para estas bandas (2 y 7 GHz) se puede aplicar una modulación de mayor eficiencia espectral como la modulación TCM. Una particularidad utilizada es la adopción de un único LO de RF con lo cual se utilizan distintas IF en Tx y Rx. Por ejemplo, la IF de recepción es de 70 MHz y como la separación entre portadoras de ida y vuelta (*Shift* entre N y N') en la banda de 1,5 GHz es de 54 MHz (en Argentina), la IF de transmisión es de 124 MHz.

Se interpreta como media capacidad a los equipos que trabajan con banda-base de 34 Mb/s o sub-STM-1. Los equipos de radioenlace PDH de 34 Mb/s suelen disponer de una modulación 4PSK con un número de canales de servicio mayor, desde 2×64 kb/s a 704 kb/s (equivalente a $10+1$ canales de 64 kb/s). Recurren a la codificación diferencial y aleatorización como es costumbre. No disponen, en general, de métodos para corrección de errores. La detección de errores para obtener alarmas de calidad del enlace se encuentra asegurada mediante el uso de bits de paridad.

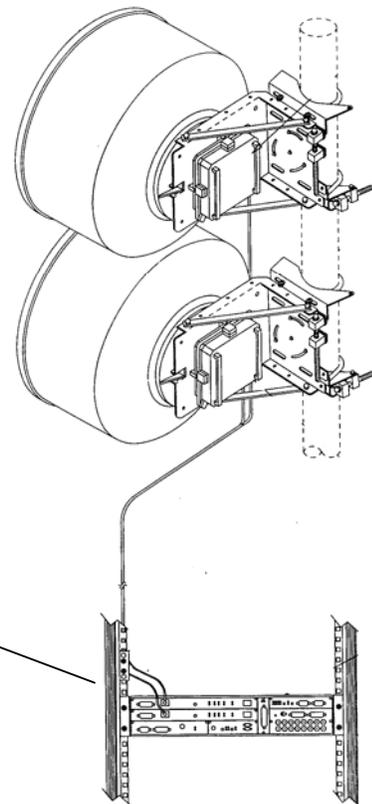
Un equipo sub-STM-1 en cambio es de hecho mucho más complejo. Tiene una tecnología 10 años más avanzada y sus prestaciones son diferentes. Puede encontrarse un detalle más extenso en el Capítulo referido a radioenlaces SDH.

EJEMPLO: EQUIPO SRAL (SIEMENS). Este equipo es de baja capacidad porque ha sido diseñado para trabajar con un máximo de 8×2 Mb/s. El diseño es del año 1996 por lo cual incorpora una serie de tecnología de fin de siglo. Dispone de dos técnicas de corrección de errores (FEC a bloques y convolucional).



Sus características más importantes son:

-Son diseñados para la banda de 7 GHz y 15/18/23 GHz. Por trabajar en alta frecuencia de microondas se estructura con dos módulos: uno interno **IDU** (*InDoor Unit*) y otro externo **ODU** (*OutDoor Unit*). El IDU contiene las funciones de banda base y frecuencia intermedia IF, mientras que el ODU dispone las funciones de radiofrecuencia y antena. Anexos se muestra un



RADIOENLACES FIJOS TERRESTRES

layout del equipo y una fotografía de la sección interna ODU.

-Un cable de unión entre IDU y ODU permite llevar las siguientes señales:

- .espectro de IF principal en transmisión (320 MHz) y recepción (70 MHz);
- .señal de servicios (gestión y comunicación vocal) entre IDU-ODU hacia arriba (6,5 MHz) y hacia abajo (7,5 MHz);
- .alimentación de corriente continua para el ODU.

-La gestión del sistema se realiza mediante protocolos TCP/IP con un protocolo de aplicación propietario TNMP. Este tipo de gestión es más simple que la TMN y permite una conexión hacia ella mediante una interfaz adaptadora Q con protocolos ISO normalizados.

-Trama de banda base. Por ejemplo en el caso de 4x2 Mb/s se forma una trama de 9728 kb/s. La trama contiene un total de 152 Bytes distribuidos de la siguiente forma:

- .SW (2 Bytes) para el alineamiento de trama (11110110 00101000).
- .B1 (46 Bytes) de los cuales 44 son de tributarios (entrelazado de bytes de tributarios de 2 Mb/s) y 2 bytes están disponibles para el usuario, para supervisión y gestión y como canal EOW de servicio.
- .ID (1 Byte) para identificador de enlace (*Link ID* similar al *Hop Trace*) y para ATPC.
- .B2 (46 Bytes) similar a B1.
- .P (1 Byte) para alarmas remotas FERF (falta de receptor remoto) y FEBE (recepción de error en CRC) y bits de paridad CRC-4 para detección de error.
- .B3 (46 Bytes) similar a B1.
- .FEC (10 Bytes) para código corrector de errores FEC del tipo bloques Reed-Solomon **RS (152,142)**. Este código permite la corrección de 5 bytes errados por trama.

-Corrección de errores FEC convolucional. Se aplica una etapa de codificación Trellis y decodificador mediante el algoritmo de Viterbi.

-Codificación Interleaver. Permite reducir los efectos producidos por las ráfagas de errores (*Burst*). Es del tipo matricial de 152x4 Bytes; es decir, trabaja con 4 tramas de 152 Bytes cada una.

-Codificador *Scrambler*. Es del tipo autosincronizado y el polinomio generador es el $X^{12} + X^{11} + X^{10} + X^2 + 1$.

-Utiliza un tipo de modulación especial derivada de las CP-FSK; modulación FSK de fase continua.

4.2- SISTEMAS DE ALTA CAPACIDAD PDH (140 Mb/s)

Los sistemas de alta capacidad PDH involucran 4x34 (140) Mb/s. La modulación es 16QAM o 64QAM dependiendo del plan de canalización de frecuencias disponibles (80 y 60 MHz respectivamente). El número de canales de servicio es mayor a los equipos anteriores (desde 704 a 2048 kb/s). La longitud del codificador para aleatorización se incrementa en la medida que aumenta la velocidad del canal.

Se dispone de un codificador diferencial y combinatorio. El codificador FEC para corregir errores se diseña del tipo BCH o Reed-Solomon. El FEC se realiza con chips semicustom en tecnología CMOS. El decodificador FEC entrega alarmas de tasa de error con umbrales en 10^{-3} y 10^{-6} , una alarma de falta de alineamiento y un punto de medida de errores donde se dispone de un pulso por cada error detectado.

El espectro se conforma antes de la modulación QAM mediante filtros digitales con roll-off de 0,35. En frecuencia intermedia pueden usarse filtros SAW con roll-off de 0,20. Los equipos de alta capacidad han requerido numerosos esfuerzos de desarrollo para obtener una performance de trabajo similar a los radioenlaces analógicos. Dichos esfuerzos son aun mayores en los equipos de la tercer generación para la red sincrónica SDH.

Se recurre a métodos de modulación más eficientes desde el punto de vista del rendimiento espectral como ser 256QAM o TCM e incrementar el número de canales hasta valores de 2x140 Mb/s o 4x140 Mb/s.

Los equipos de segunda generación en una eventual comparación con los analógicos tienen menor o igual eficiencia espectral, consumen mayor potencia ocupando un mayor espacio e incluso son más caros. Esto nos lleva a pensar que los radioenlaces analógicos fueron reemplazados más por necesidad que por conveniencia. Necesidad que proviene del hecho que toda la red será digital durante los años '90 debido a razones de calidad del servicio y costos en los equipos de conmutación y multiplexación.

4.3- SISTEMAS SDH A 155 Mb/s

Los sistemas de radioenlaces digitales funcionando a la velocidad STM-1 a 155 Mb/s se han desarrollado para cumplir con la siguiente premisa «Compatibilidad con los radioenlaces digitales PDH en cuanto hace al plan de frecuencias del CCIR,

RADIOENLACES FIJOS TERRESTRES

longitud entre estaciones, consumo, etc». Para obtener dicha compatibilidad se han realizado nuevos desarrollos. Algunos de los mismos se exponen brevemente a continuación:

-Tecnología de banda base mediante circuitos HCMOS VSLI de espesor $1\ \mu\text{m}$ que permite una integración de 100.000 compuertas por chip. Una reducción general de consumo de 55 watts a 31 w entre los equipos de 2ª y 3ª generación.

-Se utiliza la conmutación *Hitless* (hasta 11+1). El canal de comunicación entre terminales está provisto por el SOH. La conmutación se efectúa a nivel de VC-4 con información de BER desde la SOH. Criterio de conmutación mediante "FastBer" consistente en una tasa de error de adquisición rápida mediante el corrector de errores de la modulación TCM.

-Posibilidad de colocar un canal para tráfico *Wayside* mediante los Bytes de la SOH no definidos para compatibilidad con los radioenlaces PDH. Sobre el mismo SOH se envía información de control del ATPC y para información de rápida de tasa de error FastBer.

-Ecuación digital adaptativa en el dominio del tiempo ATD-FS (fraccionalmente espaciado) que muestra una mejor relación performance/complejidad.

-Modulación de alta eficiencia espectral (64TCM, 128TCM y 512TCM). Esto constituye una tercera generación de equipos digitales (1ª generación con modulación 4PSK y 16QAM; 2ª generación con modulación 16QAM y 64QAM). La codificación Trellis de 4-dimensiones 4D-TCM es una modulación con decisión temporal y corrección de errores soft en lugar de hard. Se han propuesto también variantes de la modulación QAM (constelación cruzada) asociada a correctores de errores FEC del tipo BCH.

-Corrección de errores mediante códigos FEC del tipo a bloques (QAM-BCH) o convolucionales (TCM-Viterbi). Este último permite obtener $\text{BER} = 10^{-3}$ con una $C/N = 24,8\ \text{dB}$ para la modulación 128TCM (para 64QAM la $C/N = 24,6\ \text{dB}$). Equivalente a una potencia de recepción de $-75\ \text{dBm}$ en la banda de $6\ \text{GHz}$ (figura de ruido de $3,5\ \text{dB}$).

-Filtrado digital mediante un *roll-off* de 0,35 para el plan de frecuencias de $30\ \text{MHz}$ (modulación 128TCM) y de 0,6 para el plan de $40\ \text{MHz}$ (64TCM). El valor necesario se reduce a 0,2 en la operación $2 \times 155\ \text{Mb/s}$ con modulación 512TCM.

-Uso de un oscilador resonante dieléctrico DRO en transmisión como Up-Converter. Se utiliza la falta de linealidad del FET-AsGa (amplificador del oscilador) para producir la conversión IF-RF. Permite una ganancia de $17\ \text{dB}$ respecto del conversor IRM pasivo.

-Uso de DRO de alta estabilidad con la temperatura que permite una estabilidad de $15\ \text{ppm}$ entre 5 y $45\ ^\circ\text{C}$; con ruido de fase de $-75\ \text{dBc/Hz}$ a $1\ \text{kHz}$. Realizado con Titanato de Zirconio $\{\text{Zr}_x\text{Ti}_y\text{Sn}_z\text{O}_4\ (x+y+z=2)\}$.

-Linealizador para reducir los productos de intermodulación que trabaja en RF sobre el amplificador de potencia SSPA. Se aprovecha la alinealidad del FET-AsGa en la región cercana al *pinch-off*. Permitiendo mejor adaptación que el linealizador en IF y no requiere ajuste de campo.

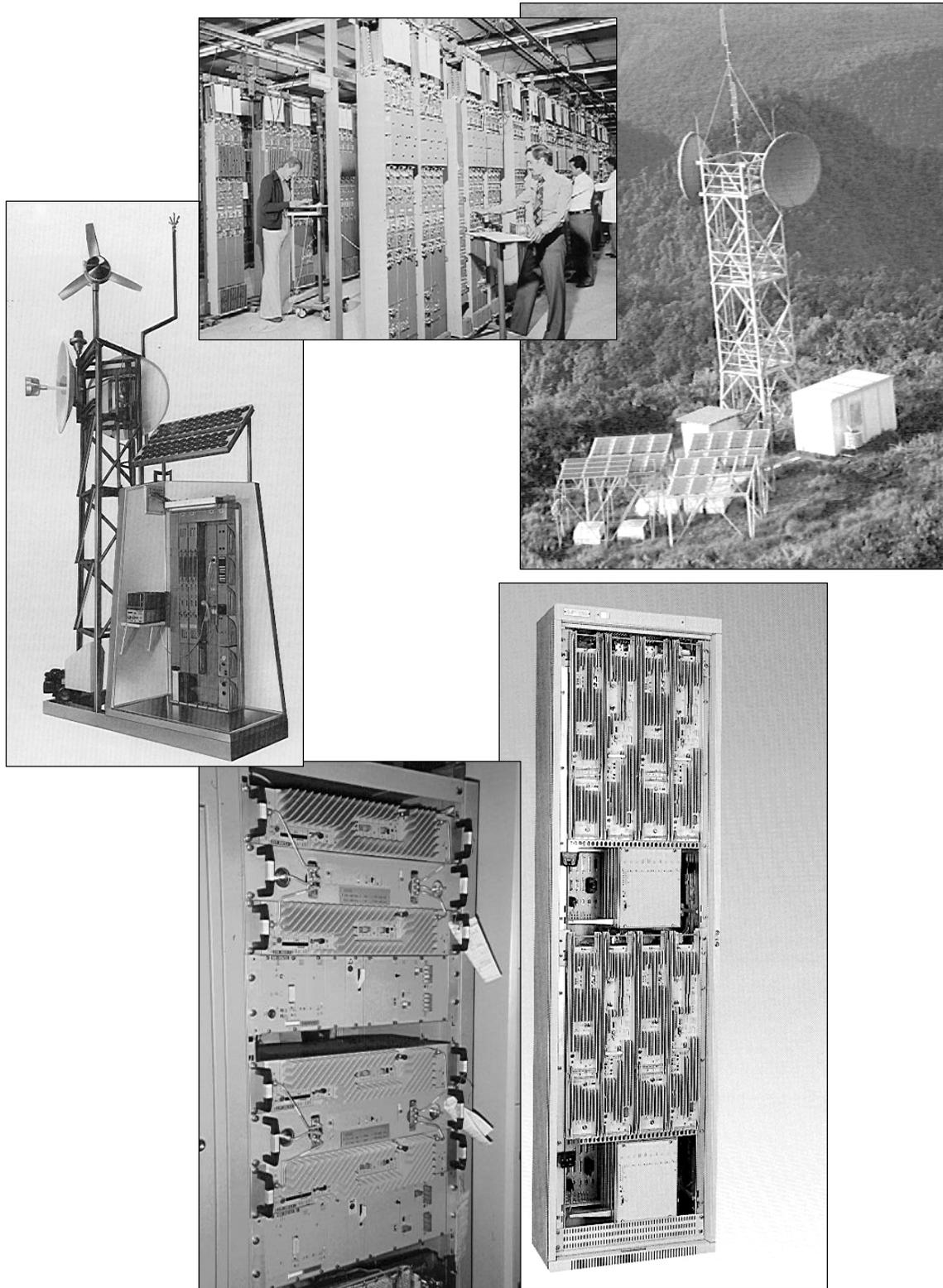
-Control automático de la potencia de transmisión ATPC para mantener reducida la potencia de salida durante los períodos de buena propagación. Con una potencia nominal de transmisión de $29\ \text{dBm}$ el ATPC trabaja a $19\ \text{dBm}$ con un máximo de $30\ \text{dBm}$ en momentos de mala propagación (saturación en $38\ \text{dBm}$).

-Filtros de branching estabilizados mediante dieléctrico $[\text{Ba}(\text{Zr},\text{Zn},\text{Ta})\text{O}_3]$ con un factor Q superior al doble de las cavidades convencionales y con una reducción del volumen del 30%. La atenuación del branching se reduce de $1,2\ \text{dB}$ a $0,7\ \text{dB}$ debido a la eliminación de circuladores y uso de filtros adaptados.

-Combinador para diversidad de espacio adaptativo con mínimo valor de BER en banda base o una combinación entre máxima potencia y mínima dispersión.

RADIOENLACES FIJOS TERRESTRES

LAMINA. Una maqueta con los componentes de una estación; una fotografía histórica de los primeros equipos de radioenlace de la década de los 70 y una estación de enlace de montaña. Debajo dos modelos de radioenlaces de baja capacidad (década de los 80 y de los 90) y otro de alta capacidad SDH.



METODOS DE MODULACION DIGITAL

Con referencia a los métodos de modulación digital usados en los sistemas radioeléctricos.
Sobre la modulación PSK, QAM y TCM.

1- MODULACIÓN PSK y QAM

1.1- MODULACIÓN PHASE SHIFT KEYED PSK

La modulación tiene como objeto adaptar la información digital al medio radioeléctrico mediante la analogización a frecuencias de microondas. El modulador es un **circuito de producto** realizado generalmente mediante un puente de diodos (**modulador balanceado**) que trabaja a una frecuencia intermedia (35, 70, 140 MHz, etc.) entre la banda base y la radiofrecuencia. Existen también moduladores de fase trabajando directamente en radiofrecuencia. En la **Fig 01** se presenta el funcionamiento del puente de diodos como modulador y demodulador.

De acuerdo con la polarización combinada que se entrega a los diodos entre la tensión senoidal del oscilador local OL y los datos digitales en banda base BB se dispone de la conducción alternada de los diodos. Esta conducción alternada introduce una variación de fase a la salida respecto del OL de entrada de 0° o 180° . Se trata de la **modulación 2PSK** que consiste en dos estados de fase de salida asociados a los dos estados de banda base. Los datos de entrada al circuito de producto deben ser del tipo bipolar (+1,-1) para polarizar en forma alternada los diodos. El demodulador se fundamenta en el mismo esquema de funcionamiento pero la complejidad es superior debido a que se requiere una referencia de fase para poder reconocer la modulación de 0° y 180° de fase. En la **Fig 01** se esquematiza el modulador y demodulador del tipo 2PSK.

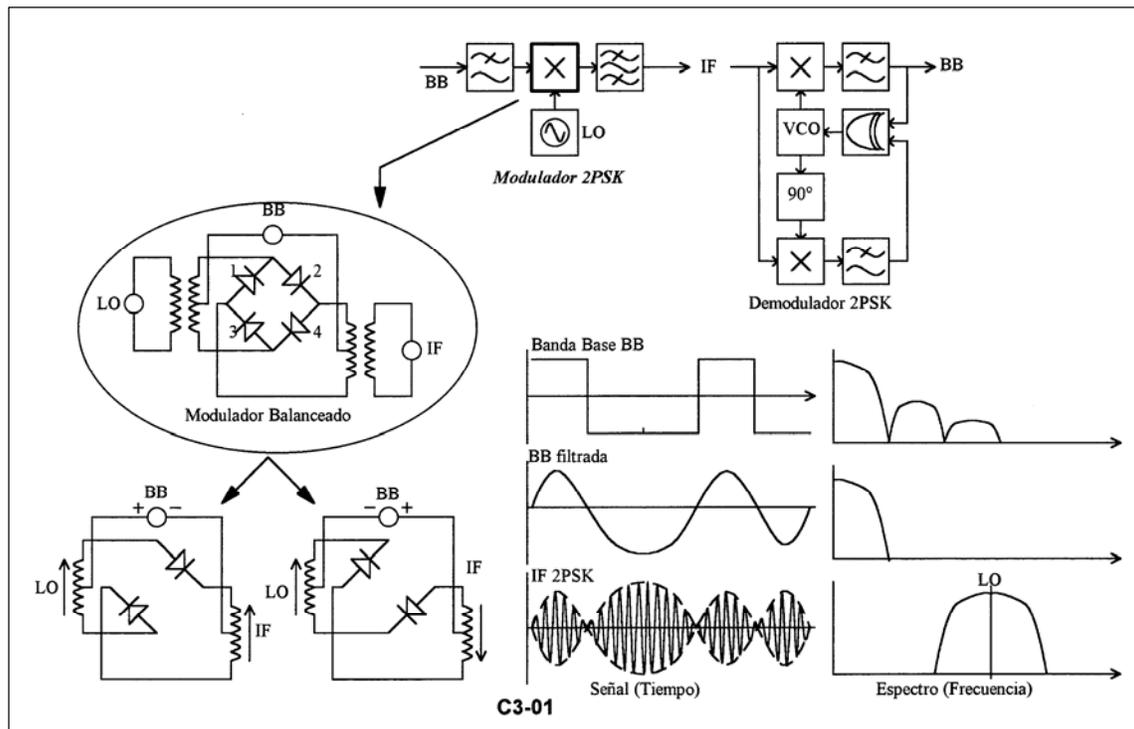


Fig 01. Modulador de dos niveles de fase.

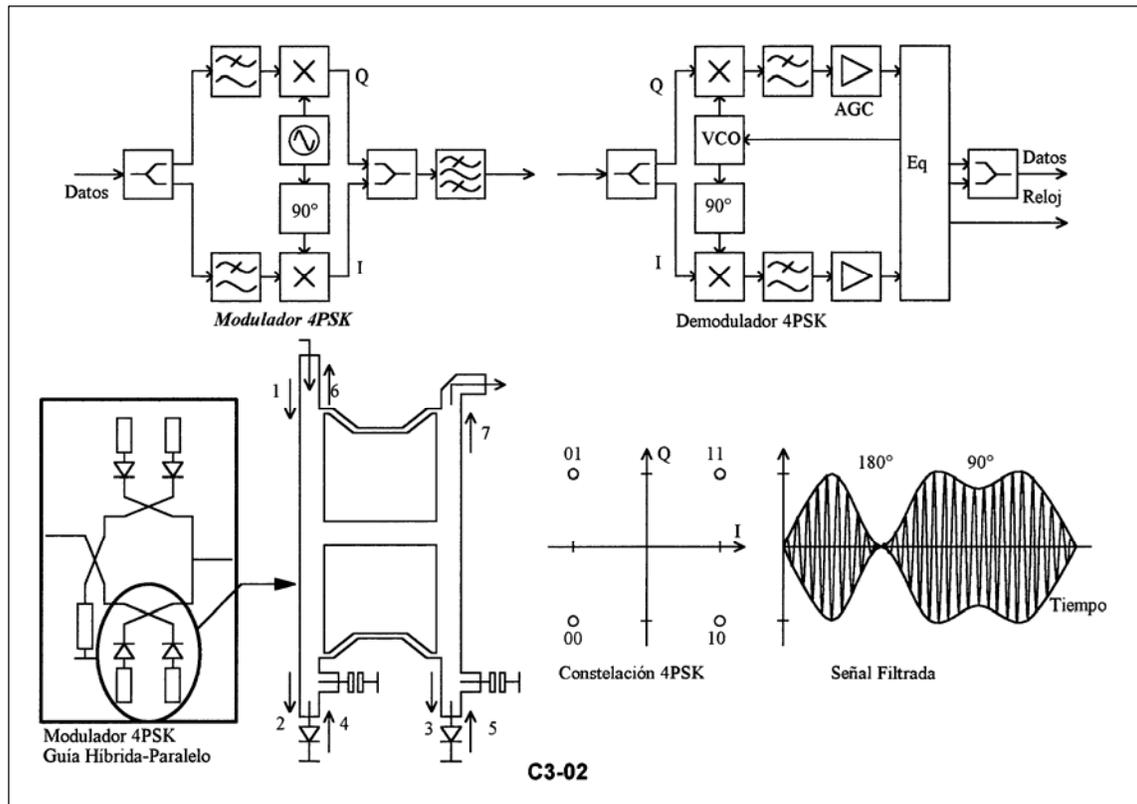
MODULADOR 4PSK. La modulación de 4 estados de fase **4PSK** resulta tener una mejor **eficiencia espectral** (relación entre la velocidad de información en b/s y el ancho de banda necesario en Hz). En otras palabras requiere menor ancho de banda para transmitir la misma información debido a que cada nivel de fase lleva 2 bits de información.

METODOS DE MODULACION DIGITAL

La **Fig 01** muestra el modulador y demodulador 4PSK constituido por dos moduladores balanceados funcionando en cuadratura (el oscilador local que alimenta a cada modulador se encuentra con una diferencia de fase de 90°). Cada modulador entrega las fases $0-180^\circ$ y $90-270^\circ$ o cual permite obtener las 4 fases resultantes por suma vectorial. Los ejes en cuadratura (ortogonales) se denominan **I** (*In phase*) y **Q** (*Quadrature*). La distribución de bits para cada fase se realiza mediante la **codificación cíclica** (Gray) de tal forma que entre una fase y las adyacentes a 90° solo se tiene el cambio de un bit. Entre fases a 180° se tiene el cambio de dos bits. Un error de fase entre estados adyacentes solo introduce un error de bit. Antes y después del modulador se coloca un filtro que limita la banda ocupada por la señal digital y por el espectro de frecuencia intermedia. El **filtrado de la banda** del canal modulado permite reducir el espectro aumentando la eficiencia espectral. Sin embargo, dicha operación elimina armónicas lo que produce una distorsión de amplitud y de fase de la señal resultante respecto de la señal de entrada.

La distorsión de amplitud se observa como una atenuación teórica de 3 dB para saltos de 90° y una anulación de la portadora para saltos de 180° . Véase también la **Fig 02** para la modulación 2PSK y 4PSK respectivamente. Esta modulación de amplitud superpuesta a la de fase obliga a trabajar a los amplificadores de radiofrecuencia en una zona lineal de transferencia. Si se satura el amplificador se destruye la modulación de amplitud y se expande el espectro. Esto obliga a mantener a los amplificadores con un nivel de potencia inferior al de saturación en algún dB (*Back off*).

Un resultado auxiliar se obtiene demodulando en el receptor la componente de amplitud lo cual permite obtener una armónica de **temporización** que se traduce en la recuperación del reloj asociado a los datos. En la **Fig 02** se incluye en el diagrama a bloques del demodulador el circuito de extracción de reloj. Consiste en un detector de amplitud y un filtro sintonizado a la frecuencia de reloj. Con esta señal se gobierna a un Oscilador Controlado por Tensión **VCXO** en bucle (PLL) de Control de Fase **APC**.



Punto	1	2	3	4	5	6	7
BB=0	V ↑	V/√2 ↑	V/√2 →	V/√2 ↑	V/√2 →	0	V →
BB=1	V ↑	V/√2 ↑	V/√2 →	V/√2 ↓	V/√2 ←	0	V ←

Fig 02. Moduladores digitales 4PSK.

MÉTODOS DE MODULACION DIGITAL

1.2- MODULACIÓN DE AMPLITUD EN CUADRATURA QAM

Con el propósito de obtener una eficiencia espectral mayor se recurre a métodos de modulación de mayor número de fases. Debido a las prestaciones de tasa de error BER en función de la relación portadora a ruido C/N no es conveniente continuar incrementando el número de fases PSK. La modulación de 16 fases PSK consiste en 16 estados de fase distribuidos en una circunferencia con igual amplitud. Una distribución más acertada es 16QAM donde las fases se distribuyen en un reticulado de acuerdo con la Fig 03. La virtud de 16QAM frente a 16PSK es que las fases se encuentran más separadas una de otra con lo cual admiten una amplitud de ruido mayor. El **modulador 16QAM** se puede efectuar de 2 formas:

- **Mediante un codificador** apropiado se disponen de 4 trenes de datos en paralelo y se agrupan de a dos para obtener dos señales analógicas con 4 estados de amplitud cada una (-3,-1,+3,+1). A continuación se efectúa la modulación en cuadratura convencional del tipo 4PSK.
- **Mediante 2 moduladores** del tipo 4PSK se generan 4 estados de fase en cada uno. Uno de ellos se lo afecta con una atenuación de 6 dB antes de la suma. La modulación 16 QAM resulta ser una modulación 4PSK por cuadrante, donde los cuadrantes se obtienen mediante la otra modulación 4PSK.

La modulación 16QAM permite transmitir una velocidad de 140 Mb/s (4x34 Mb/s) en un ancho de banda de 80 MHz. Como el ITU-R tiene definidas también bandas con ancho de 60 MHz se ha introducido la **modulación 64QAM**. La modulación 4PSK solo se usa en sistemas de baja y media capacidad (hasta 34 Mb/s).

La **modulación 64QAM** se muestra en la Fig 03. El modulador es una extensión del concepto anterior con 6 trenes de datos en lugar de 4. Se administran 2 señales analógicas de 8 niveles de amplitud moduladas en cuadratura o se utilizan 3 moduladores 4PSK con relación de atenuación de 6 y 12 dB. La distribución de códigos a cada fase se realiza siguiendo una **codificación cíclica**; de tal forma un error de fase introduce en las fases más cercanas solo un error de bit.

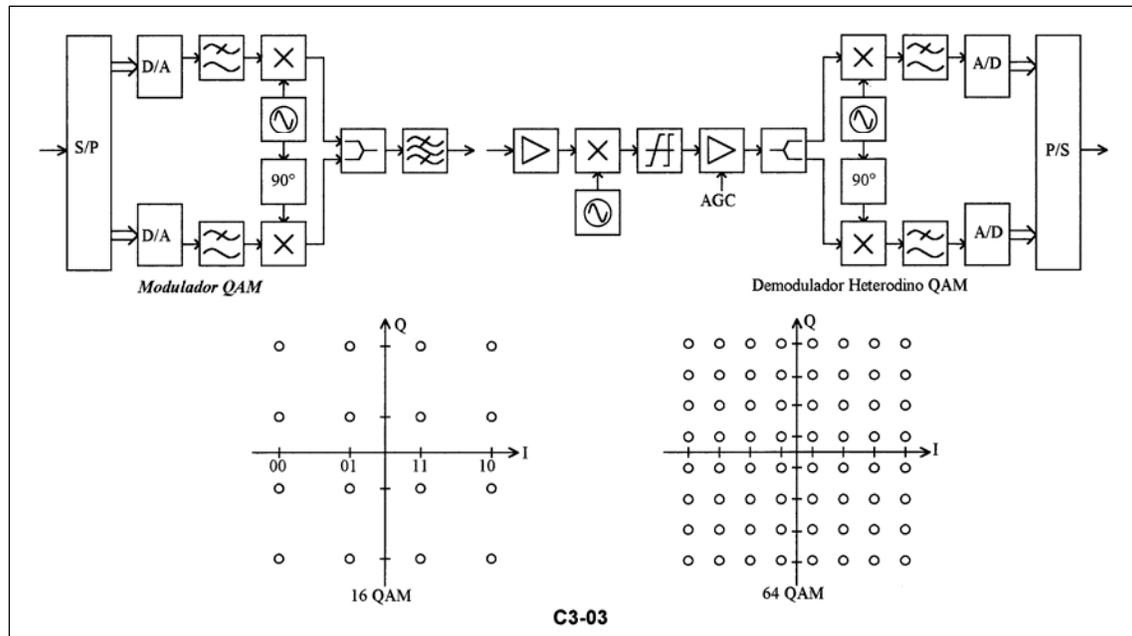


Fig 03. Modulador y demodulador QAM.

1.3- MODULACION DE FASE CONTINUA

La modulación de frecuencia FSK o fase PSK es utilizada en varios sistemas bajo formatos de 2 o 4 niveles. Normalmente se realiza un filtrado previo de características particulares para obtener la eficiencia espectral más conveniente. Son dos los tipos de filtros aplicados:

-Filtro coseno realzado (*Raised Cosine Rolloff Filter*). Este tipo satisface la condición de Nyquist de anulación de la señal en los instantes de decisión anteriores y posteriores (interferencia intersímbolo ISI igual a cero). La Fig 08 muestra la respuesta en frecuencia con la siguiente ley:

METODOS DE MODULACION DIGITAL

$$H(f) = \frac{1}{2} \cdot [1 + \cos \pi \cdot (1 + \{f - f_N / f_N \cdot \beta\}) / 2] \quad \text{donde} \quad (1 + \beta) \leq f \leq f_N \cdot (1 - \beta)$$

-Filtro Gaussiano (*Gaussian Pulse-Shaping Filter*). Este filtro no satisface el criterio de Nyquist de ISI cero. La función transferencia en frecuencia y la respuesta temporal a un impulso de señal son exponenciales:

$$H(f) = \exp(-\alpha^2 \cdot f^2) \quad \text{y} \quad h(t) = \sqrt{\pi/\alpha} \cdot \exp(-\pi \cdot t/\alpha^2)$$

Donde $\alpha = 1,1774/BW$ y el ancho de banda BW es a 3 dB. Si el valor de α se incrementa la eficiencia espectral disminuye y la dispersión temporal del pulso de salida aumenta.

La modulación de fase continua **CP-FSK** (*Continuous Phase Frequency Shift Keying*) se produce filtrando la señal digital antes de alcanzar al modulador FSK. Cuando el filtro cumple ciertas condiciones se tiene la modulación **MSK** (*Minimum Shift Keying*). MSK corresponde a una desviación máxima igual a la mitad de la tasa de bits (índice de modulación K de 0,5). El índice de modulación se define como $K = 2 \cdot \Delta F / R_b$, donde ΔF es el corrimiento de frecuencia máximo y R_b la tasa de datos.

En MSK la palabra Minimum significa que es el menor valor (mínima separación de frecuencia) que es factible de ser demodulada coherentemente ortogonal. Cuando el tipo de filtro es Gaussiano la modulación se denomina **GMSK**. Esta es utilizada en el sistema celular GSM.

METODOS DE MODULACION DIGITAL

2- OSCILADOR LOCAL DEL DEMODULADOR

La modulación digital consiste en asignar un código a cada ángulo de fase definido a partir del oscilador local de transmisión. En el demodulador se requiere un oscilador local con la misma referencia de fase a fin de decodificar la información transmitida. A este tipo de demodulación se la llama **demodulación coherente** y requiere muy buenas prestaciones (igual frecuencia e igual fase) al oscilador local de recepción. Con el propósito de reducir dichas exigencias se recurre a la **codificación diferencial** con lo que se elimina la necesidad de coherencia (igual fase). Con el **Loop de Costas** es posible obtener una sintonía de frecuencia precisa aunque exista una desigualdad de fase.

2.1- CODIFICACIÓN DIFERENCIAL

Mediante la codificación diferencial los datos no se envían en el valor absoluto de fase respecto del oscilador local de transmisión sino que se envían como la **diferencia de fase** con el valor anterior. En la **Fig 04** se dispone del diagrama circuital del **codificador diferencial** para distintos tipos de modulación. Se indica el caso de 4PSK como ejemplo simple, siendo para la modulación QAM una extensión similar de los conceptos.

Supóngase un tren de datos de entrada; los datos se agrupan en conjuntos de dos bits (e1,e2) y se le asigna una fase respecto del oscilador en transmisión (es decir para 00=0°; 10=90°; 11=180°; 0=270°). Los datos de salida (s1,s2) son memorizados un intervalo de tiempo igual a un bit (s1',s2') y se suman a la entrada. La suma binaria responde en realidad a la suma angular correspondiente; por ejemplo 10+11 corresponde a 270° es decir 01. Siguiendo un ejemplo:

- Con la señal binaria de entrada 11.01.01.10.00.11.01.01.
- Se tiene la secuencia codificada 00.01.11.01.01.10.00.01

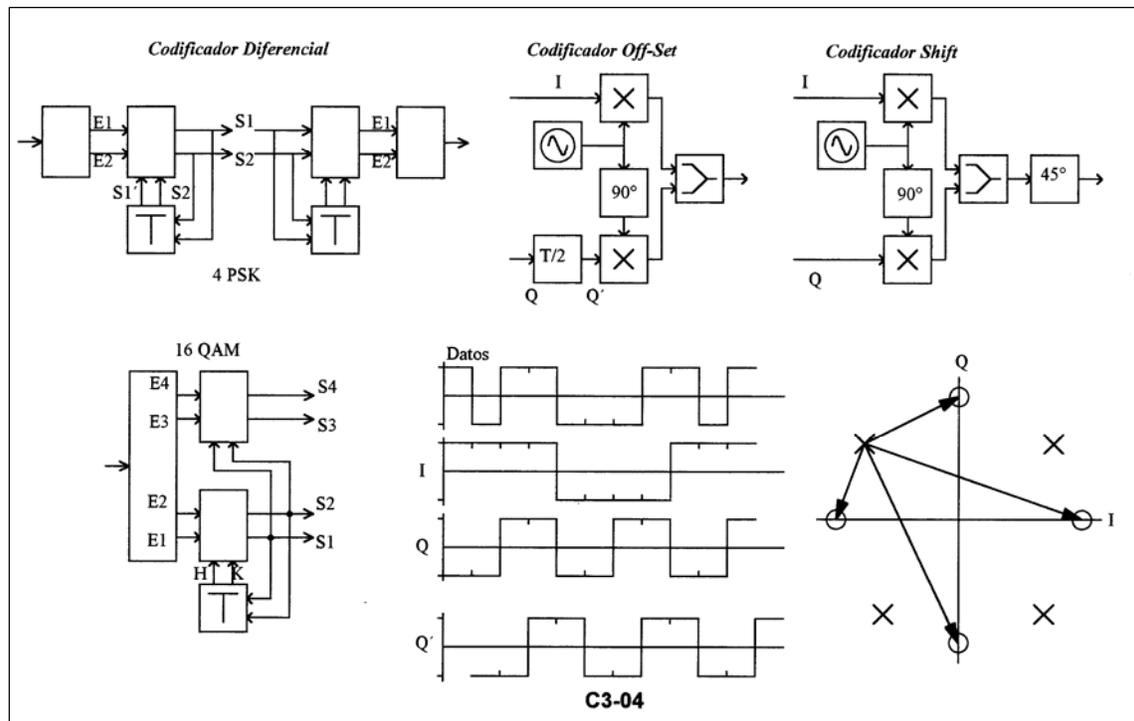


Fig 04. Codificación diferencial, Off-set y Shift.

La información de entrada está contenida en la diferencia de ángulo entre la fase a transmitir (s1,s2) y la anterior (s1',s2'). La codificación diferencial produce una **propagación de errores** al estar la información concatenada con la anterior (debido a la realimentación en el Codec), pero permite un oscilador local no coherente. Se muestra un ejemplo de como se propagan errores en el decodificador (el valor resultante e1e2 se obtiene como diferencia entre los ángulos de s1s2 y s1's2'). Los valores subrayados indican la propagación (multiplicada por dos) del error inicial.

CODIFICACIÓN OFF-SET. Algunas veces se utiliza la **codificación Off-set** como medio para reducir la modulación de amplitud superpuesta a la de fase en 4PSK. Cuando existen saltos de 180° se tiene la anulación de la portadora. Para evitar esto se desplaza un tren de datos medio bit respecto del otro de acuerdo con la **Fig 04**. De esta manera se tienen 2 saltos

METODOS DE MODULACION DIGITAL

cada uno de 90° para una modulación de 180° . En otras palabras, se reemplaza la anulación de la portadora por dos atenuaciones de 3 dB sucesivas.

2.2- LOOP DE COSTAS

Existen varias formas que permiten enganchar en frecuencia el oscilador local del demodulador:

- Mediante la emisión de un vestigio de la portadora caracterizado por la suma de un nivel de tensión continua en el modulador lo cual hace que el valor promedio de fases transmitidas no sea nulo.
- Mediante la emisión de una secuencia continua de bits sin aleatorizar (11..1 en el servicio TDMA de Intelsat) lo cual permite transmitir durante un cierto tiempo la portadora sin variaciones.
- Eliminando la modulación de fase mediante una oportuna **multiplicación de frecuencia** antes del demodulador en frecuencia intermedia (en 4PSK es producto es por 4) y
- Detectando los movimientos de fase en función de la amplitud de cada eje ortogonal de la banda base demodulada. El último método se denomina **Loop de Costas** y tiene la ventaja de trabajar con la señal en banda base realizándose mediante circuitos integrados.

En la **Fig 05** se muestra el circuito del loop de Costas para el demodulador 4PSK como ejemplo de funcionamiento. Conceptualmente consiste en dividir cada cuadrante en subcuadrantes para detectar un **corrimiento de la fase**. A cada uno de los dos sentidos de corrimiento se le asigna un signo; el valor promedio de signos determina un corrimiento efectivo de la fase y permitirá intervenir sobre el VCO del oscilador local. Se disponen de 4 fases equi-espaciadas que luego del demodulador se convierten en niveles de tensión (-1, +1) sobre los ejes (I,Q). El valor real demodulado se denomina (a,b); si existe un corrimiento de fase relativo entre el oscilador de transmisión y recepción los valores (a,b) serán distintos a las posibilidades teóricas.

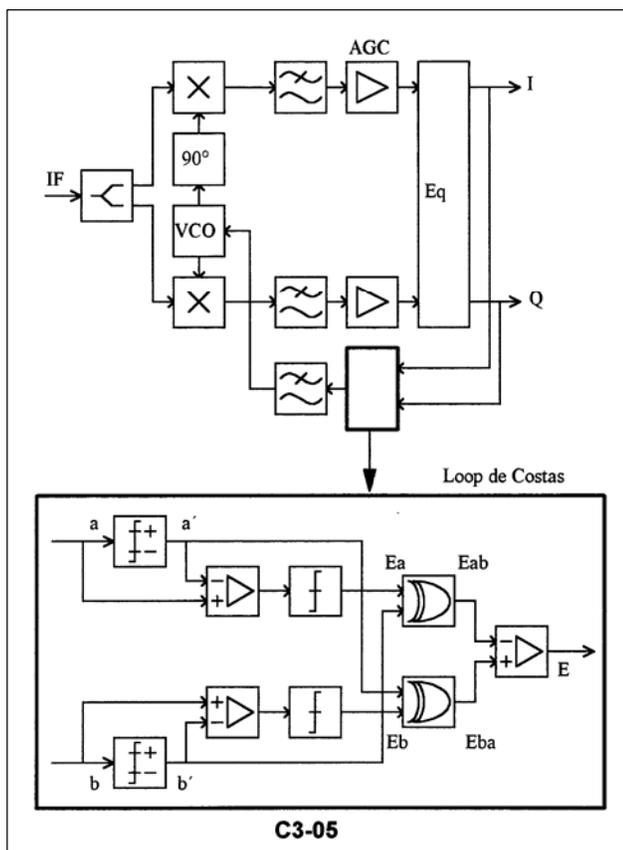
Fig 05. Ejemplo de loop de Costas.

a	b	a'	b'	a''	b''	ϵa	ϵb	ϵab	ϵba	ϵ
+0,7	+1,3	0	1	+0,7	+0,3	1	1	0	1	-1
-1,4	-0,5	0	1	-1,4	-1,5	0	0	1	0	+1
+1,2	-0,8	1	1	+0,2	-1,8	1	0	0	1	-1

Se compara entonces el par (a,b) con los umbrales ($\pm 1, \pm 1$) para detectar un corrimiento de fase obteniéndose (a',b'). Posteriormente se compara (a,b) y (a',b') para detectar en que sentido se tiene el corrimiento de fase y se obtiene el par de error ($\epsilon a, \epsilon b$). Con la **Fig 05** se tiene la Tabla anexa.

El valor de error final ϵ es +1 si la fase se corre en el sentido del reloj y vale -1 en el sentido contrario. La señal ϵ es binaria y tiene la velocidad de la señal demodulada. Mediante un filtro pasa bajos se toma el valor promedio lo cual determina un corrimiento de fase real. El valor promedio se usa para corregir al Oscilador Local Controlado por Tensión VCO en recepción.

Un detector de umbral de la tensión de corrección indica cuando el oscilador se encuentra fuera de frecuencia. En tanto ocurre esto se genera una tensión rampa para variar al oscilador local en frecuencia en búsqueda de la señal de recepción. El loop de Costas permite ajustar la frecuencia del VCO pero tiene una indefinición respecto de la fase absoluta la cual hace necesario el uso de la codificación diferencial.



3- MODULACIÓN TCM

La modulación con **Codificación Reticulada TCM** fue propuesta por vez primera por **G.Ungerboeck**-1976. Los principios básicos datan de 1982. En 1984 a propuesta de IBM el CCITT la adopta para modem de datos en la red telefónica con 32 estados de fase (32 TCM) para 14,4 kb/s. Esta modulación se asocia con el **algoritmo de A.J.Viterbi**-1967 que permite la corrección de errores en el receptor. Se trata de una decodificación que optimiza asintóticamente la tasa de error. La modulación TCM permite maximizar la distancia mínima entre estados de transmisión desde el punto de vista geométrico euclideo de la distribución de fases.

3.1- CODIFICACIÓN RETICULADA (TRELLIS)

La modulación de fase y la codificación forman una sola entidad. En la **Fig 06** se muestran ejemplos de la modulación TCM. La **codificación** consiste en ingresar con N trenes de datos en paralelo (X_1, X_2, \dots, X_N) obteniendo los trenes de datos de salida (Y_1, Y_2, \dots, Y_N) y mediante un codificador convolucional un nuevo tren de datos (Y_0). Se disponen de dos tipos de codificadores Trellis:

1/2 donde el tren de datos adicional se obtiene desde una entrada de datos y

2/3 donde el codificador ingresa 2 entradas para obtener el tren adicional.

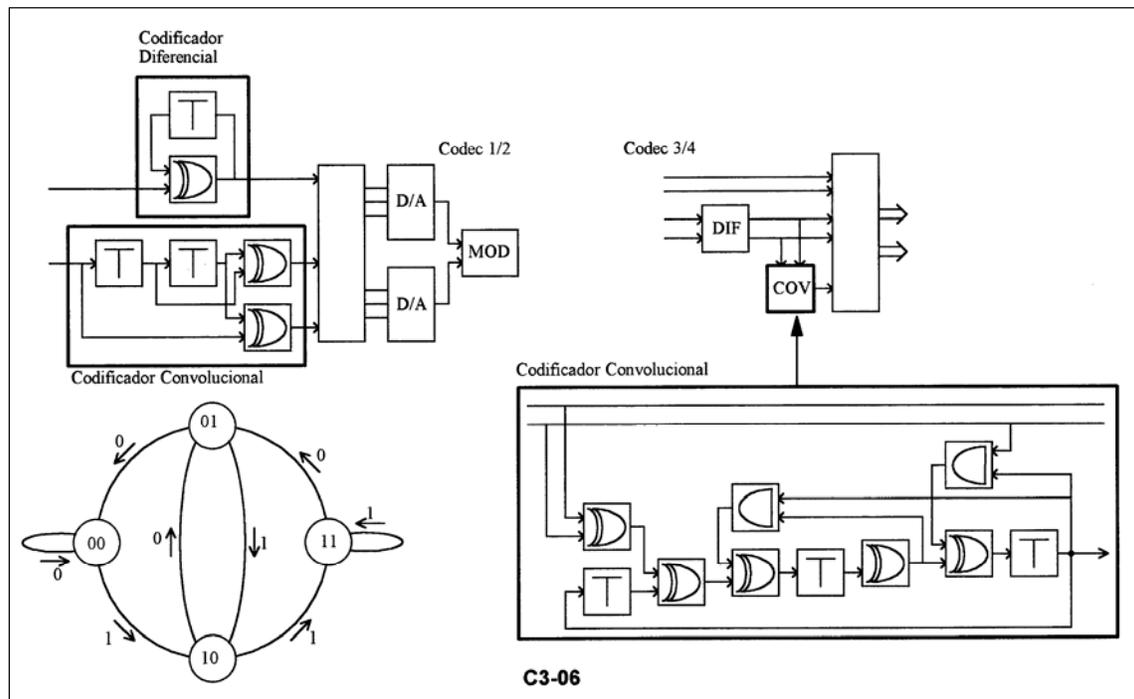


Fig 06. Codificador convolucional para modulación TCM.

Luego de la etapa de codificación (tanto diferencial como convolucional) se pasa a la etapa de **mapeado** que mediante una memoria PROM asigna las coordenadas de cada punto de la constelación. El circuito se completa con el **convertor D/A** para obtener una señal analógica con varios estados de amplitud y el **modulador** en cuadratura. Antes y después del modulador se filtra la señal para acotar el espectro.

Si solo se consideran los datos de entrada X_0 y las salidas Y_0, Y_1 se dispone de una transición de acuerdo con la **Fig 07**. Obsérvese que de los 4 niveles disponibles para Y_0, Y_1 solo se puede acceder a 2 de ellos desde cada estado anterior. En la **Fig 06** se muestra el modulador 32TCM del tipo 2/3 donde con los datos X_1, X_2 se obtienen los datos Y_0, Y_1, Y_2 . La selección de fases en base a los bits Y_0, Y_1, Y_2 se realizan siguiendo la secuencia de la **Fig 07**. En el estado final de la secuencia se tienen 4 fases seleccionadas de acuerdo con Y_3, Y_4 .

La modulación **16QAM es equivalente a 32TCM** en cuanto hace al número de bits efectivamente transmitidos (4 bits) por cada fase. Sin embargo, la separación mínima entre fases en 16QAM es $\sqrt{2} \cdot \phi_0$, si tomamos como unidad ϕ_0 la separación en 32TCM. En 32TCM la separación luego de codificar Y_0 es de $\sqrt{2} \cdot \phi_0$; luego de codificar Y_1 es de $\sqrt{4} \cdot \phi_0$ y luego de Y_2

METODOS DE MODULACION DIGITAL

es de $\sqrt{8} \cdot \phi$. En otros términos se trata de 8 estados obtenidos mediante dos bits (X1,X2); desde cada uno de ellos se puede alcanzar solo a 4.

Es posible definir la distancia mínima para un camino incorrecto de forma que simule un camino correcto. Se supone el camino 000-000-000-000, el camino más cercano y posible de efectuar es 000-011-101-000. Esta camino implica una distancia en cada salto de $\sqrt{2} \cdot \phi$; ϕ y $\sqrt{2} \cdot \phi$ sucesivamente. La distancia mínima se define como la raíz cuadrada de la suma de las distancias al cuadrado:

$$[(\sqrt{2} \cdot \phi)^2 + (\phi)^2 + (\sqrt{2} \cdot \phi)^2]^{1/2} = \sqrt{5} \cdot \phi$$

Cualquier otro camino tiene una distancia mayor a $\sqrt{5} \cdot \phi$. El objetivo del mapeado trellis es maximizar el valor de la distancia mínima. Se puede definir la distancia del código 32TCM respecto al 16QAM mediante la relación entre la distancia mínima de 32TCM y la distancia entre códigos de 16QAM:

$$G = 20 \cdot \log \{ \sqrt{5} \cdot \phi / \sqrt{2} \cdot \phi \} = 4 \text{ dB}$$

De esta manera, la modulación 32TCM permite una ganancia de relación portadora a ruido C/N de 4 dB teóricos frente a 16QAM.

DEMODULADOR Y DECODIFICADOR. En el lado de recepción las funciones que se cumplen son:

- Demodulación en cuadratura de la señal TCM y Filtrado (acota la banda de ruido).
- Control Automático de Ganancia para garantizar el nivel relativo entre los ejes I y Q.
- Ecuilización adaptativa (mejora la forma de onda reduciendo la ISI).
- Recuperación de la temporización y de la fase de la portadora (loop de Costas).
- Decodificación mediante el algoritmo de Viterbi.
- Decodificación diferencial y Conversor paralelo a serie.

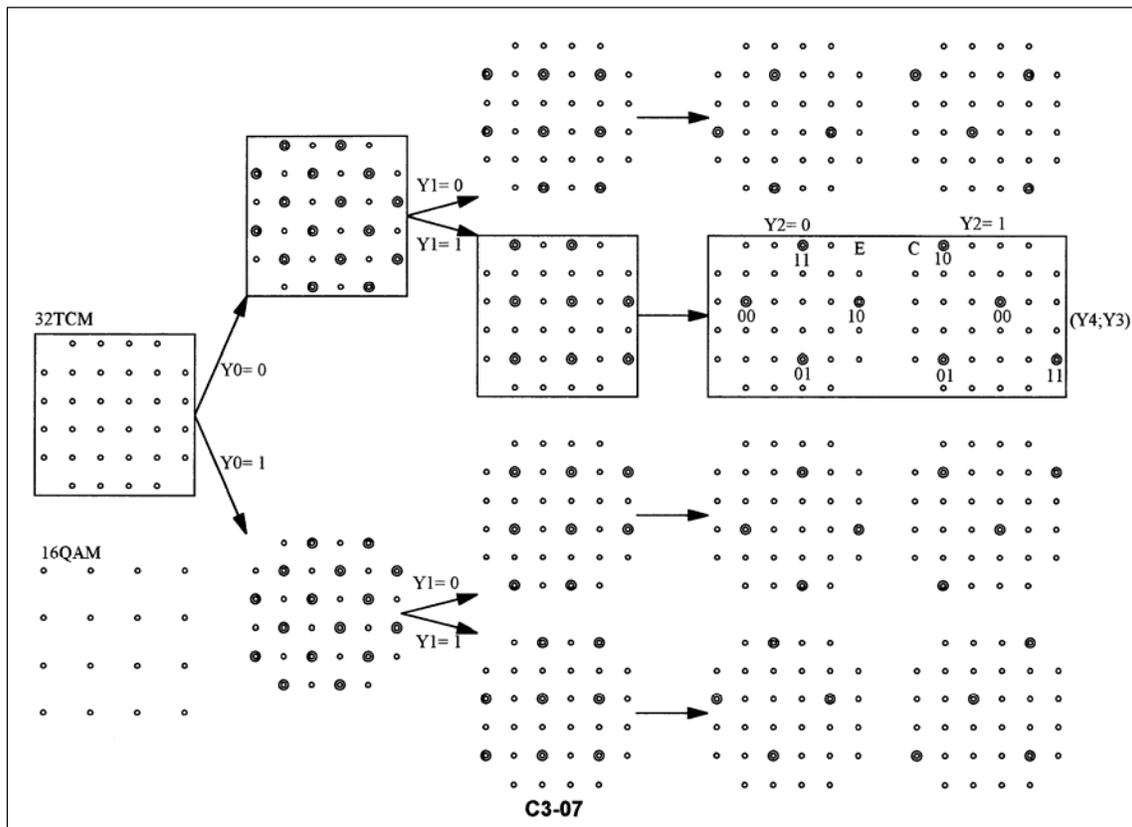


Fig 07. Corrección de errores mediante el algoritmo de Viterbi.

METODOS DE MODULACION DIGITAL

El algoritmo de Viterbi permite la corrección de errores. A cada paso de decodificación son posibles solo 2 caminos de los 4 existentes. Cada camino en el **diagrama de árbol** que se puede efectuar acumula un número de errores creciente con excepción del camino correcto que tiene el mínimo número de errores y por ello la máxima probabilidad de ocurrencia.

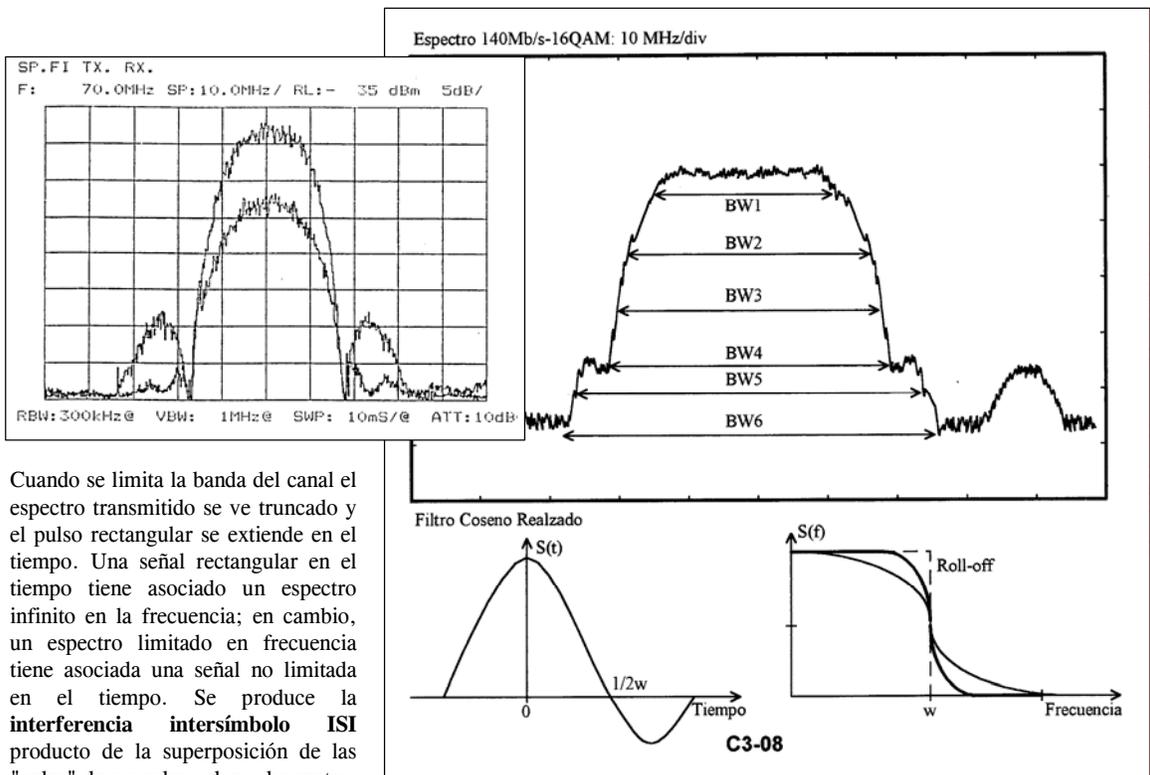
La secuencia original transmitida es [10 01 **10** 11 01 00]. Supongamos que se recibe con un error en el tercer par (11). De los posibles caminos el que acumula menor número de errores (+1) decodifica con máxima probabilidad la secuencia, mientras que los otros acumulan un número de diferencias superior. Por ejemplo, el camino [10 01 00 10 01 00] tiene una diferencia de +3; mientras que el camino [10 01 10 11 01 00] tiene una diferencia acumulada de +1 respecto de la señal recibida y corresponde entonces a la señal efectivamente transmitida.

4- CARACTERÍSTICAS DE LA MODULACIÓN DIGITAL

4.1- FILTRADO DEL CANAL

Una particularidad del espectro en la transmisión digital es que en un instante de tiempo todo el espectro transmitido le corresponde al mismo bit (canal de información). En cambio en la transmisión analógica el espectro en cada instante lleva información de cada uno de los canales que componen la multiplexación en frecuencia FDM.

El espectro de la señal digital antes del modulador es recortado mediante un filtro pasabajos; luego del modulador se filtra mediante un filtro pasabanda. El espectro de la señal de banda base o de frecuencia intermedia consiste en una envolvente del tipo $\text{sinc } f$ (sen f/f). El número de armónicas contenidas por la envolvente depende de la periodicidad de la señal. La separación entre ellas corresponde a la inversa del período expresado en segundos.



Cuando se limita la banda del canal el espectro transmitido se ve truncado y el pulso rectangular se extiende en el tiempo. Una señal rectangular en el tiempo tiene asociado un espectro infinito en la frecuencia; en cambio, un espectro limitado en frecuencia tiene asociada una señal no limitada en el tiempo. Se produce la **interferencia intersímbolo ISI** producto de la superposición de las "colas" de un pulso sobre adyacentes.

Fig 08. Espectro de modulación digital.

La ISI se anula cuando la frecuencia de corte W del filtro es igual a la mitad de la velocidad de transmisión expresada en Hz. En la **Fig 08** se encuentra la explicación conceptual: un espectro aproximadamente rectangular tiene asociado una señal similar a $\text{sinc } t$; si se cumple $W = V_{tx}/2$ el punto de anulación de la función $\text{sinc } t$ ocurre en el centro de los pulsos adyacentes, eliminando la interferencia del pulso sobre los otros.

El filtrado se realiza mediante la **transferencia coseno levantado**. Dicha transferencia se muestra en la misma **Fig 08** y tiene la particularidad que mantiene la ISI acotada a un mínimo y es "realizable" electrónicamente.

El coeficiente **Roll off** es un parámetro de diseño del filtro. Cuando el Roll off tiene a cero se acorta la banda y se tiende al filtrado ideal. El valor máximo posible es uno. Generalmente se indica el valor del Roll off como un número (típico 0,2 a 0,7) o un porcentaje (20 a 70%). Los filtros en banda base se realizan mediante filtros digitales y en frecuencia intermedia mediante filtros L-C o de Onda Acústica Superficial SAW.

METODOS DE MODULACION DIGITAL

4.2- ANCHO DE BANDA

Existen varios criterios para la definición del ancho de banda que ocupa un canal. La **Fig 08** muestra las siguientes definiciones:

Tabla 01. Definiciones alternativas de ancho de banda.

Ruido	BW1 El ancho de banda equivalente de ruido se trata de un espectro rectangular de ruido con igual valor de potencia que el espectro digital completo.
3 dB	BW2 El ancho de banda a mitad de potencia donde se tiene una atenuación de 3 dB respecto del valor máximo en el centro del espectro.
-50 dB	BW3 El ancho de banda con densidad de potencia delimitada consiste en declarar un umbral entre 35 y 50 dB respecto del máximo en la portadora por debajo del cual se encuentra la densidad de potencia.
Nyquist Nulo	BW4 El ancho de banda de Nyquist corresponde a la frecuencia de corte del filtrado ideal $W = V_{tx}/2$.
99%	BW5 El ancho de banda al primer punto de anulación del espectro corresponde al primer lóbulo coincidente con $1/T$ (T es el tiempo de duración del pulso).
	BW6 El ancho de banda que contiene la mayoría de la potencia es, por ejemplo, el 99% de la potencia total. La FCC de USA adopta este criterio.

De acuerdo con el ancho de banda previsto por el ITU-R en las distintas gamas de frecuencias se requieren los siguientes métodos de modulación:

Ancho de banda	Sistema de transmisión posible
40 MHz	34 Mb/s-4 PSK
60 MHz (± 28 MHz)	140 Mb/s-64 QAM y 155 Mb/s-128 TCM
80 MHz (± 40 MHz)	140 Mb/s-16 QAM; 155 Mb/s-64 TCM y 2x155 Mb/s-512 TCM

4.3- EFICIENCIA ESPECTRAL

La **eficiencia espectral E_e** es el cociente entre la velocidad de transmisión V_{tx} en b/s y el ancho de banda ocupado en Hz. Como el ancho de banda mínimo teórico es el de Nyquist (las dos bandas laterales hasta $V_{tx}/2$ reducido por la modulación multinivel) y se expresa mediante V_{tx}/K , la E_e es un número independiente de la velocidad de transmisión y solo asociado al método de modulación. El factor K corresponde al número de bits transmitidos en un símbolo.

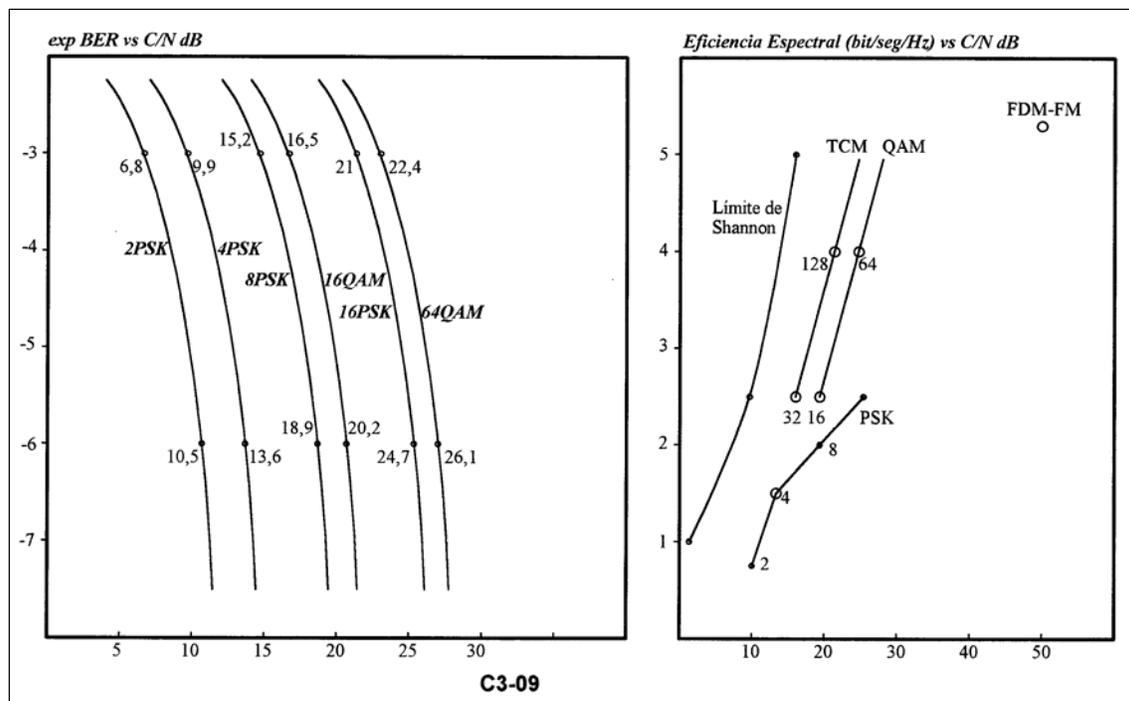


Fig 09. Características de la modulación digital.

METODOS DE MODULACION DIGITAL

La eficiencia espectral teórica para los métodos de modulación es igual al número de bits por símbolo transmitido. El valor práctico es inferior debido a que la banda ocupada también es superior; el filtrado no es ideal. En la Fig 09 se observa el valor teórico de eficiencia espectral relacionado con la relación portadora a ruido C/N necesaria para asegurar una determinada tasa de error BER.

La **eficiencia espectral equivalente** de un sistema analógico FDM-FM se puede calcular teniendo en cuenta el número de canales y el ancho de banda teórico de Carson: $2 \cdot (\Delta f_c + f_n)$. Donde, Δf_c es la excursión máxima de la modulación FM y f_n es la frecuencia máxima de la modulante.

Para un sistema de 2700 canales FDM el ancho de banda de Carson es de 33 MHz ($\Delta f_c = 4,5$ MHz y $f_n = 12$ MHz). Para una capacidad de 2700 canales equivalente a 64 kb/s cada canal se tiene un E_e teórica de 5,24 b/s/Hz. En comparación la modulación 64QAM tiene una eficiencia espectral teórica de 6 bit/seg/Hz. La modulación 32TCM tiene la misma eficiencia espectral que 16QAM pero requiere menor relación C/N.

4.4- CARACTERÍSTICA BER vs C/N

En la medida que el número de fases se incrementa la tasa de error BER aumenta con el mismo nivel de ruido. Lo cual queda en evidencia a partir del diagrama de la Fig 09. Para un mismo método de modulación en la medida que la relación portadora a ruido C/N disminuye la BER se incrementa. En la Fig 10 se muestra dicha variación para la modulación 16QAM y 32TCM. La característica BER vs C/N empeora (se corre hacia la derecha) con la presencia de interferencias en el enlace y con el incremento de la potencia del transmisor.

Se denomina **Back off** a la diferencia entre la potencia de saturación y la potencia de emisión. Este valor debe ser suficientemente alto como para no eliminar la modulación de amplitud superpuesta a la de fase. El valor del Back off se incrementa con el número de fases: 2 dB para 4PSK; 6 dB para 16QAM y 8 dB para 64QAM.

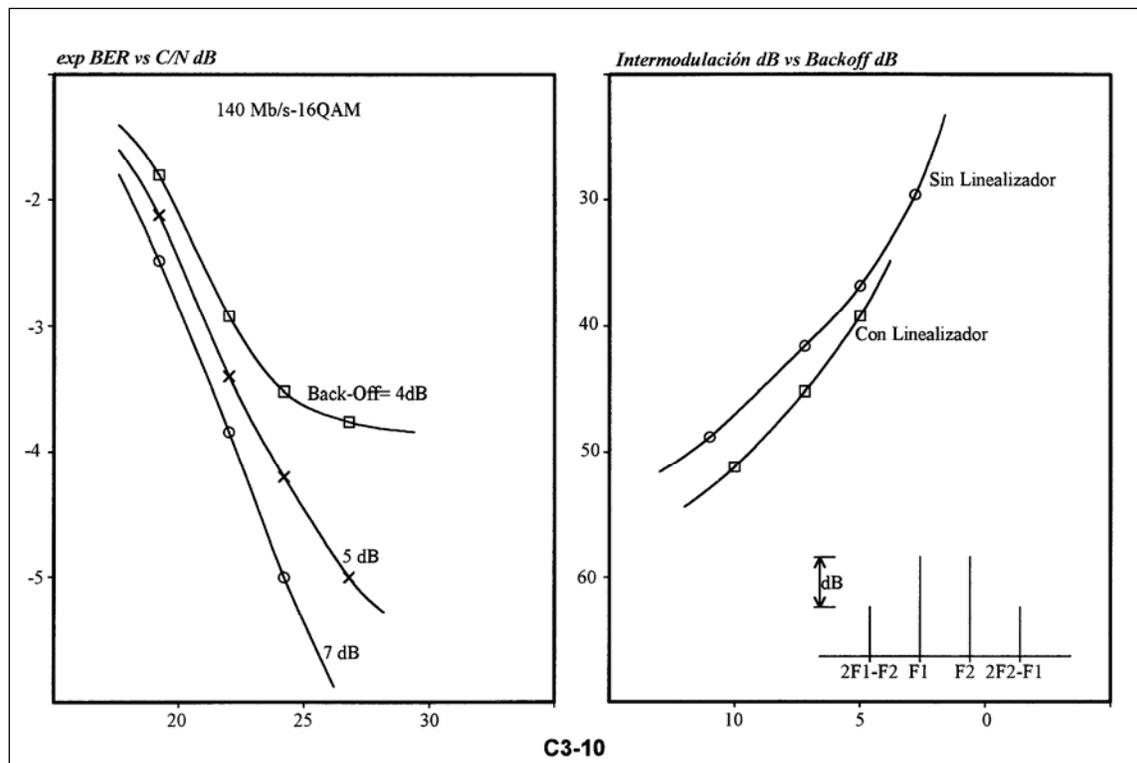


Fig 10. Características de la modulación digital.

PROTECCIÓN EN RADIOENLACES

Referido a los sistemas de protección para enlaces de radiofrecuencia. Sobre los ecualizadores para fading selectivo, los combinadores para diversidad de espacio y los conmutadores para diversidad de frecuencia.

1- ECUALIZADORES (IGUALADORES).

1.1- ECUALIZACIÓN

El espectro de la señal digital modulada en PSK o QAM tiene la particularidad que la potencia se encuentra distribuida en forma más uniforme dentro del ancho de banda del canal que en el caso de la modulación analógica. Por otro lado, la propagación atmosférica cuando existe desvanecimiento selectivo (multitrayectoria o caminos múltiples) producen picos de atenuación denominados **Notch** que afectan a ciertas frecuencias. Cuando la potencia está concentrada en una banda pequeña, como en la modulación analógica FM o en radioenlaces digitales de baja y media capacidad, estos picos aparecen como una atenuación plana dentro de la banda. En cambio, en los radioenlaces digitales de alta capacidad se produce una deformación del espectro muy notoria.

El resultado es que la atenuación del espectro es pequeña, pero la deformación es grande. La deformación del espectro se traduce en una distorsión de la señal demodulada conocida como interferencia intersímbolo **ISI** (*InterSymbol Interference*). La ISI incrementa la BER en presencia de ruido térmico; es decir, degrada el umbral de sensibilidad del receptor.

Se han buscado dos soluciones para este problema:

- Ecuiladores en el dominio de la frecuencia ubicados a nivel de IF que corrigen el espectro recibido y
- Ecuiladores en el dominio del tiempo ubicados a nivel de BB que corrigen la forma de onda de la señal demodulada.

Los primeros son un desarrollo de la década de los años `80 y paulatinamente han sido desplazados frente a los segundos debido a que estos pueden efectuarse totalmente mediante circuitos lógicos. Como la propagación atmosférica es variable en el tiempo (tanto la atenuación como la posición en frecuencia del Notch lo son) los ecualizadores deben ser autoadaptativos; es decir, adaptables de acuerdo con la distorsión del espectro o forma de onda.

1.2- ECUALIZADOR EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

Este tipo de ecualizador pretende corregir en parte la deformación del espectro recibido. Sólo se utiliza en equipos de alta capacidad de la jerarquía plesiócrona (140 ó 4x34Mb/s); por lo tanto es un desarrollo de la década de los años `80 que no ha tenido continuidad en los equipos de los `90. En estos se ha desarrollado la técnica de ecualización en banda base. En la **Fig 01** se dispone de un tipo de ecualizador en frecuencia.

La señal de IF se separa en dos vías para luego ser sumadas. Una de ellas pasa por un switch a puente de diodos que desfasa 0° ó 180° la señal de IF; posteriormente se coloca un retardo de 3,57 nseg. La señal de IF es amplificada en un control automático de ganancia AGC. Luego del AGC se toman muestras del nivel de densidad espectral de potencia en 60 y 80 MHz mediante filtros pasabanda y diodos detectores de nivel. Comparando ambos valores se controla al AGC para mantener un nivel de salida constante y se controla al switch para corregir la pendiente producida por el Notch.

Por ejemplo, si el nivel de 60 MHz es inferior al de 80 MHz el «switch» (puente de diodos) trabaja con un desfasaje de 0° a la salida. De esta forma el retardo de 3,57 nseg corresponde a un desfasaje de 77° para 60 MHz, 90° para 70 MHz y 103° para 80 MHz. Como resultado de la suma de las componentes de IF sin desfasaje y las componentes desfasadas se produce una mejora en la amplitud de 60 MHz respecto de 80 MHz.

Como este proceso es muy rápido cuando la suma produce que la parte baja del espectro supera a la parte alta, el switch se conmuta con lo cual se tiene un desfasaje adicional de 180° y se invierte la relación de amplitudes. Este circuito es autoadaptativo ya que la variable es el tiempo que se mantiene el switch en cada una de las dos posiciones de compensación.

Con este circuito se han corregido valores de hasta 0,5 dB/MHz de pendiente en el espectro. El problema es que si bien se corrige la pendiente de atenuación el pico del Notch no se elimina. Por otro lado, si el Notch se encuentra en 70 MHz no

PROTECCIÓN EN RADIOENLACES

hay diferencias entre el valor del nivel en 60 y 80 MHz. Un ecualizador más evolucionado se muestra también en la **Fig 01**. En este caso la muestra de densidad espectral de potencia en 70 MHz controla al AGC y las muestras en 60 y 80 MHz controlan a 2 circuitos de compensación. El primero de ellos permite corregir una pendiente negativa o positiva de atenuación mediante el coeficiente a; el segundo corrige una deformación en el centro del espectro mediante el coeficiente b. La transferencia de cada circuito corrector responde a la expresión:

$$H(\omega) = (a_{-1} \cdot \exp^{j\omega T} + a_0 + a_{+1} \cdot \exp^{-j\omega T}) \cdot \exp^{-j\omega T} = (1 + 2 \cdot a \cdot \cos \omega T) \cdot \exp^{-j\omega T}$$

Este segundo tipo de ecualizador autoadaptativo es en teoría superior al primero. La mejora introducida por el ecualizador se puede cuantificar mediante la medición de la Signatura del demodulador, la cual relaciona la atenuación del Notch y la tasa de error BER.

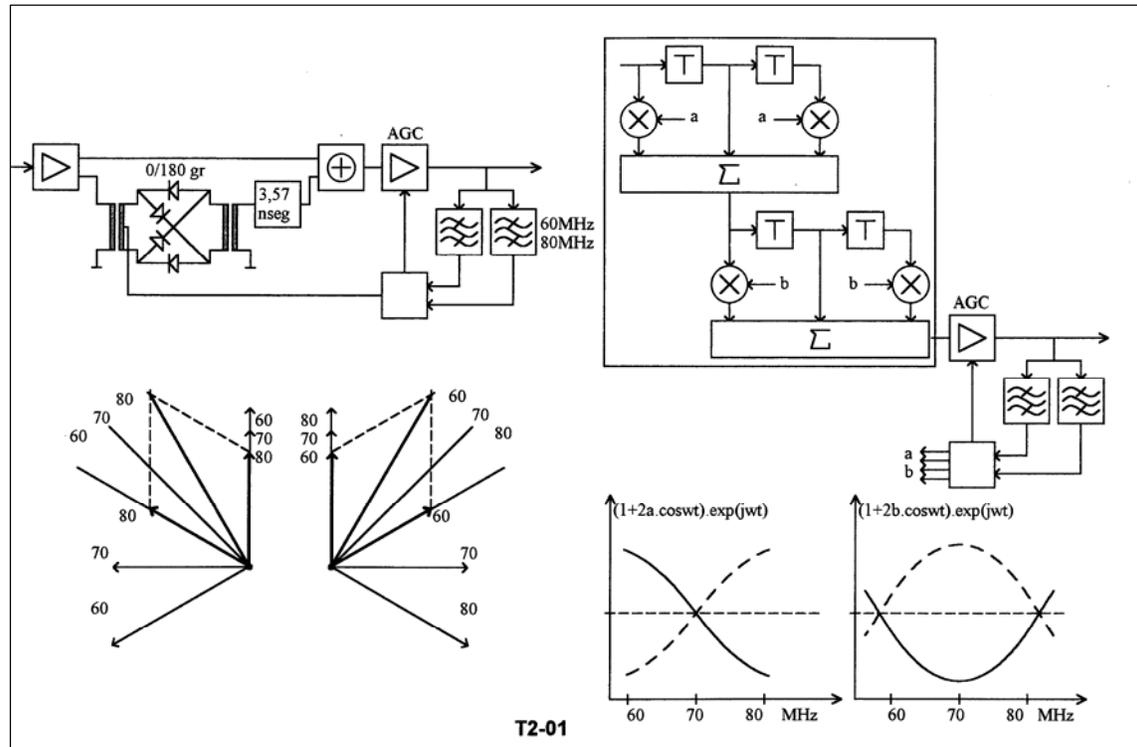


Fig 01. Ecualizador en el dominio de la frecuencia.

1.3- ECUALIZADOR EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

El resultado de la deformación del espectro en IF por la acción del notch del fading selectivo es la deformación de la forma de onda en la BB. La señal demodulada debería tener 2 niveles de tensión +1/-1 (para una modulación 4PSK) en los instantes de regeneración; sin embargo esto no ocurrirá y por lo tanto se puede decir que la señal tiene ISI. Esto se observa en la **Fig 02a/b** donde la señal S de entrada al ecualizador (salida del demodulador) no pasa por +1 y -1 en los distintos instantes de regeneración (-2T, -T, 0, T, 2T, etc). La interferencia intersímbolo se observa con claridad cuando se efectúa el diagrama de ojo de la señal recibida.

Los circuitos básicos que forman el ecualizador en banda base son:

- LFE** (*Linear Forward Equalizer*). Permite generar los filtros de respuesta impulsiva finita FIR.
 - DFE** (*Decision Feedback Equalizer*). Es un ecualizador transversal no-lineal porque tiene realimentación.
- En la **Fig 02a** se muestra un ejemplo con una celda pre-cursor (a.S) y otra celda post-cursor (b.S").

El funcionamiento de las celdas es el siguiente:

- La señal de entrada S está retardada un tiempo T (ancho del bit) obteniéndose la señal S'.
- Luego se retarda otro tiempo T para obtener S''.
- La señal S' que no está afectada por coeficiente alguno y se la denomina cursor.
- En cambio, la señal S que se multiplica por un coeficiente a y se lo denomina precursor.
- El precursor corrige la deformación de la onda (ISI) en un instante de decisión anterior.

PROTECCIÓN EN RADIOENLACES

- El postcursor (señal S'' afectada por el coeficiente b) corrige la ISI en el instante de decisión posterior.
- Los coeficientes a y b son variables (autoadaptativos) de forma tal que: en $-T$: $a.S = -S'$ y en $+T$: $b.S'' = -S'$.

Con lo cual la suma de las 3 componentes no tendrá ISI en $-T$ y $+T$. Con esto es posible corregir la ISI de un pulso sobre los adyacentes en el mismo tren de datos. Si se desea, se puede colocar una gran cantidad de celdas precursor y postcursor para mejorar la ISI sobre un número mayor de instantes de decisión.

Por otro lado, se puede reducir la ISI producida por un tren de pulsos (eje I o Q) sobre el otro (eje Q o I). En otras palabras, se elimina la interferencia que un pulso provoca sobre otro del eje ortogonalmente modulado.

Los algoritmos para calcular los coeficientes siguen distintas alternativas. Se evalúan teniendo en cuenta el número de iteraciones de algoritmo a una entrada estacionaria. Algunos algoritmos son:

- El algoritmo *Zero-Forcing* responde al criterio de Nyquist; tiene la desventaja que el filtro inverso amplifica el ruido.
- El algoritmo **LMS** (*Loast Mean Square*) minimiza el error cuadrático medio entre la salida real y la deseada.
- El **RLS** (*Recursive Least Square*) mejora la tasa de convergencia de LMS.

EJEMPLO. En los sistemas más complejos el ecualizador está compuesto por varias etapas; ver el diagrama a bloques de la **Fig 02b** que muestra el ecualizador para un equipo de 140 Mb/s del año 1988. Un ecualizador para equipos SDH de 1995 utiliza la misma idea con mejoras sustanciales pero sobre la misma línea de diseño. Se observa que el ecualizador se encuentra luego del demodulador y antes de la regeneración. El circuito Loop de Costas que permite controlar al VCO (OL del demodulador) se conecta luego de la ecualización. La ecualización al mejorar la forma de onda produce una reconstrucción del espectro.

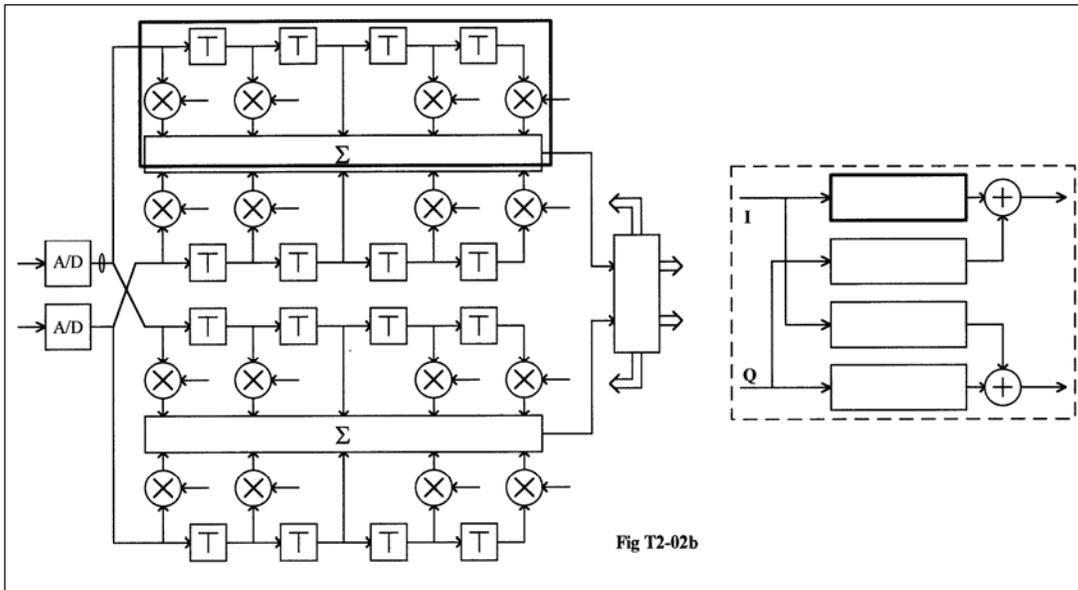
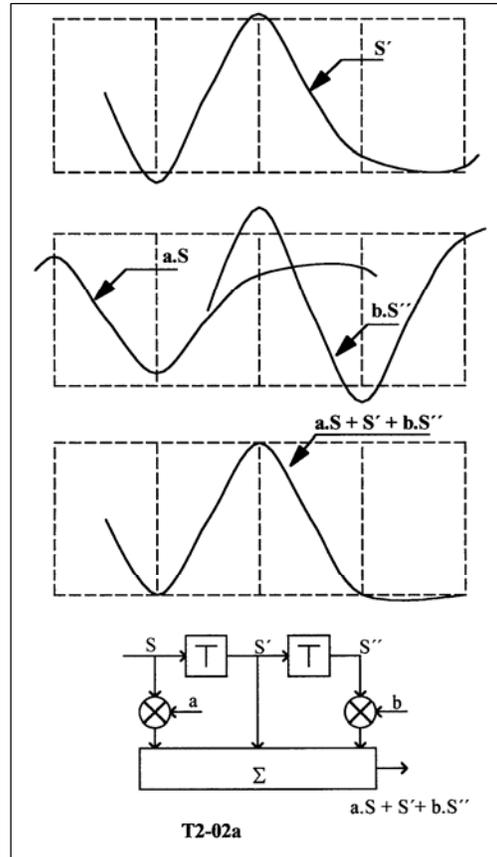


Fig 02a/b. Ecualizador en el dominio de la frecuencia.

PROTECCIÓN EN RADIOENLACES

El procesamiento se efectúa tomando una muestra de la señal analógica recibida (señal que corresponde a 4 niveles de tensión en la modulación 16 QAM y a 8 niveles en 64 QAM). Dicha muestra se codifica en 7 bit mediante un conversor A/D. Previamente se tiene un AGC con una señal de control con 2 bit de precisión (4 niveles). La red de equalización consiste en 5 etapas (2 etapas precursor y 2 postcursor) para corregir cada tren de datos sobre sí mismo y en forma cruzada. La precisión de los coeficientes es de 11 bit y el resultado del producto es de 12 bit. El resultado definitivo tendrá sólo una precisión de los 2 ó 3 bits más significativos (16 ó 64 QAM) que corresponde al número de niveles de regeneración.

Los coeficientes son generados por un circuito de procesamiento de datos en base a la tensión de error interpretada como la diferencia entre el valor real de la señal de recepción y el nivel teórico esperado. Este equalizador es mucho más complejo que el de media capacidad produciendo una mejora mayor y siendo mucho más eficiente que el equalizador de IF. Por otro lado los desarrollos de fines de los años '90 son a su vez de mayor complejidad.

1.3- VARIEDAD DE SOLUCIONES.

Este tipo de estructura circuital permite realizar diferentes circuitos:

- Equalizador autoadaptativo en el demodulador.
- Filtro de banda base en el modulador.
- Equalizador de compensación a la polarización cruzada.
- Equalizador adaptativo del retardo de grupo.

FILTRO FIR. El filtro **FIR** (*Finite Impulse Response*) dispone de un circuito similar a los analizados para equalizadores transversales. En este caso los coeficientes son fijos y determinan la pendiente del filtrado. Los retardos son fracciones del impulso rectangular a filtrar. La expresión matemática es:

$$Y(n) = \sum^M b_k \cdot X(n-k)$$

Donde: $Y(n)$ es la salida del filtro cuando la señal de entrada es $X(n)$. La señal $X(n-k)$ son las componentes con retardo y b_k es el coeficiente $(1/M+1)$. Se trata de M componentes. La **Fig 02c** muestra el diagrama a bloques y de señales de un filtro de este tipo.

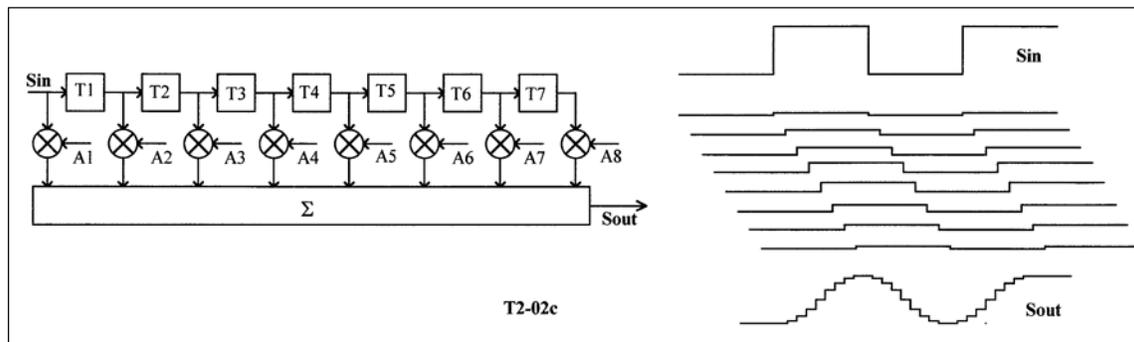


Fig 02c. Filtro FIR realizado con técnica transversal lineal.

COMPENSADOR DE DESPOLARIZACIÓN XPDC. Los sistemas de modulación actuales tienen un número elevado de niveles de fase (64TCM y 128TCM). Para aprovechar al máximo el plan de frecuencias se puede implementar la transmisión co-canal con polarización cruzada en RF como solución alternativa para el incremento de la eficiencia espectral. Esta operación requiere de valores elevados de discriminación a la polarización cruzada **XPD** de las antenas. Como el valor de **XPD** se reduce en presencia de desvanecimiento selectivo o lluvia se requiere de compensadores **XPDC** para los tiempos de propagación adversa.

El compensador **XPDC** de la **Fig 03** es un elemento autoadaptativo cuyo diagrama es similar al equalizador usado en banda base. Se puede observar que la señal deseada S_{VV} y S_{HH} (transmisión V/H y recepción V/H) se despolariza de forma que interfiere a la otra polarización S_{VH} y S_{HV} (transmisión V/H y recepción H/V). Por lo tanto, se requiere compensar esta despolarización eliminando la interferencia de una polarización sobre la otra. El **XPDC** equaliza la interferencia de una polarización sobre la otra mientras que el equalizador de banda base actúa sobre la ISI en la misma polarización. El **XPDC** se ha usado con Roll-off de 0,2 para el filtrado en IF y con antenas de alta discriminación.

PROTECCIÓN EN RADIOENLACES

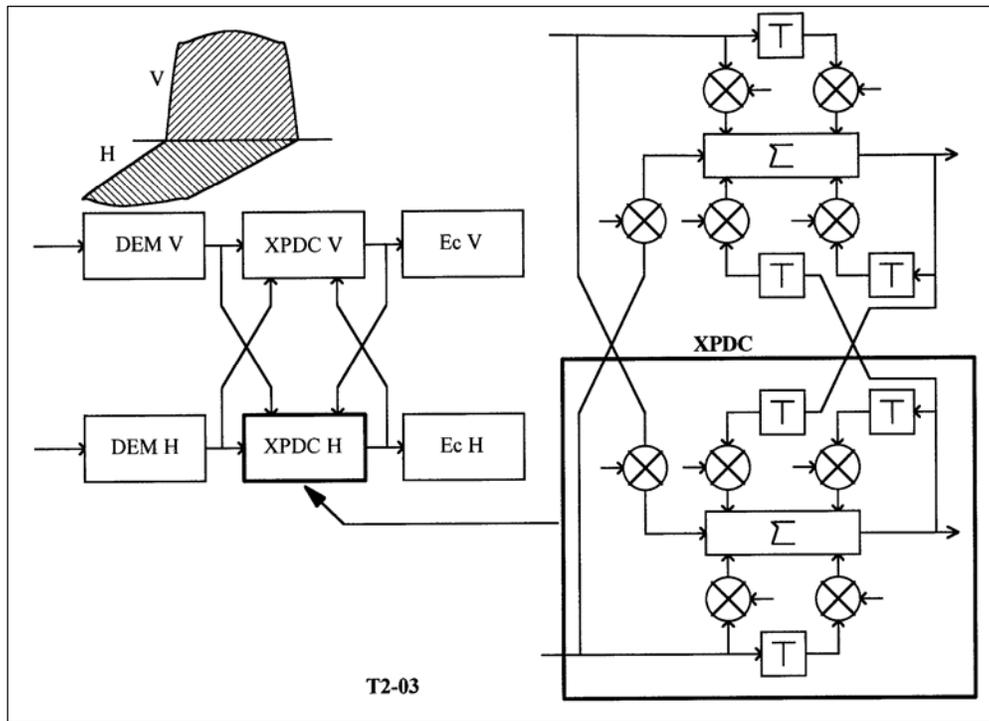


Fig 03. Ecuador para equipos que trabajan en forma co-canal.

ECUALIZADOR DE RETARDO DE GRUPO. Siguiendo la misma línea argumental se construyen ecualizadores para compensar el retardo de grupo. Trabajan en forma autoadaptativa y envían al exterior el valor de los coeficientes. Con esta información ciertos programas pueden evaluar en tiempo real el retardo de grupo del enlace sin necesidad del instrumental de medición apropiado **MLA** (*Microwave Link Analyzer*). Basta con un notebook con el software.

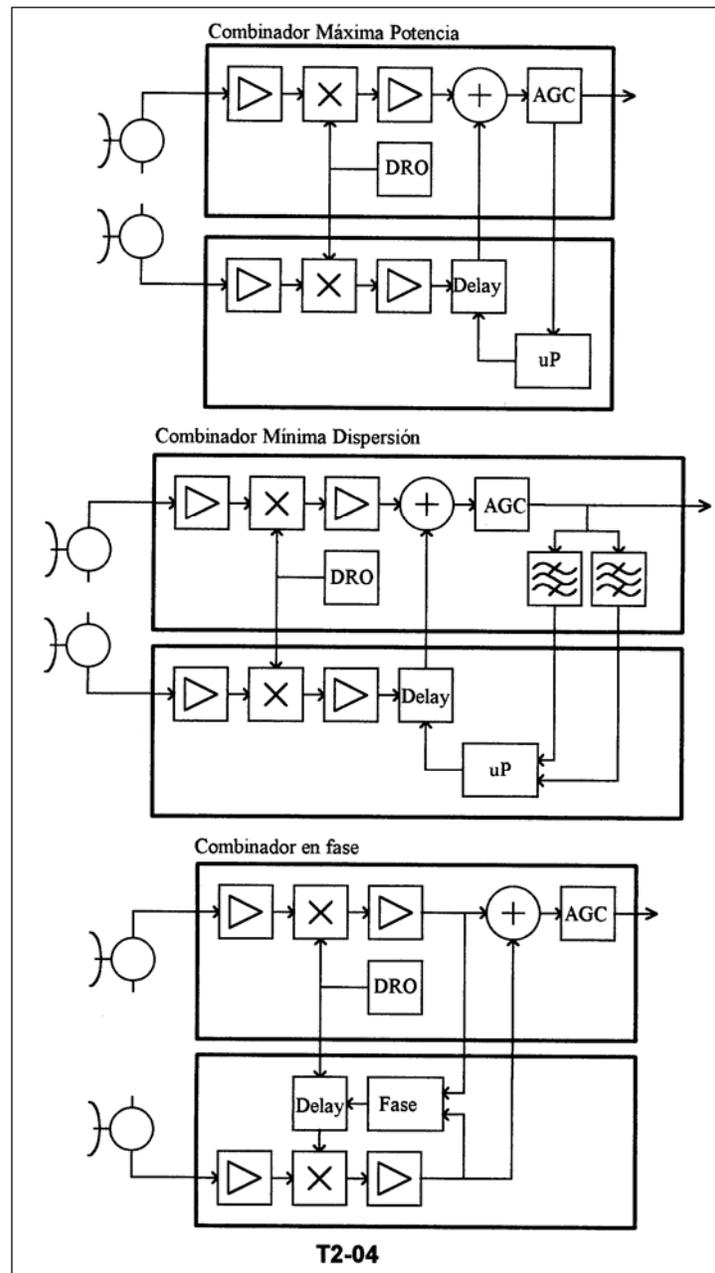
PROTECCIÓN EN RADIOENLACES

2- DIVERSIDAD DE ESPACIO: COMBINADORES

La diversidad de espacio consiste en colocar dos antenas separadas por una decena de metros en la misma torre o mástil que se conectan a distintos receptores (*down-converter*). De esta forma, se mejora la disponibilidad y calidad de la señal recibida ya que si una antena sufre una atenuación por caminos múltiples, cuyo retardo τ produce un Notch dentro del espectro, el retardo para la otra antena es distinto y el Notch estará, presumiblemente, fuera del espectro.

Como en la diversidad de espacio los receptores principal y de diversidad están conectados a antenas separadas ocurre que las longitudes de guía de onda son distintas y por lo tanto se requiere compensar el retardo estático entre señales a nivel de IF mediante un cable adicional colocado en el receptor de la antena inferior (1 nseg de retardo equivale a 20 cm de cable coaxial a 70 MHz). Siguiendo la Fig 04 existen varias formas de conectar ambas señales luego del down-converter. Las 3 formas indicadas recurren a un retardo variable que cambia la fase de la IF del receptor para la diversidad de espacio (IF-DS) para luego sumarla con la IF del receptor principal (IF-P).

Fig 04. Combinadores para diversidad de espacio.



PROTECCIÓN EN RADIOENLACES

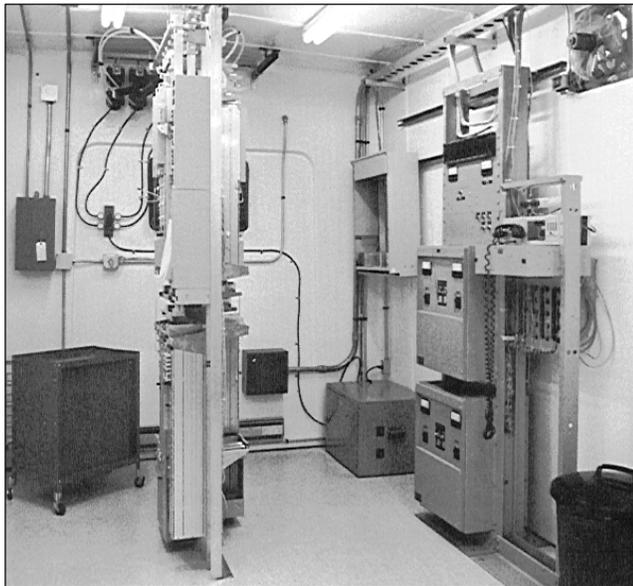
Combinador de máxima potencia. El primer caso es un combinador de IF que toma una muestra de la tensión del control automático de ganancia AGC para alimentar un circuito que modifica el retardo τ . De esta manera, el circuito varía τ para que el nivel de la suma (IF-P) + (IF-DS) sea máximo, es decir un mínimo en el control AGC.

Combinador con mínima dispersión. El método anterior es simple, pero tiene el problema que si bien la potencia puede ser máxima la deformación del espectro puede ser pronunciada. Luego, es posible usar un combinador que tome muestras del espectro en 60 y 80 MHz por ejemplo y varíe la fase (mediante la lógica de control) para que ambos niveles sean iguales. Se logra así un mínimo de dispersión del espectro.

Combinador en fase. El combinador anterior sería muy similar al equalizador de IF para corregir un Notch en el espectro. En otros casos los diseñadores se decidieron por un combinador que controla la diferencia de fase entre ambas IF de modo que la lógica que controla al retardo varía la fase de IF-DS para obtener la misma que IF-P antes de sumarlas.

En el primer tipo de combinador de IF el receptor principal entrega a la diversidad de espacio el nivel de AGC (tanto para los atenuadores en RF como para la lógica de control representada por un microprocesador μP), el oscilador local OL de la recepción para el down-converter y un nivel de la IF-P. En cambio el receptor de diversidad de espacio entrega la señal de IF-DS para ser sumada en el receptor principal. Las señales de radiofrecuencia RF-P y RF-DS se ingresan al respectivo down-converter para obtener las señales de IF-P y IF-DS. Estas últimas son separadas en un circuito híbrido para sumarlas por un lado (obteniendo la IF resultante) y para el control de fase por el otro.

El circuito de control de fase consiste en un detector de diferencia de fase (circuito de producto) que entrega una tensión continua proporcional a la diferencia de fase entre IF-P y IF-DS. Este nivel de tensión continua es muestreado a 25 kHz y codificado en 8 bit. Luego se convierten estos 8 bit en 2 niveles de tensión de acuerdo con la fase para gobernar el retardo de fase variable del oscilador local OL. El oscilador local es un DRO con estabilización mediante un diodo varactor conectado en una configuración APC desde un oscilador a cristal.



PROTECCIÓN EN RADIOENLACES

3- DIVERSIDAD DE FRECUENCIA: CONMUTACION

La conmutación de canales con la misma banda base digital se requiere como mecanismo de protección para contrarrestar las fallas de equipos y la mala propagación. Existen 2 grandes tipos de mecanismos de conmutación:

-En una conexión de radioenlaces *hot standby* se transmite una sola frecuencia, por lo tanto existe una conmutación de transmisores a nivel de radiofrecuencia. En recepción se tiene una conmutación en banda base con un circuito separador para los dos receptores en radiofrecuencia. La conmutación es efectuada en base a una lógica de alarmas del equipo de recepción, que toma en cuenta entre otras la alarma de tasa de error BER.

-En una conexión de **diversidad de frecuencia o de espacio** se transmiten dos frecuencias o caminos distintos desde el transmisor y la conmutación se realiza en la banda base de recepción. Como las frecuencias sufren distinto retardo en el vínculo, la relación de fase entre los bits antes de la conmutación es variables y por ello se requiere de un circuito desfaseador, también variable, que ponga en fase los dos trenes de datos antes de la conmutación.

El tipo de conmutación que pone en fase los trenes de datos previamente a la operación de conmutar se denomina **hitless** (sin deslizamientos). De esta forma, se asegura la conmutación en el mismo bit y se elimina el deslizamiento (*slip*), consistente en la eliminación o la repetición de bits. En los sistemas por cable de fibra óptica la conmutación también puede ser hitless aunque, como no hay un retardo variable, bien puede usarse la conmutación directa cuidando de compensar el **retardo estático** producto de las distintas longitudes de los conductores.

Se describe en detalle la conmutación hitless por tratarse de la más interesante y por ser la usada en los sistemas de media y alta capacidad. En baja capacidad la duración del bit es tan alta que se torna improbable que el retardo dinámico produzca corrimientos superiores al ancho de un pulso. La descripción se inicia por el sistema más simple, con un canal principal y otro de protección (1+1) para luego explicar el caso más complejo con varios canales principales (N+1).

3.1- CONMUTACIÓN (1+1)

En la **Fig 05** se tiene el caso de una conmutación directa a nivel de señal HDB3. El circuito híbrido de transmisión puede ser del tipo resistivo o inductivo como en la figura y en recepción la conmutación se efectúa con transistores de efecto de campo **FET** (*Field Effect Transistor*) que actúa como una llave (*on-off*) para la señal de 3 estados HDB3. En la misma **Fig 05** se muestra el lado recepción de la conmutación hitless 1+1 que resulta substancialmente más compleja.

Las señales de entrada del canal principal y reserva se realiza en código HDB3 o CMI. Se tiene el ecualización de línea coaxial, la extracción del reloj, se regenera la señal de entrada y se decodifica desde HDB3 o CMI hasta NRZ. Previo a la conmutación se procede a poner en fase a ambos trenes de datos; para ello se debe compensar un retardo estático y otro dinámico.

-El retardo estático, producido por la diferencia de cableado entre los distintos equipos, se compensa con un retardo adicional mediante un registro de desplazamiento programable.

-El retardo dinámico, producido por la diferencia de recorrido y velocidad entre las frecuencias en la propagación atmosférica, es compensado en una memoria elástica.

De esta forma, las señales de salida desde la memoria elástica se conmutan en fase en un circuito lógico accionado por el comando SW. Otro comando coloca la señal de indicación de alarma AIS (secuencia 11..1) en la salida cuando ambos canales están en falla (falta de datos o BER superior a 10^{-3} en ambos). Por último, la señal se codifica en HDB3 (o CMI) y se pone a disposición en la salida.

Para que la memoria elástica pueda entregar los dos trenes de datos en fase el reloj de lectura debe ser el mismo para ambas memorias. El reloj de lectura es generado por un VCO cuya tensión de control surge de la comparación de fase entre los relojes de escritura y lectura (E y L). El comando SW selecciona la tensión que corresponde al canal que se encuentra conmutado a la salida. La tensión que controla al VCO es conmutada a una tensión de referencia cuando ambos canales están en falla (AIS en la salida).

Con un solo reloj de lectura se asegura que los datos están en fase, pero no se asegura que sea el mismo bit. Para reconocer si es el mismo bit se recurre a un comparador de datos y un contador de diferencias.

EJEMPLO. El contador divide la secuencia de datos en grupos de 128 bits. Cuando existen 16 grupos de 128 bits consecutivos con una o más diferencias se decreta la falta de alineamiento del hitless **FAH**. Cuando se detecta la FAH se emite un pulso de inhibición o *skip* a la memoria elástica del canal que no está a la salida. Este pulso de skip produce una inhibición en el reloj de escritura. Mientras subsista la FAH se obtiene un pulso de skip cada 8 grupos de 128 bits

PROTECCIÓN EN RADIOENLACES

consecutivos con una o más diferencias. La alarma de FAH desaparece cuando se obtienen 64 grupos de 128 bits sin diferencias no necesariamente consecutivos desde el último skip emitido.

Más allá de la propia lógica del contador para emitir los pulsos de skip, es necesario responder a la siguiente pregunta: ¿Qué efecto causan estos pulsos sobre la memoria elástica?.

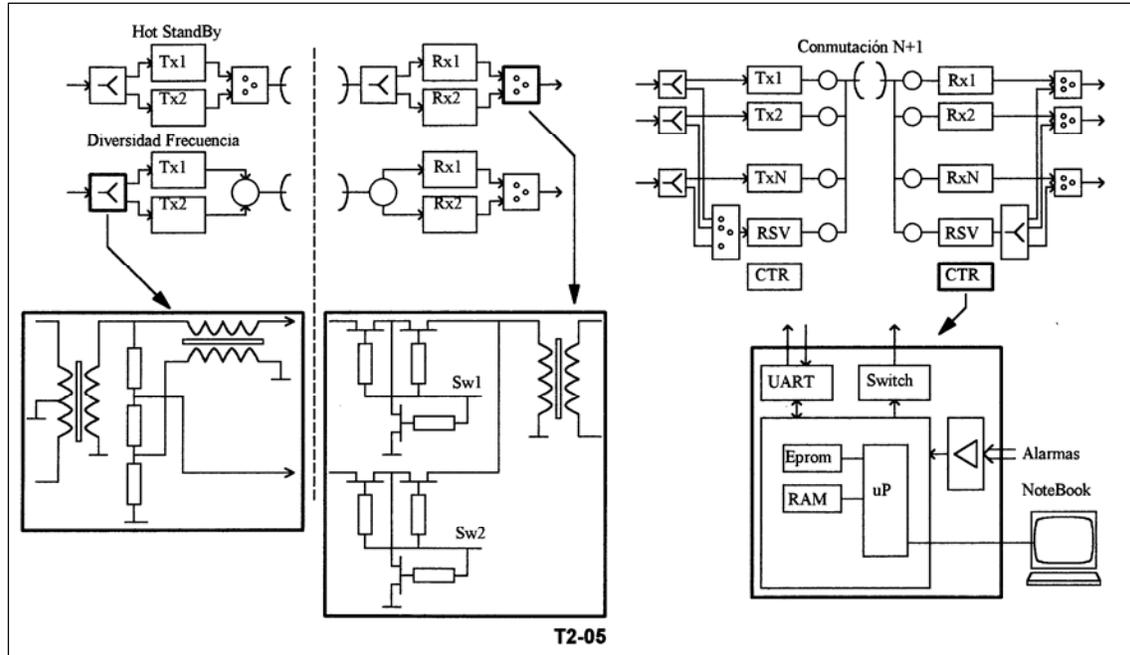


Fig 05. Conmutación automática entre extremos de diversidad de frecuencia.

3.2- FUNCIONAMIENTO DEL HITLESS

Se supone una memoria elástica de 8 bits para cada tren de datos. Los relojes de lectura L son idénticos por lo tanto se encuentran sobre el mismo flip-flop; en cambio los de escritura tienen distinta fase y se encuentran en distinto flip-flop. Por ejemplo, en la **Fig 06** el reloj L se encuentra en la posición 2 de la memoria, E1 en 6 y E2 en 6. Si el tren de datos conmutado a la salida es NRZ1 el reloj E1 no se toca y la tensión de control del VCO que genera el reloj L es la tensión proporcional al ángulo entre L y E1 (ϕ_1). El valor de ϕ_1 debe ser siempre 180° para evitar el *underflow-overflow* de la memoria elástica.

Importante: en estas condiciones cada memoria elástica introduce un retardo de 4 bits (τ de 4 bits). Ahora bien, si el comparador de datos encuentra que los señales NRZ1 y NRZ2 son distintas, genera los pulsos de skip que se envían a la memoria elástica sobre la señal NRZ2 para inhibir la escritura E2. De esta forma un bit del tren de datos NRZ2 no se escribe; se produce un deslizamiento en la señal (no conmutada en la salida) NRZ2 y los datos subsiguientes cambian la posición relativa en esta memoria.

Un pulso de skip introduce una **diferencia de retardo** entre los 4 bits en la memoria E1 y los 3 bits en la E2. La sucesión de skip produce una sucesión de cambios de posición de los datos (varía el ángulo ϕ_2) hasta que los bits de salida sean idénticos. Más de 4 skip produce un adelanto de E2 respecto de E1. Siempre que la diferencia de fase entre NRZ1 y NRZ2 a la entrada no supere los 8 bit esta memoria puede compensar dicha diferencia. Como la memoria es cíclica en realidad compensa ± 4 bit; más riguroso es decir "menos de ± 4 bit", ya que de lo contrario se tendría el overflow de la memoria elástica (ϕ_2 tiende a 0° ó 360°).

Otra posibilidad para efectuar la puesta en fase de los datos se observa en la misma **Fig 06**. En este caso se recurre a una sola memoria elástica colocada sobre el canal de reserva. En lugar de producir saltos en la escritura se procede a variar la fase del reloj de lectura. Para ello se coloca un generador de frecuencia que mediante una lógica apropiada gobierna un desfaseador variable.

EJEMPLO. El reloj de escritura CKE es desfasado un tiempo de 1,8 nseg con lo cual (para una velocidad de 140 Mb/s) se dispone de 90° de retardo. Se tiene disponible de esta manera el reloj con fase 0° y 90° . Mediante una compuerta

PROTECCIÓN EN RADIOENLACES

manejada por la lógica de control se selecciona un desfase de $0^\circ/180^\circ$ y $90^\circ/270^\circ$ con lo cual se obtienen parejas ($0^\circ-90^\circ$, $90^\circ-180^\circ$, $180^\circ-270^\circ$ y $270^\circ-0^\circ$) que determinan los 4 cuadrantes. Mediante atenuadores apropiados se puede modificar el valor de cada componente para obtener un ángulo de fase que gire con el tiempo. En realidad, como el manejo se hace en forma digital la **separación o saltos de fase** son valores discretos. La suma de ambas componentes en forma vectorial determina la fase deseada. Esta señal es filtrada para obtener la armónica del reloj y recuadrada para obtener el reloj de lectura CKL para la memoria elástica.

Obsérvese que las señales del canal principal y reserva se comparan en bit y en fase. Si alguna de estas 2 condiciones, igualdad de bit y fase, no se cumple, se habilita la lógica para mover la fase del reloj CKL. La velocidad de barrido en fase de CKL depende del estado de la reserva. Si la reserva no está a la salida, el movimiento es rápido (262,71 kHz), si en cambio la reserva está conectada a la salida el movimiento es lento (22,6 kHz) para evitar una fluctuación de fase de salida intolerable. De todas maneras, a la salida de este circuito se requiere de una memoria elástica para reducir la fluctuación de fase.

CONCLUSIÓN. El adelanto o atraso de CKL equivale a un movimiento de los datos en la memoria elástica similar al obtenido con los pulsos skip en el reloj de escritura.

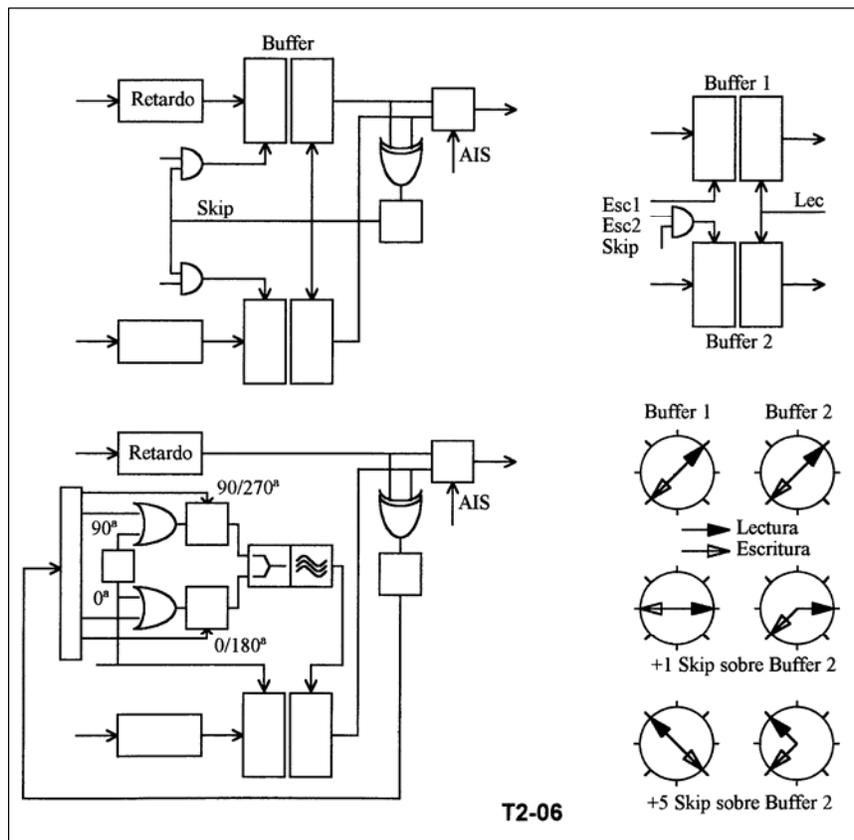


Fig 06. Ejemplo de funcionamiento del complejo Hit-less.

3.3- CONMUTACIÓN MULTICANAL (N+1)

Cuando el sistema de transmisión tiene varios canales principales y uno de reserva se requiere de un sistema de conmutación más inteligente que dialogue entre los extremos para conocer cuál es el canal, de los N posibles, que debe enviarse para la reserva. En este caso la conmutación es hitless y se espera el alineamiento antes de conmutar. Esto es cierto sólo cuando el comando de conmutación SW es generado por una alarma de bajo nivel ($BER=10^{-6}$) ya que si es de alto nivel (falta de datos o $BER=10^{-3}$) es inútil esperar el alineamiento ya que el mismo puede no ocurrir. En la **Fig 05** se observa el diagrama esquemático para la conmutación N+1. Consiste en N canales principales y uno (o dos) canales de reserva. El valor máximo es igual al número de portadoras en la banda de frecuencias.

En el **lado de transmisión** se disponen de N circuitos separadores dos que separan la señal de entrada desde el multiplexor digital y envían una de las señales a la bit insertion del canal principal (1 a N) y el otro a un circuito de selección. Esta

PROTECCIÓN EN RADIOENLACES

selección en transmisión se efectúa entre los N canales de ingreso, un eventual canal ocasional (se transmite por la reserva cuando este no se utiliza y no dispone de protección) o una señal periódica de relleno consistente en 1010... (que no se confunde con la señal AIS).

En el **lado recepción** el canal de reserva se deriva hacia las distintas conmutaciones hitless. El canal ocasional, si se dispone de él, se direcciona hacia el demultiplexor asociado. El secreto de la conmutación es la unidad lógica que se esquematiza en la misma **Fig 05**. En cada extremo se dispone de una lógica a microprocesador con su correspondiente temporización, memoria de programas EPROM y memoria de datos RAM. Las funciones del complejo de procesamiento son:

-**Evaluación de las alarmas** de transmisión y recepción de los canales principales (1 a N) y de reserva. Las alarmas son: falta de datos, tasa de error alta ($BER=10^{-3}$) y baja ($BER= 10^{-6}$). Un determinado programa de μP permite reconocer sólo los cambios de las alarmas para actuar en consecuencia.

-De acuerdo con las alarmas se procede a la comunicación con el μP del extremo opuesto con el propósito de efectuar un pedido de puesta en paralelo por la reserva del canal en alarma desde el otro extremo. Cuando el otro corresponsal efectuó la puesta en paralelo por la reserva del canal solicitado se recibe un mensaje de confirmación. Desde este momento se puede efectuar la conmutación en el lado recepción. La comunicación entre extremos se efectúa mediante una trama que se envía a través de la unidad de interfaz **UART** por vías paralelas mediante la banda base del canal principal y la reserva.

-Si la alarma que causa la conmutación es $BER=10^{-6}$ se espera al alineamiento de la unidad hitless antes de efectuarla. Si en cambio es una alarma de alto nivel (falta de datos o $BER=10^{-3}$) la conmutación es inmediata una vez recibida la confirmación de la puesta en paralelo del terminal lejano.

-El operador de mantenimiento tendrá la posibilidad de programar desde un **teclado** ciertas funciones sobre el μP .

-El **comando de conmutación SW** pasa por una unidad de conmutación automático-manual (A/M) que permite el cambio manualmente entre el canal principal y la reserva. En caso que tanto el canal principal como la reserva tengan una alarma de alto nivel sobre el canal principal se coloca una señal de AIS mediante el **comando AIS**. En forma de matriz se tiene:

En palabras. Si ambos canales tienen igual estado, existe **prioridad** para el canal 1 (SW1). Si la alarma es por $BER= 10^{-6}$ se espera el alineamiento del hitless (SW2-AH). Si algún canal tienen alarma de $BER=10^{-3}$ se genera AIS (retardo de 1 segundo). Si en ambos canales la alarma es por falta de datos se genera AIS (retardo de 50 mseg). El canal de datos de comunicación entre extremos **SCS** (*Switchover Control Signal*) usa el protocolo HDLC. La estructura de trama incluye una bandera (0111 1110) inicial y final, un Byte de requerimiento, un Byte de confirmación, dos Bytes de datos y dos Byte de CRC.

Tabla 01. Lógica de comandos de conmutación.

	ALM Datos	$BER= 10^{-3}$	$BER= 10^{-6}$	Ok
ALM Datos	AIS-50mseg	AIS-1seg	SW1	SW1
$BER= 10^{-3}$	AIS-1seg	AIS-1seg	SW1	SW1
$BER= 10^{-6}$	SW2	SW2	SW1	SW1
NORMAL	SW2	SW2	SW2-AH	SW1

Como se requiere de un diálogo entre extremos antes de efectuar la conmutación se consume un tiempo en dichas acciones inferior a los 10 mseg. Dicho tiempo no incluye el tiempo de detección de la alarma. Incluye en cambio el tiempo de procesamiento de la información de diálogo entre μP y el tiempo de detección del mensaje. Ambos tiempos se duplican debido a que existe tanto un mensaje de pedido de puesta en paralelo como un mensaje de confirmación. Por otro lado, se tiene en cuenta un tiempo para la propagación del mensaje y el tiempo para el alineamiento del hitless.

TECNOLOGÍA DE CIRCUITOS INTEGRADOS

Sobre los tipos de circuitos integrados, la tecnología de producción y las aplicaciones.

1- CIRCUITOS LÓGICOS

El continuo incremento de la complejidad de circuitos y el paralelo desarrollo del poder del manejo de información mediante computadoras permite la producción de alta integración por ordenador **CID** compuesta por el diseño asistido por computador **CAD** y la producción asistida por computador **CAM**. Los primeros componentes lógicos se desarrollaron en las siguientes etapas:

→ **Lógica de Diodo DL**. Carece de ganancia de tensión y la señal se atenúa al conectar varios circuitos en cascada. La tensión umbral de disparo es baja (0,7 V) y por ello tiene un pequeño margen de ruido. Resulta imposible la conexión en cascada de la secuencia And-Or-And ya que si se desea la salida H (nivel alto equivalente al 1 lógico) se debe tener $R1 < R2$ y si se desea una salida L (nivel bajo equivalente al 0 lógico) se debe cumplir que $R1 > R2$. Es imposible cumplir ambas condiciones simultáneamente.

→ **Lógica Transistor-Resistencia RTL**. Permite una ganancia interna y la función lógica inversora. Se requiere una tensión de entrada lo suficientemente alta como para saturar al transistor. Al colocar varias entradas en paralelo se produce una sobre-saturación que disminuye la frecuencia de conmutación. La juntura, al cambiar de polarización directa a inversa, debe perder las cargas acumuladas y determina de esta forma el **tiempo de conmutación** (fenómeno de recuperación inversa).

→ **Lógica Diodo-Transistor DTL**. Solo se puede construir compuertas Nand pues absorben corriente de entrada con nivel L y no entregan corriente de salida con nivel H. Se han logrado valores altos de *fan-in* (factor de carga de entrada; número de compuertas del mismo tipo en paralelo a la entrada) y *fan-out* (factor de carga de salida; número de compuertas del mismo tipo en paralelo a la salida). La tensión umbral es baja (2,1 V) y entrega una pobre inmunidad al ruido. DTL tiene el problema que cuando la salida es H la impedancia es alta, mientras que cuando la salida es L la impedancia es nula. Esto hace que la capacidad parásita de salida se cargue lentamente lo que perjudica la velocidad de conmutación. Lo ideal sería tener en ambos casos una impedancia (lógica TTL).

→ **LOGICA TTL**. Se obtiene a partir de DTL reemplazando el diodo de entrada por un transistor. Se utiliza un transistor de entrada multiemisor y un circuito "totem" de salida (*active pull up*) con lo que se logra que conduzca un transistor por vez disminuyendo de esta manera el consumo. En el momento de conmutar ambos TR pueden conducir a la vez drenando corriente y produciendo ruido. La resistencia de colector limita dicha corriente. En TTL no se puede aumentar el fan-in externamente. Como en ambas situaciones existe un TR de salida en conducción la impedancia de salida es siempre baja. Esto elimina la posibilidad de la función "and por conexión", pero permite bajos tiempos de propagación (medido entre la entrada y salida de un pulso a mitad de altura en la compuerta). El tiempo de propagación de DTL es de 30 nseg; en RTL es de 12 nseg y en TTL de 10 nseg. Para aumentar la velocidad se recurre a transistores del tipo **Schottky** (transistor de Si con un diodo metal-semiconductor entre base y colector) logrando tiempos de propagación del orden de 3 nseg. El diodo no permite la saturación del TR incrementando la velocidad.

→ **LÓGICA ACOPLADA POR EMISOR ECL**. Una segunda alternativa para impedir la saturación del TR e incrementar la velocidad de conmutación de la compuerta es el uso de la lógica acoplada por emisor. Consiste en una entrada diferencial donde de un lado se dispone de las entradas A y B y del otro una tensión de referencia obtenida desde un estabilizador en temperatura mediante diodos. Las señales de entrada y salida son de bajo nivel (800 mV), con lo que no se llega a la saturación, obteniendo tiempos de propagación de 1 o 2 nseg.

Como el circuito drena permanentemente corriente no produce ruido de conmutación pero dispone de un reducido margen de ruido debido al uso de **señales pequeñas**. El consumo es sustancialmente superior en ECL. Mientras los niveles en TTL son +2,5/+0,5 V en una impedancia de 75 ohm, en ECL son de -0,8/-1,8 V en la misma impedancia. Los circuitos TTL se usan hasta velocidades de 34 Mb/s y ECL para velocidades superiores a 140 Mb/s.

→ **LÓGICA METAL-OXIDO SEMICONDUCTOR MOS**. Con el propósito de reducir el consumo se aplica la lógica con transistores MOS para la familia TTL. El funcionamiento se basa en el transistor de efecto de campo **FET** donde se dispone de un pobre dopado entre la fuente S y el sumidero D (*FET enhancement*). Se requiere de una polarización directa

TECNOLOGÍA DE CIRCUITOS INTEGRADOS

para traer portadores minoritarios desde el sustrato y generar una corriente eléctrica. El circuito con transistores FET-MOS tiene una alta inmunidad al ruido y como la impedancia de salida es elevada presenta un valor de fan-out alto. En la configuración **CMOS con FET** (MOS Complementarios) el consumo es muy bajo debido a que circula solo una corriente de fuga debido al aislante de óxido. La densidad de integración se ve afectada debido a que sí bien no son necesarias "islas" para separar los transistores los pasos de producción son muchos. El consumo es bajo pero la velocidad de conmutación no es muy elevada.

TECNOLOGÍA DE CIRCUITOS INTEGRADOS

2- CIRCUITOS INTEGRADOS

2.1- GRAN ESCALA DE INTEGRACIÓN

Los circuitos integrados IC permiten una elevada densidad de componentes. Sucesivamente el número de compuertas en cada IC ha aumentado, muchas veces ligado a nuevos conceptos en telecomunicaciones (**Tabla 01**). En la misma tabla se indica la evolución hacia el futuro prevista en 1996.

Tabla 01: Comparación de tecnologías de circuitos IC.

<i>Denominación</i>	<i>Densidad</i>	<i>Línea</i>			<i>Año y Aplicación</i>	
MSI Medium	10 ² /chip	---			1965	
LSI Large	10 ³ /chip	10 μm			1970-Central Digital	
VLSI Very	10 ⁵ /chip	6 μm			1980	
VLSI/CMOS	10 ⁶ /chip	3 μm			1985-Red ISDN	
ULSI Ultra	10 ⁷ /chip	1 μm			1990-Celular Digital	
<i>Año</i>	<i>1995</i>	<i>1998</i>	<i>2001</i>	<i>2004</i>	<i>2007</i>	
Tamaño en um	0,35	0,25	0,18	0,12	0,10	
Número de compuertas/chip	800K	2000K	5000K	10M	20M	
Bits/chip de memoria RAM	64M	256M	1000m	4000M	16G	
Número de niveles metálicos	4-5	5	5-6	6	6-7	
Número de Input-output	750	1500	2000	3500	5000	

Los circuitos *semicustom* o *Gate Array* están constituidos por columnas de compuertas con 4 transistores cada una separadas por columnas vacías para colocar los contactos. Los productores de IC Gate Array reciben del diseñador el conexionado de compuertas. Si el número de IC a producir es elevado se recurre al diseño a medida (*IC Custom*).

CARACTERÍSTICAS. La tecnología permite en la actualidad:

- CMOS hasta 200.000 gate/chip y hasta 100 Mb/s. CMOS no incluye, por lo tanto, la jerarquía sincrónica SDH.
- Si/bipolar trabaja hasta STM-16 en 2,5 Gb/s, la ECL hasta 0,7 y la SSI hasta 5 Gb/s;
- BICMOS (bipolar+CMOS) permite hasta 100.000 gate/chip y 200 Mb/s;
- AsGa (Arseniuro de Galio) permite hasta 10 Gb/s pero con elevado costo y complejidad.
- El AsGa se lo usa en la etapa de multiplexación de 2,5 Gb/s (SDH).

PRODUCCIÓN. Los IC se realizan mediante una técnica de producción con la siguiente secuencia que se muestra en la **Fig 01**:

- Por oxidación de un cristal de Silicio (substrato) en atmósfera húmeda a 1200°C, se obtiene una superficie de SiO₂.
- Se coloca una laca o emulsión fotosensible para protección (polimerización).
- Una máscara con la estructura de la capa a ser realizada aísla la zona. Luego polimeriza mediante rayos ultravioleta.
- Mediante métodos químicos se elimina la laca fotosensible polimerizada.
- Se procede a la cauterización mediante ácido fluorhídrico para eliminar el óxido de Si.
- Se elimina la capa de laca mediante ácido sulfúrico.
- Implantación iónica o difusión de átomos aceptores (In,B,Ga) o donores (As,An,P).

2.2- DISEÑO DE MONTAJE SUPERFICIAL SMD

El encapsulado de los componentes discretos o de IC requiere de terminales conductores que necesitan zócalos o deben ser semi-insertados en la plaqueta impresa mediante huecos. A frecuencias altas los terminales pueden afectar los parámetros de los circuitos. Para reducir este problema se recurre a los componentes sin terminales SMD. Son circuitos de pequeño contorno con varias decenas de terminales que se sueldan sobre el mismo circuito impreso.

En la **Fig 01** se muestra el montaje de componentes SMD, la secuencia es la siguiente:

- Se dispone de la placa impresa lista para el ensamblaje.
- Se coloca una pasta de estaño o crema para la soldadura (aleación de microesferas de estaño, plomo y fundentes).
- Se posicionan los componentes quedando adheridos y soldados.
- Se suelda mediante reflujo con rayos IR o UV en un horno. El adhesivo se coloca mediante serigrafía o *stencil*.
- Se coloca un adhesivo en la cara inferior y se posicionan los componentes.
- Se suelda la cara inferior mediante una doble ola.

Se indica a continuación un ejemplo para determinar el beneficio derivado del uso de componentes SMD. Un IC convencional de 64 terminales con una dimensión de 2,3 x 8,1 cm tiene una distancia entre terminales de 2,54 mm

TECNOLOGÍA DE CIRCUITOS INTEGRADOS

(mínimo diámetro posible en los agujeros del circuito impreso) y ocupa una superficie de $18,6 \text{ cm}^2$. Un SMD de igual función ocupa un área de $5,3 \text{ cm}^2$. La razón de ello es que la separación entre terminales es de $0,76$ a $0,5 \text{ mm}$.

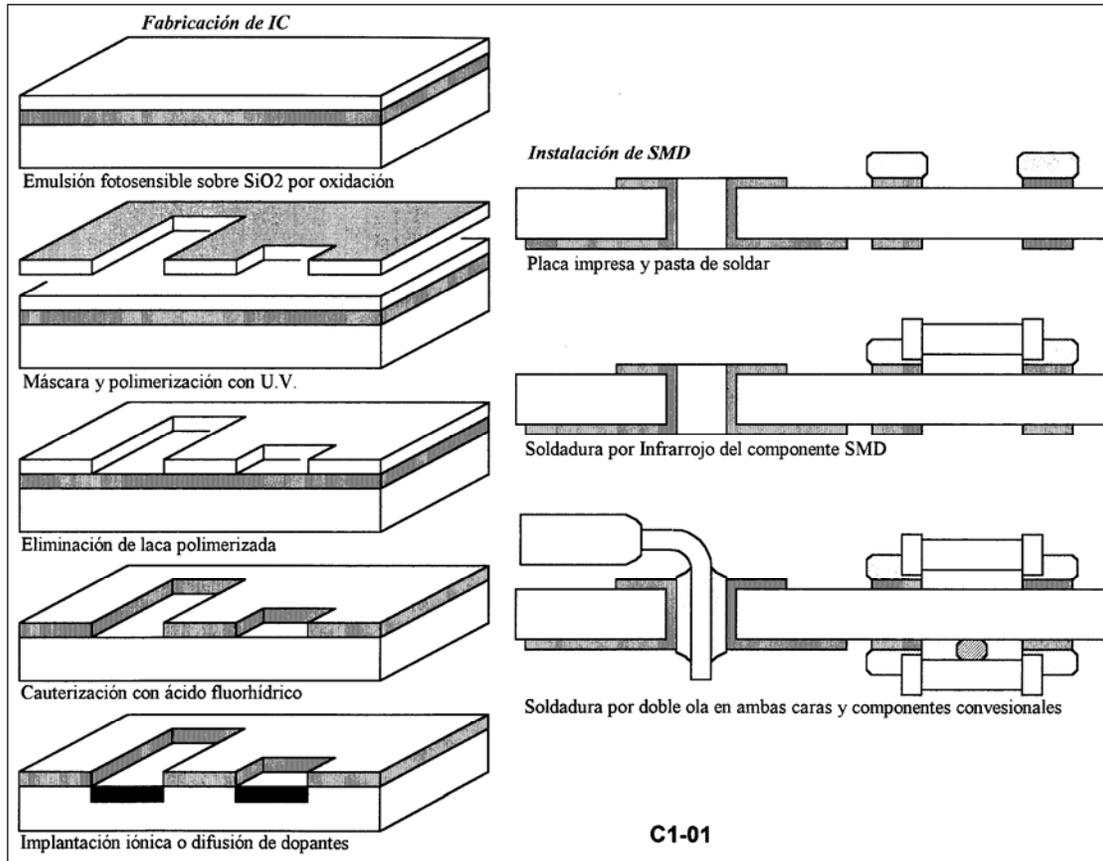


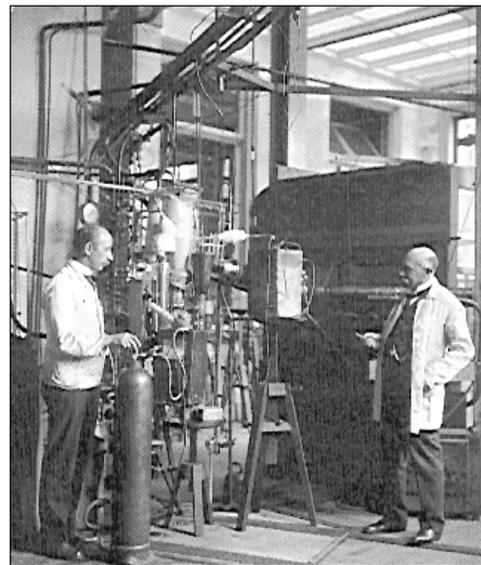
Fig 01. Producción de circuitos integrados.

2.3- DIGRESIÓN: SUPERCONDUCTIVIDAD

La superconductividad es una propiedad característica de los metales de reducir la resistencia eléctrica a valores insignificantes a temperaturas suficientemente bajas. El descubrimiento se debe a **H. Onnes**-1911 (ver la fotografía histórica anexa) cuando enfrió con Helio líquido el Mercurio y obtuvo una reducción a cero de la resistencia eléctrica a $4,2^\circ\text{K}$. Se trató de una curiosidad de laboratorio hasta que **J. Bednoiz** y **K. Muller**-1986 (para la *IBM Zurich Laboratory*) encontraron materiales superconductores a temperaturas significativamente altas.

Es importante superar el valor umbral de 77°K , ya que por encima de dicho valor se usa Nitrógeno líquido con un costo substancialmente inferior al Helio líquido ($0,10 \text{ \$/lt}$ contra $3 \text{ \$/lt}$, valores a 1990). Por ejemplo, con óxidos de Itrio-Bario-Cobre se obtienen valores de 90°K . Incluso se han observado signos de superconductividad cerca de los 240°K .

Una aplicación es el denominado **efecto Josephson**-1962 el cual concluye que una supercorriente fluirá sin voltaje aplicado desde un superconductor a otro. La barrera de aislación entre ambos se denomina **juntura Josephson**. Además se predijo que el voltaje aplicado a la juntura superconductora dará lugar a una corriente



TECNOLOGÍA DE CIRCUITOS INTEGRADOS

alterna cuya frecuencia es proporcional al voltaje. Viceversa, si se aplica una señal de microondas se dispone de un voltaje proporcional a la frecuencia.

El **efecto Meissner** predice que un superconductor tiene la habilidad de repeler campos magnéticos. La **juntura Josephson** aplicada a la microelectrónica permitiría circuitos con una disipación despreciable, con una elevada densidad de integración. Pueden construirse *switch* que cambien la resistencia eléctrica por incremento de la corriente o variación del campo magnético. Sin embargo, un límite a la superconductividad es la densidad de corriente (10^8 A/cm² en el primer monocristal *thin film* con óxido superconductor reportado en 1987).

AMPLIFICADORES DE MICROONDAS

Con referencia a los amplificadores klystron, TWT, paramétricos, transistorizados y compensadores de distorsión de intermodulación.

1- AMPLIFICADORES ESPECIALES

Una primera clasificación de los amplificadores los divide en aquellos que manejan¹⁾:

- Grandes señales (de potencia para transmisores) (Klystron, Tubo de Onda Progresiva TWT y transistorizados) y
- Pequeñas señales (amplificadores de bajo ruido) (amplificadores paramétricos y los transistorizados).

1.1- AMPLIFICADOR CON KLYSTRON

El Klystron se utiliza como amplificador de potencia en algunas estaciones terrestres de comunicaciones satelitales. En la Fig 01 se muestra un diagrama simplificado de los componentes de un Klystron típico de múltiples cavidades. Generalmente se utilizan 5 cavidades en un Klystron de 3 Kw de potencia. Se dispone de un **cañón electrónico** que emite un haz de electrones que pasa a través del espacio intermedio entre las **cavidades** de cada uno de los **resonadores**.

La primer cavidad sirve para ingresar la señal de microondas a ser amplificada, mientras que la segunda se usa para extraer la señal ya amplificada. La señal de entrada excita la primer cavidad creando un campo eléctrico el cual modula a su vez el haz de electrones. La velocidad de los electrones es proporcional al campo resultante en la cavidad. En la última cavidad se genera un campo eléctrico como función de la velocidad de los electrones que se transforma en una corriente de microondas de salida.

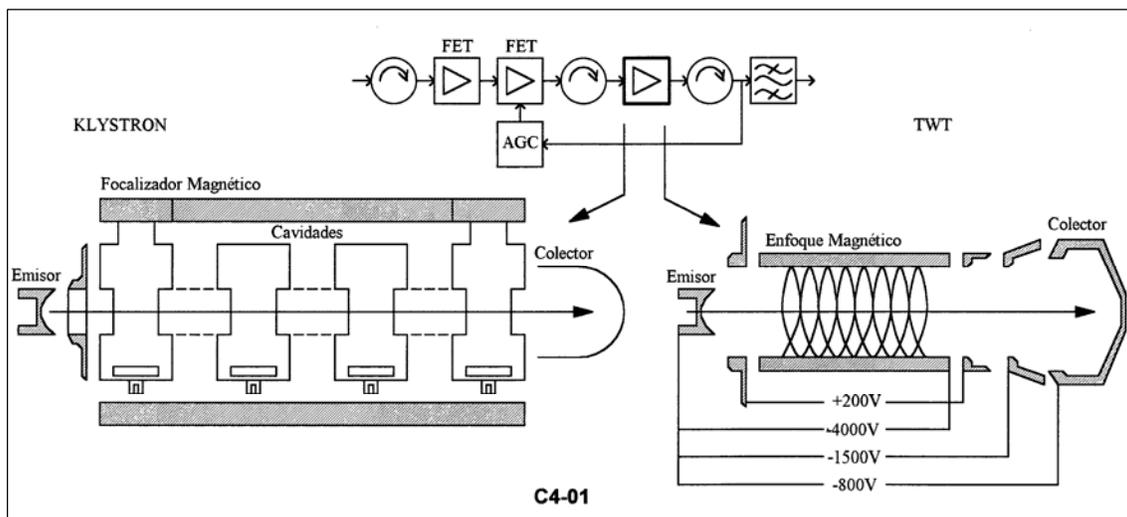


Fig 01. Diagrama layout del klystron y TWT.

Para obtener una elevada ganancia el haz de electrones se enfoca mediante cavidades intermedias y mediante un tubo que actúa como focalizador magnético constituido por un imán permanente corto o un solenoide largo. La frecuencia de resonancia del amplificador se ajusta mediante unos tornillos de sintonía disponibles en las cavidades. Dado que la densidad del haz de electrones determina la potencia de salida y que los electrones interceptados en el colector producirán calor que es preciso disipar, la capacidad de transferencia de calor del tubo determinará la **potencia manejable por el Klystron**. En la práctica el colector es una estructura grande y hueca enfriada por aire.

¹⁾ El generador en un horno a microondas es la válvula Magnetrón. Trabaja a 2,45 GHz y hace girar las moléculas de agua que contienen los alimentos, las cuales se alinean al campo electromagnético. La energía cinética de las moléculas se transforma en calor y hace cocer a los alimentos. Las moléculas de agua y sal poseen una unión débil entre si lo cual permite que se separen y se acoplen al campo; en cambio, las moléculas de grasa poseen uniones fuertes y no se calientan.

AMPLIFICADORES DE MICROONDAS

Los Klystron, en las denominadas bandas C y Ku, tienen las siguientes características generales:

- en la banda de 5925 a 6425 kHz tienen una potencia de salida de 150 a 3400 watts con ganancias de 50 a 40 dB y anchos de banda de 23 a 45 MHz respectivamente;
- en la banda de 14 a 14,5 GHz la potencia es de orden de 1500 a 200 watts con una ganancia de 40 dB y ancho de banda de 100 MHz.

Como se observa, al Klystron se debe ingresar con una alta potencia de entrada; ya que para obtener 2 Kw de salida (equivalente 63 dBm) con una ganancia de 40 dB se requieren 23 dBm de ingreso. En la misma **Fig 01** se muestra un diagrama a bloques del amplificador con Klystron donde se disponen de etapas previas con amplificador a transistores para obtener los 23 dBm a partir de la señal proveniente del up-converter.

1.2- AMPLIFICADOR CON TWT

El tubo de onda progresiva **TWT** (*Traveling Wave Tube*) es la otra variante de amplificador que se utiliza en las estaciones para comunicaciones satelitales. En la **Fig 01** se muestra el diagrama del TWT. El TWT es un amplificador de gran ancho de banda (hasta una octava) y una ganancia de potencia de 25 a 50 dB. La eficiencia, entre el 20 y 40%, es función del ancho de banda.

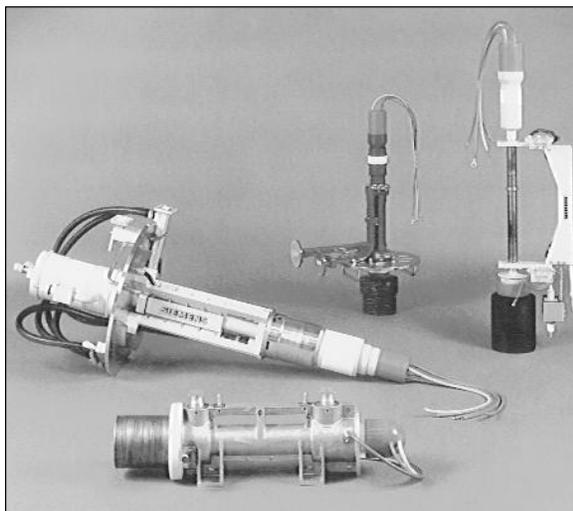
Consiste en un **generador de haz electrónico** y una estructura de **enfoque magnético**. Una estructura en forma de hélice facilita la interacción entre el campo de microondas y el haz electrónico. La velocidad de los electrones se ajusta para que sea igual a la velocidad de fase de las microondas.

El cañón electrónico consiste en:

- Calefactor y cátodo**, cuya superficie de emisión de electrones es mucho mayor que el área del haz lo cual permite trabajar con menor densidad de electrones en un orden de 15 a 50 veces.
- Electrodo de enfoque** que rodea al cátodo y regula el campo eléctrico y
- Ánodo** para acelerar y concentrar el haz de electrones lo cual actúa sobre la ganancia del amplificador.
- Colector de electrones**, es una estructura que desacelera el haz en varias etapas de tensión positiva para restar energía cinética y disminuir la disipación de calor.

Los TWT típicos en general funcionan con una tensión de colector inferior al ánodo y cátodo. La amplificación propiamente dicha se produce en la estructura de enfoque e interacción. En la medida que la onda a amplificar viaja en la estructura de hélice el campo electromagnético modula la velocidad de los electrones en ondas periódicas aproximadamente en fase con el campo. La mayoría de los electrones desaceleran y entregan energía al campo produciendo la amplificación. Se caracteriza a este proceso por una ganancia proporcional a la longitud de la zona de interacción. La estructura de onda lenta es una hélice de alambre de tungsteno o molibdeno sujeta a una varilla de cerámica (óxido de aluminio o berilio) que la aíslan de la estructura metálica envolvente. La selección de materiales influye en la capacidad de potencia de salida y la eficiencia del TWT.

En las estaciones de comunicaciones por satélite se recurre al Klystron o al TWT debido a las exigencias de potencia de emisión. En cambio, en los enlaces terrestres se recurre exclusivamente a amplificadores de potencia de estado sólido con transistores. En muy pocos casos se utilizó en el pasado TWT para obtener ganancias adicionales cercanas a 5 dB. El TWT tiene prestaciones inferiores al Klystron en cuanto hace a la linealidad de fase. El nivel de ruido es menor en el TWT, -64 dBm/kHz con respecto a -58 dBm/kHz en el Klystron. En los TWT se trabaja con un back-off de 7 dB para reducir los productos de intermodulación y muchas veces con linealizadores o predistorsionadores.



AMPLIFICADORES DE MICROONDAS

1.3- AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO PARAMÉTRICO

Mientras en el transmisor se recurre a amplificadores con Klystron, TWT o transistores, en el lado recepción se recurre a amplificadores con transistores o paramétricos. El principal requerimiento para el amplificador del receptor es el bajo ruido interno.

Existen **amplificadores paramétricos**²⁾ sin enfriar con temperatura de ruido de 50 °K. Con amplificadores a transistores FET se han obtenido temperaturas de ruido de 80 a 300 °K sin enfriamiento Peltier y de 55 °K con celdas Peltier. El amplificador paramétrico utiliza una **reactancia no lineal** (reactancia que varía en función de una señal apropiada). El diodo varactor actúa como una resistencia negativa ante la presencia de la señal lo cual produce la amplificación. La señal que varía la resistencia se llama señal de bombeo.

En la **Fig 02** se muestra el circuito equivalente a un **diodo varactor**. La resistencia de pérdida de los elementos en serie R_s es proporcional al ruido térmico del amplificador y de reducirse R_s mejora el factor de ruido. El valor de R_s disminuye cuando se enfría el conjunto con una celda Peltier o con las mejoras introducidas en el diseño del diodo y los materiales.

En la misma figura se muestra el diagrama del amplificador paramétrico. El amplificador consiste en 3 señales: la señal de bombeo proveniente de un oscilador con diodo Gunn de frecuencia superior a la señal a amplificar; la señal a amplificar y la señal complementaria que se produce al mezclarse ambas señales precedentes. En condiciones ideales toda la potencia de la señal de bombeo se transfiere a la señal a amplificar; esto ocurre cuando la frecuencia de la señal de bombeo es el doble de la otra señal y cuando ambas están en fase.

En el diodo varactor se dispone entonces de 2 señales: una senoidal que corresponde a la RF a amplificar y otra rectangular que es la señal de bombeo. Cuando la tensión del capacitor es máxima la carga también lo es y equivale a $Q=C.V$. Si en este momento se produce un salto en el valor de la capacidad C (mediante la tensión de bombeo) el valor de V se incrementa para mantener constante la carga. Cuando el valor de Q es cero se vuelve al valor original de C (mediante la tensión de bombeo). A cada paso de bombeo se obtiene una pequeña amplificación de la tensión proporcional a la variación de la capacidad.

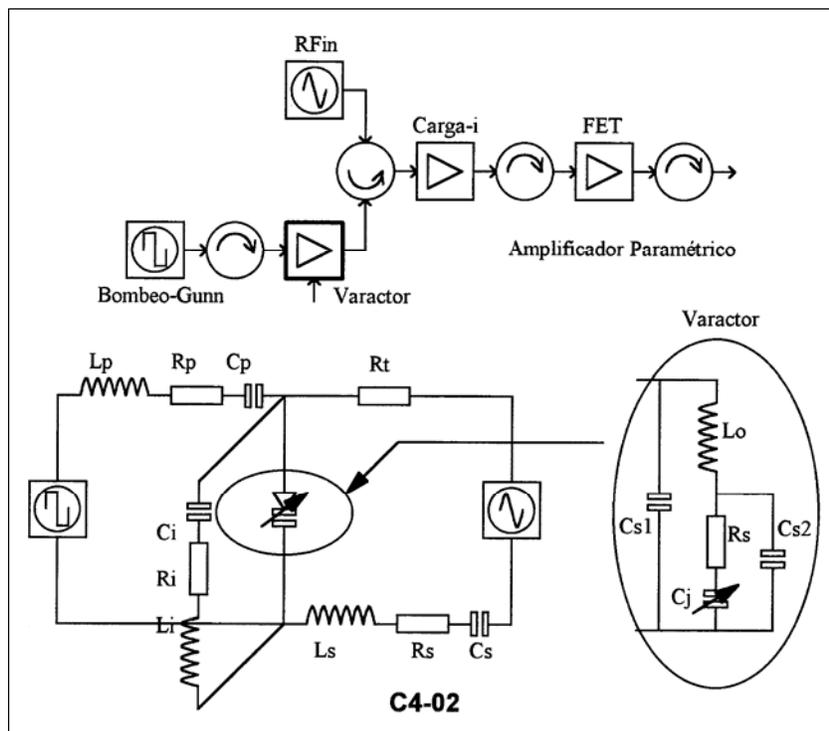


Fig 02. Diagrama del amplificador paramétrico en recepción.

²⁾ En los años '60 se usaban máseres de 4 GHz enfriados por helio como amplificadores de bajo ruido en comunicaciones satelitales. En los años '70 se perfeccionó el amplificador paramétrico, al principio enfriados criogénicamente con una temperatura de ruido equivalente a 20 °K hasta que aparecieron los diodos Gunn y varactores con las celdas Peltier para el enfriamiento termoeléctrico.

AMPLIFICADORES DE MICROONDAS

El amplificador paramétrico donde la frecuencia de bombeo es el doble de la frecuencia de resonancia del circuito se denomina degenerado. En la práctica, como el valor de corriente que circula por la juntura del diodo varactor es muy pequeña, el circuito se encuentra libre de ruido y su figura o número de ruido **NF** (*Noise Figure*) es muy baja. Para lograr dicha condición es necesario que la polarización del diodo varactor sea inversa.

AMPLIFICADORES DE MICROONDAS

2- AMPLIFICADOR A TRANSISTORES

Los amplificadores más interesantes por la relación entre el costo, consumo, tamaño, reproductividad y distorsiones son los realizados mediante transistores **SSPA** (*Solid State Power Amplifier*). El semiconductor silicio es útil en transistores bipolares hasta los 3000 MHz, mientras que el Arseniuro de Galio (As Ga) se utiliza por encima de dicha frecuencia en la configuración de transistor de efecto de campo (FET).

En los **amplificadores de potencia de estado sólido** el nivel máximo de potencia de salida es de 10 watts en las bandas de 4/6 GHz y de 2,5 w en 11/14 GHz. Tienen por ello una potencia de salida limitada frente a los amplificadores tradicionales usados en estaciones terrenas. En los amplificadores de bajo ruido se selecciona la configuración FET con barrera Schottky que permite una figura de ruido muy reducida. Por ejemplo, en estaciones terrenas con 4 etapas donde la primera se enfría termoelectricamente mediante celdas Peltier a -40 °C se logran valores de 0,6 dB a 4 GHz con ganancia de 14 dB.

En estaciones para comunicaciones terrestres no se recurre al enfriamiento termoelectrico y la figura de ruido se encuentra cerca de 4 dB. La tecnología es Circuitos Integrados de Microondas Híbridos **HMIC** con 2 a 4 etapas en cascada. En la **Fig 03** se observa un amplificador de potencia de 3 etapas para trabajar en la banda de 2 GHz. Se dispone, tanto del diagrama en bloques de las etapas como del esquema circuital en película delgada.

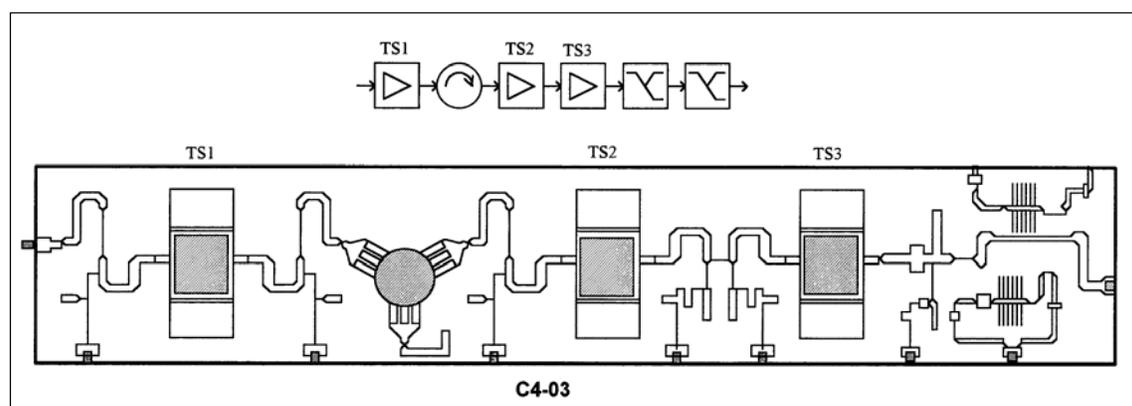


Fig 03. Diagrama del amplificador transistorizado.

2.1- LINEALIDAD E INTERMODULACIÓN

En los radioenlaces para señales digitales se requiere un máximo de linealidad de las etapas activas debido a que la modulación QAM y TCM tienen una modulación de amplitud superpuesta a la de fase. Para obtener buena linealidad, reproductividad con bajo costo, volumen y disipación, se requiere un máximo de integración circuital. Como la modulación digital es muy sensible a la deriva de fase de la portadora los resonadores, filtros y circuladores deben tener tolerancias muy reducidas para prevenir las fluctuaciones por temperatura. En la modulación QAM de 16 ó 64 estados y en la TCM se presenta una alta sensibilidad a la linealidad de amplitud producida por la conversión AM-PM de los amplificadores de salida.

La transferencia de un amplificador del tipo HMIC con FET-AsGa es de la forma:

$$y(t) = B1 \cdot X(t) + B3 \cdot X(t)^3 + B5 \cdot X(t)^5 + \dots$$

produciendo una componente de intermodulación principalmente de tercer orden como distorsión fundamental.

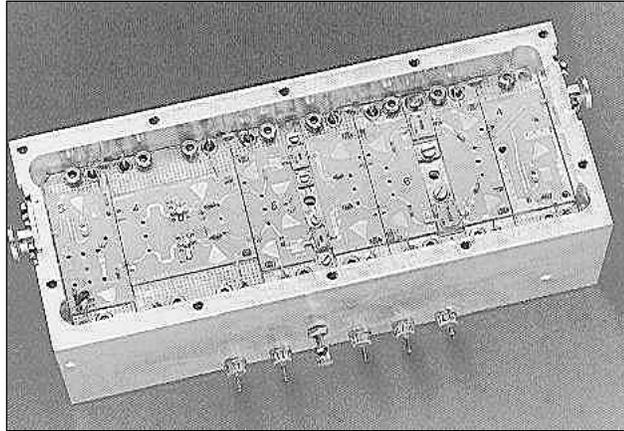
La **intermodulación** se produce en circuitos alineales. Suponiendo la entrada de las frecuencias f_1 y f_2 . Como tienen distinta frecuencia giran con distinta velocidad angular y la amplitud fluctúa desde un máximo a un mínimo. Por lo tanto se exige al amplificador en todo el rango dinámico. Los productos de intermodulación son:

$f_1 \pm f_2$	intermodulación de 2º orden
$m \cdot f_1 - f_2$ y $m \cdot f_2 - f_1$	intermodulación de 3º orden

El amplificador por cada incremento de potencia de 1 dB de f_1 y de f_2 produce un incremento de 3 dB de $2 \cdot f_1 - f_2$ y de $2 \cdot f_2 - f_1$; es decir que empeora la relación señal a intermodulación.

AMPLIFICADORES DE MICROONDAS

Para reducir la intermodulación se recurre a 2 métodos. El primero consiste en trabajar los amplificadores en la zona de **transferencia lineal** reduciendo la potencia de salida en un valor denominado **Back-off**. El segundo consiste en colocar un **linealizador** en el cual se genera una distorsión igual y opuesta al resto de los circuitos. El Back-off se define como la diferencia entre la potencia de saturación del amplificador y la potencia realmente obtenida. En la modulación 4PSK este valor es de 1 dB, en la 16QAM es cercano a los 6 dB y en 64QAM (128TCM) de 8 dB. En la medida que se incrementa el número de fases también debe aumentarse la linealidad reduciéndose la potencia de salida.



Al no trabajar en saturación el amplificador tiene una disipación mayor que obliga a ocupar un volumen físico también mayor, consumiendo más potencia que los enlaces radioeléctricos para señales analógicas de capacidad equivalente. El volumen físico ocupado también está determinado por el límite de consumo de potencia eléctrica, que en las instalaciones normales es de 400 w/m^2 tanto para el consumo desde la red de distribución como para el cálculo de calorías del aire acondicionado.

AMPLIFICADORES DE MICROONDAS

3- LINEALIZADOR PARA AMPLIFICADOR DE POTENCIA

Un método para reducir la intermodulación es hacer trabajar al amplificador con **potencia no-saturada** (*Back-off*). Un segundo método para reducir las intermodulaciones es el uso de distorsionadores previos a la etapa de amplificación. El linealizador es un predistorsionador, circuito que trabaja a nivel de IF antes del conversor o en RF luego del mismo y que compensa la intermodulación del conjunto transmisor desde IF en el transmisor hasta la RF. En la **Fig 04** se muestra el diagrama en bloques.

En el ejemplo de la **Fig 04** se ha tomado la distorsión de intermodulación del tipo $2 \cdot f_1 - f_2$ y $2 \cdot f_2 - f_1$, siendo que la señal de entrada está compuesta de dos frecuencias f_1 y f_2 . En realidad un circuito alineal genera todo tipo de componentes ($\pm m \cdot f_1$, $\pm n \cdot f_2$) pero de ellas las más importantes son las mencionadas como ejemplo.

En el amplificador de salida la relación señal a ruido de intermodulación de tercer orden es inversamente proporcional a la potencia de ingreso y pueden indicarse valores de S/N de 40, 50 y 60 dB para señales de ingreso +5; 0 y -5 dBm. En los amplificadores a FET de AsGa existen 3 causas de alinealidad: la alinealidad de la capacidad de la juntura *gate-source*; la alinealidad de la trasconductancia y de la impedancia de salida. Con señales fuertes la alinealidad está determinada por el límite de la característica corriente-voltaje producto de la avalancha en la juntura *drain-gate*.

3.1- LINEALIZADOR EN FRECUENCIA INTERMEDIA

La idea consiste en generar una distorsión controlada y ajustable que se suma a la IF original. La señal de IF de entrada se separa en 2 caminos luego de un control automático de ganancia AGC. La tensión de control de AGC, si excede un umbral, da lugar a una alarma de bajo nivel de IF

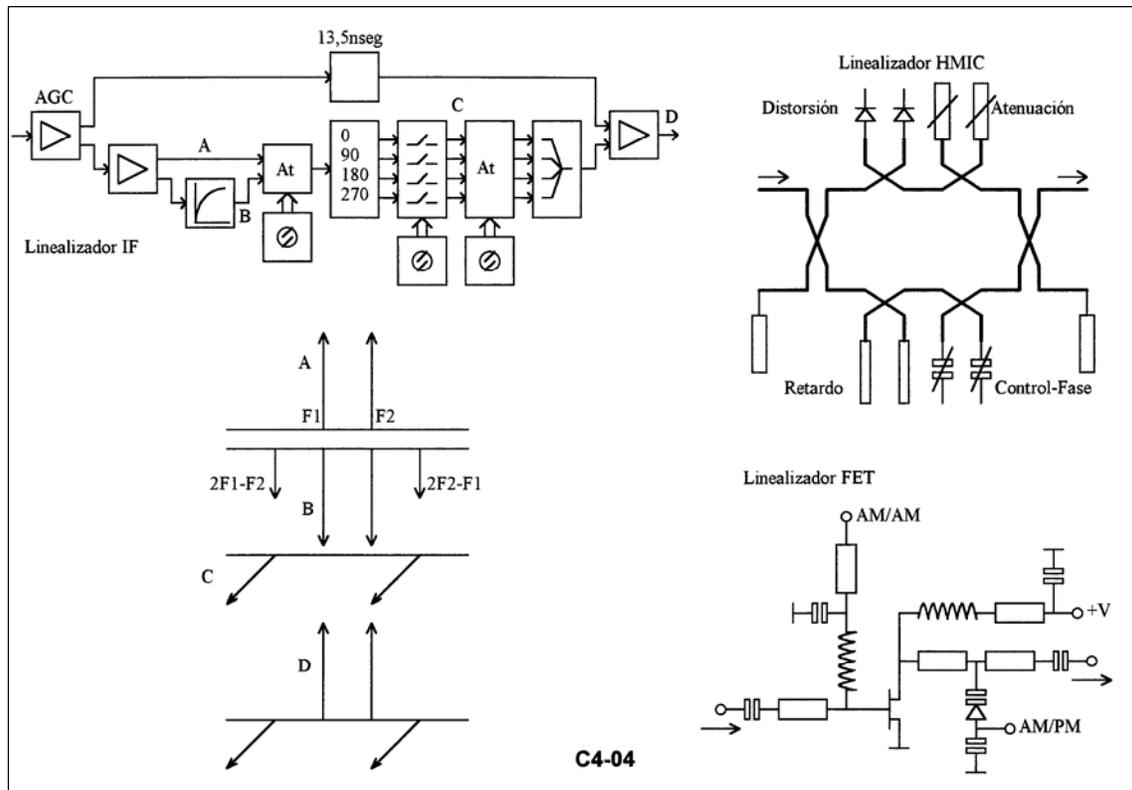


Fig 04. Formas de corregir la intermodulación.

Un camino de la señal de IF es retardado una decena de nseg para simular el retardo del otro camino. Para compensar el retardo de grupo de este circuito se usa un filtro pasa altos. El otro camino de la IF es separado a su vez en 2 señales con 180° de fase; una de ellas se distorsiona en un elemento alineal y luego se suman. Debido al desfase de 180° entre caminos se obtiene que la IF se cancela y perdura sola la distorsión. Esta distorsión se ajusta en nivel mediante un atenuador variable, disponible para el operador de mantenimiento.

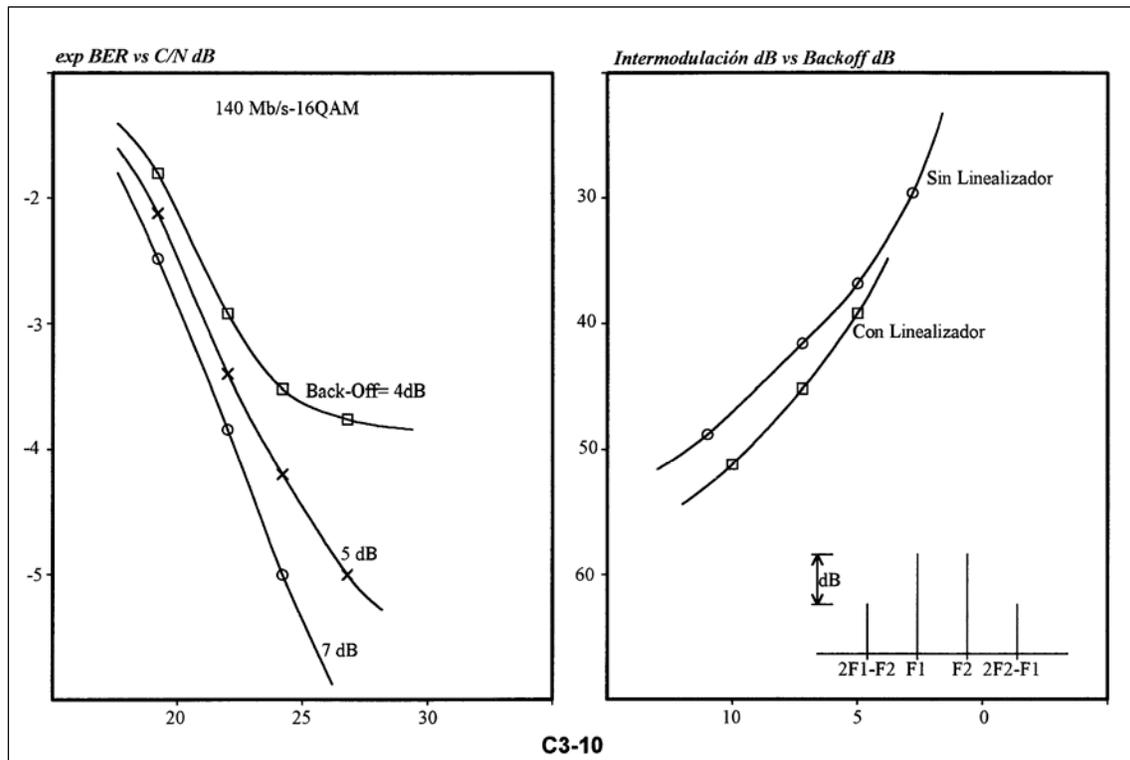
AMPLIFICADORES DE MICROONDAS

El ajuste de la fase se realiza separando esta distorsión en 4 fases (0° , 90° , 180° y 270°) y seleccionando dos de ellas para obtener un cuadrante. Mediante atenuadores variables se puede ajustar el nivel de cada componente para obtener el ángulo de fase deseado dentro del cuadrante. La suma de un camino (señal de IF) y el otro (distorsión controlada) se realiza a la salida del predistorsionador. A través de un filtro pasa bajos se eliminan las distorsiones fuera de banda más allá de la IF. Para compensar el retardo de grupo del filtro se dispone de un equalizador de retardo entre 3 y 4 nseg.

En la **Fig 05** se muestra la mejora introducida por el método Back-off sobre la característica de C/N. El back-off mejora la característica hasta un valor razonable cercano a 1; 6 y 8 dB de Back-off para modulación 4PSK, 16QAM/32TCM y 64QAM/128TCM, respectivamente.

El linealizador usa sólo en sistemas de alta capacidad. En la **Fig 05** se muestra el efecto que produce el linealizador en el extremo de la banda en un sistema de alta capacidad. El espectro de frecuencia intermedia del extremo transmisor sufre una substancial modificación debido a la acción de la distorsión controlada. El ajuste puede realizarse mediante un generador de varios tonos (3 ó 4 frecuencias en el entorno de la IF) minimizando las distorsiones fuera de banda del espectro digital normal. Un instrumento de medida en particular de H&P utiliza las frecuencias 67; 70 y 75 MHz como tonos para el ajuste.

Como linealizador se ha propuesto también el uso de un filtro adaptativo similar al equalizador de Notch en IF. En este caso la ventaja reside en que es automático en lugar de fijo; se coloca a nivel de IF y el control se efectúa tomando muestras del espectro antes del linealizador y después del amplificador de salida. De esta manera se pueden controlar pequeñas variaciones en la distorsión de amplitud y fase del amplificador de salida a lo largo del tiempo.



3.2- LINEALIZADOR EN RADIOFRECUENCIA

Los sistemas sincrónicos SDH requieren nuevos desarrollos ligados con los amplificadores de potencia de estado sólido ellos son:

- **Linealizador** para reducir los productos de intermodulación que trabaja en RF sobre el amplificador de potencia SSPA. Se aprovecha la alinealidad del FET-AsGa en la región cercana al pinch-off. Permitiendo mejor adaptación que el linealizador en IF y no requiere ajuste de campo.

AMPLIFICADORES DE MICROONDAS

- Control automático de la **potencia de transmisión** ATPC para mantener reducida la potencia de salida durante los períodos de buena propagación. Con una potencia nominal de transmisión de +29 dBm el ATPC trabaja a +19 dBm (saturación en +38 dBm).

En la **Fig 04** se muestran dos tipos de circuitos linealizadores. Uno efectúa un circuito en película delgada con un diagrama a bloques similar al propuesto en la **Fig 04**. El segundo en cambio recurre a la alinealidad del transistor FET en la región de pinch-off donde la corriente de Drain y la ganancia de corriente se incrementa (compensación AM/AM). Este circuito permite mejorar la adaptación de impedancias y no requiere ajustes en campo. Compensa la distorsión AM/AM y AM/PM simultáneamente.

Mediante el mismo proceso se puede actuar sobre la ganancia del amplificador de salida. Se denomina proceso **ATPC** (control automático de potencia transmitida). El proceso de funcionamiento del ATPC es el siguiente: Cuando se detecta una reducción en la potencia de recepción (mediante el Control Automático de Ganancia **AGC**) se informa al otro extremo del enlace a través de un Byte de la SOH de la trama STM-1. Del otro lado cuando en la banda-base del SOH se encuentra esta información se procede a incrementar la potencia del SSPA. Se puede obtener un incremento de 10 dB desde la potencia nominal a la máxima de funcionamiento (+20 a +30 dBm).

COMPONENTES: CIRCUITOS HMIC

Referido a los componentes de microondas híbridos, su fabricación y las aplicaciones en amplificadores, filtros y osciladores.

1- CIRCUITOS EN PELÍCULA DELGADA

1.1- CIRCUITOS DE MICROONDAS HÍBRIDOS

SUSTRATO. Los circuitos integrados de microondas híbridos **HMIC** consisten en un patrón de **conductores planos** sobre un **sustrato dieléctrico**. Debe poseer las dos siguientes características: buena conductividad térmica para disipar el calor y una constante dieléctrica idónea para la velocidad de transmisión. Se utiliza la alúmina (AL_2O_3) hasta los 10 GHz y el vidrio de Sílice más allá de dicho límite. En los circuitos no recíprocos, como el circulador o aislador, se utiliza la ferrita o granate. Algunos sustratos orgánicos como el teflón **PTFE** (politetrafluorurotileno) son usados en amplificadores.

Sobre el sustrato se colocan capas intermedias aislantes de Nitrato de Tantalio (Ta_2N) como material resistivo y capas de conductores (NiCr-Cu-Au). Los **componentes activos** se colocan en pastillas sin encapsulado y con solo los conductores de soporte para reducir el tamaño y los efectos parásitos de los terminales.

La tecnología usada para la producción es la denominada **película delgada** (*Thin Film*). Similar a la **película gruesa** (*Thick Film*) usada en baja frecuencia pero el método de producción es distinto. La película gruesa se obtiene por serigrafado con lo que se obtienen capas de 12 a 40 μm de espesor. Mientras que en película delgada se utiliza la vaporización con espesores inferiores a 0,2 μm . El proceso de producción recurre al ciclo de *sputtering* que deposita sobre un sustrato varios estratos de material resistivo, conductor y aislante en una cámara de crecimiento o mediante el ciclo de plateado selectivo por fotolitografía de oro.

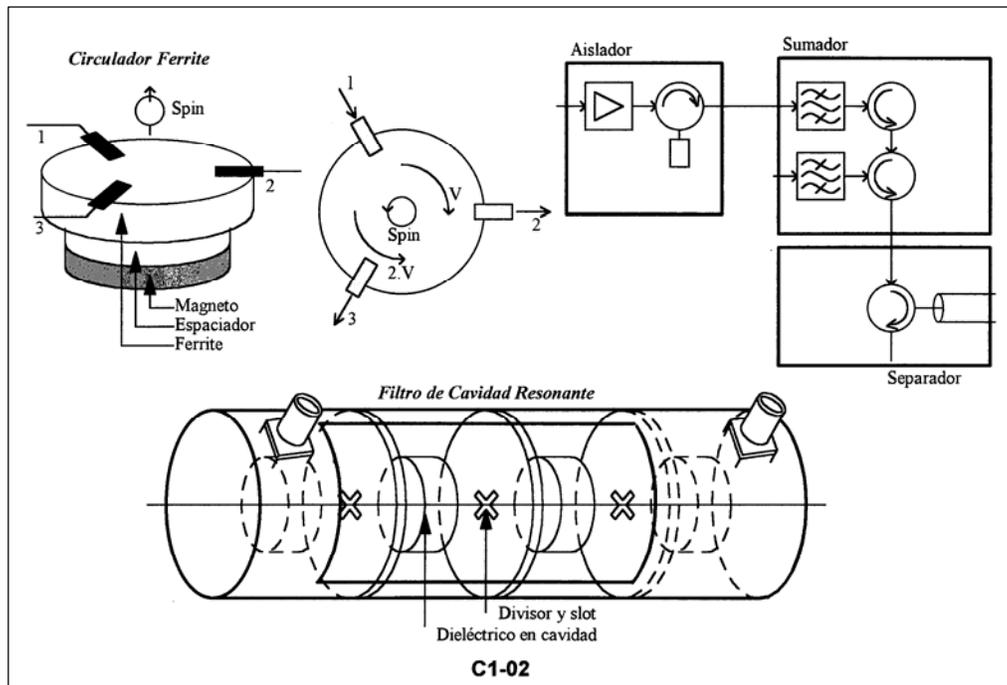


Fig 01. Diversos usos del circulador y el filtro de cavidad resonante.

En la **Fig 03** se muestran distintos componentes pasivos construidos en HMIC. Se pueden obtener resistencias; impedancias adaptadoras de línea; cargas de 50 ohm con el correspondiente disipador de potencia; separadores de señal con o sin

COMPONENTES: CIRCUITOS HMIC

desfasaje; etc. Una línea resistiva periódica puede actuar como atenuador con derivación (*stub*) cortocircuitada o abierta de acuerdo con el diseño.

Un elemento de interés es el atenuador a **diodo PIN** que se encuentra dentro de los controles de ganancia **AGC**. En los diodos PIN la atenuación aumenta con la corriente. La conexión en paralelo (balanceada) minimiza la intermodulación introducida por la alinealidad del diodo. Para una impedancia de línea de 50 ohm la atenuación varía entre 25 y 44 dB cuando la resistencia del PIN varía entre 10 y 3 ohm.

1.2- CIRCULADOR DE GRANATE DE FERRITE

Un componente muy interesante realizado en HMIC es el **circulador o aislador**. Se construye mediante un disco de Ferrite (compuesto derivado del Fe_2O_3 o Granate de Ferrite) colocado debajo de las pistas conductoras. En la **Fig 01** se muestra la forma de construcción y el principio de funcionamiento. Se lo utiliza como aislador, sumador y separador de frecuencias.

El circulador se desarrolla sobre un efecto físico propio de los **materiales ferromagnéticos**. El campo magnético fue descubierto por H.Oessted-1820 y el ferromagnetismo por Ampere-1920. El fenómeno de resonancia giromagnética permite que la constante de fase de propagación de la onda difiera en $\lambda/2$ entre los 2 sentidos de giro. En otras palabras, la atenuación de giro de la onda en el sentido del *spin* de los atenuación es el doble de la atenuación en el sentido opuesto al sentido del spin.

El spin de los electrones se mantiene alineados mediante un imán permanente colocado debajo del ferrite. Con un diseño adecuado de las pistas se obtiene que la señal que ingresa por la puerta 1 del circulador se suma en fase sobre la puerta 2 y en contrafase sobre la puerta 3. Se obtiene en realidad una baja atenuación (0,2 dB) en la puerta 2 y una alta atenuación (25 dB) en la puerta 3. El primer **circulador de película delgada** se desarrollo en la Bell Labs-1973 de acuerdo con el principio de constantes distribuidas de inductancia y capacidad. Los conductores eran de Oro-Paladio-Titanio y los capacitores se hacían mediante una separación de aire entre dos conductores de película gruesa. El ferrite y el imán completaban el conjunto para generar un circuito magnético cerrado a través de una carcasa metálica.

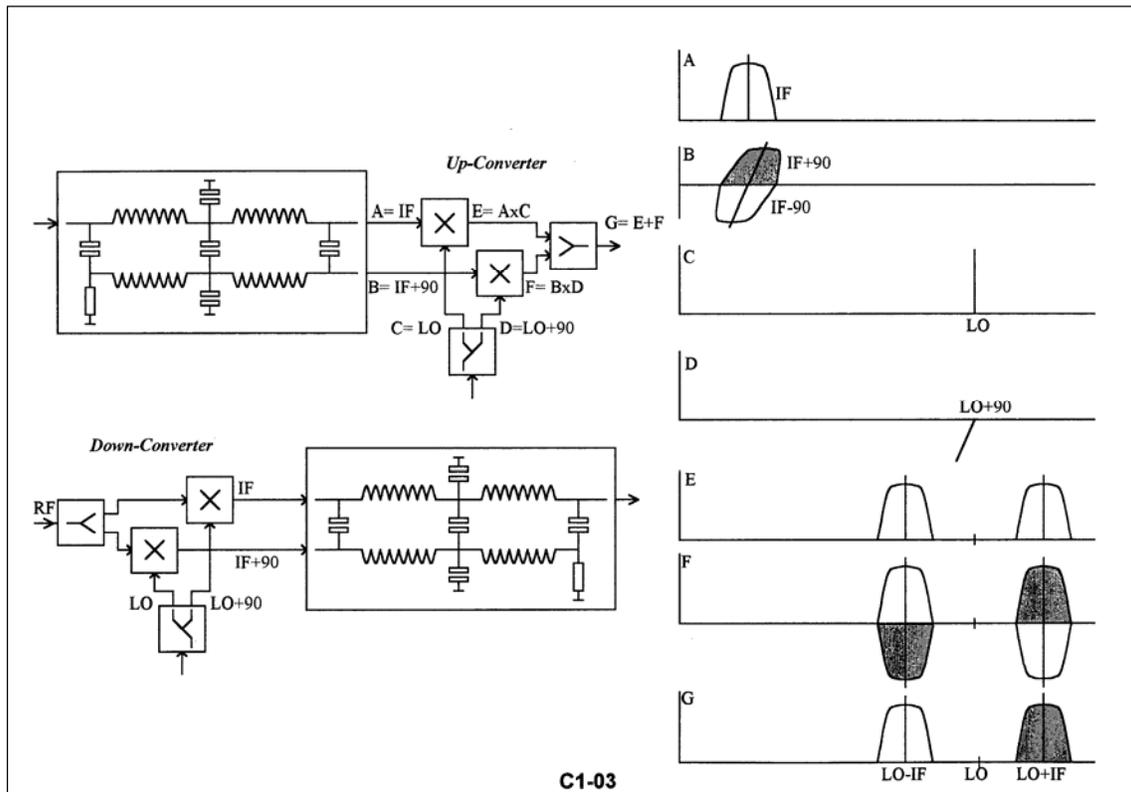


Fig 02. Conversor de radiofrecuencia.

COMPONENTES: CIRCUITOS HMIC

1.3- CONVERSION DE RADIOFRECUENCIA

El **mezclador** permite trasladar el espectro desde una frecuencia intermedia IF hacia la radiofrecuencia RF o viceversa. Puede ser de 2 tipos: **multiplicador** de frecuencia o **convertor** (*up-converter* o *down-converter*). El multiplicador se basa en un elemento alineal que distribuye la potencia en distintas armónicas permitiendo filtrar aquella deseada. El convertor en cambio realiza el producto de la IF y OL para obtener la RF. El convertor más usado es el **mezclador de frecuencia imagen suprimida IRM** (*Image Rejection Mixer*).

En la **Fig 02** se muestra el principio de funcionamiento. Se trata de 2 circuitos de producto que trabajan a 90° de fase uno respecto del otro. De esta forma, a uno de los circuitos ingresan las señales IF y OL mientras que al otro ingresan $IF \pm 90^\circ$ y $OL + 90^\circ$. La salida corresponde a $OL - IF$ y $OL + IF$. En términos matemáticos:

$$\begin{aligned} IF &= \cos(\omega_i.t) \quad \text{y} \quad OL = \cos(\omega_o.t) \\ IF \pm 90^\circ &= \cos(\omega_i.t \pm 90^\circ) \quad \text{y} \quad OL + 90^\circ = \cos(\omega_o.t + 90^\circ) \\ IF \cdot OL &= \frac{1}{2} [\cos(\omega_o + \omega_i).t + \cos(\omega_o - \omega_i).t] \\ (IF + 90^\circ) \cdot (OL + 90^\circ) &= \frac{1}{2} [-\cos(\omega_o + \omega_i).t + \cos(\omega_o - \omega_i).t] \\ (IF - 90^\circ) \cdot (OL + 90^\circ) &= \frac{1}{2} [+ \cos(\omega_o + \omega_i).t - \cos(\omega_o - \omega_i).t] \\ (IF \cdot OL) + (IF + 90^\circ) \cdot (OL + 90^\circ) &= \cos(\omega_o - \omega_i).t = \mathbf{OL - IF} \\ (IF \cdot OL) + (IF - 90^\circ) \cdot (OL + 90^\circ) &= \cos(\omega_o + \omega_i).t = \mathbf{OL + IF} \end{aligned}$$

En palabras: seleccionando la entrada $IF + 90^\circ$ o $IF - 90^\circ$ se obtiene solo una de las frecuencias imágenes $OL - IF$ y $OL + IF$. En la **Fig 03** se muestra un ejemplo de un convertor mediante película delgada. Se trata de un **down-converter** con las siguientes elementos:

- Un circulator como aislador de entrada para la RF y el OL,
- Las cargas de 50 ohm para consumir la potencia reflejada,
- Dos etapas de amplificación FET-AsGa para la RF,
- Una etapa de Control Automático de Ganancia con diodos PIN,
- Una etapa de acoplador y separador para monitoreo del OL,
- Los desfasadores y separadores de RF y OL,
- Los diodos para efectuar el producto en el convertor.

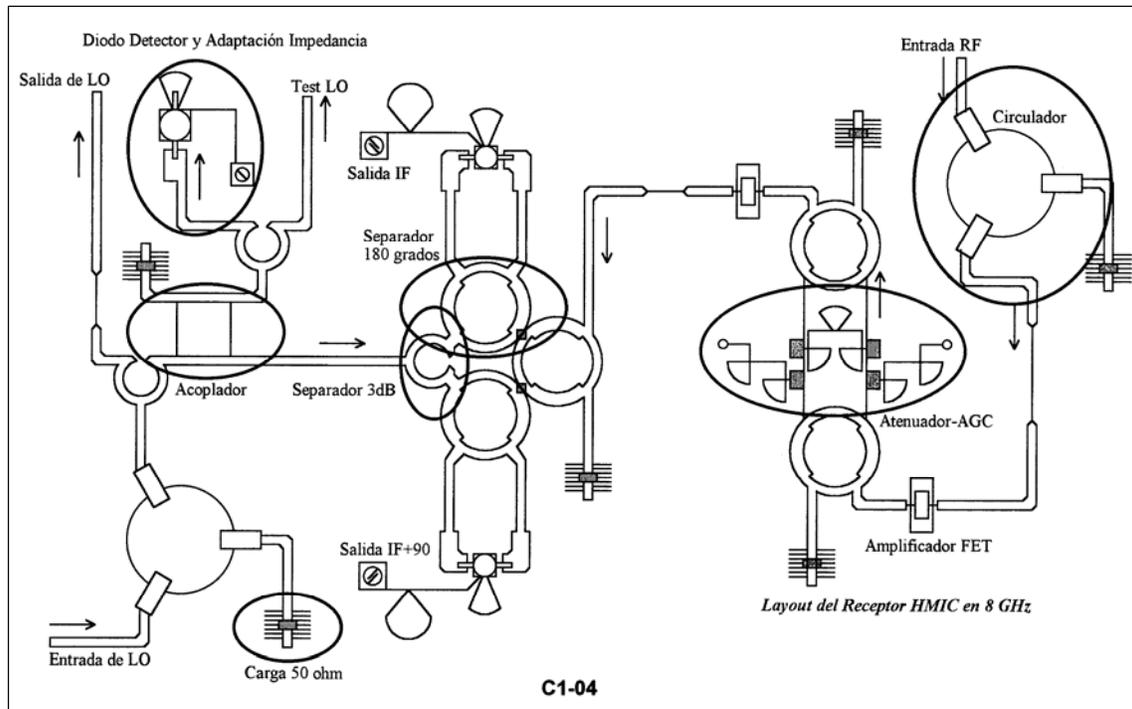


Fig 03. Layout de un receptor de microondas.

COMPONENTES: CIRCUITOS HMIC

1.4- DIODOS PARA MICROONDAS

Los componentes usados en RF son FET-AsGa y diodos. Ahora se mencionan los diodos más aplicados, (en el ítem próximo se hace referencia a los componentes con AsGa):

1- Diodo Schottky. Es una juntura metal-semiconductor donde el Aluminio se comporta como un semiconductor tipo P. Tiene mayor velocidad que la juntura convencional y requiere menor tensión de polarización directa. Son usados en mezcladores y multiplicadores de frecuencia.

2- Diodo Varactor. Es una juntura metal-semiconductor donde la capacidad varía en función de la tensión inversa aplicada. Se usa como control de sintonía en VCXO y DRO. Como la función de variación no es lineal se lo utiliza en amplificadores paramétricos de bajo ruido.

3- Diodo PIN. Es una juntura P-Intrínseco-N y se comporta como una resistencia variable en función de la corriente a partir de una determinada frecuencia. La resistencia es proporcional al tiempo de vida de los portadores y al número de portadores y la movilidad. Se lo usa en moduladores y atenuadores.

4- Diodo Gunn (J.Gunn-1963). Es una barra de material semiconductor de AsGa dopado tipo N colocado en una cavidad resonante. El diodo oscila espontáneamente con polarización externa. La característica que relaciona la velocidad de electrones y el campo eléctrico tiene una inflexión con resistencia negativa (incrementando el campo eléctrico los portadores disminuyen la velocidad emitiendo potencia en la región de microondas) y por ello se comporta como oscilador.

5- Diodo Impatt (Impact Avalanche Transit Time; DeLoach-1965) Es una juntura P^+NN^+ donde un campo eléctrico elevado produce una avalancha que lleva a la saturación de portadores y a la emisión de impulsos de microondas.

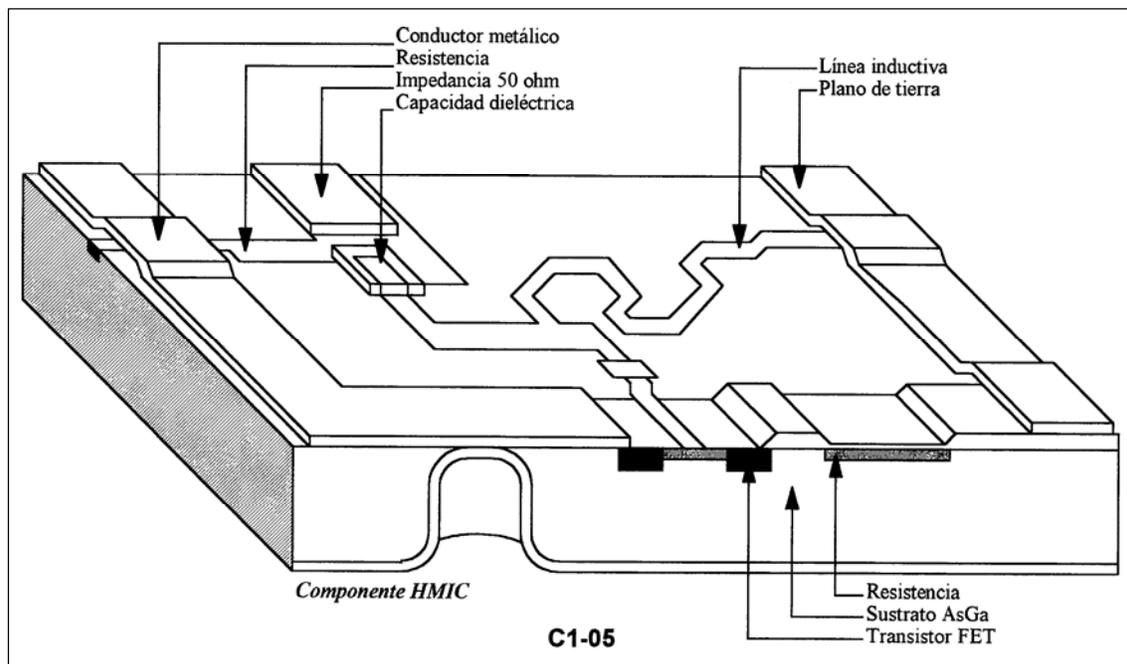


Fig 04. Circuito de microondas monolítico MMIC.

1.5- CIRCUITOS DE MICROONDAS MONOLÍTICOS

La tecnología **HMIC** (*Híbrido Microwave Integrated Circuit*) se denomina de esta manera debido a que los componentes activos son soldados sobre la placa que contiene solo componentes pasivos. Si en cambio se adopta un sustrato semiconductor los componentes activos pueden integrarse en el mismo sustrato y se dispone de los **MMIC** (Monolíticos MIC).

La tecnología del **Arseniuro de Galio** AsGa es la adecuada para este tipo de componente por las siguientes razones:

- La movilidad de cargas del AsGa es 5 veces mayor al Si y logra trabajar a frecuencias mayores con menor campo.
- El Si se puede usar hasta 3 GHz y el AsGa hasta 30 GHz.

COMPONENTES: CIRCUITOS HMIC

- Se obtiene en sustratos de alta resistividad (10^7 ohm/cm) y permite un elevado aislamiento entre componentes.
- La separación de niveles de conducción es 0,3 eV, (superior al Si) y permite trabajar a una temperatura más alta.
- El consumo de potencia es de 10 a 1000 veces menor.
- Puede aplicarse como elemento discreto (transistor MESFET) en MMIC, o en optoelectrónica para fibras ópticas.

Mientras el AsGa tiene mayor velocidad y frecuencia de trabajo, menor ruido, menor consumo y soporta mayor temperatura; el Silicio en cambio tiene un costo menor, mayor integración circuital y una tecnología más experimentada.

La **tecnología MMIC** comienza con **W.Schockley**-1952 que propuso el transistor FET y en 1964 se pudo patentar la tecnología MMIC (Texas Inc). El primer MMIC de Si data de 1965; el primer FET de AsGa data de 1966; el primer HMIC de AsGa de 1972 y en 1985 se desarrolló la producción industrial del MMIC de AsGa. El desarrollo final de la tecnología estuvo a cargo del Departamento de Defensa de USA para la denominada "*Star ward*" con un conjunto de 50 empresas. Varias de ellas desarrollan hoy día circuitos custom MMIC. En la **Fig C1-05** se muestra un ejemplo de circuito MMIC de AsGa (**Douville y Stubbs**-1988).

Como parte del mismo programa de desarrollo se estudio el semiconductor más interesante para el futuro: el Carbono C, cuya estructura cristalina es el diamante (**B.Manz**-1988). El C soporta un voltaje de ruptura 50 veces superior al AsGa; la conductividad es 4 veces superior al Cu y 20 veces superior al Si; la constante dieléctrica es la mitad que en el AsGa. Los problemas se relacionan con el crecimiento cristalino.

COMPONENTES: CIRCUITOS HMIC

2- TECNOLOGÍA DE FILTROS Y OSCILADORES

Los osciladores están compuestos por amplificadores realimentados positivamente mediante un lazo donde se encuentra un filtro pasabandas. En general, las tecnologías de filtros se aplican luego a osciladores. La tecnologías pueden clasificarse en:

-LC	Filtros resonantes Inductancia-Capacidad LC, con pocas aplicaciones actualmente.
-IC	Filtros digitales mediante IC para banda base digital; por ejemplo los filtros FIR .
-SAW	Filtros de Onda Acústica Superficial SAW para aplicaciones en frecuencia intermedia hasta 1 GHz.
-DRO	Filtros de cavidad estabilizados mediante dieléctrico para aplicaciones en radiofrecuencia desde 1 GHz.
-YIG	Filtros mediante monocristal de YIG para aplicaciones en radiofrecuencia desde 1 GHz.

Los filtros LC resultan ser algo rudimentarios para los sistemas digitales actuales; han sido utilizados para eliminar distorsiones fuera de banda en Frecuencia Intermedia. En la década de los años `90 este tipo de filtro ha sido totalmente superado por las otras técnicas. Se trata de circuitos realizados mediante inductancias y capacidades conectadas en serie o paralelo para lograr filtrados de tipo pasa-banda y elimina-banda. La **Fig 05** muestra un ejemplo de un filtro trabajando en frecuencia intermedia 70 MHz con ancho de banda de ± 25 MHz seguido de un separador (*splitter*) activo.

2-1 FILTROS DIGITALES

El filtro digital se realiza mediante circuitos integrados; el más común es el diseño **FIR** (*Finite Impulse Response*). El esquema eléctrico se muestra en la **Fig 05**. Se trata de una serie de etapas que contienen celdas de retardo (equivalente a una fracción del ancho del bit), un coeficiente de producto para cada componente y la sumatoria de los mismos. Matemáticamente:

$$Y(z) = \sum X(N) \cdot z^{-N}$$

Donde, X es la función de entrada y Y la función de salida; z^{-N} es la unidad de retardo del FIR. Seleccionando el retardo y el coeficiente se puede obtener una sumatoria con la forma de onda deseada. Obsérvese que este circuito es una combinación de compuertas por lo que el filtro en conjunto es un simple sector de un circuito integrado.

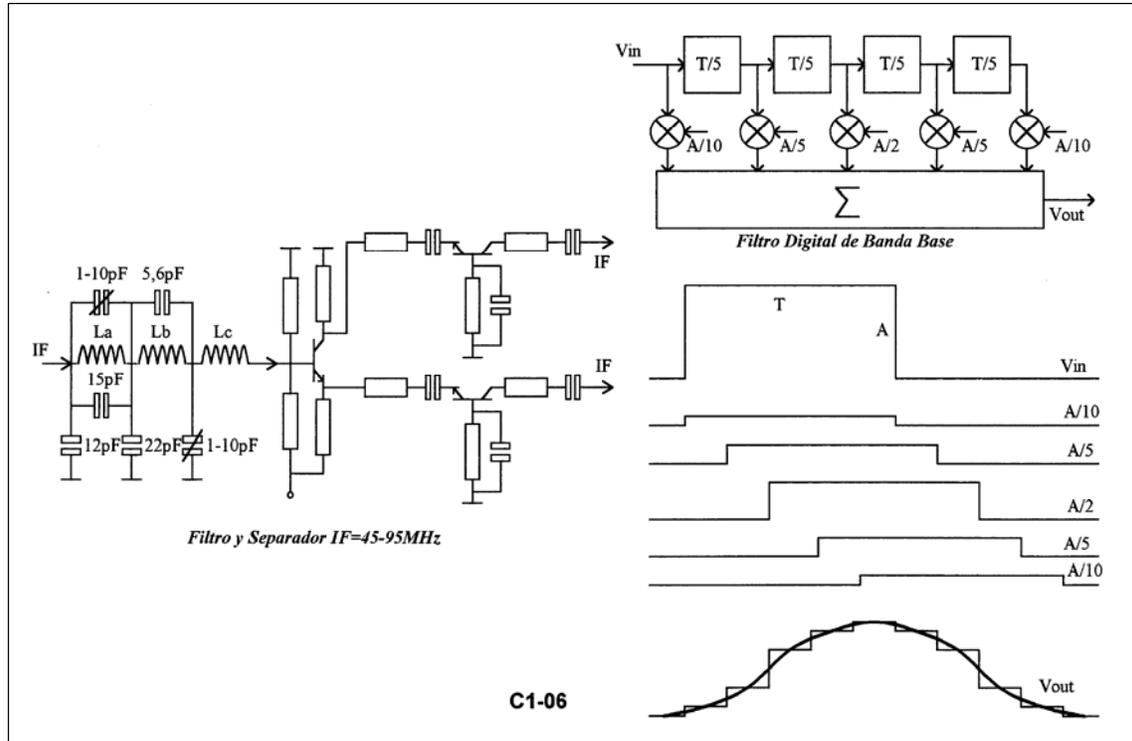


Fig 05. Filtros mediante técnica digital y LC.

COMPONENTES: CIRCUITOS HMIC

Los filtros pasabajos usados a nivel de banda base digital deben responder a la ley **Coseno Realzado** y sigue la expresión:

$$H(f) = \frac{1}{2} \cdot [1 + \cos \pi \cdot (1 + \{f - f_N / f_N \cdot \beta\}) / 2] \quad \text{donde} \quad (1 + \beta) \leq f \leq f_N \cdot (1 - \beta)$$

El coeficiente β se denomina **Roll-off** del filtro o coeficiente de caída. Cuando el Roll-off tiende a cero se aproxima al filtrado ideal. Con filtros digitales se obtienen valores de Roll-off de 0,3 a 0,4. Los filtros SAW obtienen valores inferiores a 0,2 con un circuito equivalente similar pero con una técnica de producción asociada a la película delgada.

2.2- ESTABILIZADORES DIELECTRICOS

Tanto para las aplicaciones de filtros u osciladores a cavidad resonante la tecnología de estabilización mediante dieléctrico ha tomado una importancia fundamental. El dieléctrico para estabilizar cavidades resonantes se descubrió en 1939 y la aplicación comercial deriva de 1968. La cerámica investigada en principio fue el TiO_2 pero poseía una reducida estabilidad, cercana a 100 ppm/°C. Hoy día se usan derivados del óxido de Titanio, como los indicados en la **Tabla 01**.

La estabilidad $\Delta f/f$ mejora con el incremento del factor Q_0 de la cavidad resonante. El sustrato donde se coloca el dieléctrico puede ser de Al_2O_3 , cuarzo o Duroid. Un **resonador dieléctrico** dispone de un factor Q_0 más de 2 veces superior al resonador de guía-ondas rectangular estándar para filtros de branching.

Tabla 01: Comparación de filtros de RadioFrecuencia.

<i>Resonador</i>	<i>Dieléctrico</i>	<i>Cavidad</i>
Factor Q_0	6000 a 10000	2000
Ruido de fase C/N a 1 kHz	84 dBc/Hz	70 dBc/Hz
Estabilidad de 0 a 50 °C	$\pm 10^{-4}$	$\pm 5 \cdot 10^{-4}$
Potencia de salida	$+15 \pm 1$ dBm	
Banda	Material Dieléctrico	$\Delta f/f$
4 a 5 GHz	(Zr Sn) TiO_4	1 ppm/°C
6 a 20 GHz	(Zr, Zn, Ta) BaO_3	1 ppm/°C
		Q_0
		7000
		9000

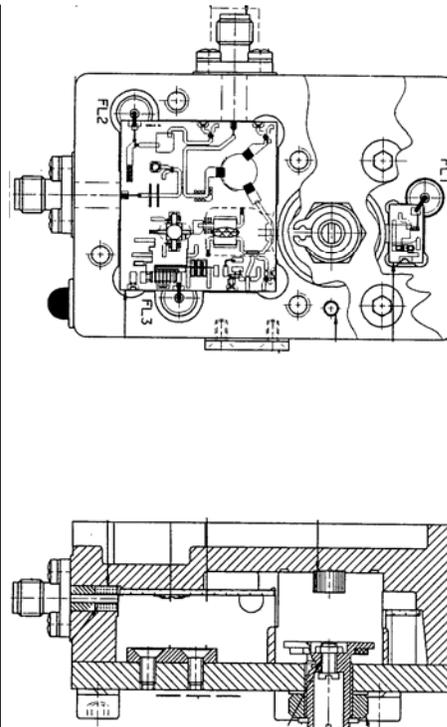
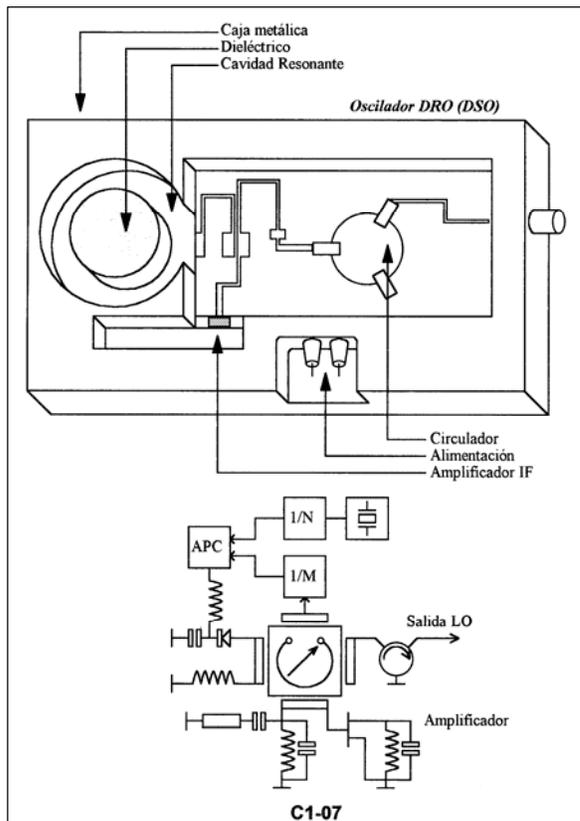
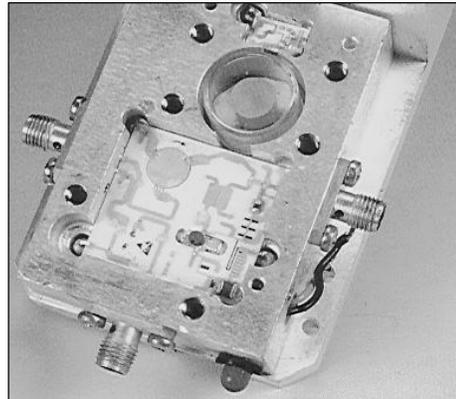


Fig 06. Oscilador del tipo DRO.

COMPONENTES: CIRCUITOS HMIC

En general, se busca que la estabilidad de la cavidad sin dieléctrico y la estabilidad del material dieléctrico tengan signos opuestos. Por ejemplo, negativo ($-0,6 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$) para la cavidad y positivo ($+0,6 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$) para el dieléctrico. Con valores cercanos a $\pm 1 \pm 0,5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ se logran estabilidades de $\pm 20 \text{ ppm}$ entre 0 y 50°C .

En la **Fig 06** se muestra un Oscilador Resonante (Estabilizado mediante Dieléctrico (**DRO** o **DSO**)) tanto en su estructura física como en el diagrama eléctrico equivalente. Se trata de un amplificador FET-AsGa y un filtro de cavidad estabilizado por dieléctrico.



Se dispone muchas veces de un control de fase estabilizado desde un cristal de cuarzo y que actúa sobre la polarización de un diodo varactor. Este circuito permite una compensación térmica y mejora la estabilidad. Por ejemplo, la **FCC (Federal Communications Commission)** de USA determina una estabilidad para el Oscilador Local de 10 ppm para las bandas de 4 y 6 GHz. Este valor obliga al uso del circuito de compensación de temperatura. El ajuste del DRO o de los filtros de branching se realiza mediante un tornillo que penetra en la cavidad modificando la frecuencia de resonancia.

Los **filtros de branching** se construyen con la cavidad revestida de plata mediante un baño galvánico para reducir las pérdidas. Se suelen realizar varias cavidades en serie que permiten un ancho de banda mayor con un corte del espectro más abrupto.

2.3- MONOCRISTAL YIG

El filtro construido con un monocristal de granate Itrio y hierro **YIG (Yttrium Iron Garnet)** se fundamenta en la interacción entre la resonancia del spin de los electrones y la frecuencia de giro del spin (precesión) de un monocristal de YIG. El YIG se encuentra inmerso en un campo magnético H generado por una corriente eléctrica I con un campo electromagnético. Como la frecuencia de giro del spin del electrón es proporcional al campo H y éste lo es a la corriente I , la frecuencia de resonancia del filtro se controla mediante la corriente de alimentación.

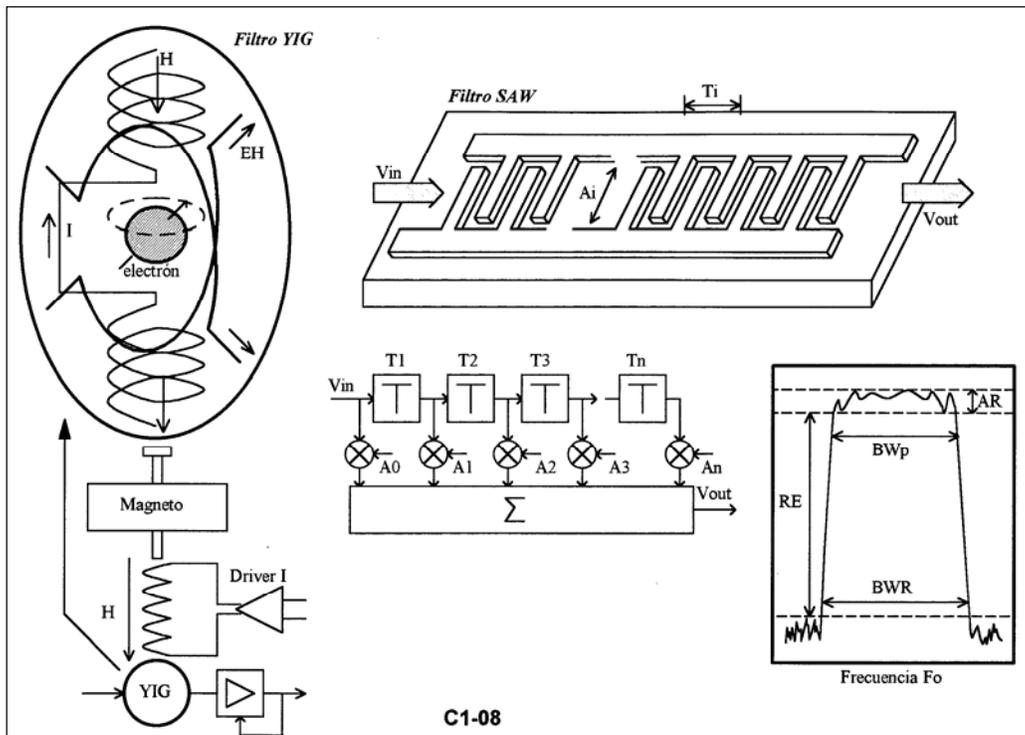


Fig 07. Osciladores y filtros YIG y SAW.

En la **Fig 07** se presenta un diagrama reducido con un inductor que genera el campo magnético y el electrón (spin y giro). Se muestra además el diagrama de un **oscilador YIG**. El filtro consiste en 2 bucles de acoplamiento dispuestos en un

COMPONENTES: CIRCUITOS HMIC

ángulo de 90° que rodean al monocristal de 0,5 mm de diámetro. La onda electromagnética normalmente no pasa de un bucle al otro con la excepción de aquella que tiene la misma frecuencia que el spin de los electrones. En este caso la onda gira en el espacio y se capta en el bucle de salida.

La particularidad del filtro YIG es que puede variarse la frecuencia en una gama muy amplia de valores manteniendo un factor Q elevado (2000), lo cual permite su aplicación en analizadores de espectro o en osciladores programables. En la **Tabla 02**, se detallan algunas características de interés de los filtros mediante resonador de granate YIG.

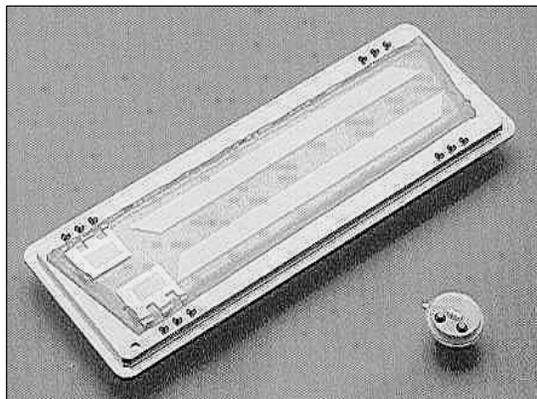
Tabla 02. Características del filtro YIG.

-Rango de frecuencia:	10 MHz a 18 GHz
-Resolución de frecuencia:	1 MHz
-Tolerancia de frecuencia:	±10 ppm
-Potencia de salida:	+13 ±3 dBm
-Ruido de fase a 100 Hz:	-65 dBc/Hz
-Contenido de espurias:	-60 dBc
-Contenido de armónicas:	-12 dBc

2.4 FILTROS MECANICOS: SAW y MEMS

SAW (*Surface Acoustic Wave*). Se fundamenta en el siguiente efecto físico: en la superficie de los sólidos se propagan ondas acústicas de baja velocidad (onda de Rayleigh) y libres de atenuación¹⁾. La onda es excitada mediante una estructura intradigital sobre un sustrato piezoeléctrico. En la **Fig 07** se observa la construcción del filtro SAW.

El sustrato es de cuarzo para frecuencias de 70 MHz (frecuencia intermedia típica en radioenlaces); por encima de dicha frecuencia puede usarse el Niobato de Litio (Li Nb O_3). La velocidad de propagación de la onda en la superficie es de 3157 m/s y 3488 m/s, respectivamente. La **estructura intradigital** se comporta como un filtro digital donde la separación entre "dientes" de cada estructura determina un retardo y la superposición determina un acoplamiento. El circuito equivalente se muestra en la misma **Fig 07**.



El valor de la frecuencia central F_0 del filtro pasabanda está definido por la relación entre la velocidad V de fase de la onda superficial y la separación entre "dientes" d (cercano a $4 \mu\text{m}$):

$$F_0 = V/2.d$$

El ancho de banda BW se relaciona con la longitud L de la estructura intradigital; es decir, con el número N total de entradas:

$$BW = V/L = V/2.N.d$$

Como se observa en la **Tabla 03** el rango de aplicación del filtro SAW queda limitado hasta frecuencias de 1 GHz. Pero se pueden obtener filtrados del tipo coseno realizado con factores Roll-off inferiores a 0,2. Se encuentran encapsulados en cajas de algunos centímetros de lado, no requieren ajustes y son de gran estabilidad y reproductividad.

Tabla 03: Características de los filtros SAW.

Centro de frecuencia F_0	10 a 1000 MHz
Ancho fraccional BW_p/F_0 (ancho banda a 6 dB/frecuencia central)	0,1 a 65 %
Factor de caída BW_r/BW_p (ancho banda al extremo/ancho a 6 dB)	1,1 a 4,0
Atenuación fuera de banda RE	10 a 70 dB
Pérdida de inserción directa RL_u	3 a 10 dB
Pérdida de inserción inversa RL_b	15 a 35 dB
Amplitud de Ripple AR	0,1 a 1 dB
Ripple de fase ΔR	1 a 10°
Ripple retardo grupo GDR	±5 nseg

MEMS (*MicroElectroMechanical System*). Este tipo de filtro ha sido desarrollado para trabajar hasta 70 MHz en el presente. Se utilizan como sensores de aceleración y para el control del flujo de aire. Se fabrican mediante bases de Silicio

¹⁾ La onda acústica de Rayleigh se aplica para la detección de elementos enterrados en investigaciones arqueológicas. Golpeando el suelo suavemente y en forma repetitiva con una masa de 20 kg se puede analizar hasta 10 m de profundidad. La velocidad de las ondas se mide con 2 detectores separados por una distancia fija. La onda se propaga más rápido en materiales duros lográndose un mapa de curvas de nivel de estructuras enterradas.

COMPONENTES: CIRCUITOS HMIC

con métodos litográficos. Los MEMS pueden obtener valores de Q de 10^5 , como los filtros de cristal pero en un espacio muy reducido sobre el mismo cristal del IC.

Están constituidos mediante dos barras de silicio paralelas, cada una de las cuales se fija a dos tirantes de silicio en los extremos. Las barras están libres para vibrar en el medio. Ambas barras se unen entre si mediante una pieza flexible también de silicio que actúa a la manera de un resorte (de $40\ \mu\text{m}$ de longitud), transfiriendo el movimiento entre las barras. Los electrodos de entrada y salida se ubican bajo las barras principales; en la entrada sirve para atraerlas y repelerlas y en la salida para generar la señal eléctrica. El movimiento de la segunda barra depende de la entrada y de la frecuencia de resonancia del sistema (el resorte de unión).

Una tensión de polarización de las barras paralelas produce además una variación en la frecuencia de resonancia del sistema haciendo al filtro programable. Los problemas que ofrecen los MEMS hacia el año 1999 y que limitan la entrada en funciones es la dependencia con la temperatura por lo que requerirían una estabilización mediante celdas Peltier; además requiere ser encapsulado al vacío y solo funciona hasta 70 MHz.

CIRCUITO DE BRANCHING

Con referencia a los componentes del circuito de branching: los filtros, circuladores, guías de onda y cables coaxiales.

1- GENERALIDADES DE CAMPO ELECTROMAGNÉTICO

1.1- CAMPO ELÉCTRICO E

Los campos electromagnéticos EH son producidos por el movimiento de cargas eléctricas. Una carga eléctrica produce un **campo eléctrico E**. Bajo la acción de un campo E las cargas que se encuentran en un conductor (electrones libres) se ponen en movimiento a fin de equilibrar el campo E exterior. El campo eléctrico existe fuera de los materiales conductores y la dirección es normal a la superficie de éstos. Esto se debe a que el campo E se distribuye en forma radial a la carga en el espacio y su arquitectura se deforma en el medio externo según la distribución de cargas y conductores cercanos.

En la práctica el campo E se puede representar por líneas de fuerza que salen desde las cargas positivas (actúan de fuente) y entran en las cargas negativas (actúan de sumidero). En los conductores, donde se tienen cargas positivas y negativas libres, tiene importancia el concepto de densidad de carga superficial. El campo E se puede caracterizar mediante la intensidad de campo que es directamente proporcional al valor de la carga. En un conductor el valor de la carga o densidad de carga no se encuentra uniformemente distribuida en todo el volumen sino que se encuentra concentrada en la superficie y aún en ella no es uniforme.

La **densidad de carga** es superficial y se incrementa en las puntas. En éstas el número de líneas de fuerza es substancialmente mayor y siguen siendo perpendiculares a la superficie. Este argumento justifica que los pararrayos se fabriquen con puntas muy agudas a fin de concentrar el campo en una pequeña zona, incrementando la diferencia de potencial y aumentando la probabilidad que la descarga atmosférica se produzca en ese punto. Una alta densidad de campo E produce una elevada **diferencia de potencial**.

Si el plano cargado que genera un campo uniforme se acerca a un conductor se produce una distribución de las cargas en el plano y en el conductor. Este fenómeno se denomina **inducción electrostática**. La carga del conductor sigue siendo nula, solo se ha producido una distribución de las cargas internas generándose una diferencia de potencial interna. El campo E sigue siendo perpendicular al conductor y a la carga.

Toda superficie que sea perpendicular en todos los puntos al campo E resulta ser una superficie de igual potencial eléctrico y se denomina **superficie equipotencial**. La separación entre superficies equipotenciales da una idea de la diferencia de potencial en la zona la cual es proporcional al número de líneas de fuerza. El hecho que el campo E se relaciona con líneas de campo que salen de la carga positiva para ingresar en la negativa produce que las cargas de distinto signo se atraen (ya que las líneas de fuerza unen las cargas) y las de igual signo se repelen (pues las líneas de fuerza no son comunes). Un conductor no cargado no puede tener un campo electrostático pues este campo E crea corriente interna de distribución de cargas producto de la diferencia de potencial que equilibra las cargas. La superficie de cualquier conductor es equipotencial a menos que se encuentre inmerso en un campo externo.

1.2- CAMPO MAGNÉTICO H

Los fenómenos relacionados con el **campo magnético H** son menos ricos que los relacionados con el campo E. Esto se debe a que mientras existen cargas eléctricas aisladas no existen cargas magnéticas aisladas. Las líneas de campo H deben cerrarse sobre sí mismas. El campo H es producido por **materiales ferromagnéticos** que se encuentran en estado libre en la naturaleza o por corrientes de cargas eléctricas. La corriente eléctrica genera un campo H circular y concéntrico con el conductor y que interacciona con cada espira del solenoide. El sentido del campo H sigue la regla del tirabuzón (en el sentido de las agujas del reloj para una corriente eléctrica entrante).

En un campo EH se describen los efectos que interesan para la propagación de ondas. Las **ecuaciones de Maxwell** describen el campo EH. En condiciones reales se requiere una energía exterior (no electromagnética) para mantener el campo EH. Esta es la base de la transformación de energía eléctrica en electromagnética. Cuando se tiene una circulación de corriente en el interior de un conductor el campo E no es nulo. Como la corriente se mueve en la superficie del conductor la superficie deja de ser un plano equipotencial. Si las corrientes eléctricas son variables se tienen fenómenos aún

CIRCUITO DE BRANCHING

más complejos que entran dentro del dominio de la **electrodinámica**. Según el criterio contemporáneo de una onda electromagnética el carácter ondulatorio es la manifestación de una ley general que señala que no existen transiciones instantáneas de interacciones. Nos interesa pues una onda de descripción senoidal que se desplaza en el vacío (medio eléctrico ideal) y que al encontrarse suficientemente lejos de la carga emisora se lo considera como un frente plano de campo EH.

1.3- POLARIZACIÓN DE LA ONDA

Los vectores que identifican el campo E y H son perpendiculares entre sí y ambos lo son a la dirección de propagación. El plano que contiene al campo E y la dirección de propagación se denomina **plano de polarización**. En un punto del espacio en particular los campos E y H varían rítmicamente de forma que mientras uno es máximo el otro es mínimo y se intercambian energía entre ambos. Según lo dicho, el campo se propaga en forma perpendicular a la dirección de transmisión y se pueden encontrar diversas polarizaciones. En general se usa la **polarización vertical V y horizontal H** (el campo eléctrico es vertical y horizontal respectivamente).

Sin embargo, si se transmiten 2 polarizaciones con igual relación de fase y distinta amplitud se tiene una polarización oblicua debido a la suma vectorial de campos. Si en cambio, la relación de fase no es nula, la diferencia de fase produce una suma vectorial que se mueve en círculos si la relación de amplitud es la unidad (igual amplitud implica **polarización circular**) o en elipse si es distinta a la unidad (distinta amplitud implica **polarización elíptica**). Las polarizaciones (plana, circular o elíptica) resultan de la suma de polarizaciones ortogonales. En los enlaces satelitales, en lugar de la polarización plana vertical u horizontal, se usa la polarización circular o elíptica. La polarización circular tiene 2 sentidos de polarización: dextrorsa y sinistrorsa. En el primero el vector gira en el sentido de propagación en dirección de las agujas del reloj.

En comunicaciones satelitales un polarizador convierte la polarización plana o lineal en circular (dividiendo la señal en 2 polarizaciones ortogonales y retrasando una respecto de la otra en un cuarto de longitud de onda) la cual se usa en el enlace radioeléctrico siendo convertida nuevamente a polarización plana en el receptor. En la práctica cuando la relación axial es inferior a 3 dB se considera que la polarización es circular y cuando es superior a 20 dB se la considera plana. La polarización elíptica se la considera como la suma de polarizaciones circulares ortogonales (dextrorsa y sinistrorsa).

CIRCUITO DE BRANCHING

2- CIRCUITO DE "BRANCHING"

El circuito de branching es aquel que direcciona mediante circuladores y filtra la señal de microondas a la salida del transmisor y a la entrada del receptor y que luego se transporta hasta el *feeder* o alimentador de antena mediante un cable coaxial o una guía de ondas. Los elementos del branching son entonces los **filtros** y los **combinadores**. Los filtros son cavidades resonantes metálicas con tornillos que penetran en la cavidad para cambiar la frecuencia de sintonía ¹⁾.

2.1- COMBINADORES

Los métodos usados para combinar y distribuir las señales desde los distintos transmisores y hacia los receptores desde el feeder son los siguientes: el combinador híbrido, el circulador y el diplexor.

-COMBINADOR HÍBRIDO. Es el más simple y menos costoso, el gran inconveniente es la gran cantidad de potencia que desperdicia. En la **Fig 01** se muestra un conjunto para un enlace de varias frecuencias principales y una de reserva. Los circuitos híbridos son pasivos, que en baja potencia pueden ser construidos mediante la tecnología HMIC de película delgada. Los separadores pueden construirse de forma tal que el nivel de cada salida sea distinto; por ejemplo un híbrido puede ser de 3 dB (50% de la potencia en cada salida), 4,8 dB (33% y 67% respectivamente) y 6 dB (25% y 75%). Pese a la pérdida de potencia el separador tiene la ventaja que no requiere filtro de canal en el transmisor por lo que se elimina el problema de la falta de linealidad de fase que normalmente se presenta en éstos.

-COMBINADOR CIRCULADOR ²⁾. Es el típico usado en sistemas de radioenlaces terrestres. Se requiere de un filtro pasabanda para permitir el paso de la señal deseada e impedir que demás canales radioeléctricos ingresen al transmisor. De esta forma la señal de un canal no puede ingresar a través del filtro de otro canal y es reflejada hacia adelante.

-COMBINADOR DIPLEXOR. Es el método más eficaz de acoplamiento. Cada diplexor usa 2 filtros y 2 híbridos, con lo cual actúa como un filtro direccional. La señal que ingresa por la puerta 1 sale por la 2. Si una pequeña porción de potencia se acopla por la puerta 3 y es adaptada por el filtro pasabanda se disipa en la puerta 4; si, en cambio, se refleja en el filtro se disipa en la terminación cargada del diplexor inferior. La pérdida que se tiene en total es de solo 0,75 dB. Este sistema, más costoso, pero eficiente, se suele usar en enlaces radioeléctricos por satélite.

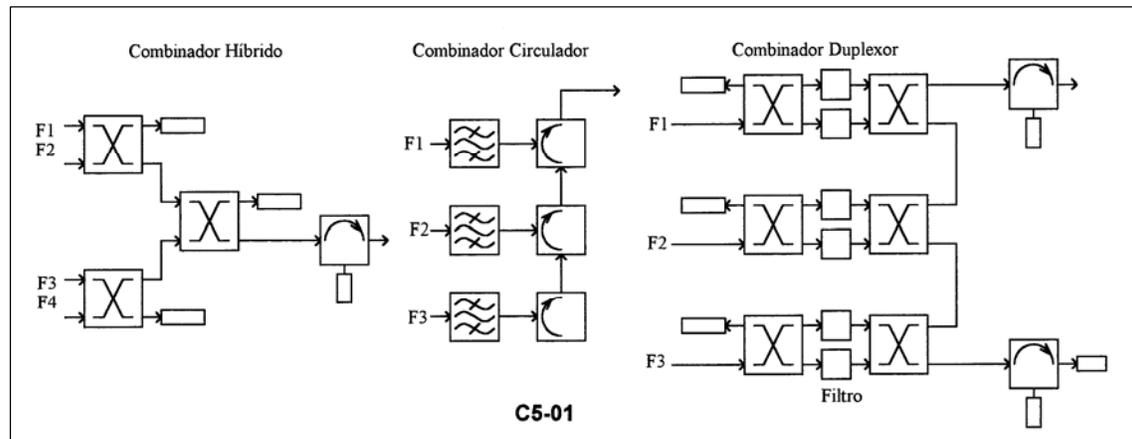


Fig 01. Circuitos de branching.

¹⁾ La salida desde el equipo transreceptor hacia el circuito de branching se efectúa a través de un **conector** cuyo tipo no es único, aunque pueden distinguirse principalmente 3 tipos: **BNC** (*Bayonet Navy Connector* hasta frecuencias de 2 GHz), **N** (*Navy* hasta 18 GHz) y **SMA** (*Subminiature-A* para frecuencias superiores a 2 GHz y hasta 24 GHz). Varios comités de normalización han previsto normas sobre conectores. La ASA/ANSI (*American Standards Association-American National Standard Institute*) en los años 1960 y la IEEE en 1968 (Std 287) se ocupan de normas al respecto. En la actualidad el IEC en los estudios 169 y 457 menciona los conectores C, N, SC, TNC, SMA, SMB, SMC.

²⁾ El nombre circulador deriva del latín *circulatore*, identificaba a los músicos del imperio romano que tocaban en las calles y el público se disponía en círculo en torno a él y al final del acto dejaba su modesta contribución.

CIRCUITO DE BRANCHING

CIRCULADORES. Un circulador típico para guía de onda en la banda de 2 GHz introduce una atenuación de 0,2 dB en el sentido de la flecha y tiene una aislación en el sentido inverso del orden de 25 dB. La **RL** (*Return Loss*) es mayor a 25 dB. El circulador funciona gracias al **material ferromagnético ferrite** el cual, para disponer de una premagnetización, se coloca junto con un imán en un circuito magnético cerrado mediante una cápsula de hierro. De los varios tipos de ferrite se usan el granate de itrio para frecuencias hasta 6 GHz y ferritas de espinel para frecuencias superiores. Los circuladores son contruidos hoy día mediante pistas en Y de película delgada terminadas en conectores coaxiales o mediante guía de onda rectangular.

En las comunicaciones por satélite, debido a que la potencia que se maneja es muy elevada (llega a más de 1 kw), los filtros y circuladores son especiales. Por ejemplo, el calentamiento de un filtro de cobre produciría un desplazamiento de frecuencia de unos 8 kHz por cada 25 °C de cambio. Por ello, los filtros son de Invar o enfriados para compensar la temperatura. El circulador se lo utiliza para 3 aplicaciones en el *branching*:

- Como **aislador** entre etapas amplificadoras de potencia para evitar reflexiones de señal.
- Como **sumador** de señales de RF en los sistemas con diversidad de frecuencia.
- Como **separador** de RF de transmisión y recepción en la entrada coaxial o guía-ondas.

2.2- FILTROS DE RADIOFRECUENCIA

Siguiendo a la **Fig 01** se observa que por ejemplo la frecuencia f_3 que proviene del filtro pasabanda de canal es direccionado por los circuladores hacia el filtro de canal de f_2 . Allí sufre una reflexión y se dirige, junto con f_2 hacia el circulador y filtro de canal de f_1 . La pérdida introducida por el filtro pasabanda de canal está dada por el hecho que el ancho de banda relativo es del 1% referido a la portadora central de la banda. Conocida la reciprocidad entre las pérdidas y el producto del ancho de banda pasante relativo y del factor Q está claro que se requiere un factor Q lo más grande posible para no degradar la calidad del sistema.

Los filtros de canal mediante **película delgada** no son utilizables debido a la desfavorable distribución de corriente eléctrica muy concentrada y por lo tanto se incrementan las pérdidas. Se recurre entonces a resonadores de cavidad. En éstos el factor Q aumenta con la raíz cuadrada de la frecuencia por efecto pelicular, lo cual es válido para volúmenes decrecientes con el aumento de la frecuencia. En general se usan **resonadores coaxiales** hasta 2 GHz y de **cavidad** para frecuencias superiores. Para otorgar suficiente estabilidad frente a cambios de temperatura se usan materiales especiales para construir las cajas metálicas. Para reducir las pérdidas las placas de acero son revestidas en plata en un baño galvanico. Como elemento de sintonía pueden usarse tornillos metálicos o dieléctricos.

CIRCUITO DE BRANCHING

3- CABLES COAXIALES Y GUÍAS DE ONDA

3.1- CABLES COAXIALES

El cable coaxial está construido con una guía de ondas circular y un conductor central aislado. Es una guía de ondas ya que direcciona el campo electromagnético en su interior. La guía más sencilla es un plano conductor; desde luego que las pérdidas son elevadas pero el principio por el cual se guía una onda mediante el movimiento de cargas en un conductor es idéntico. Para frecuencia inferiores a 3 GHz son conductores coaxiales mientras que por encima de ésta se recurre a la guía de ondas sin conductor central. Existen 3 tipos de guía de onda **rectangulares, circulares y elípticas**.

Las condiciones que debe satisfacer el campo EH en el interior del coaxial o la guía son las siguientes (**condiciones de contorno** de las leyes de Maxwell):

- El vector de campo E debe ser perpendicular a la superficie metálica y el de campo H debe ser paralelo a la misma.
- Las líneas de campos E deben terminar en las paredes de la guía o formar un lazo y las H deben formar un lazo.
- Las líneas de campo E y H son perpendiculares entre sí.

En la **Fig 02** se muestra un ejemplo para el caso de una guía de ondas rectangular. Obsérvese que la corriente de conducción superficial en el conductor se cierra por una "corriente de desplazamiento" utópica que atraviesa la guía y que crea un campo H en el sentido de las agujas del reloj. La velocidad de propagación de la onda es $V = (\epsilon_0 \mu_0)^{-1/2}$. Cuando la constante dieléctrica y la permeabilidad magnética corresponden al vacío la V es el valor c de 300.000 Km/s. Un coaxial de 2,6/9,5 mm tiene una L de 0,28 mH/Km y una C de 48,5 nF/Km lo que determina una velocidad V de 270.000 Km/s.

La **impedancia característica** está dada por

$$Z_0 = (\mu_0 / \epsilon_0)^{1/2} = (L/C)^{1/2}$$

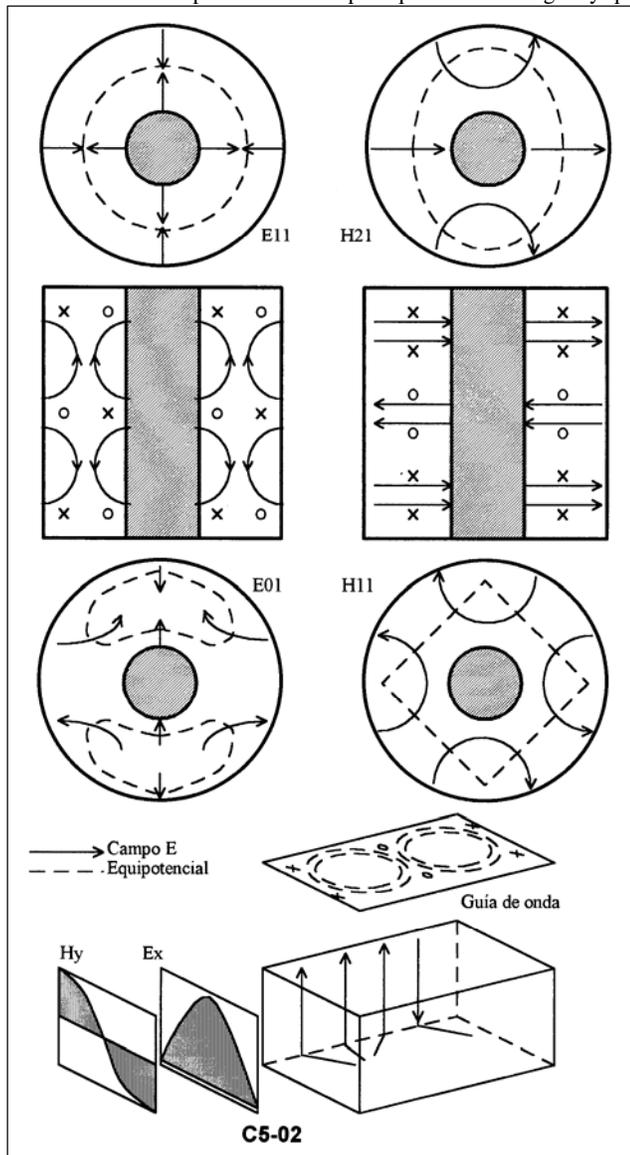
que para el vacío corresponde a 377 ohm y para el coaxial del ejemplo a 75 ohm.

La **atenuación** en la guía de ondas o coaxial se produce si los campos EH reciben reflexiones en grietas o ranuras o si la corriente sufre atenuación por resistencia del metal. El cable coaxial, construido con un conductor central y un aislante helicoidal de separación tiene constituciones típicas de acuerdo con el diámetro de los conductores. Si denominamos d al diámetro exterior del conductor interior y D al diámetro interior del conductor exterior se puede señalar que la atenuación es mínima cuando la relación D/d es 3,591.

En aplicaciones de microondas hasta los 3 GHz, debido que por encima de este valor la atenuación del cable sería intolerable, se usan los conductores 9,2/29 mm y 18,6/51 mm conocidos como coaxiales de 7/8" y 1,5/8" respectivamente. Estos coaxiales se usan en las bandas de 0,5 a 3 GHz con atenuaciones que van desde 0,08 a 7,2 dB/100m y desde 0,04 a 3,9 dB/100m respectivamente.

La impedancia del cable, guía, filtros, circuladores y antena debe ser 50 ohm. Para obtener esta impedancia se debe tener en cuenta que la impedancia característica de un coaxial es:

$$Z_0 = 60 \cdot \ln(D/d)$$



CIRCUITO DE BRANCHING

$$\sqrt{\epsilon_r}$$

Si D/d es 3,591 y usamos como aislante el polietileno PE que dispone de una constante dieléctrica $\epsilon_r = 2,3$ la impedancia resulta de 50,5 ohm, en cambio con aislante de teflón PTFE con una $\epsilon_r = 2,07$ se llega a la $Z_o = 53,2$ ohm. Para el conductor coaxial 9,2/29 mm, donde la relación D/d es 3,152, se tiene (con teflón como aislante) una impedancia de 47,87 ohm.

NOTA: Se ha normalizado la impedancias de 50 ohm para componentes de radiofrecuencia y microondas y 75 ohm para frecuencia intermedia. En términos de **mínima atenuación** la relación de conductores debe ser 3,6 y la impedancia resulta 77,5 ohm. La atenuación se incrementa menos del 10% entre 50 y 107 ohm.

En términos de **máxima potencia de transmisión** la relación de diámetros óptima es 1,65 lo que determina 30 ohm de impedancia. Dicho resultado se obtiene de la potencia P expresada como:

$$P = V^2/Z_o \quad \text{donde}$$

$$V = E_s \cdot d \cdot \ln(D/d) \quad \text{y} \quad Z_o = 130 \cdot \log(D/d)$$

Donde D/d es la relación de diámetros, E_s es el campo eléctrico de ruptura (en el aire es 30.000 V/cm) y V es el voltaje entre conductores. En frecuencia intermedia IF se prioriza la atenuación mínima y en radiofrecuencia RF un balance de ambas condiciones.

NOTA: En cuanto hace a la atenuación relativa en función de la relación de diámetros se puede obtener mediante la expresión:

$$At = \frac{(R_s \cdot \sqrt{\epsilon_r} / \pi \cdot D) \cdot (1 + D/d)}{120 \cdot \ln D/d}$$

donde R_s es la resistencia superficial del conductor. En la **Tabla 01** se encuentran las características de coaxiales de material de cobre aislado en polietileno, (Impedancia 50 ohm).

Tabla 01: Características comerciales de cables coaxiales.

Denominación	3/8"	1/2"	7/8"	1:5/8"
Diámetros en mm	3,9/12,3	4,8/13,7	9,2/25,4	18,6/46,5
Peso en kg/m	0,37	0,35	0,88	1,40
Frecuencia	dB/100m			
500 MHz	4,1			
800 MHz	8,5		3,5	1,88
1000 MHz	7,5			
1500 MHz	11,9		4,9	2,6
2000 MHz	14	11,6	5,8	3,1
3000 MHz	17,7	13,2	7,2	3,9

Referencia: Cables coaxiales *Siemens*

3.2- GUÍA DE ONDAS

La forma en que se distribuyen los campos E y H en el interior del coaxial o guía de ondas se denomina **modos de transmisión**³⁾. Cuando la onda que se propaga es plana las componentes de los campos E y H en el sentido de propagación es cero, a este campo se lo llama **onda transversal electromagnética TEH**. Si sólo se anula el campo eléctrico se trata de una onda transversal eléctrica TE y si se anula el campo magnético se trata de una onda transversal magnética TH. En el cable coaxial, como en la guía de onda circular, los modos de propagación se numeran de acuerdo con el número de medias longitudes de onda a lo largo de la circunferencia y en el radio. Por ejemplo, en $TE_{m,n}/TH_{m,n}/TEH_{m,n}$ se representa con m el número a lo largo de circunferencia y n en el sentido radial.

GUÍA DE ONDAS RECTANGULAR.

En la guía de onda rectangular el número de modos de propagación se numera de acuerdo con las medias longitudes de onda que hay en cada cara (m y n). Las

Tabla 02: Guías de ondas rectangulares.

Dimensión	Banda de frecuencia	Atenuación
58,7 x 29,08 mm	3,3 a 4,9 GHz	20 dB/100m
34,85 x 15,80 mm	5,85 a 8,2 GHz	30 dB/100m
19 x 9,50 mm	10 a 15 GHz	66 dB/100m

³⁾ La primera guía de ondas fue ensayada por **G.C.Southworth**-1931 usando cañerías de agua de cobre con un diámetro de 2 a 5 pulgadas para transmitir una señal de 2000 MHz.

CIRCUITO DE BRANCHING

dimensiones de las guías rectangulares responden a la relación 2:1 entre caras y por ser rígidas se instalan por tramos. En la **Tabla 02** se tienen los tipos de guías rectangulares.

Las dimensiones de las guías de onda rectangular, circular y elíptica están contenidas en IEC-153/154. La guía de onda más usada para enlaces terrestres es la **guía elíptica** debido a que en su construcción se usa chapa de cobre corrugada de sección en forma de capullo. Permite que se adapte a curvaturas.

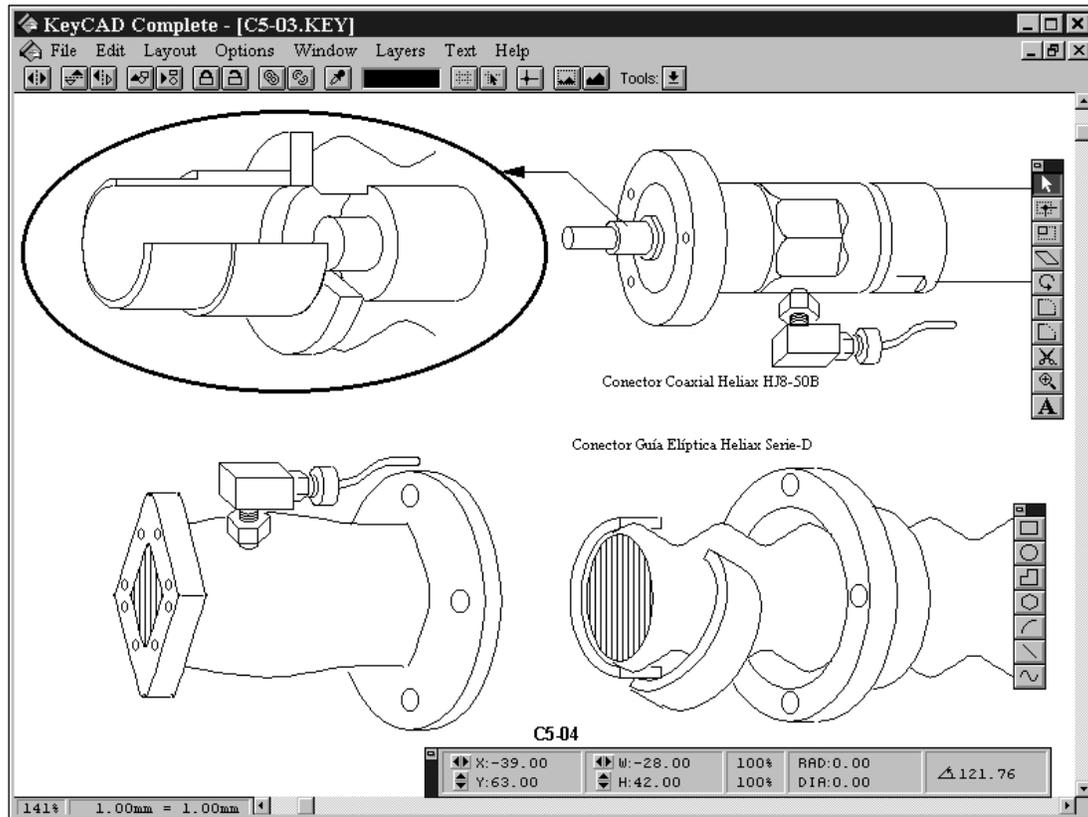
GUÍA DE ONDA ELÍPTICA. La guía elíptica tiene una cubierta de protección de goma que está aislada del cobre por un estrato de *Polymert* que evita la catalización del metal e introduce un leve escurrimiento entre ambos estratos extremos favoreciendo la flexibilidad. La guía flexible se instala en un solo tramo lo cual permite reducir el tiempo de instalación pero es más cara que las guías rígidas rectangulares o circulares. Otro problema que tiene es que si luego de la instalación la medición de **ROE** (relación de onda estacionaria) no es buena se debe reemplazar la totalidad de la guía.

Tabla 03: Características comerciales de guías de onda elípticas.

Banda de frecuencia	Atenuación dB/100m	Pérdida retorno dB
1,70 a 2,30 GHz	1,51 a 1,07	19,1 a 19,1
2,50 a 2,70	1,45 a 1,39	23,1 a 23,1
2,90 a 3,40	2,22 a 1,86	20,8 a 23,1
3,10 a 4,20	2,67 a 2,09	20,8 a 23,1
4,40 a 5,00	4,54 a 3,69	23,1 a 23,1
5,60 a 6,42	4,13 a 3,80	23,1 a 23,1
5,92 a 7,12	4,88 a 4,3	23,1 a 23,1
7,10 a 7,75	4,90 a 4,69	23,1 a 23,1
7,10 a 8,50	6,28 a 5,58	23,1 a 23,1
8,50 a 9,80	11,31 a 9,50	22,1 a 22,1
10,50 a 11,70	10,44 a 9,68	23,1 a 23,1
11,70 a 13,25	12,28 a 11,38	23,4 a 23,1

En la **Fig 03** se muestra el diagrama de variación de la atenuación en función de la frecuencia para distintas guías de onda elíptica, mientras que en la **Tabla 03** se dispone de la atenuación extrema de cada tipo en distintas bandas y el valor de pérdida de retorno RL en dB. En la **Fig 04** se presentan los conectores para el extremo de un cable coaxial y una guía de ondas elíptica. Se observa el conector de entrada del sistema de presurización.

Referencia: E.Waveguide. *HeliAx-Andrew*



El sistema de presurización (ver fotografía) consiste en mantener la presión de aire seco interior del cable o guía por encima de la presión atmosférica para evitar la penetración de humedad. En caso de normalidad se obtiene una situación de estanquidad, mientras que cuando existe una fuga de aire se pasa a un régimen de alarma determinado por el flujo

CIRCUITO DE BRANCHING

resultante. El sistema tiene una autorealimentación de manera que mantiene el nivel de presión P0 en el entorno de 20 y 60 gr/cm². En caso de falla de este nivel de presión se emite una alarma transmitida a distancia por el sistema de telesupervisión.

En las guías de onda o cable coaxial se define la **longitud de onda de corte**. Es un parámetro geométrico que determina la mínima frecuencia que se propaga por la guía. En una guía de onda elíptica se expresa como:

$$\lambda_c = \frac{\pi \cdot a}{q} \cdot (1 - b^2/a^2)^{1/2}$$

Donde q es el primer parámetro nulo de la función elíptica de Mathiew modificada de primer orden y primer tipo. Los valores 2a y 2b es el ancho y alto de la elipse. Se distinguen 2 tipos de velocidades en la guía de ondas: la **velocidad de fase Vp** (velocidad aparente con que la fase cambia a lo largo de la guía) y la **velocidad de grupo Vg** (velocidad con que se propaga la energía de la onda). La Vg se calcula mediante:

$$V_g = c \cdot (1 - (f_c/f)^2)^{1/2}$$

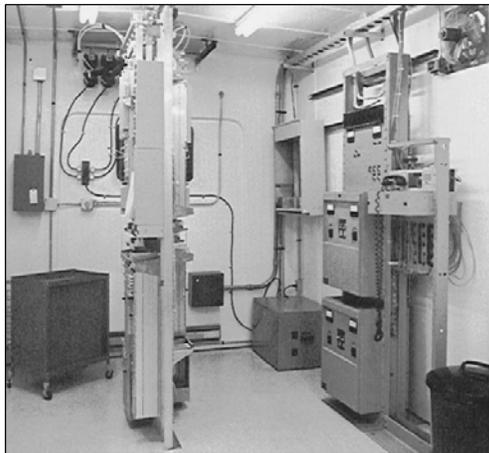
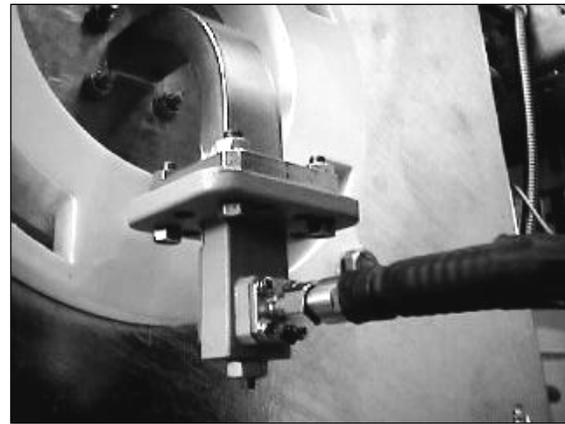
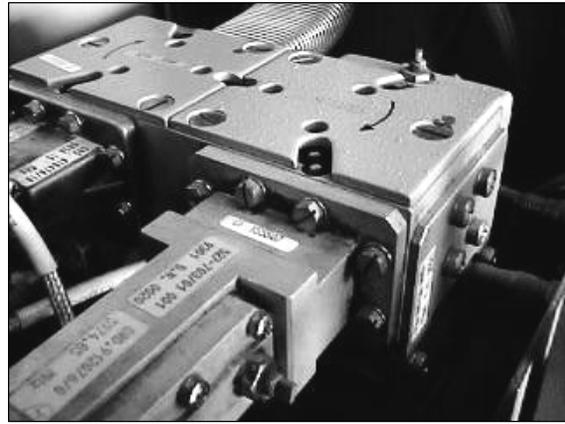
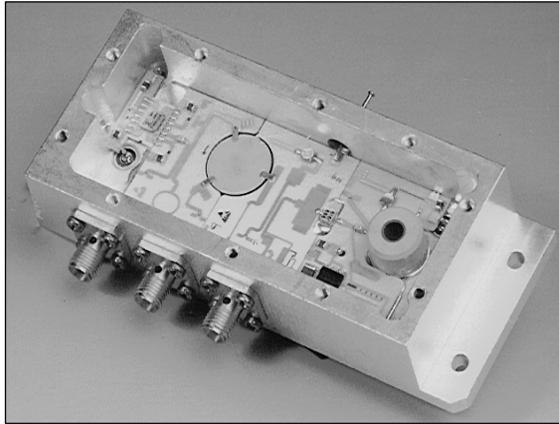
Cuando la relación entre b/a es de 0,52 la zona lineal de aplicación de una guía de onda flexible es desde f/fc=1,48 hasta 1,8 (zona lineal en la **Fig C5-03**). La impedancia que ve una onda Tm,n en la guía se expresa mediante:

$$Z_{m,n} = \frac{Z_0}{[1 - (f_{m,n}/f)^2]^{1/2}}$$

donde Z0 es la impedancia del espacio libre que corresponde a 377 ohm. Cuando la frecuencia de funcionamiento se aproxima a la frecuencia de corte la impedancia se aproxima al infinito lo cual produce la reflexión total de la onda.

CIRCUITO DE BRANCHING

LAMINA. Arriba se muestra un oscilador DRO y un circuito de branching (circulador, filtro y conector hacia el cable coaxial). Debajo se muestra el interior de una estación repetidora de radio y conectores típicos de RF y microondas.



ANTENAS PARA MICROONDAS

Sobre los distintos tipos de antenas y las principales características de radiación de las antenas para enlaces de microondas.

1- DEFINICIONES

1.1- RADIADORES DE CAMPO EH

La primera antena de referencia, ideal por definición, es la **antena isotrópica**¹⁾. La emisión hipotética de tal radiador es homogénea e isotrópica (omnidireccional) en todas las direcciones del espacio. Si dibujamos en escala, en torno al elemento de radiación, la energía emitida en cada dirección tendrá una superficie característica que para la antena isotrópica es una esfera con centro en la antena.

Un radiador real de energía electromagnética es el **dipolo de Hertz**. Es una antena filiforme de longitud L despreciable respecto de la longitud de onda. A lo largo del conductor la distribución de la corriente que genera el campo resulta uniforme. El dipolo se puede asemejar a un elemento abierto de corriente alterna donde las cargas oscilan desde un extremo al otro. En el espacio cercano a la antena (**campo cercano**) predomina el campo de inducción de carácter estacionario caracterizado por la transferencia de energía desde la fuente al espacio circundante y viceversa.

Más allá de una distancia igual al valor de la longitud de onda el campo se hace transversal TEH y mucha más lejos es un campo plano. A éste se lo denomina **campo lejano** (Zona de Fraunhofer) el cual considera despreciable la diferencia de fase de las ondas que arriban desde los distintos puntos del radiador. Las características de radiación del dipolo es lambertiana o sea que se reduce con factor igual al coseno del ángulo respecto de la dirección de máxima directividad (perpendicular al dipolo).

En el campo lejano las líneas de campo E son cerradas y las concentraciones de líneas de campo E y H es coincidentes. Las del campo H son circunferencias concéntricas en planos perpendiculares al eje del dipolo. El dipolo real consta de dos vástagos de conductores aislados entre sí de forma que la distribución de corriente en el dipolo son del orden de la longitud de onda.

1.2- ANTENAS REFLECTORAS TÍPICAS

En los enlaces radioeléctricos terrestres por problemas de interferencias se requieren reflectores adicionales de alto rendimiento y ancho de banda. Se han adoptado viseras recubiertas de material absorbente que disminuyen los campos difusos. En una antena parabólica típica una onda esférica procede del alimentador de la antena el cual actúa de fuente primaria y es transformada en una onda plana tras el paso por el reflector. El problema reside en iluminar el reflector desde el foco del mismo. En la **Fig 01** se ha resumido algunos tipos de reflectores para antenas directivas de enlaces radioeléctricos terrestres.

El reflector de la antena debe cumplir la condición de entregar una onda plana a la salida del mismo. En teoría el **alimentador** es una fuente puntual que alimenta al reflector que está situado en el foco de la parábola. En la práctica ocupa un espacio y no satisface el diagrama direccional. La energía radiada por el alimentador desborda al reflector y produce una emisión espuria que crea lóbulos laterales.

Una solución es colocar una superficie absorbente y otra es reducir la irradiación del iluminador sobre el borde de la parábola con lo cual se reduce tanto el lóbulo lateral como se incrementa la ganancia total del reflector. Los sistemas comunes de reflectores e iluminadores son el alimentador en el foco de una **parábola**, en **Cassegrain** y en **Gregorian**.

¹⁾ Fueron **A.Popov** y **G.Marconi**-1895 quienes encontraron que un cable largo y vertical funcionaba como antena para emitir y recibir ondas de radiofrecuencia. Por semejanza con las antenas de los insectos se las llamó de ésta forma. Marconi en 1901 emitió ondas de radio desde Inglaterra y se captaron en Terranova; el 12/12/1901 se considera el día de invención de la radio.

ANTENAS PARA MICROONDAS

-La **Parábola** tiene la ventaja de que el bloqueo por parte del iluminador de la abertura de la antena es reducido y la bocina alimentadora es reducida y pequeña. Sin embargo, requiere de tramos de cable coaxial o guía de onda largos. Es la antena típica usada para radioenlaces terrestres. Por debajo de 2 GHz se usan antenas grilla (*Grid*).

-La **Cassegrain** se basa en un doble reflector diseñado por Cassegrain en el siglo XVII para telescopios ópticos. Está formada por un reflector principal y otro auxiliar que corresponde a una porción de parabolóide. Esta antena se la usa para producir elevadas atenuaciones en el lóbulo secundario y obtener pequeños ángulos de irradiación. El sistema Cassegrain permite ubicar la bocina con un tramo de guía menor pero el subreflector bloquea gran parte de la apertura y el desbordamiento aumenta los lóbulos laterales. Esta antena es la usada en la mayoría de los enlaces satelitales.

-El **reflector Off-set** está para evitar el bloqueo de la apertura del reflector por parte del iluminador (enfoque descentrado del reflector). De tal tipo de antenas surge el **reflector horn** ampliamente utilizado en enlaces para obtener una elevada ganancia, buena discriminación a la polarización cruzada y gran ancho de banda. El costo es, sin embargo, bastante superior a las antenas parabólicas normales. La aplicación de las antenas depende de la congestión del enlace y la capacidad:

Tabla 01: Antenas referido a congestión y capacidad.

Capacidad	Muy alta	Alta	Media	Baja
Muy alta congestión	Horn	Horn	Horn	Horn
Alta	ADV-S	ADV-S	ADV-S	ADV-S
Media	ADV-S	Shield	Shield	Standard
Baja	Shield	Standard	Grilla	Grilla

ADV-S = Advanced Feed System-Shield

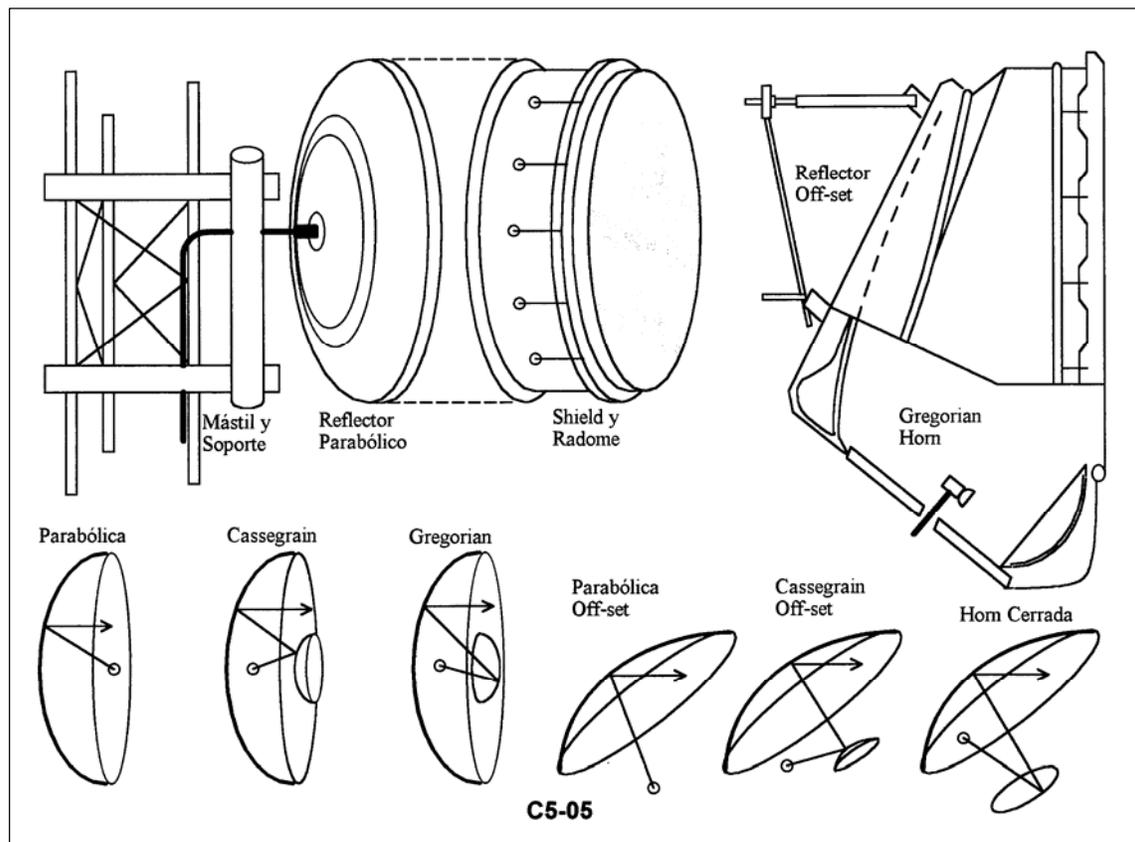


Fig 01. Definiciones para antenas con reflector parabólico.

1.3- CONSTRUCCIÓN DE UNA ANTENA

El alimentador o iluminador de la antena se une a la guía de ondas y termina en un *radome* de teflón que permite la estanquidad del flujo de presurización de la guía. El teflón es transparente a la radiación electromagnética.

REFLECTOR PARABÓLICO: se construye de fibra de vidrio o aluminio. El caso de fibra de vidrio se construye con un laminado reforzado con resina poliéster; la superficie se metaliza con Zinc. La superficie interna de la parábola está metalizada y se coloca una visera (de fibra de vidrio o aluminio) con cobertura absorbente para reducir el lóbulo lateral de

ANTENAS PARA MICROONDAS

irradiación (entre 70 y 180°) con el propósito de mejorar las prestaciones frente a las interferencias. Esta cobertura se conoce como *Shield*.

RADOME EXTERIOR: es de fibra de vidrio o tela de Hypalon e impide la acumulación de nieve o la carga del viento sobre la antena. Se realiza en forma plana cuando existe shield o de lo contrario es parabólico. El material es de Hypalon o Raydel en el primer caso o de fibra de vidrio reforzada con resina en el segundo. El radome introduce una atenuación entre 0,2 y 0,4 dB para diámetros de 1 a 4 m de antena en las bandas hasta 4,2 GHz; aumenta a valores desde 0,4 a 1 dB en las bandas hasta 6,4 GHz; a 1,2 dB hasta en las bandas hasta 8,5 GHz y desde 1 a 2,5 dB las bandas de 13,2 GHz. El *shield* tiene un compensador de presión consistente en un tubo de descarga que permite la variación de la presión interna y el equilibrio con la externa cuando el viento acciona sobre el radome.

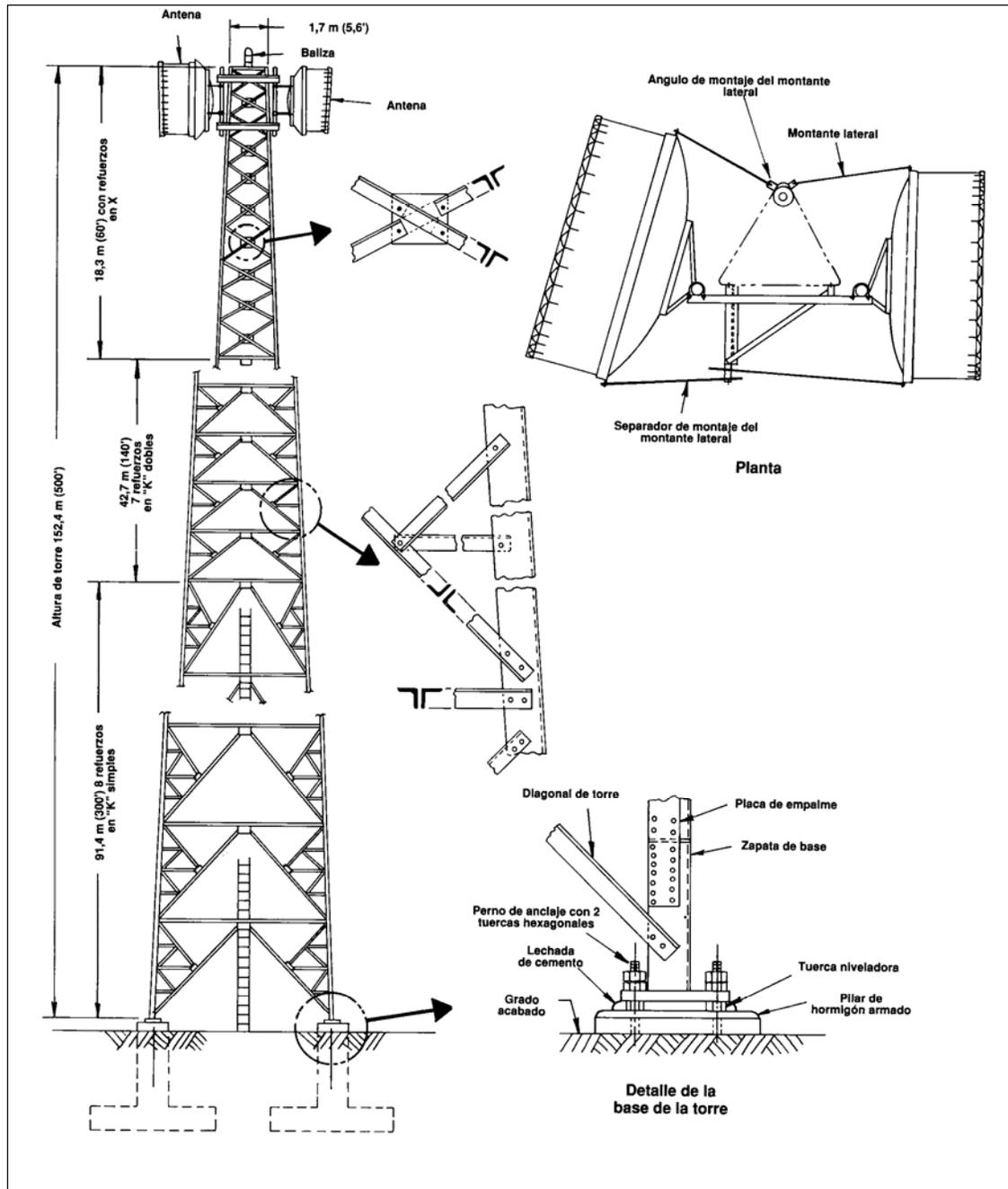


Fig 02. Layout de una torre y antena.

ANTENAS PARA MICROONDAS

EFICIENCIA: en una antena se ve reducida la ganancia por las siguientes causas:

- Spill over*: La potencia incidente es irradiada en todas las direcciones por el borde de la parábola (rendimiento 90%).
- El iluminador tiene un diagrama de emisión que abarca más que la superficie de la antena (rendimiento de 70%).
- El iluminador absorbe parte de la energía reflejada en la parábola por que obstruye el camino (rendimiento de 95%).
- La rugosidad del reflector produce una diferencia de fase en las ondas reflejadas (rendimiento de 93%).
- Se genera una diferencia de fase cuando el iluminador no está exactamente en el foco de la parábola (rend. 98%).
- Como el reflector no es un conductor ideal parte de la energía penetra en el material y es absorbida (rendimiento 99%).

Las características ambientales y climatológicas se encuentran en **IEC 68-2** para baja temperatura, alta temperatura, radiación solar, vibración, niebla salina, lluvia y salpicaduras, saltos en carga suelta. Las **condiciones típicas de funcionamiento** de una antena son: Temperatura entre -40 y +60 °C; Humedad entre 0 a 100%; Flexión con viento: de <0,1° a 110 Km/h (EIA RS195B/222D); Supervivencia: 200 Km/h.

ANTENAS PARA MICROONDAS

2- CARACTERÍSTICAS DE LAS ANTENAS

Para la definición de las características en una antena seguir la **Tabla 02**.

GANANCIA DE ANTENA: Para una antena la relación entre la ganancia (respecto de la antena isotrópica en la dirección de máxima directividad) y el área eficaz es una constante igual a $\lambda^2/4\pi$, con λ la longitud de onda. La ganancia de una antena puede obtenerse en forma matemática mediante la expresión:

$$G = 10 \cdot \log \{4\pi A_o / \lambda^2\}; \quad \text{con} \quad A_o = \eta \cdot \pi \cdot (d/2)^2$$

Donde A_o es la superficie efectiva proyectada de la abertura del reflector, λ es la longitud de onda en el espacio libre, d el diámetro de la antena y η la eficiencia de la apertura expresada en %. Por lo tanto, se observa que la ganancia de una antena es proporcional a la frecuencia, la eficacia de la apertura y el diámetro del reflector. Lo cual queda comprobado del análisis de los valores de la **Tabla 02**. En la práctica la eficiencia η se encuentra entre el 50 y 75 % (cociente entre el área eficaz y el área real de la antena). En **Fig 03** se muestra un diagrama típico de irradiación de una antena parabólica disponible por un fabricante de antenas. En este esquema se observa el diagrama de irradiación principal y una envolvente aproximada teórica.

ENVOLVENTE DE GANANCIA. Se trata de la ley teórica determinada por:

$$G = 52 \text{ dB} - 10 \cdot \log D/\lambda - 25 \cdot \log \phi$$

Donde, D/λ es la relación entre el diámetro de la antena y la longitud de onda. El valor de ϕ es válido entre ϕ_1 y ϕ_2 . El ϕ_1 corresponde a $100 \cdot \lambda/D$ y ϕ_2 al mínimo valor constante. Los valores son:

D/λ	G_o dB	ϕ 3 dB	ϕ_1	ϕ_2
15	31	4,7	6,7	40
20	34	3,5	5	36,5
25	36	2,8	4	33
30	37	2,3	3,3	30
40	40	1,7	2,5	27,5
50	42	1,4	2	25
60	43	1,2	1,7	23
80	46	0,9	1,25	21
100	48	0,7	1	19

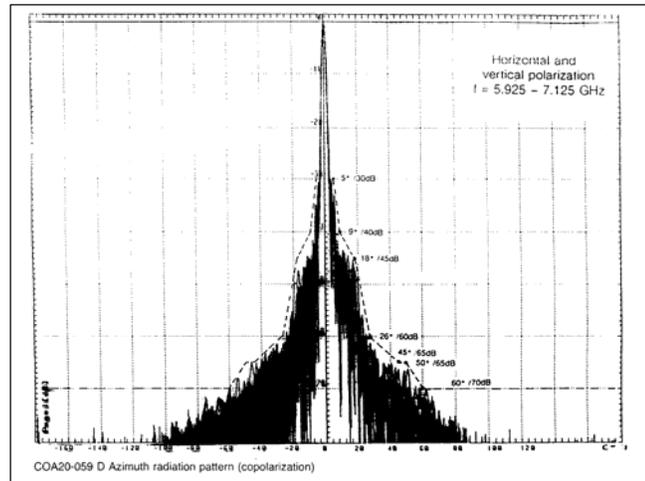


Fig 03a. Diagrama de irradiación de una antena parabólica.

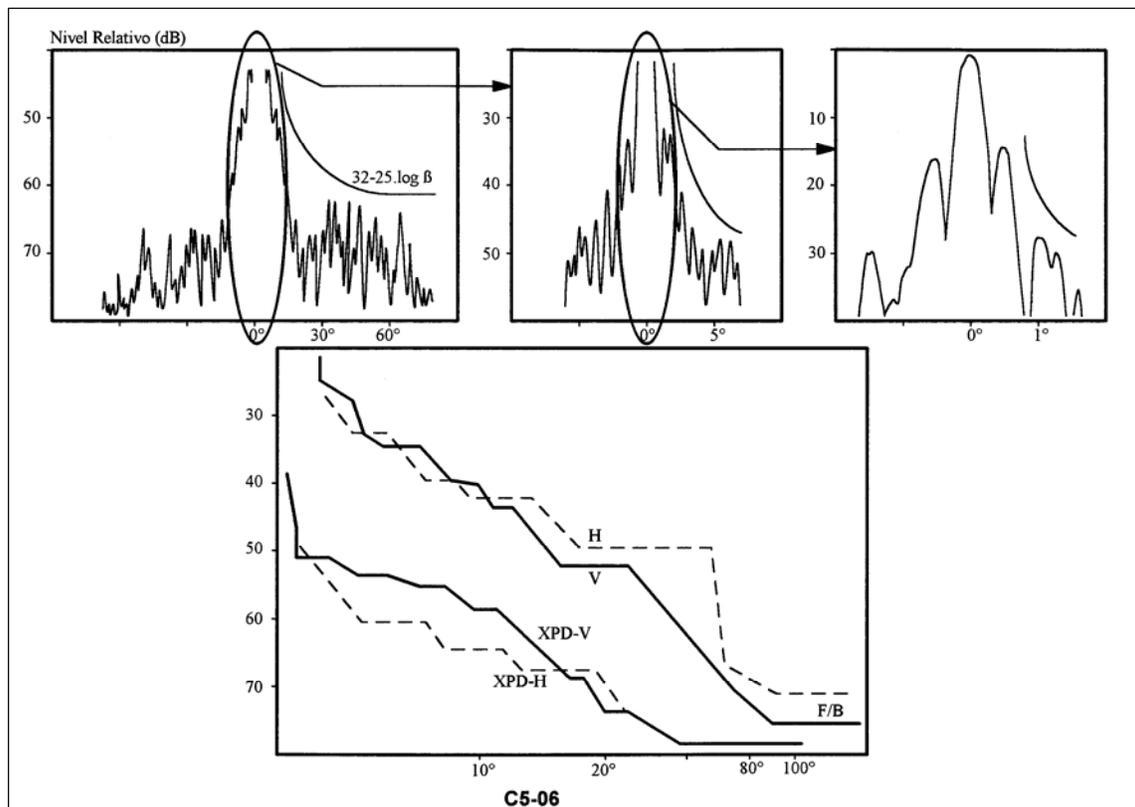
En la **Tabla 03** resumen las principales características de las antenas parabólicas para enlaces terrestres en distintas bandas de frecuencias y con distintos diámetros. Se indican los valores de ganancia en dB en la dirección de máxima directividad; la discriminación a la polarización cruzada XPD en dB en la misma dirección (el valor de XPD disminuye en la medida que el ángulo respecto de la dirección de máxima directividad aumenta); la relación frente-espalda F/B en dB y la pérdida de retorno (desadaptación de impedancias) en dB. Referencia de antenas Andrew.

ANTENAS PARA MICROONDAS

Tabla 02: Características definidas sobre una antena reflectora.

PRX vs Φ	Se trata del diagrama de irradiación . Pueden obtenerse el diagrama medido y diagrama garantizado por el productor de antenas (Fig C5-06).
Ga dB	Ganancia de potencia respecto de la antena isotrópica. El valor se define para el campo lejano y considerando la propagación libre. A la dirección donde se tiene el máximo de ganancia se la define mediante el concepto de directividad. Las antenas directivas tienen ganancia de potencia en alguna dirección y pérdida (atenuación) en otras.
Φ	La mayor directividad se obtiene con las antenas con reflector como se observa en la Fig 03a/b . En el diagrama de irradiación se define la dirección de máxima directividad caracterizada por el ángulo inicial de 0° y con un nivel de referencia de 0 dB.
HPBW	(<i>Half Power Beam Width</i>) Es el ángulo que corresponde a una caída de 3 dB (mitad de potencia) del nivel respecto al ángulo 0° . Una antena de buena directividad tiene un valor de HPBW pequeño.
F/B dB	(<i>Front to Back ratio</i>) Corresponde a la relación en dB de la potencia emitida en el ángulo de 180° respecto a 0° .
XPD dB	(discriminación a la polarización cruzada) Corresponde a la relación en dB entre el nivel de señal con una polarización recibida y el nivel de la polarización octogonal. XPD se reduce con el aumento del ángulo. La definición prevé tomar la relación entre el valor de la polarización directa en el ángulo de 0° y el valor de la polarización cruzada en el ángulo correspondiente a la caída de 6 dB en la polarización directa.
RL dB	(<i>Return Loss</i>) Se define la pérdida de retorno o coeficiente de reflexión en base a la Z_0 (impedancia característica de la línea de 50 ohm) conectada a la antena y Z_a la impedancia de la antena a la frecuencia de medida. El coeficiente de reflexión vale $\rho = (Z_a - Z_0) / (Z_a + Z_0)$.
BW MHz	(<i>BandWidth</i>) La antena es útil en el rango de frecuencia (ancho de banda) donde tiene una buena adaptación de impedancia; es decir, mientras el coeficiente de reflexión ρ es menor a un valor entre 0,01 y 0,03.
Área Eficaz	Se denomina de esta manera a la capacidad de una antena de captar energía del espacio. Se define (en condiciones ideales de polarización y de adaptación de cargas) como la relación entre la potencia disponibles en los terminales de la antena y el flujo de potencia incidente. El valor del área eficaz se manifiesta como una superficie plana paralela al frente de onda que absorbe completamente la energía que incide en ella. Se la puede llamar sección normal de absorción o captura.

Fig 03b. Diagrama de irradiación de una antena parabólica.



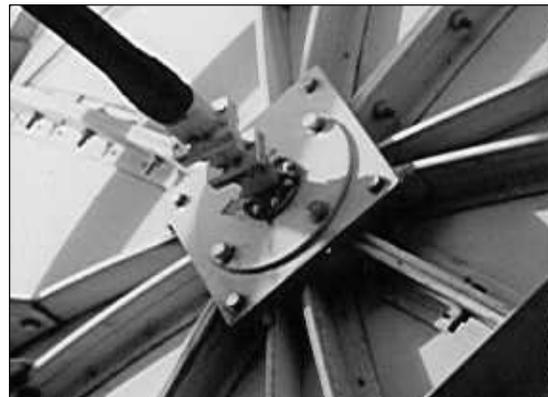
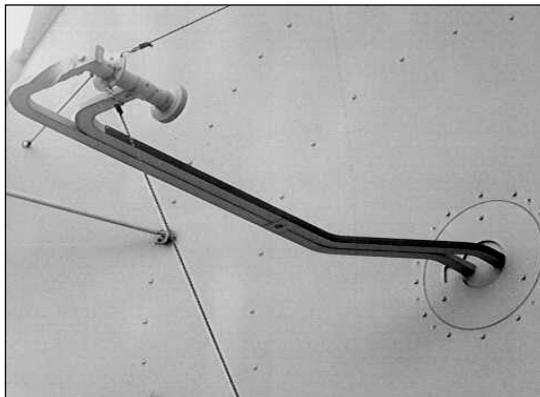
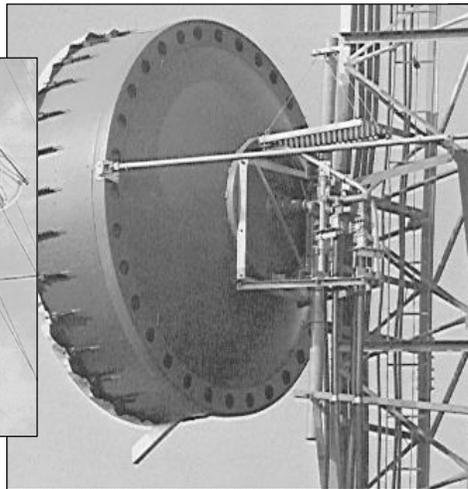
ANTENAS PARA MICROONDAS

Tabla 04. Características de las antenas parabólicas.

<i>Característica</i>	<i>Φmts</i>	<i>GodB</i>	<i>DdB</i>	<i>F/BdB</i>	<i>RLdB</i>
Frecuencia 2,3-2,7 GHz					
Antena estándar, simple polarización	1,8	31,1	32	36	20,8
	2,4	32,7	30	39	23,1
	3,0	34,6	30	44	23,1
Frecuencia 3,7-4,2 GHz					
Antena focal plana, simple polarización	3,0	39,1	28	50	30,7
	3,7	40,9	31	64	30,7
Frecuencia 4,4-5,0 GHz					
Alta performance, polarización simple, con radome plano	2,4	39,3	30	65	32,3
	3,0	41,0	30	67	32,3
	3,7	42,7	30	67	32,3
Frecuencia 5,9-6,4 GHz					
Alta performance, polarización simple, con radome plano	2,4	41,2	30	73	30,7
	3,0	42,9	30	74	30,7
	3,7	44,6	30	75	30,7
Frecuencia 5,9-6,4 GHz					
Antena focal plana, polarización simple,	2,4	40,6	28	64	30,7
	3,0	42,8	28	66	34,2
	3,7	44,6	28	68	34,2
Frecuencia 6,4-7,1 GHz					
Alta performance, polarización simple, con radome plano	2,4	42,3	30	60	34,2
	3,0	43,9	27	70	34,2
	3,7	45,6	30	71	34,2
Frecuencia 6,4-7,1 GHz					
Antena estándar, polarización simple,	1,8	39,3	30	47	26,4
	2,4	42,3	30	49	26,4
	3,0	46,1	30	52	26,4
Frecuencia 7,1-8,4 GHz					
Alta performance, polarización simple, con radome plano	1,8	40,3	30	66	30,7
	2,4	42,9	30	68	30,7
	3,0	44,8	30	70	30,7
Frecuencia 7,1-8,4 GHz					
Antena estándar, polarización simple,	2,4	42,9	30	50	26,4
	3,0	44,8	30	52	26,4
	3,7	46,3	30	54	26,4
Frecuencia 10,7-11,7 GHz					
Alta performance, con radome plano	2,4	46,6	36	75	28,3
	3,0	47,8	36	75	28,3
Frecuencia 10,7-11,7 GHz					
Antena estándar, polarización simple,	1,8	44,0	30	51	34,2
	2,4	46,4	30	53	34,2
	3,0	48,2	30	55	34,2
Frecuencia 12,2-13,2 GHz					
Alta performance, polarización simple, con radome plano	2,4	47,6	30	70	28,3
	3,0	48,8	26	71	28,3
	3,7	50,9	30	70	28,3

ANTENAS PARA MICROONDAS

LAMINA. Desde arriba hacia abajo. Instalación de guías de onda sobre una torre. Antenas de tipo Grid para frecuencias por debajo de 2 GHz. Antenas de tipo parabólicas para frecuencias superiores. Debajo se muestra un detalle del alimentador de antena desde el frente y la parte posterior.



MEDICIONES EN FRECUENCIA INTERMEDIA

Con referencia a las mediciones efectuadas en Frecuencia Intermedia: espectro, diagrama de ojo, relación BER vs C/N y la Signature.

"Hay pocas personas que, si usted les ofrece el resultado, sean capaces de desarrollar, a partir de su propia conciencia interna, cuales han sido los pasos que han conducido a tal resultado. Es a este talento al que me refiero cuando hablo de razonar hacia atrás, o analíticamente."

Sherlock Holmes (A.C.Doyle-1882)

1- MEDICIONES CUALITATIVAS

La señal demodulada puede ser analizada mediante 3 tipos de diagramas. Las 3 mediciones son cualitativas y solo dan una idea visual de la señal demodulada.

-DIAGRAMA DE OJO: Consiste en superponer en la pantalla del osciloscopio los pulsos de la señal demodulada sin regenerar. La visualización corresponde al tipo Señal vs Tiempo. En la **Fig 01** se muestra un diagrama de ojo obtenido desde un demodulador 4PSK, y asociado el diagrama de constelación de fases y vectorial.

-DIAGRAMA VECTORIAL: Consiste en el acceso al osciloscopio mediante la función de ejes X-Y de forma que se obtiene un diagrama Señal vs Señal. Sobre cada eje se coloca un canal demodulado.

-DIAGRAMA DE CONTELACION DE FASES: Consiste en borrar el trazado del haz en un diagrama vectorial con el propósito de visualizar a los puntos de regeneración de la señal.

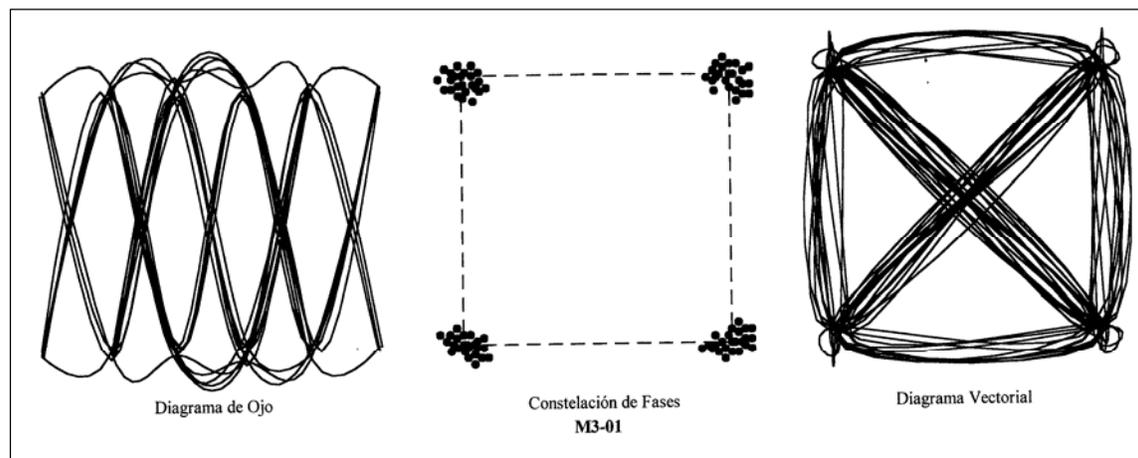
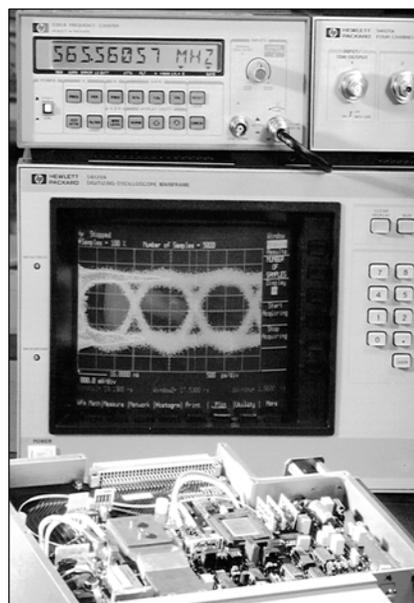


Fig 01. Diagramas de ojo, de constelación de fases y vectorial en modulación 4 PSK.

MEDICIONES EN FRECUENCIA INTERMEDIA

2- RELACIÓN ENTRE NIVEL DE RECEPCIÓN Y BER

2.1- ANÁLISIS DE RUIDO

La Ley de Planck determina la densidad espectral de ruido; dicha expresión indica:

$$\delta\epsilon = k.T + h.f$$

La primer componente se conoce como **ruido térmico** y tiene en cuenta la constante de Boltzman k y la temperatura T °K, siendo independiente de la frecuencia. Es producido por la agitación molecular lo cual justifica que se anule a 0 °K. La segunda componente se conoce como **ruido cuántico** y tiene en cuenta la constante de Planck h y la frecuencia f Hz. Es independiente de la temperatura y se incrementa con la frecuencia. Es producida por la indeterminación de los procesos onda-partícula en la teoría cuántica.

El ruido térmico es preponderante frente al ruido cuántico hasta frecuencias del orden de 10^{13} Hz. Para una $T=290$ °K el valor de $k.T$ es -174 dBm/Hz y para 10^{13} Hz el valor de $h.f$ es -172 dBm/Hz ¹⁾. Por encima de esta frecuencia el ruido cuántico es superior al térmico ya que crece en forma lineal con la frecuencia. El ruido térmico (con distribución de Gauss) se estudia en sistemas por cable o microondas mientras que el ruido cuántico (con distribución de Poisson) se estudia en sistemas por fibras ópticas.

El ruido da lugar a la denominada **Figura de ruido NF**, definida como la degradación entre la relación señal a ruido de entrada y salida de un circuito. De una cadena de circuitos en cascada el primero de ellos es preponderante en la determinación de la NF del conjunto. La NF para ruido térmico se puede indicar como:

$$NF = 1 + (Tr/290)$$

Donde la NF se expresa en dB y Tr es la temperatura equivalente en °K. Valores típicos:

- de 5 a 10 °K para amplificadores moleculares Máser;
- de 40 a 50 °K para amplificadores paramétricos;
- de 120 a 200 °K para amplificadores transistorizados.

Un valor de $Tr=290$ °K equivale a una $NF=3$ dB. El Sol produce un ruido equivalente desde 23000 a 90000 °K, la Tierra cercano a 290 °K y la Luna entre 90 y 250 °K (medidos a 4 GHz y decrecientes con la frecuencia). Un amplificador TWT de potencia tiene una Tr de 400 °K.

2.2- RELACIÓN P_{RX} vs BER

La potencia de recepción P_{RX} tiene una relación directa con la tasa de error BER de la señal digital. La **Relación portadora a ruido C/N** se define como:

$$C/N = P_{RX} / (k.T.AB.NF) \quad \text{o} \quad P_{RX} = -114 \text{ dB} + 10.\log AB + NF + C/N$$

Donde k es la constante de Boltzman, T la temperatura en °K, AB es la banda equivalente de ruido y NF la Figura de ruido del receptor. Esta relación teórica entre C/N y la potencia de recepción permiten obtener la relación cruzada con la BER. Por otro lado la relación entre C/N y la BER se expresa, para la modulación de 2 estados de fases **2PSK**, mediante:

$$BER = \frac{1}{2} \cdot [1 - \text{erf} \sqrt{C/N}] \quad \text{con} \quad \text{erf}(x) = \int G(x)$$

Donde la función erf (**error complementario**) se define en base a la función distribución acumulada de Gauss $G(x)$. En palabras, se trata de la probabilidad acumulada $G(x)$ hasta el valor genérico x .

¹⁾ **Holmdel**-1932 en BellLabs detectó ondas de radio provenientes desde el espacio (Constelación de Sagitario), iniciando la **radioastronomía**. También en la Bell-Labs, **Penzias y Wilson**-1964 midieron la radiación de microondas de fondo en el universo en 4080 MHz. Se trata de una temperatura de ruido de cuerpo negro uniforme en todas las direcciones equivalente a 2,726°K y que se considera un residuo fósil del Big Bang (explosión que dio origen al universo probablemente hace unos 15.000 millones de años). En 1977 se descubrió una pequeña variación en esta uniformidad de 3 milésimas de grado más caliente en la dirección de la constelación de Leo. Lo cual se explica por el efecto Doppler cuando la galaxia a la que pertenece el sol deriva en dirección opuesta.

El universo primitivo estaba formado por plasma. Luego de algunos cientos de miles de años desde el Big Bang se enfrió lo suficiente como para que los electrones se fijaran al núcleo. El plasma se hizo transparente a la luz liberando los fotones de radiación de fondo.

MEDICIONES EN FRECUENCIA INTERMEDIA

Para modulaciones de mayor número de estados de fases (PSK o QAM) la relación se mantiene pero se agrega un corrimiento constante en dB. El corrimiento se determina en base a la reducción entre la amplitud de la portadora V y el valor eficaz del ruido σ . En la **Fig 02** se muestran las características de BER vs C/N para distintos métodos de modulación y las características medidas sobre los equipos comerciales tanto para BER vs C/N como para BER vs Prx ²⁾.

Tabla 02. Relación Modulación vs C/N.

Modulación	V	σ	$20 \cdot \log(V/\sigma)$
2PSK	1	1	0 dB
4PSK	1	0,70	3,1 dB
8PSK	1	0,38	8,4 dB
16PSK	1	0,19	14,2 dB
16QAM	0,7	0,23	9,7 dB
64QAM	0,6	0,10	15,6 dB
256QAM	0,6	0,05	22,1 dB

El ITU-R I.378-5 define la relación señal a ruido normalizada W denominada **relación entre energía de bit a densidad de ruido**.

$$W = \frac{E_b}{N_0} = \frac{C/V_{tx}}{N/AB} = C/N + 10 \cdot \log(AB/V_{tx})$$

Entonces:

- Para 4PSK $C/N = W + 3 \text{ dB}$
- Para 16QAM $C/N = W + 6 \text{ dB}$
- Para 64QAM $C/N = W + 7,8 \text{ dB}$

La medición de BER vs Prx se efectúa mediante un atenuador en el circuito de branching en recepción. Algunas veces esta medida se realiza atenuación la señal en transmisión para observar el efecto de las interferencias, las cuales no son atenuadas como en el caso de recepción. Para el caso de la medición de BER vs C/N se efectúa la inyección de ruido a nivel de IF en recepción. Una medición más exigente resulta ser la Signatura, que simula el efecto selectivo del *fading* en un enlace de radiofrecuencia.

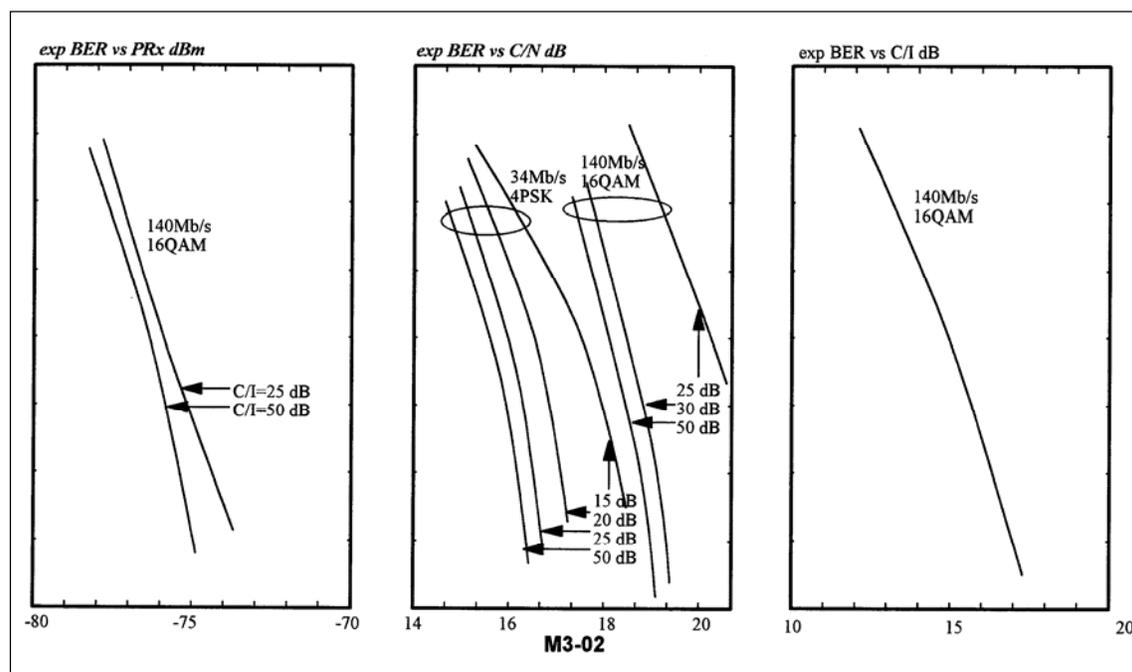


Fig 02. Características BER vs C/N, Prx y C/I.

²⁾ La **unidad de medida de potencia** usada hoy día es el dB. Weber y Fechner-1834 encontraron que la intensidad fisiológica crece con el logaritmo de la intensidad física del sonido. De la **unidad Bell la décima parte (dB)** corresponde a la más pequeña variación de intensidad que percibe el hombre. En 1920 se definió la **Unidad de Transmisión TU** y en 1928 el Comité Consultivo Internacional de Telefonía CCIT (antecesor del CCITT, actual ITU-T) definió el dB equivalente al TU.

MEDICIONES EN FRECUENCIA INTERMEDIA

3- SIGNATURE DEL DEMODULADOR

3.1- MODELO DE 2 RAYOS

Ruthroff-1971 planteó el modelo de propagación por múltiple trayectoria en la atmósfera. En la Fig 03 se muestra un ejemplo del resultado producido por la suma de dos rayos el directo a y reflejado a.b. El retardo entre ambos es τ .

En el ejemplo de la Figura se encuentra que:

- Cuando no existe desvanecimiento la potencia recibida es $20 \cdot \log a$.
- Si se toma el valor de a como referencia ($a=1$) el nivel es de 0 dB.
- Suponiendo un rayo reflejado $a.b = 0,7$ con un retardo τ de 5 nseg el efecto de atenuación depende de la frecuencia.
- Cuando la frecuencia coincide en períodos con el retardo (2000 MHz con período 0,5 nseg) se encuentran en fase.
- Se tiene un nivel resultante $R = 20 \cdot \log(a+ab)$ correspondiendo a una ganancia de 3,5 dB.
- Cuando en cambio el retardo coincide con un número de medios períodos ambos rayos se encuentran en contrafase.
- La resultante es $R = 20 \cdot \log(a-ab)$ correspondiente a una atenuación de -10,5 dB.
- La atenuación tiene una **característica selectiva y periódica** con la frecuencia.
- El período es $1/\tau$, para este ejemplo es de 200 MHz.
- El pico de atenuación se denomina **Notch** y produce una muesca en el espectro como se ve en la Fig 03.
- Este notch tiene tanto una variación dinámica en frecuencia como en nivel con el transcurso del tiempo.

En baja capacidad donde la banda ocupada es pequeña o en sistemas analógicos con modulación FM donde la potencia se concentra cerca de la portadora, el efecto del notch se percibe como una atenuación prácticamente plana. En alta capacidad con un espectro ocupado más amplio el notch produce una atenuación de nivel reducida pero una deformación apreciable del espectro que involucra un incremento de la tasa de error BER. En otras palabras, el notch produce la ruptura de la relación teórica entre la BER y la C/N. Con buenos valores de C/N (o potencia de recepción) la BER puede ser muy elevada.

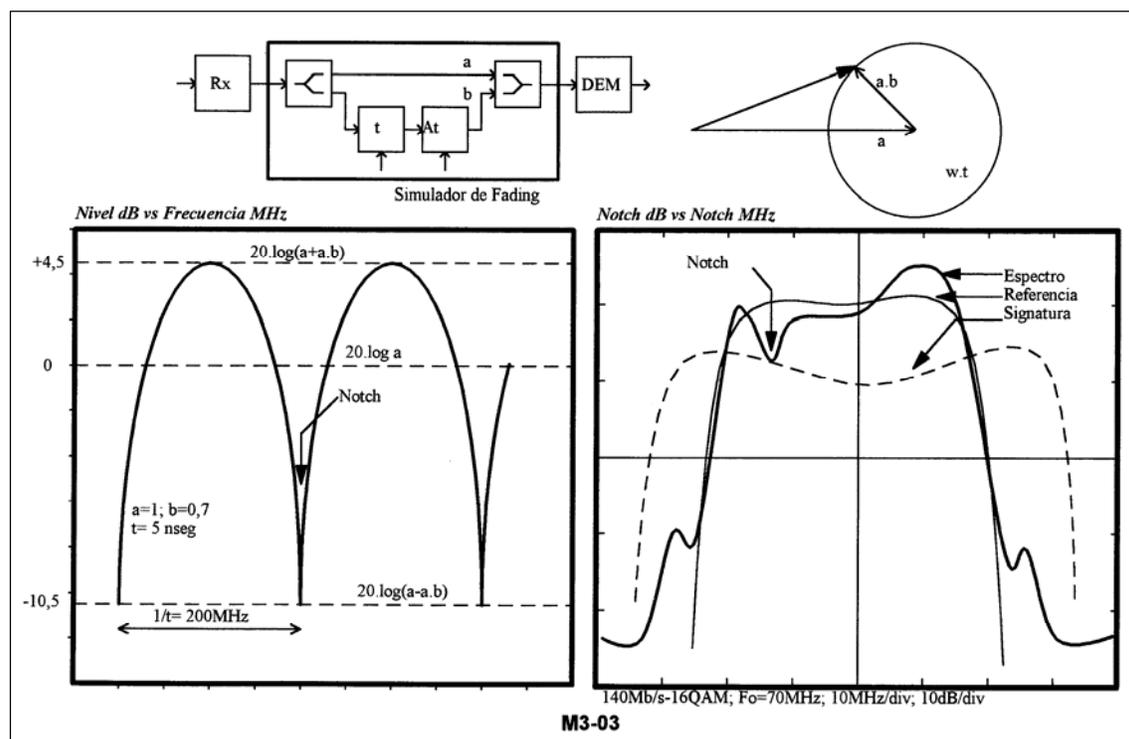


Fig 03. Efecto del fading selectivo y la relación con la Signature.

Por ello una mejor caracterización del receptor es la **Signature o Firma** que corresponde a relacionar la BER con la atenuación del notch en determinadas condiciones de medida. La medición de la signature se efectúa a nivel de frecuencia intermedia IF para independizarse de la frecuencia de la portadora de RF. Consiste en simular 2 caminos los cuales se encuentran atenuados y desfasados en forma relativa. La diferencia de nivel entre caminos determina la profundidad de atenuación del notch y la diferencia de fase determina el retardo entre caminos.

MEDICIONES EN FRECUENCIA INTERMEDIA

La **signatura** corresponde a dibujar sobre un par de ejes el nivel de atenuación del notch que produce una determinada BER en función de la frecuencia del espectro. En la **Fig 03** se muestra un ejemplo de lo mencionado, mientras que en la **Fig 04** se muestra una variedad de mediciones efectuadas sobre equipos reales. El efecto de selectividad del notch se reduce hacia el centro del espectro debido a que se provoca una deformación del espectro simétrica.

3.2- VARIEDAD DE SIGNATURAS

De acuerdo con la **Fig 04** las distintas **signaturas** que se pueden obtener son las siguientes:

1-El **área de la signatura** bajo la curva es función directa del tiempo de corte. En la medida que el espectro del radiocanal se incrementa (mayor velocidad y menor número de estados de fases) el área de la signatura también lo hace. Por debajo de 34 Mb/s el área se torna despreciable a los fines prácticos.

2-Generalmente se efectúan mediciones de signatura para **valores umbrales de BER** en 10^{-3} y 10^{-6} lo cual se asocia a los umbrales de corte US (o calidad inaceptable SES) y calidad degradada DM, respectivamente. El área ocupada es superior en la medida que se disminuye el umbral de BER.

3-W.Rummler encontró que el retardo de $\tau=6,31$ nseg se aproxima a la respuesta de amplitud y retardo de grupo medido en enlaces reales a fines de la década de los '70. Pueden adoptarse otros **valores de retardo** incrementándose en área de la signatura con el retardo. Según Ensswiller-1979 la signatura tiene un ancho que no depende del valor de τ . El área es proporcional al valor de τ de medida de acuerdo con $A(\tau)/A(\tau_0) = \tau/\tau_0$.

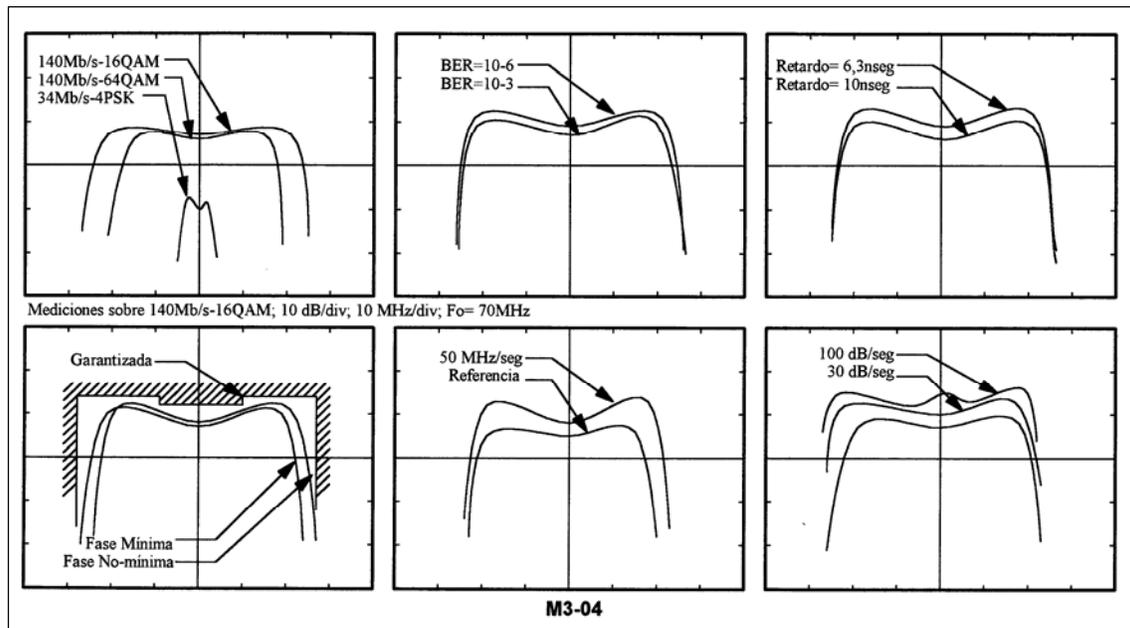


Fig 04. Diversidad de Signature del demodulador.

4-El diagrama de la **Fig 03/05** muestra el modelo de dos rayos descrito mediante:

$$H(w) = a \cdot \{1 + b \cdot e^{-j \cdot w \cdot \tau}\}$$

La transferencia de amplitud y fase vs frecuencia debida al notch se muestra en la misma Figura y se describe mediante:

$$H(w) = (1 + b^2 + 2 \cdot b \cdot \cos w \cdot \tau)^{1/2} \quad y \quad D(w) = \frac{b \cdot \tau \cdot (b - \cos w \cdot \tau)}{1 + b^2 + 2 \cdot b \cdot \cos w \cdot \tau}$$

En la transferencia de fase se disponen de dos posibilidades de acuerdo con b y τ :

- Fase mínima F_m cuando $(b < 1; \tau < 0)$ o $(b > 1; \tau > 0)$
- Fase no-mínima F_{nm} cuando $(b < 1; \tau > 0)$ o $(b > 1; \tau < 0)$

MEDICIONES EN FRECUENCIA INTERMEDIA

En palabras, la condición $b > 1$ significa que el rayo reflejado tiene mayor nivel que el directo y $\tau < 0$ significa que el rayo reflejado llega antes que el directo. Mientras que en las condiciones de fase no-mínima el diagrama se extiende hacia infinito en el notch, en fase mínima el valor tiende a cero. Las mediciones en ambas condiciones pueden dar signatures similares si bien algunos ecualizadores mejoran en una condición más que en la otra.

5-El fabricante puede entregar la información de la signature de distintas formas: como una curva típica promedio de varias mediciones; como una **plantilla garantizada** que contiene el valor máximo admitido; como el área de la signature con base en MHz y altura en dB.

6-La **medición dinámica** de la signature significa que el notch se incrementa verticalmente con una cierta velocidad en dB/seg o se mueve horizontalmente con una velocidad en MHz/seg. Las condiciones dinámicas de medida prueban la inercia del ecualizador adaptativo del demodulador. En la medida que la velocidad se incrementa el área también lo hace. Son valores típicos entre 10 y 30 MHz/seg (máximo 100 MHz/seg) y entre 10 y 30 dB/seg (máximo 100 dB/seg).

7-La **signature de retorno** responde a una medición dinámica de nivel a una velocidad determinada en dB/seg pero reduciendo dicho valor. Es decir, en lugar de incrementar el valor del notch hasta obtener el umbral de BER se decrecienta desde una BER más alta.

8-Es posible medir la signature en presencia de ruido o interferencia. De esta manera se dispone de una medición con C/N o C/I como parámetro de la medida.

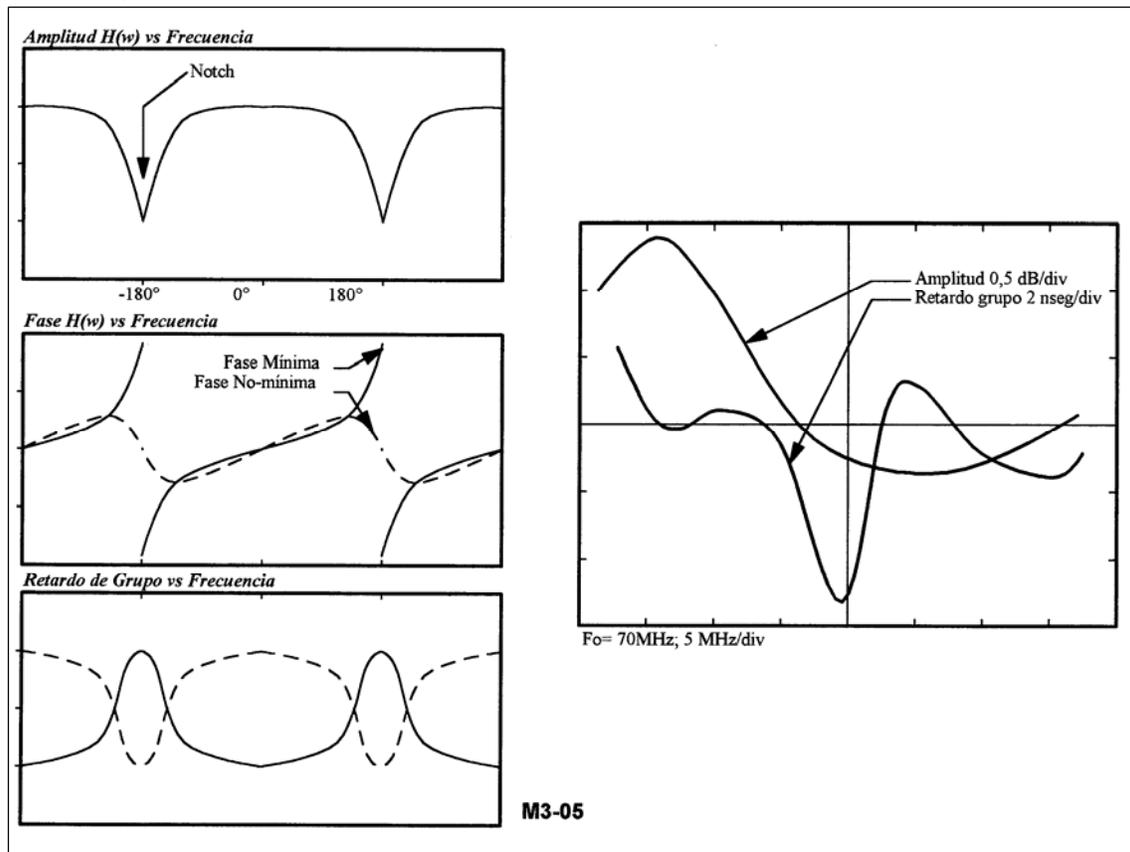


Fig 05. Signature de fase mínima y no-mínima.

MEDICIONES EN FRECUENCIA INTERMEDIA

4- ANÁLISIS DEL ESPECTRO

4.1- ANALIZADORES DE SEÑALES.

Se disponen de los siguientes analizadores de señales:

- Analizador de espectros. Mide potencia, frecuencia y ruido (características de la señal).
- Analizador de redes escalares. Mide frecuencia, transmisión e impedancia (características del componente).
- Analizador de redes vectoriales. Mide amplitud y fase (señal en forma vectorial).

El **analizador de espectros** consiste en un mezclador (heterodino) cuyo oscilador local **LO** es de amplio rango de variación (ver la **Fig 06**). Generalmente un oscilador de tipo **YIG** es el más apropiado por la facilidad y amplio rango de variación de sintonía. El circuito del LO se complementa con un barrido (*Scanner o Sweep*) gobernado por el usuario (se trata de los límites de banda seleccionados). La señal de entrada al instrumento es filtrada, amplificada y detectada para ser presentada en la pantalla. La resolución del instrumento está limitada por la estabilidad del LO y la selectividad del filtro LPF.

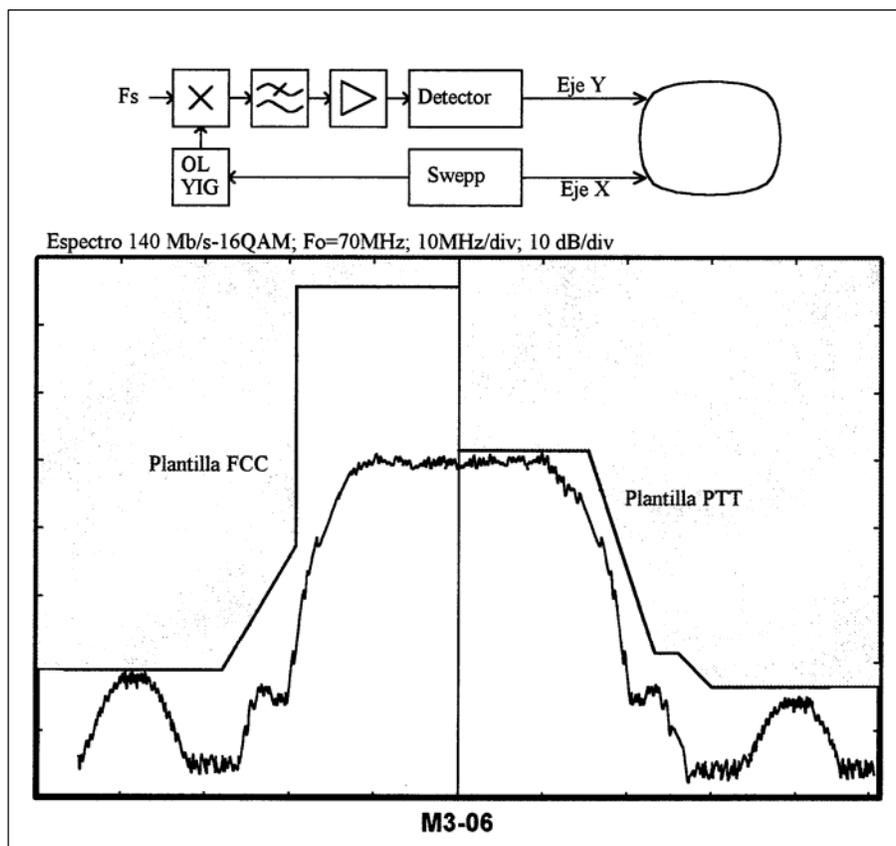


Fig 06. Espectro de una señal modulada QAM.

El conjunto transmisor-receptor desde la IF-Tx hasta la IF-Rx se verifica mediante una serie de mediciones que intentan comprobar las distorsiones (la linealidad y retardo de grupo), el ruido generado internamente (Figura de Ruido **NF**) y la adaptación de impedancias del circuito de antena (Pérdida de Retorno **RL**). El espectro puede medirse tanto en transmisión como en recepción y tanto a nivel de IF como de RF.

MEDICION DE ESPECTROS. Siguiendo la **Fig 06** se indican algunos comentarios generales:

- El espectro de un canal depende del punto donde se mide, es decir, de la selectividad del último filtro.
- En alta capacidad el linealizador para intermodulación puede ajustarse teniendo en cuenta la "cola" del espectro.
- No existe una plantilla normalizada para los espectros en distintos sistemas digitales. Se indican 2 criterios.
- En Europa las **PTT** (*Post, Telephone and Telegraph*) realizan una plantilla referida al valor máximo del espectro.
- En USA la **FCC** se refiere la plantilla al valor de la portadora sin modular.

MEDICIONES EN FRECUENCIA INTERMEDIA

El valor del espectro debe encontrarse dentro de lo señalado por la plantilla de manera que la señal emitida sobre los canales radioeléctricos adyacentes sea reducida. Sin embargo, el espectro definitivamente emitido depende de la banda disponible por el radiocanal. Así por ejemplo, es típico que para enlaces de media capacidad (34 Mb/s-4PSK) se disponga de una banda de 30 MHz entre portadoras de distinta polarización y 60 MHz entre las de igual polarización. Para alta capacidad (140 Mb/s-16QAM) estos valores son 40 y 80 MHz respectivamente.

Se observa que debido a la disponibilidad de banda en los canales de media capacidad el filtrado es menos eficiente que en alta capacidad. Esto se observa claramente de los puntos de anulación del espectro. Mientras en media capacidad se permite pasar el segundo lóbulo del espectro atenuado (35 dB respecto del valor máximo en 70 MHz), en alta capacidad en cambio el espectro se corta antes de llegar al primer punto de anulación.

En otras palabras, en media capacidad (34 Mb/s-4PSK) el espectro tiene el primer punto de anulación en $70 \pm 17,5$ MHz debido a que la modulación 4PSK reduce a la mitad la velocidad de símbolos respecto a la velocidad de bit. En alta capacidad (140 Mb/s-16QAM) la modulación 16 QAM reduce a la cuarta parte la velocidad de símbolos. El primer punto de anulación está en 70 ± 35 MHz. En alta capacidad se requiere un filtrado más eficiente.

Por otro lado, se observa que el espectro emitido en ambos casos se **superpone en polarización ortogonal** con las portadoras adyacentes. Esto es posible solo en los sistemas digitales que resisten mucho más las interferencias que los analógicos. Por ejemplo, podemos señalar que valores de C/I cercanos a 30 dB son prácticamente despreciables en un sistema digital.

4.2- ANCHO DE BANDA

Existen varios criterios para la definición del ancho de banda que ocupa un canal:

- Ancho de banda de Nyquist: corresponde a la frecuencia de corte del filtrado ideal $W = V_{tx}/2$.
- Ancho de banda a mitad de potencia: atenuación de 3 dB respecto del valor máximo en el centro del espectro.
- Ancho de banda equivalente de ruido: espectro rectangular de ruido con igual potencia que el espectro digital.
- Ancho de banda al primer punto de anulación de espectro: primer lóbulo coincidente con $1/T$ (T duración del pulso).
- Ancho de banda que contiene la mayoría de potencia: por ejemplo el 99% de la potencia total (FCC de USA).
- Ancho de banda con densidad de potencia delimitada: consiste en declarar un umbral entre 35 y 50 dB.

De acuerdo con el ancho de banda previsto por el ITU-R en las distintas gamas de frecuencias se requieren los métodos de modulación indicados en la **Tabla 03**.

Tabla 03: Ancho de banda en radioenlaces P/SDH.

Ancho de banda	Sistema de transmisión posible
40 MHz	34 Mb/s- 4PSK
60 MHz (± 28 MHz)	140 Mb/s-64QAM 155 Mb/s-128TCM
80 MHz (± 40 MHz)	140 Mb/s-16QAM 155 Mb/s-64TCM 2x155 Mb/s-512TCM

4.3- DIGRESIÓN: EL PRINCIPIO DE INDETERMINACIÓN

Dos siglos de cuidadosos experimentos y observaciones habían demostrado que la luz visible se comportaba como una onda de longitud muy corta. Se había observado que la luz se interfería con un comportamiento semejante a las ondas en el agua. Pero como la luz también se desplaza en el vacío (ondula donde no hay nada para ondular) resultó que **Einstein y Planck** a principios de este siglo asociaron una partícula a la luz, denominada fotón y con una energía $E=h \cdot \nu$ (donde h es la constante de Planck y $\nu = c/\lambda$ la frecuencia de la onda).

L. Broglie-1924 extendió la dualidad onda-partícula a toda la materia de la naturaleza, de forma que la energía es $E=p \cdot c$ (donde p es la cantidad de movimiento y c la constante velocidad de la luz en el vacío). Reuniendo ambas expresiones se obtiene $p=h/\lambda$ (donde λ es la longitud de onda) eliminando c la única ligazón de la ecuación de Einstein con la luz. Cualquier partícula tiene asociada una onda; para un cuerpo macroscópico el valor de p es tan alto que la longitud de onda es muy pequeña y carece de importancia. No ocurre lo mismo con el electrón: ¿Se encuentran los electrones difundidos en el espacio como una onda o concentrados como una partícula?; si son ondas ¿Cómo transportan la carga? y si son partículas ¿Cómo se refractan?. Esta es la **dualidad onda-partícula**.

Para poder ver un electrón se debe aplicar el criterio de bombardeo con otras partículas; para localizarlo con precisión se deben usar longitudes de onda más cortas que la partícula a estudiar. Esto implica que tiene una cantidad de movimiento elevada y se afecta a la partícula observada. Si se usa longitudes de onda larga no se afecta a la partícula pero no se la detecta con precisión. **Heisenberg** llega a la conclusión que si se denomina δx a la indeterminación en la posición y δp a la indeterminación de la cantidad de movimiento, tenemos:

MEDICIONES EN FRECUENCIA INTERMEDIA

$$\delta x \cdot \delta p \geq h/2 \cdot \pi$$

denominado **Principio de indeterminación**. Es posible obtener la mayor precisión de una variable pero no de ambas simultáneamente. Esto ocurre tanto con la posición-momento, como con la energía-tiempo y la onda-partícula. Se afirma que incluso el espacio-tiempo debería pagar tributo al principio de incertidumbre (el *cuantum* de espacio es de 10^{-33} cm, 10^{17} veces más pequeño que el electrón).

Cuando se quiere conocer la posición de un cuerpo con un radar se puede disminuir la longitud de onda para tener una máxima precisión; esto eleva la frecuencia del espectro y obliga al uso de un instrumento de mayor ancho de banda. En este caso el producto de la duración de la señal rectangular T por el ancho de banda B es una cantidad próxima a la unidad; por ejemplo $B \cdot T \geq 1$.

CONCLUSIÓN. Una compresión del espectro obliga al incremento en el tiempo de medida; es decir, comprimir en el dominio del tiempo equivale a una expansión en el dominio de la frecuencia y viceversa. La imposibilidad de concentrar simultáneamente la información en un tiempo pequeño y en una banda reducida es una consecuencia del principio de indeterminación de la naturaleza cuántica de la materia.

MEDICIONES EN RADIOFRECUENCIA

Referido a las mediciones de distorsión de amplitud y fase, la intermodulación y la pérdida de retorno del feeder de antena.

1- DISTORSIÓN EN EL VINCULO DE ENLACE

Todo instrumento debe ser hecho por medio de la experiencia.

Leonardo da Vinci

1.1- DISTORSION DE AMPLITUD Y DE FASE

En este caso se hace uso del analizadores de redes vectoriales. De acuerdo con la teoría básica de los medios de transmisión, el conjunto transreceptor debe comportarse de la siguiente manera:

- La curva **Distorsidad vs frecuencia** debe ser constante dentro de la banda del canal y
- la característica de **Fase vs frecuencia** debe ser lineal.

De esta forma las distintas armónicas reciben una ganancia o distorsión idéntica y un retardo proporcional a la distorsión de onda para que lleguen en fase. Por ejemplo, si para un frecuencia F_1 se tiene un retardo de 90° para una $F_2=2.F_1$ el retardo debe ser de 180° para llegar con igual relación de fase. Cualquiera de estas alinealidades produce una distorsión que se interpreta como una interferencia intersímbolo **ISI** de la señal digital y por lo tanto se aumenta el número de errores en presencia de ruido. La evaluación de las alinealidades se efectúa observando las **derivada primera** de cada una de las características. Una característica ideal dará lugar a una derivada igual a cero en amplitud y constante en fase.

La derivada matemática de la distorsión de amplitud y de fase (que podemos denominar retardo de grupo) es:

$\delta V/\delta \omega$ para **Distorsión de Amplitud**

$\delta \Phi/\delta \omega$ para **Distorsión de fase** ($\omega=2\pi f$)

Conceptualmente: en una carrera de 100 mts los competidores (armónicas) parten en simultáneo, si el tiempo de llegada se distribuye entre 9 y 11 seg, el retardo de grupo es 2 seg.

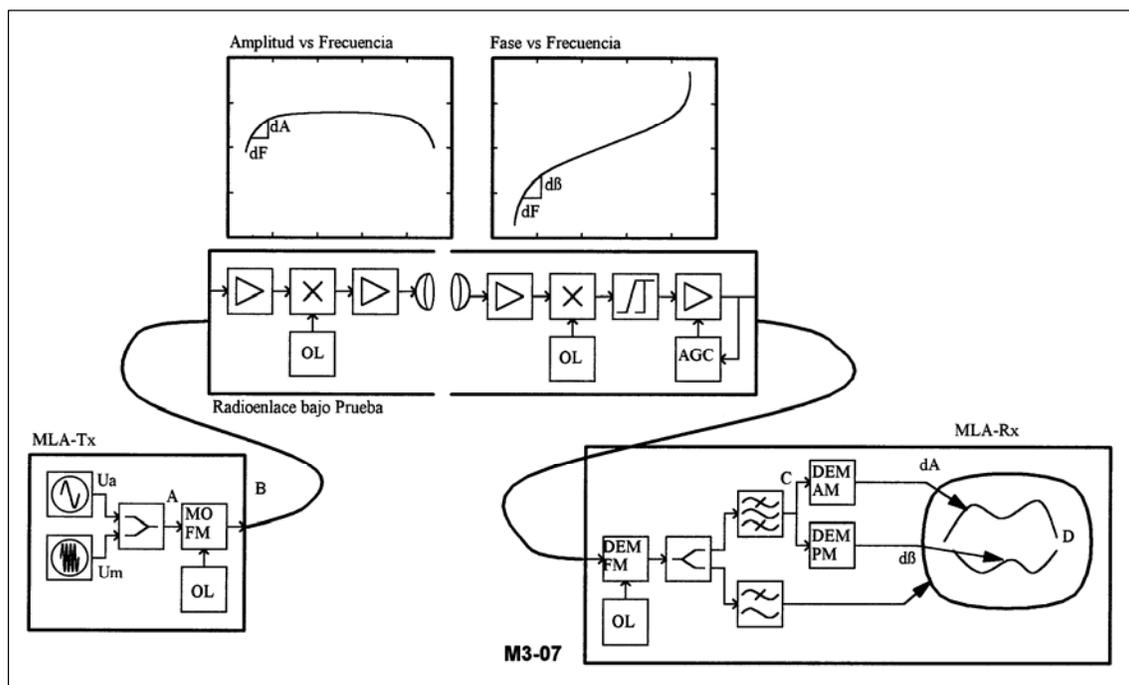


Fig 01. Banco de medición de linealidad de amplitud y retardo de grupo.

MEDICIONES EN RADIOFRECUENCIA

ANALIZADOR DE MICROONDAS. El instrumento de medición es el Analizador de redes vectoriales, conocido como analizador de microondas **MLA** (*Microwave Link Analyzer*) y sólo puede efectuar un análisis en un entorno del punto. En la **Fig 01** se muestra un diagrama a bloques tanto del transmisor como del receptor del instrumento. El generador (**MLA-Tx**) tiene dos osciladores controlables. Uno de ellos genera una señal senoidal de baja frecuencia ($18 \geq f_a \geq 70 \text{Hz}$) seleccionable y de nivel suficientemente alto (V_a) de manera tal que esta señal modula en frecuencia FM a una portadora de frecuencia intermedia (35, 70 ó 140 MHz). Se produce entonces un barrido cerca de la IF de acuerdo con el nivel de V_a . El valor de V_a es tal que el barrido se ajusta hasta intervalos de $\pm 30 \text{MHz}$ con centro en la IF.

Por otro lado, un generador senoidal de alta frecuencia ($25 \text{kHz} \geq f_n \geq 5,6 \text{MHz}$) produce un barrido rápido en el entorno del valor de frecuencia que determina V_a . Como este barrido rápido es la base del δf su amplitud V_m debe ser pequeña y ajustable. La desviación que producirá en la IF es de 100 a 500 kHz. El valor de tensión V_m o V_a importa como el desvío de frecuencia que se produce luego del modulador de FM. En la **Fig 02** se ha representado la señal suma de V_a con V_m y el resultado luego de la modulación FM. En el receptor (**MLA-Rx**) se dispone de un demodulador de FM con el propósito de obtener la señal $V_a + V_m$ distorsionada por los equipos transreceptores y el medio de enlace. Mediante separadores de frecuencia se puede obtener la señal V_a y V_m .

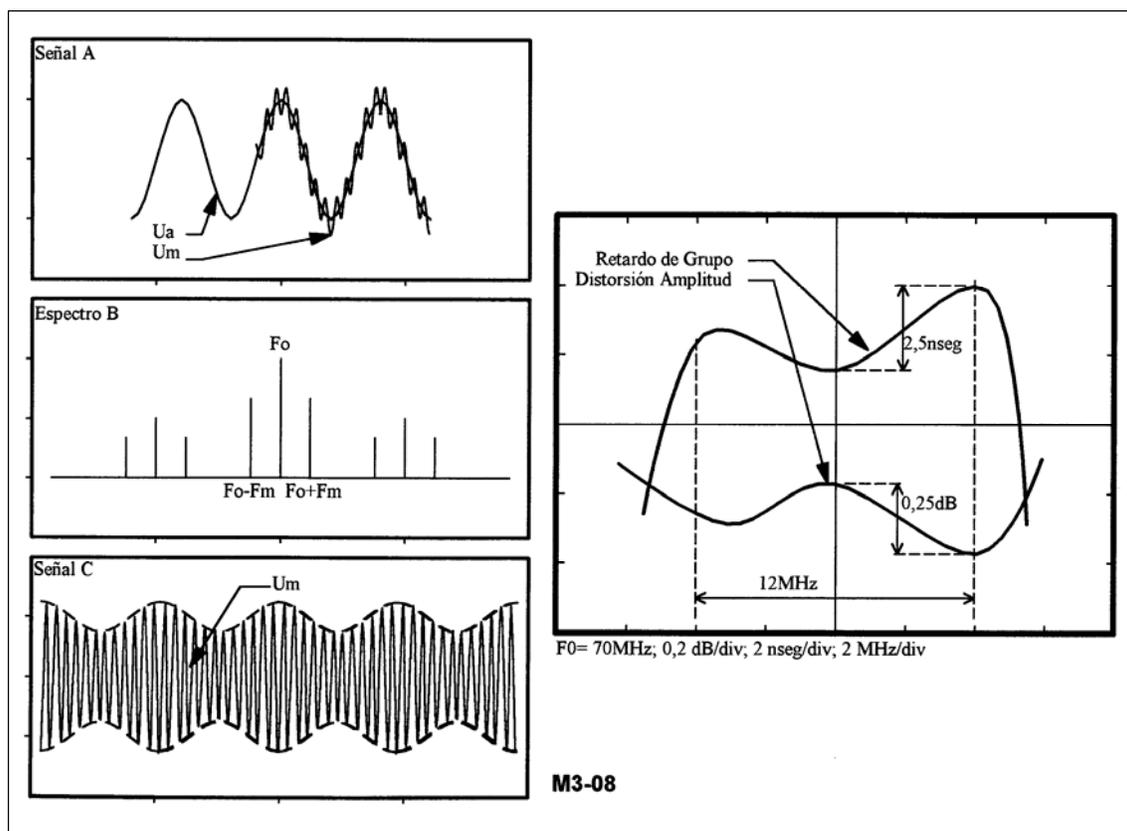


Fig 02. Formas de onda en el instrumento MLA.

Con V_a se maneja el eje **X** de un osciloscopio ya que V_a define un barrido lento con un gran ancho de banda en el entorno de la IF. Con V_m se manejará el eje **Y** ya que V_m corresponde a un barrido rápido en el entorno de la frecuencia determinada por V_a . La señal V_m tiene una distorsión de amplitud y fase que se determina mediante un demodulador AM (δV) y PM ($\delta \Phi$). El valor de la distorsión corresponde en cada instante de tiempo al valor de frecuencia señalado por V_a . La mayoría de los instrumentos analizadores de redes posee una interfaz de datos paralelo denominada **HP-IB** (*Hewlett Packard Interface Bus*) similar al estándar **GP-IB** de la norma IEEE 488.2 para interconexión de instrumental.

MEDICIÓN DE DISTORSIÓN. En la **Fig 02** en cambio se muestra la plantilla indicada por el fabricante para la distorsión de amplitud y fase en un equipo de media capacidad (34Mb/s-4PSK). En general los equipos disponen de filtros ajustables que permiten crear una distorsión igual y contraria al transreceptor. En la **Fig 03** se observa la distorsión de fase introducida por los componentes de un circuito real sobre la frecuencia F_1 genérica. El ajuste se realiza con el MLA tratando que ambas curvas tengan un valor mínimo de distorsión de amplitud medida en dB y de fase medida como retardo

MEDICIONES EN RADIOFRECUENCIA

de grupo en nseg, dentro de un ancho de banda determinado. Además de ser mínimo las curvas deberían ser simétricas respecto a la IF.

La medición requiere que el control automático de ganancia **AGC** no esté conectado, es decir debe realizarse con una ganancia constante. Como la medida se efectúa con una portadora que barre el espectro si el AGC estuviese conectado producirá una variación de la ganancia en la medida que la frecuencia se mueve y destruiría la medida. El AGC actúa cuando se transmite un espectro real pero cuando se transmite una frecuencia que efectúa un barrido de la banda se coloca en operación manual.

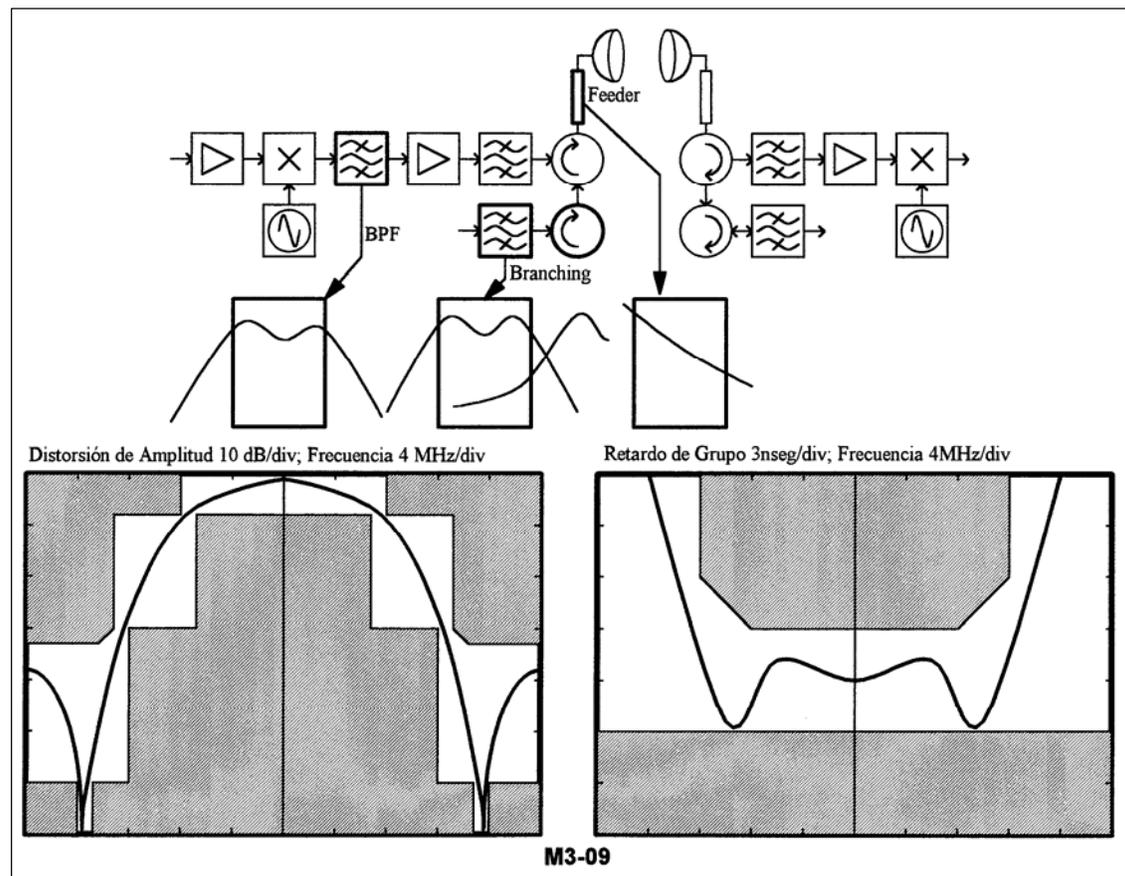


Fig 03. Medición típica de linealidad y retardo de grupo.

1.2- DISTORSIÓN DE INTERMODULACIÓN

La intermodulación es producida por la alinealidad de los circuitos amplificadores de alta potencia. El efecto se define típicamente mediante dos frecuencias de entrada F_1 y F_2 , obteniéndose a la salida la serie de componentes:

$$\pm m.F_1 \pm n.F_2$$

Las componentes se reducen en amplitud en la medida que se incrementan los coeficientes m y n . Siendo por ello las más importantes $2.F_1-F_2$ y $2.F_2-F_1$ (intermodulación de III orden); $3.F_1-F_2$ y $3.F_2-F_1$ (V orden). La medición se efectúa mediante un **generador de multi-tonos** ingresando con 3 o 4 frecuencias previo al convertidor de radio-frecuencia y observando el espectro de salida del amplificador de micro-ondas. La atenuación entre los tonos originales y los productos de intermodulación debe superar un umbral determinado (entre 35 y 50 dB).

MEDICIONES EN RADIOFRECUENCIA

2- MEDICIÓN DE POTENCIA

La medición de potencia es tan importante que tanto a nivel de IF como RF se disponen de detectores apropiados para el monitoreo permanente de ella. Existen 3 métodos para medir la potencia: **el termistor, la termocupla y el diodo detector**. En la Fig 04 se muestran los 3 casos que convierten la potencia en un nivel de tensión proporcional a aquella.

Tabla 01: Variación entre detectores de potencia.

Detector	Térmico	Semiconductor
Ancho de banda	10 MHz-26 GHz	10 MHz-40 GHz
Tiempo de respuesta	lento	rápido
Costo	medio	alto
Rango dinámico	50 dB	76 dB
Adaptación	20 dB	16 dB

BOLÓMETRO. El **bolómetro** es un sensor de potencia que opera cambiando la resistencia en función de la temperatura; el cambio de la temperatura resulta de convertir la energía en un elemento bolométrico como ser el **termistor**. El termistor está construido de óxido metálico. La característica de transferencia y potencia para distintas temperaturas tiene una elevada alinealidad; por otro lado, existe una notoria falta de reproductividad entre distintos termistores.

El montaje típico consiste en una terminación coaxial o de guía de onda de igual tipo al usado en la línea de antena. El montaje debe tener baja resistencia y pérdidas y la correcta impedancia para que sólo la potencia disipada en el termistor pueda ser medida. En la actualidad se coloca un segundo termistor en la configuración para compensar la variación de temperatura. El termistor se coloca en un puente de **Wheatstone** balanceado donde uno detecta la temperatura de circuito y el otro los cambios en la temperatura ambiente.

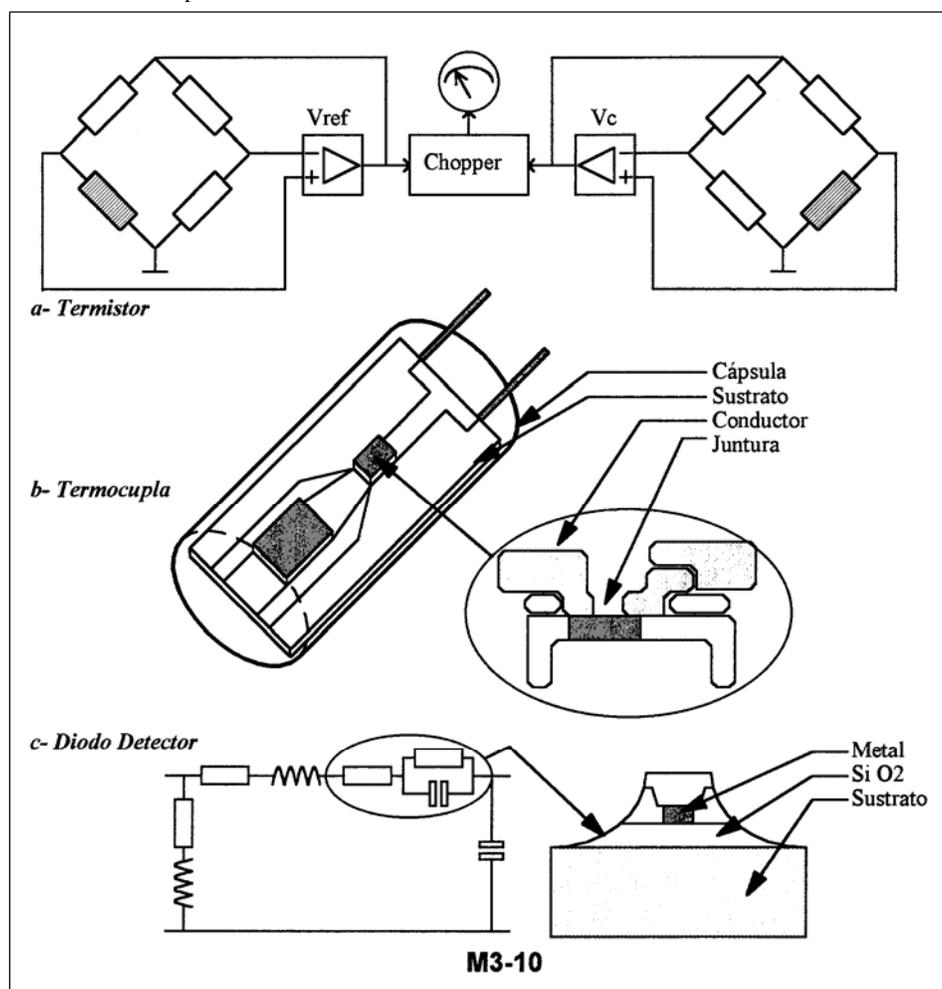


Fig 4. Detectores de potencia.

MEDICIONES EN RADIOFRECUENCIA

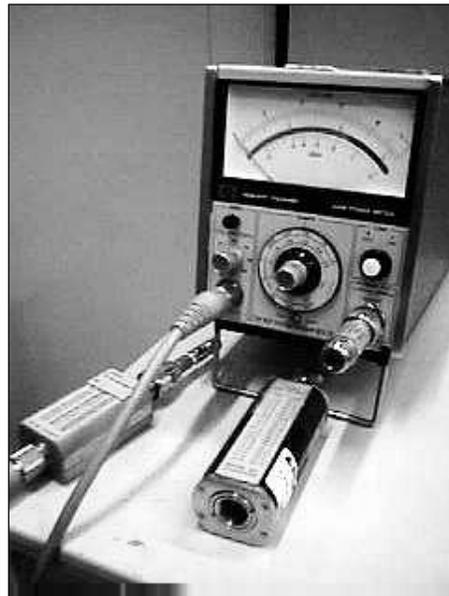
TERMOCUPLA. La **termocupla** ha mejorado en los últimos años y hoy día presentan mejores prestaciones que el bolómetro a termistor. El principio de la termocupla responde a la **ley de Coulomb** donde se afirma que si se calienta el extremo de un metal se producen electrones libres que migran al otro extremo produciendo un campo eléctrico lo cual determina una diferencia de potencial denominado **fuerza electromotriz de Thomson**.

El **efecto Peltier** dice que 2 metales diferentes en contacto, como tienen distinta densidad de electrones, producen una difusión y una **emf** (fuerza electromotriz). La termocupla es la unión de 2 metales que se calientan en un extremo y del otro se mide la emf. Ambos efectos (emf de Thomson y emf de Peltier) producen un voltaje termoeléctrico conocido como **efecto Seebeck**.

La técnica de película delgada unida al metal **nitrito de tantalio** es la base tecnológica de las termocuplas actuales. En la **Fig 04** se muestra un ejemplo del ensamble usado en la práctica. El nitrito de tantalio es el material resistivo que se usa para convertir en calor la potencia eléctrica y se deposita como una película delgada sobre un sustrato de Si aislado por SiO_2 . Se tienen 2 termocuplas de 100 ohm cada una con lo cual en paralelo poseen una impedancia de 50 ohm igual a la de la línea de transmisión. La salida de la termocupla es de muy bajo nivel (160 nV para $1 \mu\text{W}$) lo cual afecta a la conexión del detector con el voltímetro por ello lleva anexo al detector un **convertor chopeado con amplificador**.

DIODO DETECTOR. El diodo detector es un elemento muy usado para convertir **valores pico de potencia** en lugar del valor medio como en los casos anteriores. Su ventaja en pequeños niveles es obvia para ser usado como monitor permanente en las etapas de potencias de los equipos transreceptores. Los diodos con juntura metal-semiconductor Schottky permiten medir hasta niveles de -70 dBm y hasta 18 GHz, por ejemplo. En la actualidad, existen diseños que permiten medir potencia promedio en lugar del valor pico y que por lo tanto sirven para modulación de amplitud como ser en QAM.

El **MS-Schottky** permite un rango de -20 a -70 dBm y de 10 MHz a 18 GHz. Consiste en un sustrato monocristalino de Si, oxidado en su superficie (SiO_2) para aislación y protección y con un metal de baja barrera. El diodo detector es 3000 veces más eficiente que la termocupla en convertir potencia de RF en tensión continua DC; por ello para -70 dBm el diodo entrega 50 nV. Para estos niveles tan pequeños de potencia se requiere un circuito de conexión con chopeado como para la termocupla.



MEDICIONES EN RADIOFRECUENCIA

3- PERDIDA DE RETORNO

Hasta el momento se estudió el Analizador de espectros (para medir potencia, frecuencia o ruido) y el Analizador de redes vectoriales (para medir linealidad de amplitud y retardo de grupo). Ahora se introduce el analizador de redes escalares SNA (*Scalar Network Analysis*) que permite medir impedancia y características de transmisión como ser la pérdida de retorno. Las magnitudes escalares son aquellas que solo difieren en módulo, en tanto que las vectoriales difieren en módulo y en fase. Es así que en la medición de retardo de grupo se toma en cuenta la distorsión sobre la fase de la señal. El concepto de magnitud vectorial (números complejos) fue introducido por el matemático Leonhard Euler, muerto en 1783 luego de introducir los símbolos $-e-$ como base de logaritmos naturales, el símbolo $-i-$ para la raíz cuadrada de menos uno y el símbolo $f()$ para las funciones.

3.1- BANCO DE MEDICION.

En la Fig 05 se muestra un diagrama muy esquemático del SNA que consiste de 3 componentes:

- Fuente de microondas con barrido (*Swepp*) para estudiar las características en función de la frecuencia.
- Separador de señal que toma una muestra de la señal incidente, reflejada y transmitida.
- El detector de señal que puede ser térmico (termistor, termocupla) o un diodo (Schottky o de punto de contacto).
- El detector a diodo es más rápido con mayor rango dinámico y ancho de banda.
- El *display* para desplegar en la pantalla en resultado de las medidas en función de la frecuencia.

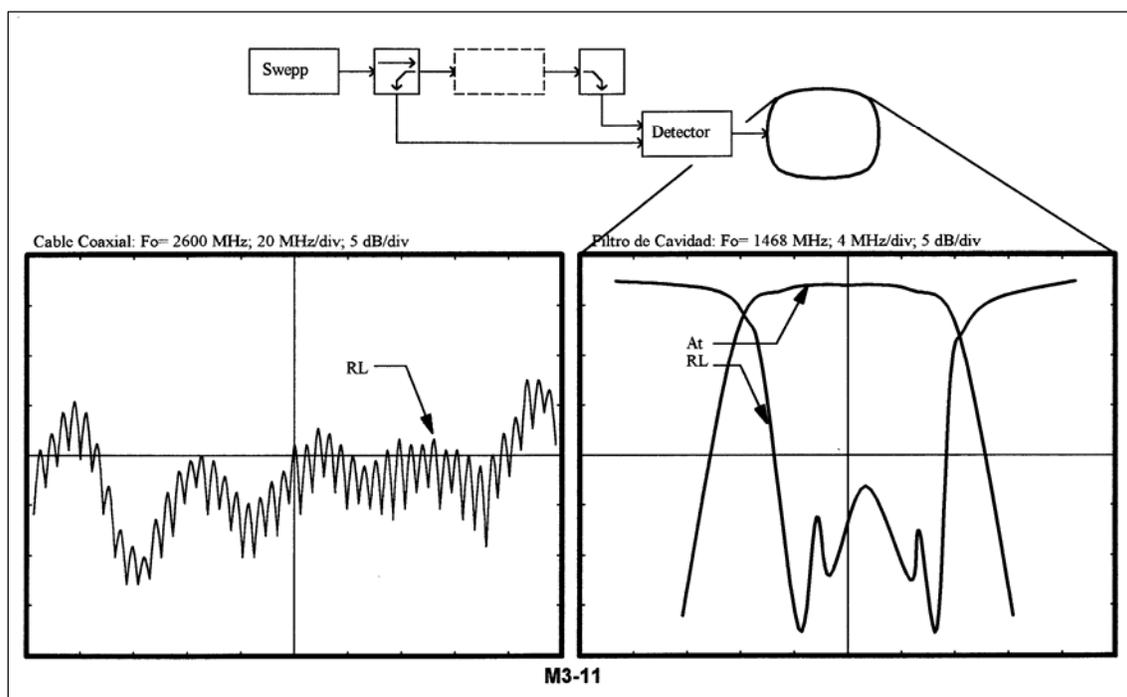
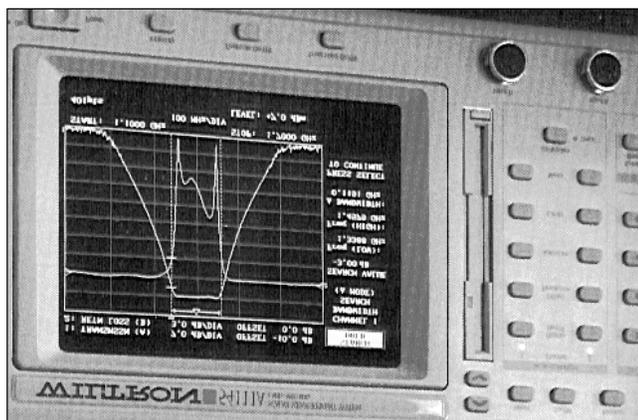


Fig 05. Medición de pérdida d retorno.

Como separador direccional se utiliza un acoplador direccional, un puente direccional o un *splitter* de potencia resistivo. El puente direccional es similar al conocido puente de Wheatstone. Sobre el separador se define el factor de acoplamiento entre la puerta 2-a-3, el factor de aislación entre la puerta 1-a-3 y el factor de directividad entre la puerta 1-a-2. El instrumento se utiliza fundamentalmente para medir la adaptación de impedancia entre la salida del transmisor y cada uno de los elementos del circuito de antena (circuladores, filtro, guía de onda o cable coaxial y antena). Si existe una desadaptación de impedancias (50 ohm en RF) se



MEDICIONES EN RADIOFRECUENCIA

produce una onda reflejada que disminuye la potencia transferida a la carga (la antena). La onda reflejada puede interferir sobre los canales recibidos en la misma guía de ondas. Este efecto es más importante cuando se trata de los canales N y 1' del plan de frecuencias.

3.2- DEFINICIÓN.

Si la impedancia característica de la línea (guía de onda o cable coaxial) es Z_0 y la impedancia de la carga es Z_i se define el **coeficiente de reflexión ρ** como:

$$\rho = V_{ref}/V_{inc} = (Z_i - Z_0)/(Z_i + Z_0)$$

Es decir, es el módulo de la relación entre la señal reflejada y la incidente. Si Z_i es cero la señal reflejada es igual a la incidente, mientras que si Z_i es infinito la señal reflejada está desfasada 180° respecto de la incidente. Si en cambio existe una correcta adaptación de impedancias ($Z_i = Z_0$) la señal reflejada es cero y por lo tanto la transferencia de potencia a la carga es máxima.

Se define en base al coeficiente de reflexión la relación de onda estacionaria **VSWR** en Voltaje y la pérdida de retorno **RL** (*Return Loss*) de la siguiente manera:

$$VSWR = 1 + \rho / 1 - \rho \quad y \quad RL = -20 \cdot \log[\rho]$$

Los valores de ρ se encuentran entre 0 y 1, de VSWR entre 1 e infinito y de RL de 0 a infinito en dB. En la misma **Fig 05** se muestra el diagrama de RL obtenido sobre un cable coaxial real en la banda de 2,5 GHz. Como se observa se tiene un ripple superpuesto. Si en todo el circuito de antena se tiene sólo una reflexión por desadaptación de impedancia el *ripple* es una senoide donde:

$$\Delta d = V_p / 2 \cdot \Delta f \quad y \quad V_p = C / (\epsilon_r \cdot \mu_r)^{1/2}$$

con Δd la distancia hasta la irregularidad en m; Δf la periodicidad del ripple en Hz y V_p es la velocidad de la onda en m/s ($2 \cdot 10^8$ m/s en un cable coaxial). Si hay varias fallas el patrón del ripple es más complejo debido a la superposición de varios efectos. En la Figura pueden interpretarse 2 patrones uno con un ripple $\Delta f = 4$ MHz y otro de $\Delta f = 40$ MHz, lo cual daría una reflexión a 25 y 2,5 m respectivamente.

3.3- PERDIDA DE RETORNO DEL CIRCUITO DE MICROONDAS

El método para calcular el valor de RL en función de los **componentes individuales** del circuito de antena es el siguiente.

El circuito de antena se divide en 3 componentes:

- Antena y radome ($\rho = 0,029$) y conexión ($\rho = 0,015$)
- Guía de ondas ($\rho = 0,029$; $\alpha = 2,36$ dB)
- Presurización ($\rho = 0,005$) y conexión ($\rho = 0,015$).

Respecto al primer ítem hay que tener en cuenta que el alimentador de guía de ondas introduce una doble atenuación de ida y retorno. De esta forma el valor de la antena, radome y conexión que se interpreta como $\rho_a = 0,029 + 0,015 = 0,044$ se transforma en $RL_a = 27,1$ dB; y a continuación se le suma la atenuación de 4,7 dB producida por el alimentador (correspondiente a $2 \cdot \alpha$).

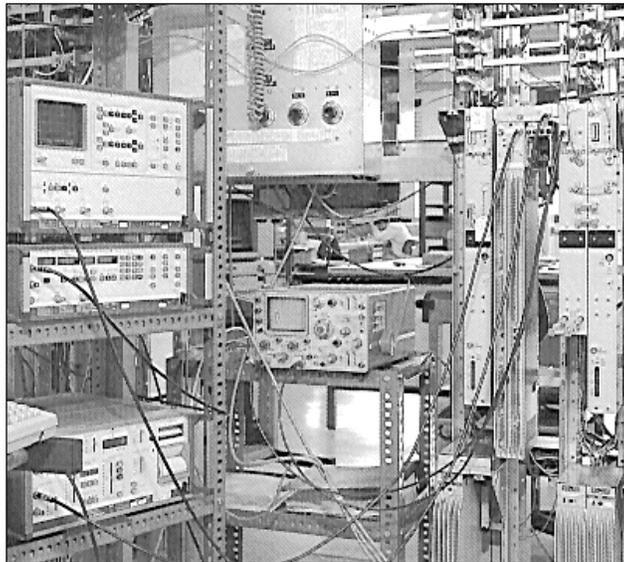
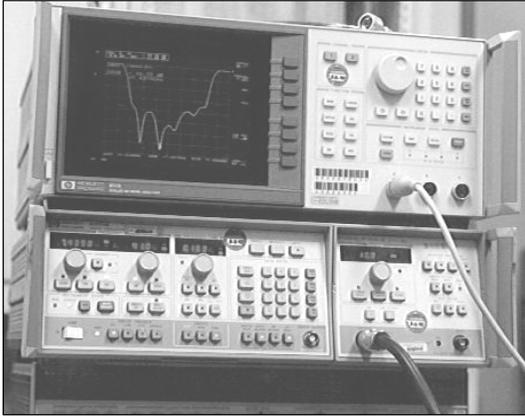
El valor total de RL que es 31,8 dB se lo convierte en $\rho_a' = 0,026$. Ahora se puede calcular el valor definitivo sumando los valores de ρ para la guía de ondas y presurización:

$$\rho = 0,7 \cdot (\rho_a' + \rho_b + \rho_c) = 0,7 \cdot 0,075 = 0,0525 \quad \text{es decir: } VSWR = 1,1 \quad y \quad RL = 25,5 \text{ dB}$$

El coeficiente 0,7 es un valor empírico (Andrew Corp) que tiene en cuenta la suma real de los coeficientes de reflexión ρ . Para el ajuste de filtros se utiliza la curva de RL preferentemente a la de atenuación A_t . La razón de ello es que una pequeña variación sobre A_t se traduce en una mayor variación de RL. Por ejemplo, para la secuencia 0,2/0,3/0,4 dB de atenuación la secuencia de RL es 33/29/27 dB. El ancho de banda puede definirse mejor como RL que como A_t en todos los componentes del circuito de micro-ondas.

MEDICIONES EN RADIOFRECUENCIA

LAMINA. Se muestra una sala de mediciones sobre equipos de radioenlace. Debajo se muestra el instrumento de medición de pérdida de retorno y un atenuador variable, un medidor de espectro y retardo de grupo.



MODELO DE CALCULO DE RADIOENLACE

Referido al proceso de cálculo para radioenlaces fijos terrestres. Consideración del fading selectivo, la lluvia y las mejoras por uso de diversidad.

1- DIAGRAMA DE FLUJO DEL CALCULO

En este trabajo se resumen los pasos a seguir en el diseño de un radioenlace de micro-ondas digital. El desarrollo de los ítems en particular se tratan en otros trabajos, solo se menciona la lógica de análisis.

El diagrama de flujo a desarrollar durante el cálculo de un radioenlace de micro-ondas para señales digitales se muestra en la **Fig 01**. A continuación se describen las partes constituyentes del mismo.

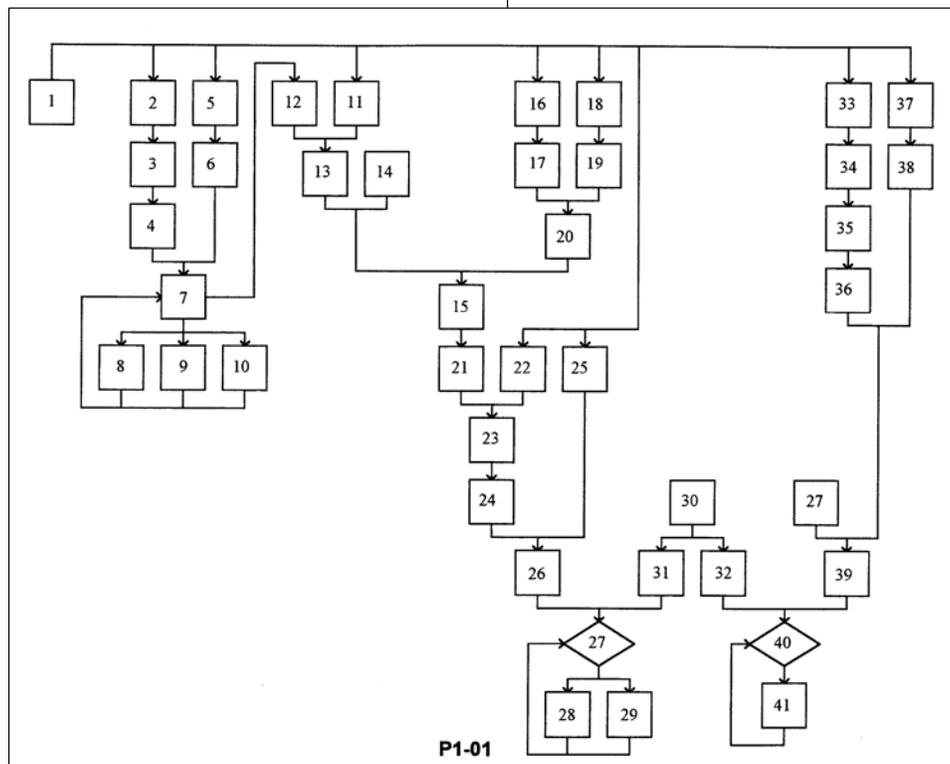
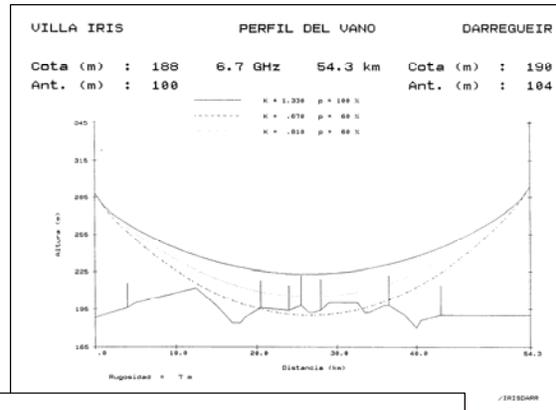


Fig 01. Diagrama de flujo para el modelo de cálculo del radioenlace.

MODELO DE CALCULO DE RADIOENLACE

1.1- CALCULO DE LA ALTURA DE ANTENAS

El primer paso consiste en determinar la posición geográfica de las estaciones y desarrollar sobre un plano de alturas del terreno el perfil geográfico entre las estaciones. Se considera entonces una propagación en el «espacio libre», ignorando la atmósfera y los obstáculos. Se obtiene entonces el nivel de potencia nominal de recepción y el margen de desvanecimiento del enlace. La inclusión de la atmósfera implica una curvatura del rayo de unión entre antenas, mientras que la inclusión de un obstáculo implica el despejamiento de la zona de Fresnel. Se concluye el cálculo cuando, mediante criterios de despejamiento, se admite un nivel de recepción igual al del espacio libre. Se tomará en cuenta la presencia de obstáculos, la atenuación introducida por los mismos o la necesidad de repetidores pasivos para eludirlos. Se tendrá en cuenta además posibles reflexiones en el terreno.

CALCULO DE LA ALTURA DE LAS ANTENAS

DATOS	1- Datos iniciales. Para el cálculo se requieren, entre otros datos la posición de las estaciones, el perfil del terreno, la altura de las estaciones y los obstáculos.
REFRACCION	2- Efecto de la Refracción. Se debe determinar el valor estándar para el coeficiente de curvatura de la tierra K de acuerdo con la zona geográfica y altura del enlace. Generalmente se utiliza, por costumbre, el valor medio $K = 4/3$.
FACTOR K	3- Determinación del valor de K crítico. Se trata del peor caso, con ocurrencia más del 99,9% del tiempo. El valor se incrementa con la longitud del enlace y corresponde a $K = 0,8$ para 50 Km de longitud del enlace.
CURVATURA C	4- Cálculo de la curvatura C de la Tierra. Se calcula en el obstáculo más evidente. Es una función inversa del valor K y función directa de la distancia. El horizonte cambia su curvatura debido a variaciones del índice de refracción (K).
DIFRACCION	5- Efecto de la Difracción. Se calcula el radio de la primer zona del elipsoide de Fresnel (F1) en el obstáculo más evidente. F1 depende de la distancia y en forma inversa de la frecuencia.
DESPEJAR	6- Cálculo del valor de Despejamiento D. Se trata de la separación entre el rayo de unión entre antenas y el obstáculo. Es una fracción del radio F1.
CRITERIOS	7- Criterios para determinar la altura de antenas. Se selecciona entre los varios criterios existentes. Posteriormente se considera el enlace "despejado" y solo se tiene en cuenta la atenuación del espacio libre. El criterio comúnmente aplicado es tomar el peor valor de altura entre $[K=4/3; D/F1=1]$ y $[K=0,8; D/F1=0,6]$.
OBSTRUCCION	8- Obstrucción por obstáculo. En caso que no pueda despejarse el enlace, se determina la atenuación por obstrucción Aobs en función de la relación D/F1 obtenido en el cálculo. Ciertos tipos de obstáculos producen atenuación por absorción y por dispersión, en tanto que otros producen despolarización de la onda.
REFLEXION	9- Reflexiones en el terreno. De existir las reflexiones en el terreno plano debe calcularse la altura de antena para lograr que el rayo reflejado llegue en fase con el directo. En caso contrario se usará el sistema antireflectivo de diversidad de espacio.
REPETIDOR	10- Repetidores pasivos. En muchos casos donde no se puede superar un obstáculo es necesario usar repetidores pasivos del tipo espejo o espalda-espalda. Estos permiten cambiar la dirección del enlace. En algunos casos se adoptan repetidores activos amplificadores de radiofrecuencia con bajo consumo de energía para áreas de difícil acceso.

MODELO DE CALCULO DE RADIOENLACE

1.2- CALCULO DEL MARGEN DE DESVANECIMIENTO

MARGEN DE DESVANECIMIENTO

DATOS	1- Datos iniciales. Para el cálculo del margen de desvanecimiento se requiere la frecuencia y longitud del enlace, la altura de antenas sobre la estación, y algunos datos del equipo a ser usado.
ALIMENTADOR	11- Selección de guía de onda o cable coaxial. Dependiendo de la frecuencia se selecciona el medio de alimentación de la antena. El cable coaxial se aplica hasta 3 GHz y la guía de ondas a partir de esta frecuencia. Se seleccionan las antenas dependiendo de la ganancia deseada. Se determina la atenuación y ganancia respectivamente.
ESPACIO LIBRE	12- Efecto del espacio libre. Se calcula la atenuación en función de la distancia y frecuencia. Adicionalmente se considera una atenuación por obstáculo si el enlace se encuentra obstruido.
NOMINAL	13- Cálculo de la potencia nominal de recepción. Se determina la Potencia nominal como diferencia entre la potencia del transmisor y las atenuaciones (<i>branching</i> , guía de ondas o cable coaxial y espacio libre) y ganancias de antenas (en la dirección de máxima directividad).
UMBRAL	14- Determinación de la potencia umbral. Se trata del valor de potencia recibida por el receptor que asegura una tasa de error BER de 10^{-3} y 10^{-6} . No se considera degradación por interferencias, al menos inicialmente.
MARGEN	15- Cálculo del margen de desvanecimiento. Se trata del valor en dB para las BER de 10^{-3} y 10^{-6} obtenido como diferencia entre la potencia nominal de recepción y la potencia umbral del receptor.

1.3- CALCULO DEL EFECTO DE LAS INTERFERENCIAS

Las interferencias producen sobre el enlace un incremento de la tasa de error BER cuando existen condiciones de propagación adversas. Por ello, es necesario estudiar la interferencia dentro del sistema a proyectar como desde y hacia el exterior del mismo. Las interferencias que no pueden despreciarse obligan a una redistribución del plan de frecuencias adoptado o se consideran como una reducción del margen de desvanecimiento.

EFECTO DE LAS INTERFERENCIAS

DATOS	1- Datos iniciales. Son necesarios para el cálculo de interferencias la posición y frecuencia de las estaciones interferentes, potencia de emisión, polarización usada, etc.
IGUAL	16- Interferencias I con igual dirección. En este caso se tiene la misma dirección de la interferencia con la portadora deseada C. Ambas señales sufren el desvanecimiento al mismo tiempo y la relación C/I se mantiene constante.
C/I dB	17- Verificación de la relación C/I dB. El conjunto de interferencias en condición de igual dirección debe cumplir con la relación $C/I > 20$ dB. En tal caso el efecto se supone despreciable; es decir, la BER se degrada en forma imperceptible.
DISTINTA	18- Interferencias I con distinta dirección. En este caso ambas señales (C e I) sufren el desvanecimiento en forma distinta y la relación C/I no es constante. Se debe asegurar que C/I se mantiene aceptable aún cuando el valor de C es igual al valor de potencia umbral.
NIVEL	19- Verificación del nivel de interferencia I dBm. Se debe obtener el conjunto de interferencias en esta condición. Si el valor de $I \leq -100$ dBm se supone despreciable. De lo contrario se encuentra el valor de $C/I = P_u/I$.
C/N dB	20- Valoración de la degradación de la relación C/N. La relación portadora a ruido se degrada en presencia de una interferencia. Se determina un valor en dB de penalización por interferencia sobre la base de mediciones o datos del equipo.
MARGEN	15- Cálculo del nuevo margen de desvanecimiento. Este margen tiene en cuenta las interferencias (FMi3 y FMi6).

MODELO DE CALCULO DE RADIOENLACE

1.4 EFECTO DEL DESVANECIMIENTO POR CAMINOS MÚLTIPLES

La propagación atmosférica produce reflexiones en el terreno y en la atmósfera. Las primeras pueden ser eliminadas mediante un obstáculo cercano a una antena (tapando el rayo reflejado); en este caso es conveniente ubicar una antena más baja que la otra. Si esto no es posible se recurre al sistema anti-reflectivo de diversidad de espacio (dos antenas separadas por una distancia tal que la diferencia entre ambas permite compensar la diferencia de caminos con el rayo reflejado). La reflexión en la atmósfera no es predecible mediante trigonometría y por ello su estudio es estadístico. Involucra variables como el clima, temperatura y humedad, época del año, tipo de terreno y rugosidad, frecuencia y distancia, margen de desvanecimiento y signatura del receptor.

DESVANECIMIENTO POR CAMINOS MULTIPLES

DATOS	1- Datos iniciales. Para este cálculo se requiere información sobre el clima, terreno, frecuencia y distancia del enlace, así como la signatura del receptor.
ATENUACION	21- Efecto de la atenuación plana. Se calcula la componente de atenuación Rayleigh en función del margen de desvanecimiento.
SELECTIVIDAD	22- Efecto de la selectividad. Cálculo de la componente debida a la selectividad introducida por el Notch. Es una función de la signatura del receptor. Esta componente es despreciable para enlaces de baja y media capacidad y debe tomarse en cuenta para enlaces de 140 Mb/s.
TOTAL	23- Cálculo de la suma de atenuación y selectividad. Se efectúa con la ponderación adecuada entre componentes. Solo la primer componente se tiene en cuenta hasta 34 Mb/s; la selectividad es importante para modulación QAM y TCM.
MARGEN NETO	24- Determinación del margen de desvanecimiento neto (NFM3 y NFM6). Se requiere para obtener el efecto sobre enlaces de alta capacidad, por encima de 34 Mb/s, mediante la signatura.
FACTOR Po	25- Determinación del factor de ocurrencia Po. Se trata de una función del clima, rugosidad del terreno, frecuencia y distancia del enlace.
PORCENTAJE	26- Cálculo de la probabilidad. Se trata del porcentaje de tiempo que se puede superar el margen NFM en forma proporcional a Po. Tiene relación con la BER mediante las recomendaciones de calidad G.821 y G.826. La asimilación es desde NFM3 a US/SES y NFM6 a DM.
COMPARACION	27- Comparación de los valores calculados. Se toma como referencia los objetivos proporcionales al Trayecto desde 2500 Km. Si el valor calculado es inferior al objetivo se concluye en forma satisfactoria esta parte del cálculo.
MEJORAS	28- Mejoras sobre la calidad del enlace. Si el valor calculado es superior al objetivo se procede a implementar mejoras sobre el enlace como el incremento del margen de desvanecimiento.
DIVERSIDAD	29- Uso de diversidad. En los casos en que es necesario se aplica la diversidad de frecuencia, diversidad de espacio o combinaciones de frecuencia y espacio. En cada caso se obtienen ventajas en cuanto hace a la calidad y costos crecientes por materiales o uso de portadoras.

1.5- OBJETIVOS PROPORCIONALES DEL ITU-R

Los objetivos que se determinan en el ITU-T y ITU-R permiten fijar umbrales para el diseñador. Los mismos deben ser cumplidos siempre que las condiciones económicas del enlace lo permitan. Solo para enlaces laterales de baja capacidad se toleran incumplimientos de estos objetivos.

OBJETIVOS DEL ITU-T

OBJETIVOS	30- Objetivos para calidad (SES y DM) e indisponibilidad (US). Se trata de los objetivos definidos por los organismos internacionales ITU-T e ITU-R para el trayecto de referencia de 2500 Km de longitud.
CALIDAD	31- Atribución del objetivo de calidad SES y DM. De acuerdo con el ITU-R el valor se distribuye en forma proporcional a la distancia del enlace.
CORTE	32- Atribución del objetivo de indisponibilidad US. También, en este caso, se distribuye en forma proporcional a la distancia.

MODELO DE CALCULO DE RADIOENLACE

1.6- CALCULO DE CORTE POR LLUVIA

Los enlaces sufren indisponibilidad o corte debido a varias causas: atenuación por lluvia, falla de equipos, variación del índice de refracción (K atmosférico), caminos múltiples. La lluvia es importante en enlaces por encima de 7 GHz. Las fallas de equipo obligan al uso de sistemas conmutados con protección. Solo por razones económicas se puede admitir el uso de sistemas 1+0.

INDISPONIBILIDAD DEBIDO A LA LLUVIA

DATOS	1- Datos iniciales. Para el cálculo de la indisponibilidad por lluvia se requiere información sobre la región geográfica, frecuencia y distancia del enlace y margen de desvanecimiento FM.
DENSIDAD J	33- Densidad instantánea de lluvia J. Se determina en base a la región geográfica y se obtiene un valor medido en mm/h. Se trata de la densidad de lluvia que se supera el 0,01% del tiempo anual.
LONGITUD	34- Cálculo de la atenuación por unidad de longitud en dB/Km. Es proporcional a la densidad de lluvia y a la frecuencia del enlace.
EFFECTIVA	35- Determinación de la longitud efectiva. Se trata del diámetro equivalente de la celda de lluvia en función de la longitud del enlace. En base a este valor se obtiene el cálculo de la atenuación total por lluvia para la longitud efectiva.
ATENUACION	36- Determinación del valor de atenuación en dB. Corresponde al 0,01% del tiempo. Se calcula sobre la base del valor del porcentaje de corte (US%) para el margen de atenuación FM3 dB. Una leve mejora sobre los US puede introducirse mediante el incremento del margen FM3.

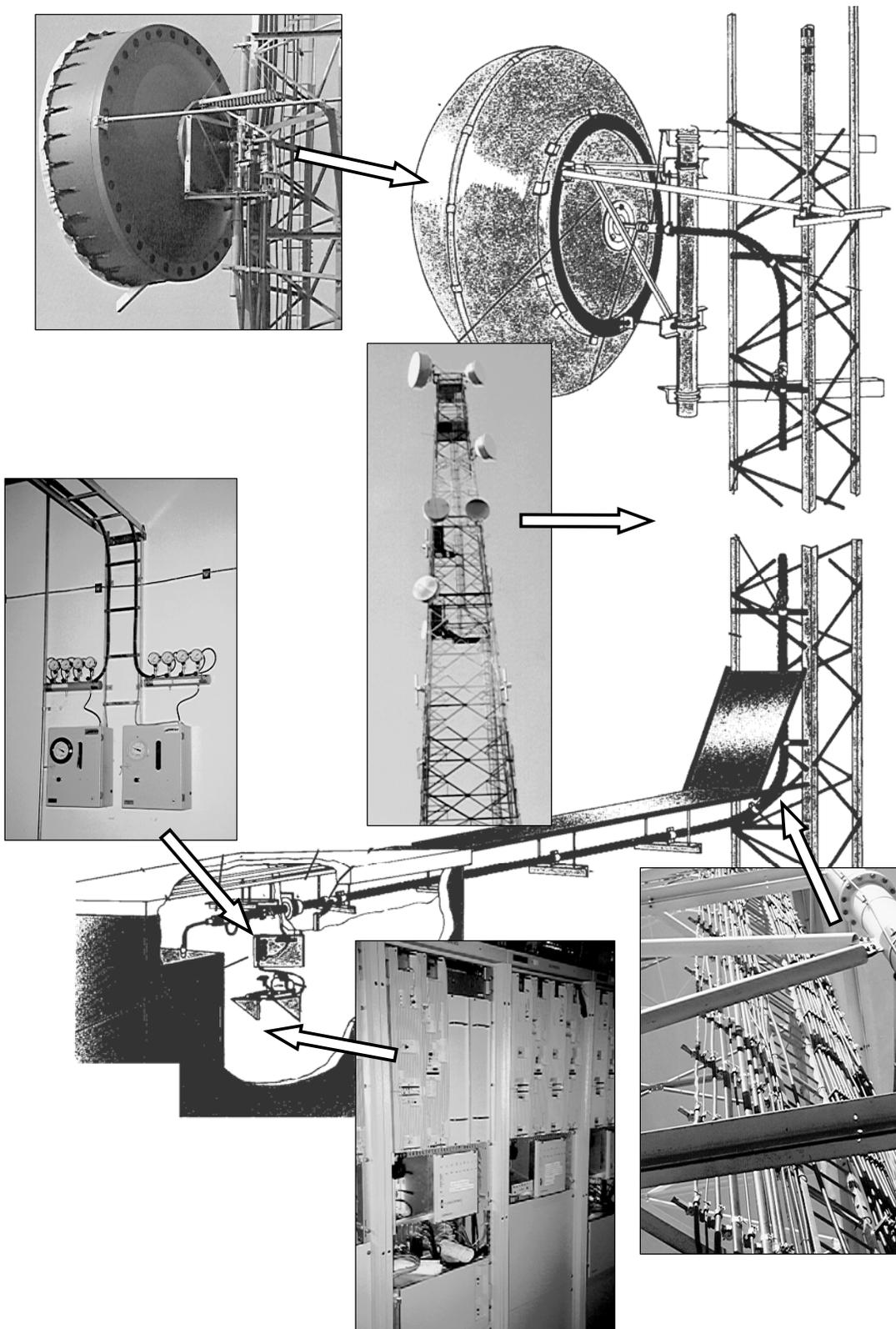
1.7- CALCULO DE CORTE POR FALLA DE EQUIPO

INDISPONIBILIDAD POR FALLA DE EQUIPOS

DATOS	1- Datos iniciales. Para el cálculo de la indisponibilidad por falla de equipos se requiere el tiempo medio entre fallas de equipos MTBF y tiempo medio de reparación MTTR. El MTTR es una función de la organización del mantenimiento.
1+0	37- Cálculo de la indisponibilidad de un sistema 1+0. En general, con muy pocas excepciones, no se cumple el objetivo de US y por lo tanto se requiere el uso de protección (1+1) o (N+1).
N+1	38- Cálculo de la indisponibilidad de un sistema con protección N+1. Debe ser usado en todos los enlaces para dar cumplimiento al objetivo de US. Solo por razones económicas puede admitirse enlaces 1+0 en baja capacidad (2 y 8 Mb/s).
TOTAL	39- Sumatoria de las componentes. Se trata de obtener el valor total de corte debido a las componentes de desvanecimiento por caminos múltiples, al efecto de la lluvia y a la falla de equipos.
OBJETIVO	40- Comparación con el objetivo de indisponibilidad US. Es proporcional a la distancia. En caso de no cumplir dicho objetivo debido a la lluvia puede intentarse un incremento del margen FM3, reducción en la banda de frecuencia usada o reducción de la longitud del enlace. Si la causa es la falla de equipos por usar un sistema sin protección 1+0 se debe colocar una protección del tipo <i>Hot Standby</i> .
MEJORAS	41- Falta de cumplimiento del objetivo de corte. Se requiere analizar la causa principal e implementar las acciones contra la falla de equipos (usar protección con conmutación) o lluvia (reducir la longitud del enlace).

MODELO DE CALCULO DE RADIOENLACE

LAMINA. Componentes de una instalación de radioenlace terrestre: equipo electrónico de modulación, sistema de presurización de guía de ondas, guía de ondas sobre la torre y antena.



DISPONIBILIDAD DE SISTEMAS DIGITALES

Con referencia al tiempo de disponibilidad de la red basados en las fallas de equipo y en los corte por hidrometeoros.

1- CORTE POR FALLAS DE EQUIPOS

1.1- INTRODUCCIÓN

La **confiabilidad** puede definirse como la capacidad de un componente, equipo o sistema de no fallar durante un determinado período de tiempo. Existe una relación matemática entre la confiabilidad de cada una de las partes y componentes y el sistema completo. Esta relación matemática es uno de los métodos conocidos para obtener en forma anticipada la confiabilidad de un equipo aún no instalado. La confiabilidad distingue 3 tipos de períodos de fallas:

- fallas que ocurren al iniciarse el período de vida operativo y que suceden por defectos de producción o de instalación;
- fallas debidas al desgaste y que dependen del mantenimiento preventivo y
- fallas aleatorias distribuidas al azar y que no dependen de pruebas o del mantenimiento.

Las **fallas aleatorias** tienen una distribución uniforme y por ello la confiabilidad responde a una ley exponencial. Por comodidad se usa la inversa de la tasa de fallas aleatorias denominado **MTBF** (*Mean Time Between Failure*) expresado en horas. Se suele utilizar también la unidad de fallas **FIT** (*Failure unit*) equivalente a una falla cada 10^9 horas para los componentes electrónicos:

$$MTTF = \phi \cdot 10^9$$

donde, el MTTF es el tiempo medio a la falla y ϕ es la tasa de fallas.

Para calcular el valor del **tiempo medio entre fallas MTBF** de un determinado equipo se puede recurrir a la relación matemática antes mencionada o a medir el tiempo en pruebas de laboratorio. Para permitir medir el valor de MTBF en un período corto de tiempo se requiere producir sobre-stress que incremente los parámetros críticos como el voltaje, corriente y temperatura, lo cual termina por acelerar las reacciones físico-químicas que llevan a la falla del componente. Según la teoría de **Arrhenius** la falla es idéntica, pero acelerada.

En las pruebas se mide el tiempo medio hasta la falla **MTTF** (*Mean Time To Failure*) que se define como el tiempo hasta cuando falla el 50% de los componentes probados. En la mayoría de los casos se requiere el tiempo medio hasta la primer falla **MTTFF** (*Mean Time To First Failure*) es decir el **MTBF**.

En la **Fig 01** se muestra como varía la distribución de fallas sobre componentes sometidos a sobre-stress. A elevada temperatura el valor hasta MTTF se reduce en tiempo y disminuye la desviación estándar σ de la distribución. El valor de MTBF a 100°C es 600.000 veces mayor al valor de MTBF a 220°C . En la misma **Fig 01** se muestra las zonas típicas de funcionamiento de un equipo.

Para el cálculo se requiere, además del MTBF de los equipos, el concepto de **mantenibilidad**. Se define así a la probabilidad de restituir o volver a poner en marcha en un tiempo determinado a un sistema que ha sufrido una falla o interrupción. El **tiempo de interrupción** comprende el tiempo logístico de movilidad y el tiempo administrativo. Se expresa mediante el Tiempo medio de reparación **MTTR** (*Mean Time To Repaired*) en hs.

El valor de MTTR puede reducirse adoptando apropiadas normas de mantenimiento como ser: diseño que requiera un mínimo de idoneidad técnica y de herramientas; uso de módulos enchufables e intercambiables; uso de alarmas claras y distribuidas; pruebas de mantenimiento correctivo y preventivo simples del tipo ON-OFF; correcto rotulado del equipo y módulos; disponer de un sistema de telesupervisión con una correcta reunión de alarmas que permita conocer de antemano la unidad afectada en una estación no atendida.

DISPONIBILIDAD DE SISTEMAS DIGITALES

1.2- MÉTODO DE CALCULO

La **disponibilidad D** se define como la probabilidad que el sistema se encuentre trabajando en forma satisfactoria y equivale al complemento de la **indisponibilidad I**. La indisponibilidad es la proporción de tiempo US que el sistema está cortado (MTTR) frente al tiempo total (MTBF+MTTR):

$$I = \frac{MTTR}{(MTTR + MTBF)} = \frac{MTTR}{MTBF}$$

Donde I es la indisponibilidad expresada en US. Equivale aproximadamente a MTTR/MTBF debido a la gran diferencia de órdenes de magnitud entre uno y otro componente de la expresión.

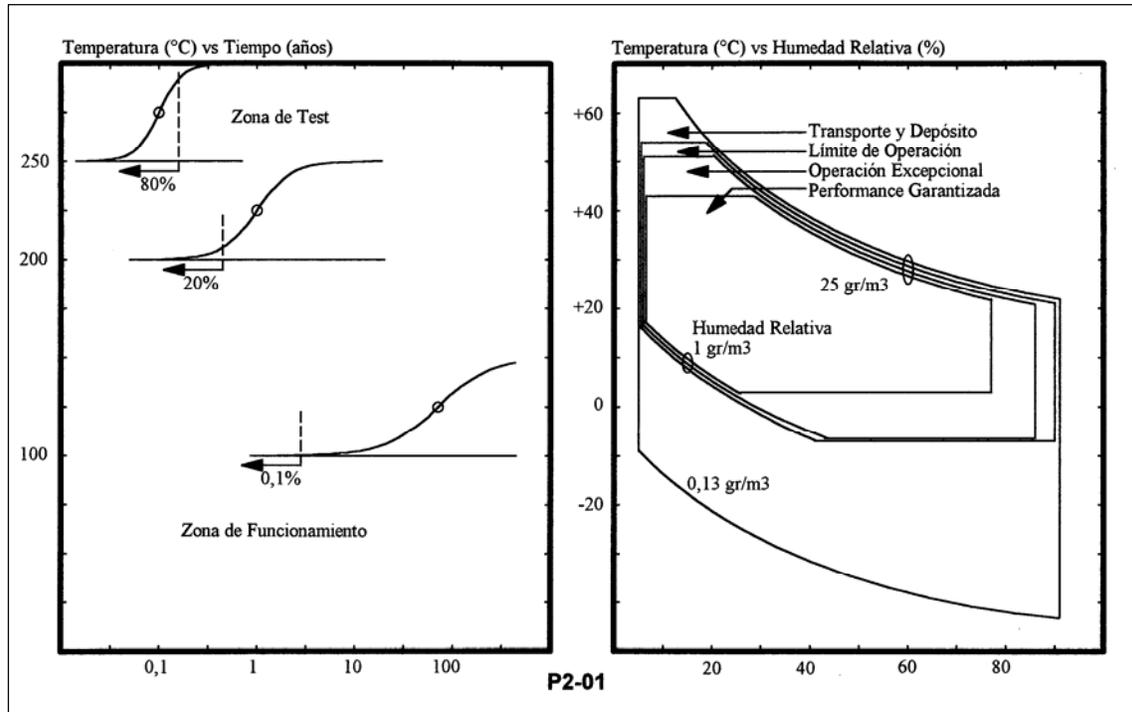


Fig 01. Ciclo de vida bajo stress y zonas de funcionamiento garantizadas.

En un enlace de microondas con m repetidoras donde no se tiene protección mediante redundancia de equipos y conmutación en los extremos (en otras palabras, en un enlace 1+0), la indisponibilidad US se expresa como la suma de las indisponibilidades en serie (**Fig 02**):

$$USo\% = 2 [(Imt + Itt + Irt + Idt + Ift) + m \cdot (Imr + Itr + Idr + Ifr)] \cdot 100$$

Donde el 2 indica la bi-direccionalidad de enlace (en la figura se indica sólo un sentido) y m es el número de repetidoras. El factor 100 permite usar la unidad % en lugar de probabilidad si se desea presentarlo en tal forma.

La nomenclatura indica de indisponibilidad Iij es:

Imt	Modulador-Terminal	Itt	Transmisor-Terminal		
Irt	Receptor-Terminal	Idt	Demodulador-Terminal	Ift	Fuente-Terminal
Imr	Modulador-Repetidor	Itr	Transmisor-Repetidor		
Irr	Receptor-Repetidor	Idr	Demodulador-Repetidor	Ifr	Fuente-Repetidor

Si el valor de USo calculado supera al objetivo de indisponibilidad previsto por el ITU-R (antes CCIR) se debe recurrir a la protección del enlace mediante la duplicación del equipamiento y la conmutación en los extremos. La configuración será entonces del tipo 1+1 ó en general N+1. Ver ejemplo de la **Fig 02**. El valor de US_N para un enlace N+1 es mucho menor a USo debido a que deben entrar en falla ambos canales (el principal y la reserva) para obtener una indisponibilidad efectiva. La fórmula de cálculo es

DISPONIBILIDAD DE SISTEMAS DIGITALES

$$US_N = 0,5 \cdot US_o \cdot I_p + I_s + \frac{(N+1) \cdot US_o^2}{2}$$

donde el término cuadrático de US_o tiene en cuenta la indisponibilidad simultánea del sistema principal y la reserva. La nomenclatura indica:

- I_s Indisponibilidad de partes serie del sistema de conmutación
- I_p Indisponibilidad de partes paralelo del sistema de conmutación.

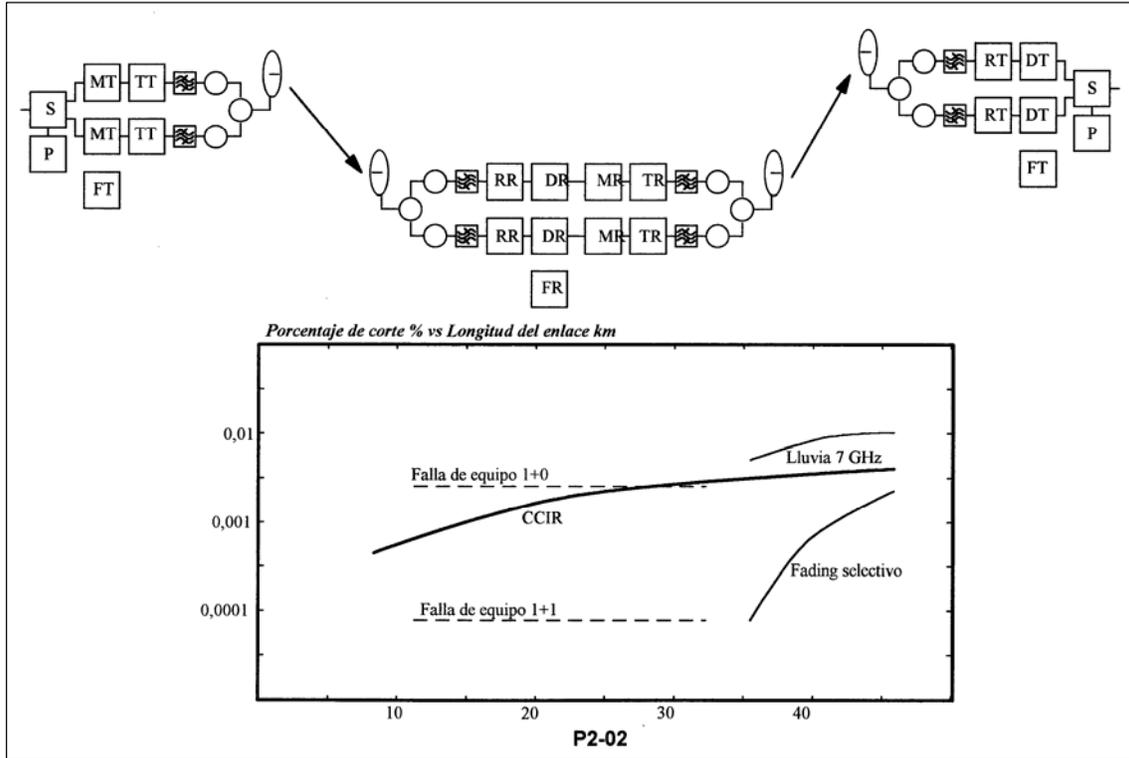


Fig 02. Ejemplo de cálculo.

La configuración del sistema de protección puede ser del tipo hot stand-by (donde ambos transmisores tienen la misma frecuencia) o del tipo diversidad de frecuencia (donde tienen distintas frecuencias). En los sistemas con fibras ópticas se aplica la misma expresión pero teniendo en cuenta las siguientes particularidades: El MTTR de reparación del cable puede ser muy alto si el mismo es interurbano y cuando se corta el cable el sistema de conmutación de equipos no produce mejora alguna.

En cuanto hace al objetivo a cumplir se ha previsto un tiempo de disponibilidad sobre los radioenlaces digitales con 8 Mb/s o más del 99,7% del tiempo es el trayecto de referencia de 2500 km. La AT&T en USA ha determinado el 99,99% para 4000 millas; mientras que en Canadá se fija el 99,97% en 1000 millas (correspondiente a 99,95% para 2500 km). Por ejemplo: una hipótesis del 99,7% en 2500 km determina un tiempo de corte de 0,006% en una longitud de 50 km. Si el MTTR previsto es de 10 hs se obtiene un valor de MTBF de 99994 hs, equivalente a 11,4 años.

Tabla 01: Cálculo para corte por fallas.

Tiempo medio entre fallas			
	Descripción	Resultado	
MTBFmt	modulador terminal	$2 \cdot 10^5$	hs
MTBFtt	transmisor terminal	$2 \cdot 10^5$	hs
MTBFrt	receptor terminal	$1,6 \cdot 10^5$	hs
MTBFdt	demodulador terminal	$1,8 \cdot 10^5$	hs
MTBFmr	modulador repetidor	$2,7 \cdot 10^5$	hs
MTBFtr	transmisor repetidor	$2 \cdot 10^5$	hs
MTBFrr	receptor repetidor	$1,6 \cdot 10^5$	hs
MTBFdr	demodulador repetidor	$2,1 \cdot 10^5$	hs
MTBFft	fuelle terminal	$4 \cdot 10^5$	hs
MTBFfr	fuelle repetidor	$4 \cdot 10^5$	hs
MTBFcs	conmutación serie	$1,7 \cdot 10^5$	hs
MTBFcp	conmutación paralelo	$1,7 \cdot 10^6$	hs
Tiempo medio de reparación			
MTTRt	reparación terminal	1	hs
MTTRr	reparación repetidor	10	hs
	Número de repetidoras	4	
	Longitud total	280	Km
	Indisponibilidad USo 1+0	$1,8 \cdot 10^{-3}$	
	Indisponibilidad US1 1+1	$9,0 \cdot 10^{-6}$	

DISPONIBILIDAD DE SISTEMAS DIGITALES

En el ejemplo de cálculo de la **Tabla 01** se adoptan valores típicos para sistemas de radioenlace. Obsérvese que un sistema del tipo 1+0 no cumple con el objetivo de US del ITU-R y se requiere un sistema redundante 1+1. Solo se utilizan sistemas 1+0 cuando la importancia del enlace es muy poca o en baja capacidad cuando los costos son determinantes en el proyecto. En tales casos se adopta el criterio que resulta mejor un enlace con un tiempo de corte alto que nada.

2- CORTE POR HIDROMETEOROS

2.1- INTRODUCCIÓN

Los **hidrometeoros** (lluvia, niebla, nieve y granizo), gases y partículas sólidas (polvo y arena) producen una atenuación que puede considerarse plana dentro de la banda de microondas del canal transmitido. Por otro lado, se produce una despolarización de la onda. El **vapor de agua y el oxígeno** producen absorción de las ondas milimétricas. La concentración de oxígeno es relativamente constante mientras que la del vapor de agua no lo es, aumentado hasta la saturación en las nubes y lluvia. El efecto puede observarse sólo por encima de los 15 GHz. En la **Fig 03** se muestra la variación de la atenuación específica δr expresada en dB/km en función de la frecuencia (**ITU-R I.719-2**).

El **vapor de agua** tiene un pico de absorción en 22,3 GHz y el **oxígeno** en 50 GHz. La **niebla y nubes** consisten en partículas de agua líquida suspendidas en el aire. Las gotas de las nubes tienen diámetros modales mayores a la niebla. Hay 2 tipos de niebla: la producida por advención en regiones costeras y la producida por radiación en regiones interiores. La niebla puede producir atenuaciones importantes sólo por encima de los 100 GHz. En la práctica a 140 GHz se han medido atenuaciones de 0,4 y 4 dB/km para nieblas de 0,05 y 0,5 gr/m³ que corresponde a una visibilidad de 300 y 50 m, respectivamente (**ITU-R I.721-2**). En 10 GHz el efecto es despreciable, del orden de 0,00035 dB/km para 0,005 gr/m³.

En el caso de la **nieve** la atenuación es reducida debajo de los 30 GHz. Un índice de lluvia en forma de nieve de 10 mm/h produce una atenuación específica de 3 dB/km a 30 GHz. El **granizo** en cambio tiene gran influencia a partir de los 2 GHz, pero la probabilidad de ocurrencia es despreciable. En general, la acumulación de nieve y hielo en las antenas tiene más importancia que la presencia de nieve en el trayecto.

La atenuación específica de las **tormentas de arena y polvo** dependen muchas veces del contenido de humedad. Mediciones en laboratorio a 10 GHz para concentraciones de 10⁻⁵ gr/cm³ encontraron valores de 0,1 dB/km para la arena y 0,4 dB/km para la arcilla. El principal hidrometeoro es la lluvia y en la **Fig 03** se muestra la atenuación δr en función de la frecuencia para distintas intensidades de lluvia J en mm/h.

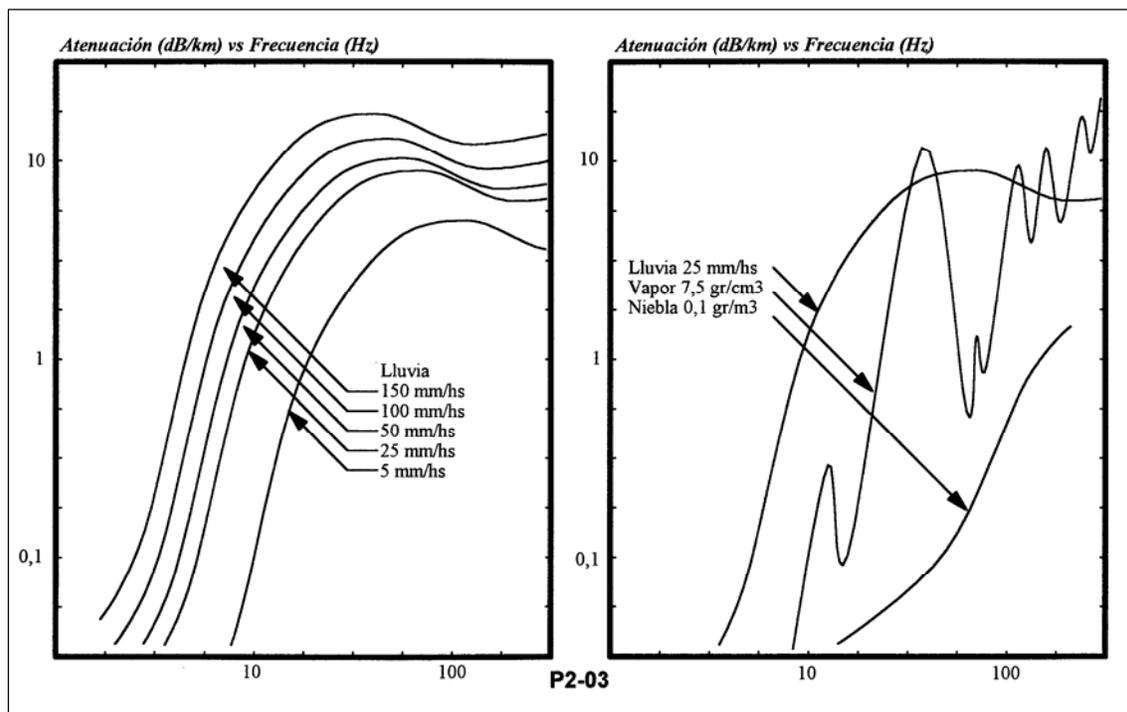


Fig 03. Efecto de la lluvia sobre las señales radioeléctricas.

DISPONIBILIDAD DE SISTEMAS DIGITALES

2.2- DIGRESIÓN: MODELO DE LAS TORMENTAS

Un modelo teórico de las nubes consta de células donde el aire ascendente se genera en el centro y el descendente en los bordes. La palabra **convección** designa la transferencia de calor por medio de movimientos verticales; al movimiento horizontal se lo denomina **advección**. La inestabilidad en la celda proviene del gradiente de temperatura, por calor en la base y frío en el tope del fluido.

Además del gradiente de temperatura se requiere que la densidad del aire ascendente sea menor. En el agua se puede despreciar la expansión mientras que en el aire no se puede; al penetrar la corriente de aire en zonas de menor presión se difunde y enfría. El aire asciende hasta el equilibrio de temperatura (por ejemplo, el humo de chimeneas o en hongo de la explosión atómica); en el tope se registra la turbulencia y la bruma.

Las fuentes de energía a partir de la cual se forman las tormentas son: el calor de la atmósfera, el hundimiento del aire pesado sobre el liviano, pero el más importante es el calor liberado por la congelación del vapor de agua en las nubes. En una tormenta de 5 Km de diámetro existen $5 \cdot 10^5$ toneladas de agua y se liberan 10^8 Kw/h de energía.

Woodcock verificó la convección mirando el vuelo de las gaviotas. Con vientos leves planean circunvalando las celdas; con vientos moderados lo hacen en láminas verticales extendidas paralelas al viento; si el aire es más caliente no planeaban. En los remolinos se conserva el momento angular; si disminuye el radio aumenta la velocidad. Las nubes convectivas o *cumulus* conservan la dirección con respecto al viento; los planeadores navegan por esas líneas con la trompa hacia abajo para máxima velocidad.

2.3- MÉTODO DE CALCULO

El problema que enfrenta el proyectista es determinar el valor de densidad instantánea de lluvia **J** que tendrá la región donde se instale el radioenlace. El ITU-R provee un método para el cálculo del efecto de lluvia sobre el enlace. Para poder abordar el método de cálculo es necesario conocer previamente el valor de atenuación aceptado por el enlace. Es decir, el denominado **margen de desvanecimiento FM**. Según lo presentado se debe conocer el valor de la **atenuación específica** δ_r de la lluvia para determinados valores de densidad instantánea de lluvia **J** y el margen de desvanecimiento **FM** del enlace.

A) DETERMINAR EL VALOR DE J. El ITU-R **I.563-3** presenta cierta información orientativa para el diseñador. En la **Fig 04** se muestra una compaginación de los datos entregados para los años 1982 y 1986/90 en dos formas distintas: por un lado, zonas de igual densidad de lluvia y líneas de igual densidad (**isopletas**). Las líneas se han tomado para una densidad **J** en mm/h y para un tiempo de 0,01 % del año. Las mediciones deberían realizarse con pluviómetros de alta velocidad. Se encuentra que las lluvias de gran intensidad tienden a concentrarse en cortos períodos de tiempo por lo que los datos disponibles dependen del tiempo de integración de la medida.

La información original del CCIR-1976 dividía el planeta en 5 zonas de lluvia. La zona 1 correspondía a la costa del Océano Atlántico y Centro América (75 mm/h para el 0,01 %) mientras que la zona 5 correspondía a la costa del Océano Pacífico hasta Ecuador y la Patagonia (15 mm/h).

El valor de **J** superado el 0,01% del tiempo debe ser medido con respuesta rápida, definida con un tiempo de integración de un minuto. Los datos del ITU-R son desafortunadamente contradictorios en algunas zona. Los cambios climáticos a corto plazo también dificultan una estadística confiable a largo plazo.

Los valores para las **zonas hidrometeorológicas** corresponden a la **Tabla 02**. Se trata de las condiciones de intensidades **J** en mm/h que se supera un porcentaje de tiempo determinado. Obsérvese por ejemplo, en la zona **K** (correspondiente al clima pampeano en Argentina) el valor de **J** para el porcentaje de 0,01% es de 42 mm/h, mientras que la isopleta es de 100 mm/h. Esto genera incertidumbre al realizar el cálculo si no se disponen de valores medidos en campo.

Tabla 02: Lluvia por zonas y porcentajes de tiempo.

Porcentaje	A	C	D	E	K	N	P
1%	0,5	2	3	1	2	5	12
0,3%	1	3	5	3	64	15	34
0,1%	2	5	8	6	12	35	65
0,03%	5	9	13	12	23	65	105
0,01%	8	15	19	22	42	95	145
0,003%	14	26	29	41	70	140	200
0,001%	22	42	42	70	100	180	250

DISPONIBILIDAD DE SISTEMAS DIGITALES

B) ENCONTRAR EL VALOR DE ATENUACIÓN ESPECÍFICA. corresponde al valor de J determinado. Para ello se recurre tanto a las curvas de la **Fig 03** como a la siguiente expresión numérica:

$$\delta r = K \cdot J^\alpha$$

Con J en mm/h y δr en dB/km. Las constantes K y α dependen de la frecuencia y polarización de la onda. En **ITU-R I.721** se indica la **Tabla 03**. Donde Kh- αh corresponden a la polarización horizontal y Kv- αv a la vertical.

El valor de δr para la **polarización vertical y horizontal** se puede relacionar mediante la expresión:

$$\delta r_v = (300 \cdot \delta r_h) / (335 + \delta r_h)$$

Para obtener la dependencia en **función de la frecuencia** se puede recurrir a la siguiente relación:

$$\delta r_1 / \delta r_2 = g(f_1) / g(f_2) \quad \text{con}$$

$$g(f) = f^{1,72} / (1 + 3 \cdot 10^2 \cdot f^{3,44})$$

Tabla 03: Coeficientes para la atenuación específica.

Frecuencia	Kh	Kv	αh	αv
2 GHz	0,000154	0,000138	0,963	0,923
4	0,000650	0,000591	1,121	1,075
6	0,00175	0,00155	1,308	1,265
7	0,00301	0,00265	1,332	1,312
8	0,00454	0,00395	1,327	1,310
10	0,0101	0,00887	1,276	1,264
12	0,0188	0,0168	1,217	1,200
15	0,0367	0,0335	1,154	1,128
20	0,0751	0,0691	1,099	1,065

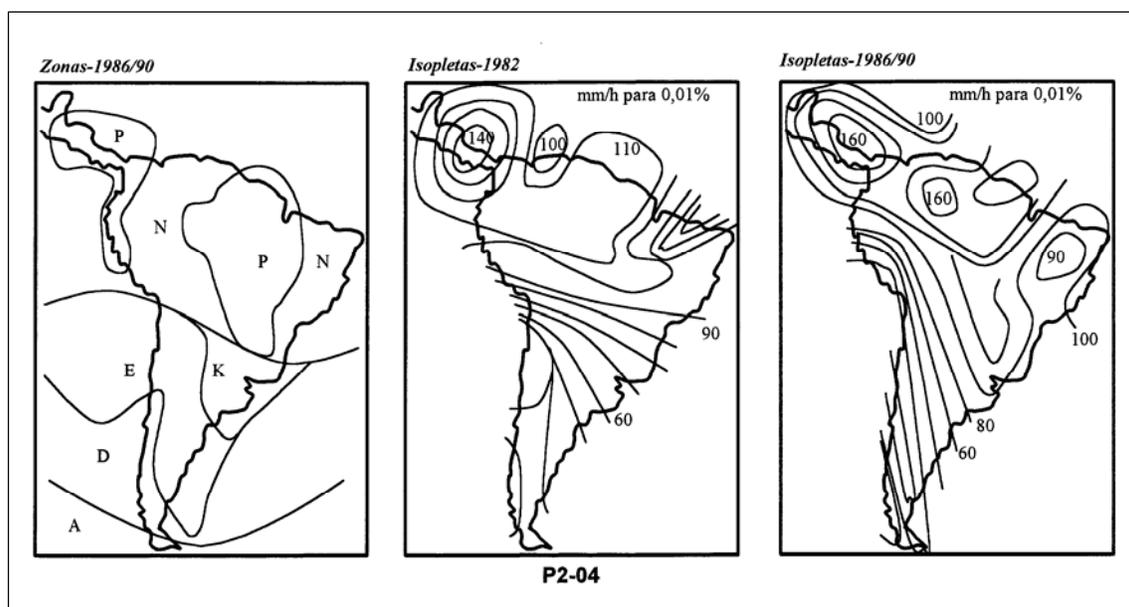


Fig 04. Zonas y líneas de igual densidad de lluvia.

C) RELACIONAR LA LLUVIA CON LA DISTANCIA. Se propone obtener una distancia efectiva de lluvia def relacionada con la longitud del enlace real. Se ha encontrado que una celda de lluvia decrece con el aumento de J; así para 20 mm/h el diámetro promedio de la celda es de 3,5 Km y cae en forma lineal a 2 Km para valores de J cercanos a 100 mm/h.

El valor de la def se calcula como (**ITU-R I.338**):

$$def = (d \cdot do) / (d + do) \quad \text{con} \quad do = 35 \cdot \exp(-0.015 \cdot J)$$

Con d en Km y J en mm/h (válido hasta 100 mm/h). De esta forma se puede calcular ahora la atenuación que produce un enlace de distancia d una lluvia de densidad J que es superada el 0,01 % del tiempo. Este valor es:

$$A_{0,01} = \delta r \cdot def$$

donde el resultado es en dB si δr se expresa en dB/Km y def en Km.

DISPONIBILIDAD DE SISTEMAS DIGITALES

D) OBTENER EL PORCENTAJE DE US DEBIDO A LLUVIA. El $A_{0,01}$ es el valor de atenuación excedido el 0,01 % del tiempo debido a la lluvia. Nuestro enlace tiene un margen de desvanecimiento FM para "gastar" en la lluvia. Debemos relacionar ambos valores y obtener el porcentaje efectivo que corresponde a FM, es decir el porcentaje de US debido a la lluvia. La relación responde a la siguiente regla:

$$FM/A_{0,01} = 0,12 \cdot US^{-(0,546 + 0,043 \cdot \log US)}$$

donde el valor de US resulta en %. Esta fórmula se ha elaborado de manera que para $FM/A_{0,01}$ con valores de 0,12; 0,39; 1 y 2,14 resulten en porcentajes de tiempo de 1; 0,1; 0,01 y 0,001% respectivamente.

2.4 EJEMPLO DE CALCULO

Para el ejemplo de siguiente **Tabla 04** y la representación de la **Fig 02** se ha seleccionado la banda de 6-alta GHz. Las componentes que determinan la indisponibilidad del enlace son:

-Indisponibilidad por falla de equipo: Despreciable para sistemas con protección 1+1. Solo por razones económicas en sistemas de baja capacidad se admite sistemas 1+0.

-Indisponibilidad por lluvia: se hace apreciable por encima de 7 GHz para regiones de densidad de lluvia alta (100 mm/h). Puede mejorarse levemente incrementando el margen de desvanecimiento FM3.

-Indisponibilidad por caminos múltiples: se considera despreciable debido que se debe cumplir con el objetivo de calidad SES/DM que es inferior al de corte US. Para el trayecto de 2500 Km se trata de $SES < 0,054\%$ y $US < 0,3\%$.

-No se considera el corte producido por variación de la refracción (factor K); en este caso el obstáculo oscurece a la antena receptora.

Tabla 04: Cálculo de corte por lluvia.

<i>Banda de frecuencias</i>	6,4-7,1 GHz
Velocidad de transmisión	140 Mb/s-16QAM
Longitud del enlace	50 Km
Atenuación espacio libre A_0	143,4 dB
Potencia de transmisión	+28 dBm
Potencia umbral $BER = 10^{-3}$	-75 dBm
Atenuación branching	-1 dB
Atenuación 100 m guía-de-ondas	-5 dB
Ganancia de antenas	+38,5 dB
Margen de desvanecimiento FM	30,6 dB
Intensidad de lluvia J	100 mm/h
Coefficiente Kh	0,00301
Coefficiente αh	1,332
Atenuación δr	1,39 dB/km
Longitud efectiva	15,5 Km
Atenuación $A_{0,01}$	22 dB
Probabilidad de corte US	$8 \cdot 10^{-5}$
Objetivo ITU-R para 2500 Km	$3 \cdot 10^{-3}$
Objetivo ITU-R para 50 Km	$6 \cdot 10^{-5}$

PROPAGACIÓN Y CAMPO RECIBIDO

Análisis de la propagación en espacio libre. Los efectos de la difracción y refracción en la atmósfera. El margen de desvanecimiento. Los efectos de la reflexión en el terreno.

1- PROPAGACIÓN EN EL ESPACIO LIBRE

Platón estaba impresionado por la certeza de las matemáticas y supuso que los conocimientos científicos eran reales, unitarios e inmutables. Las teorías evolutivas afectaron solo a los conocimientos de las ciencias biológicas y sociales. Sin embargo, **F.Nietzsche**-1911 propuso que "nuestras leyes mecánicas no serían eternas, sino que habrían evolucionado, sobreviviendo a innumerables leyes mecánicas alternativas". La ciencia se ha convertido en un método social de investigación de los fenómenos naturales. Hace exploraciones intuitivas y sistemáticas de las leyes que se formulan al observar la naturaleza y probando de manera rigurosa su veracidad en forma de pronósticos. Este trabajo se ocupa en parte de leyes absolutamente estadísticas y con innumerables variables.

1.1- DIGRESIÓN: PROPAGACIÓN RADIOELÉCTRICA

Si bien **Ptolomeo**-140 dC describió el efecto de refracción de la luz no fue hasta **W.Snel**-1621 cuando se encontró la relación matemática. Ptolomeo relacionaba en forma constante los ángulos mientras que Snel lo hace con el seno del ángulo. La difracción de la luz la encontró **F.Grimaldi**-1665 haciendo pasar un rayo por una abertura; a partir de entonces la luz se parecía a un fenómeno ondulatorio. **B.Pascal**-1648 determinó que la atmósfera tiene una altitud finita (la estimó en 8000 m). En 1902 se pudo determinar que la atmósfera disponía de dos capas: tropósfera hasta 11000 m de altura y estratosfera por encima. En la troposfera existían variaciones de temperatura (dando lugar a los vientos y nubes) e índice de refracción (dando lugar a la curvatura de las ondas de radio).

El **campo electromagnético** generado en la antena de transmisión se propaga en forma perpendicular a la dirección del trayecto. La propagación en el vacío y los efectos que produce la atmósfera sobre la señal influyen notablemente la potencia recibida. La onda que se propaga dispone de un modelo simplificado para trabajar con conceptos sencillos.

Algunos de ellos se indican en los próximos ítems de este trabajo; los primeros conceptos son:

-El campo electromagnético EH está compuesto de vectores de **campo eléctrico E** y **campo magnético H** perpendiculares entre sí. Cuando los campos E y H se encuentran suficientemente lejos de la antena emisora se puede considerar como un frente de onda plano. El plano que contiene el campo E y la dirección de propagación se denomina **plano de polarización**. En general, nos referimos a un plano vertical y otro horizontal.

-El medio de propagación es no-dispersivo; por lo tanto, la velocidad de fase de las componentes espectrales no dependen de la frecuencia.

-En un primer paso se admite que un rayo directo une las antenas y más adelante se tratan los problemas producidos por los caminos múltiples.

-El modelo considera antenas isotrópicas, con idéntica densidad de potencia emitida en todas las direcciones. Las antenas con cierta directividad se consideran provistas de una ganancia de potencia respecto de la isotrópica.

1.2- ATENUACIÓN EN EL ESPACIO LIBRE

Si la antena emisora es **isotrópica** la potencia emitida por unidad de área de la superficie de una esfera (densidad de potencia) es:

$$P_d = P_t / 4 \cdot \pi \cdot d^2$$

donde P_t es la potencia transmitida por la antena y d es la distancia entre las antenas y el punto bajo estudio (radio de la esfera).

El **área efectiva** de una antena receptora se define como la superficie del frente de onda plano con densidad de potencia P_d que dispone de una potencia equivalente a la entregada por la antena. Para la antena isotrópica el área eficaz es:

$$A_e = \lambda^2 / 4 \cdot \pi$$

PROPAGACIÓN Y CAMPO RECIBIDO

donde λ es la longitud de onda del campo radioeléctrico. Por ejemplo, para una frecuencia de 3 GHz con longitud de onda de 10 cm el área efectiva es de 7,96 cm². Se entiende entonces el hecho de la baja potencia captada. Relacionando ambos elementos se dispone de la potencia de recepción P_r en función de la P_t para antenas isotrópicas:

$$P_r = P_t \cdot \left\{ \frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot d} \right\}^2$$

La **potencia recibida** es inferior a la transmitida debido a la imposibilidad de captar toda la potencia generada. Se puede expresar como una atenuación (por la propagación en el espacio libre de obstáculos) entre antenas isotrópicas. De acuerdo con el ITU-R (antes CCIR) **Rc.525** y **Rc.341** el valor de la **atenuación por espacio libre** se expresa como:

$$A_o = 10 \cdot \log P_t/P_r = 32,5 \text{ dB} + 20 \cdot \log (f \cdot d)$$

con la frecuencia f en MHz, la distancia d en Km y la atenuación A_o en dB.

ATENUACIONES ADICIONALES. La propagación atmosférica produce:

- refracción** en la atmósfera (levantamiento del horizonte);
- difracción** por zonas de Fresnel (atenuación por obstáculo);
- atenuación** por reflexiones en el terreno;
- desvanecimiento** por múltiple trayectoria (formación de ductos);
- absorción** por arboledas cercanas a la antena;
- absorción** por gases o hidrometeoros (lluvia, nieve, etc);
- dispersión** de energía debido a precipitaciones;
- desacoplamiento** de la polarización de la onda.

1.3- MARGEN DE DESVANECIMIENTO FM

Se define sobre el mismo el **Margen de Desvanecimiento FM** (*Fading Margen*) como la diferencia en dB entre el nivel de la potencia recibida P_n y el nivel mínimo de potencia que asegura una determinada tasa de error BER (denominada potencia umbral del receptor P_u).

$$FM = P_n - P_u$$

La **potencia de recepción nominal** se obtiene restando a la P_t en dBm las atenuaciones debidas a filtros y circuladores (*branching*) A_b , a cable coaxial o guía de onda A_g , al espacio libre A_o y sumando las ganancias de antenas G_a . En términos matemáticos:

$$P_n = P_t - A_{b1} - A_{g1} + G_{a1} - A_o + G_{a2} - A_{g2} - A_{b2}$$

Los valores de atenuación por filtros son cercanos a 0,2 dB dentro de la banda de paso. Los circuladores producen una atenuación en el sentido directo cercano a 0,2 dB. Por ello el valor A_b depende del número de componentes en el branching. La atenuación de cable coaxial o guía de onda se expresa en dB/100m de longitud y es una función directa de la frecuencia de trabajo. La ganancia de la antena se expresa en la dirección de máxima directividad y es función directa de la frecuencia.

Tabla 01: Valores de potencia umbral.

Sistema	P_t	P_{u3}	P_{u6}	Frecuencia
34Mb/s-4PSK	25 dBm	-83 dBm	-79 dBm	7/8 GHz
140Mb/s-16QAM	28 dBm	-75 dBm	-71 dBm	6 GHz alta
140Mb/s-64QAM	28 dBm	-71 dBm	-67 dBm	6 GHz baja

La **potencia umbral del receptor P_u** se determina para los umbrales de BER en 10^{-3} y 10^{-6} . Como referencia se puede indicar los valores típicos de la **Tabla 01**. Los valores de P_{u3} se asocia con la BER= 10^{-3} y los objetivos de indisponibilidad (US) y calidad inaceptable

(SES), mientras que el P_{u6} para BER= 10^{-6} se asocia con la calidad degradada (DM). El margen de desvanecimiento FM se puede ver reducido debido a la presencia de obstáculos, interferencias y desvanecimiento.

PROPAGACIÓN Y CAMPO RECIBIDO

2- EFECTO DE REFRACCIÓN SOBRE LA PROPAGACIÓN

2.1- ÍNDICE DE REFRACCIÓN.

A continuación se estudia el efecto de la refracción y la forma de expresarlo en términos de una degradación del margen de desvanecimiento. En ITU-R Rc.369 y Rc.453 se define la atmósfera de referencia para la refracción. La variación del **índice de refracción n** es una función de la altura sobre el nivel del mar, de las condiciones atmosféricas y de la época del año. Se ha determinado la siguiente ley de variación:

$$n(h) = 1 + a \cdot \exp(-b \cdot h)$$

donde, a y b son constantes que se determinan por métodos estadísticos y h es la altura sobre el nivel del mar en Km. El índice de refracción se define como el cociente entre la velocidad de propagación de la onda radioeléctrica en el vacío y la velocidad de la onda a la altura h en la atmósfera. Como referencia se ha determinado el valor:

$$n(h) = 1 + 315 \cdot \exp(-0,136 \cdot h) \cdot 10^{-6}$$

En palabras, a la altura del nivel del mar (h= 0 km) el índice de refracción es 1,000315. Como el índice n disminuye desde 1,000315 en forma exponencial con el incremento de la altura se dice que en una atmósfera normal la derivada del índice respecto de la altura ($\delta n / \delta h$) o **gradiente**, es negativa. Ver a tal efecto la **Fig 01**.

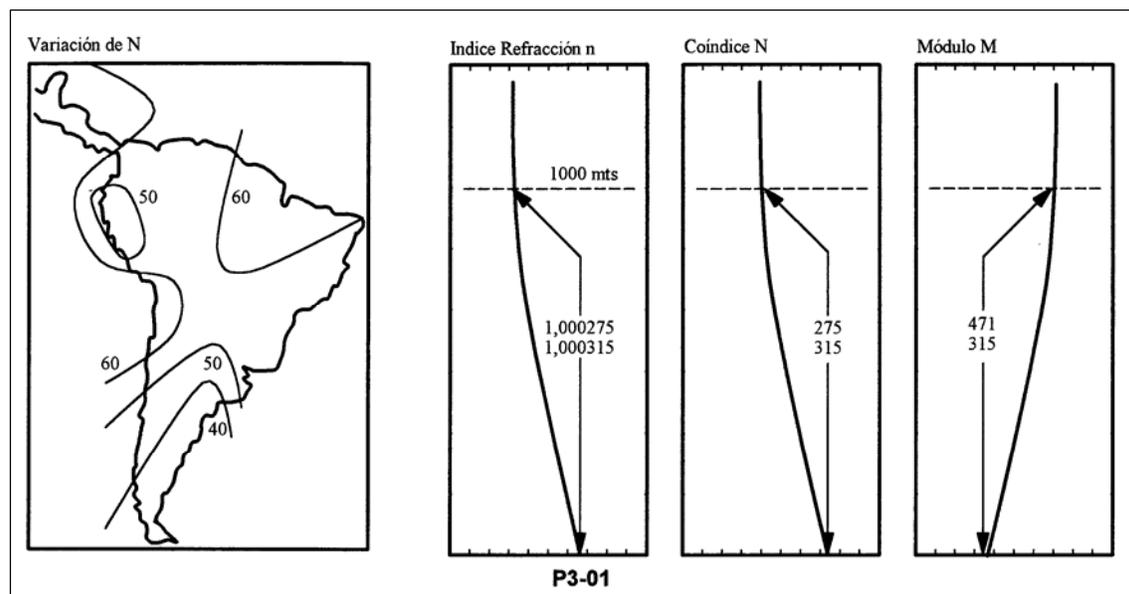


Fig 01. Efecto de la refracción en la atmósfera.

COINDICE DE REFRACCIÓN. Como el valor de n es cercano a la unidad se prefiere definir el **coíndice de refracción N** como:

$$N = (n-1) \cdot 10^6$$

es decir, para n=1,000315 el N=315, lo cual resulta en una valor más cómodo. En la **Fig 01** se muestra un ejemplo. El valor de N y n es una función climática:

$$N = 77,6/T \cdot (P + 4810 \cdot e/T); \text{ donde } p = 216,7 \cdot e/T$$

donde P es la presión atmosférica en milibares, e es la presión del valor de agua en mb y T la temperatura en grados Kelvin. La relación e/T da lugar a la concentración del vapor de agua p en gr/m³.

MODULO DE REFRACCIÓN M. Es el exceso del índice modificado con relación a la unidad:

$$M = (n + h/R_0 - 1) \cdot 10^6$$

PROPAGACIÓN Y CAMPO RECIBIDO

donde $(n + h/R_0)$ se denomina índice de refracción modificado y está determinado por la altura h y el radio de la Tierra $R_0 = 6370$ Km. Cuando h corresponde al nivel del mar el valor de M corresponde a N , es decir:

$$M = N + h/R_0 \cdot 10^6$$

Obsérvese que el valor de M se incrementa con la altitud. Como el índice de refracción n disminuye con la altura se tiene que la onda radioeléctrica se curva hacia abajo debido a la ley de Snell. Por ello es importante el valor del gradiente entre el índice y la altura cercano a la superficie de la Tierra.

GRADIENTE DEL ÍNDICE DE REFRACCIÓN. Se ha definido el **gradiente normal del coíndice de refracción** al valor mediano del gradiente en los primeros 1000 m de altura para zonas templadas. El mismo corresponde a $N(h)$:

$$\begin{aligned} h = 0 \text{ Km}; \quad n(0) = 1,000315 \quad \text{y} \quad N(0) = 315 \\ h = 1 \text{ Km}; \quad n(1) = 1,000275 \quad \text{y} \quad N(1) = 275; \quad \delta N/\delta h = -40 \text{ N/Km} \end{aligned}$$

Una atmósfera se define como subnormal (**sub-estándar**) cuando el gradiente supera el umbral de $-40/\text{Km}$ y como supernormal (**super-estándar**) si es inferior a $-40/\text{Km}$. Como se trata de un valor normal el 50% del tiempo se está por encima o por debajo de este umbral. Los valores de $\delta N/\delta h$ dependen del clima y en la **Fig 01** se muestra la información para América.

CONDICIONES DE PROPAGACIÓN. Los factores atmosféricos que intervienen en la propagación son:

-**Convección:** producida por el calentamiento del suelo lo cual introduce una reducción de temperatura con la altura. Se encuentra en tiempo claro y corresponde a una propagación estándar.

-**Turbulencia:** producida por efecto del viento y con condiciones de propagación estándar.

-**Advensión:** se trata de un desplazamiento horizontal de masas de aire debido al intercambio de calor y humedad entre el aire y el suelo. Cuando una masa de aire cálido y seco incide desde la tierra hacia el mar las capas inferiores se enfrían y se cargan de humedad lo cual crea una capa de inversión del índice de refracción.

-**Subsidencia:** correspondiente a un desplazamiento vertical de aire a alta presión lo cual genera una capa de inversión del índice de refracción. Dicha capa se denomina conducto y produce una propagación de múltiples trayectorias.

-**Enfriamiento:** producido durante la noche por irradiación de la tierra lo que introduce una inversión del gradiente de temperatura.

-**Niebla:** produce una variación en el gradiente del índice de refracción. Si existe una inversión en el gradiente de temperatura la presión del vapor aumenta con la altura y se produce una propagación sub-estándar.

La propagación estándar es favorecida por la baja presión, la turbulencia y el cielo cubierto. En cambio la propagación no estándar se ve favorecida por la alta presión, la subsidencia y el cielo claro. Las mejores condiciones de propagación se obtienen con terrenos ondulados (debido a las corrientes verticales de aire), con trayectos oblicuos (debido al cruce de capas atmosféricas en forma transversal), en época invernal y por la noche.

2.2- RADIO FICTICIO DE LA TIERRA

Como la onda radioeléctrica se curva hacia abajo en una atmósfera normal, se define el **factor de radio ficticio** de la Tierra K que permite suponer a la onda en una propagación rectilínea y a la Tierra con un **radio aparente R_a** distinto al **radio real R_0** :

$$R_a = K \cdot R_0 \quad \text{donde } R_0 \text{ es } 6370 \text{ Km.}$$

La curvatura del rayo en la atmósfera se relaciona con el gradiente del índice mediante:

$$1/\sigma = -\delta n/\delta h$$

con σ el radio de curvatura del rayo. La curvatura de la Tierra respecto de la curvatura del rayo es:

$$1/R_0 - 1/\sigma = 1/K \cdot R_0$$

Por lo tanto, el valor de K se relaciona con el coíndice de la siguiente forma de acuerdo con **ITU-R I.718-2**:

$$K = (1 + R_0 \cdot \delta n/\delta h)^{-1} = (1 + 0,00637 \cdot \delta N/\delta h)^{-1}$$

PROPAGACIÓN Y CAMPO RECIBIDO

El valor de K sigue las estadísticas de N. Se dice que el horizonte de la Tierra se "levanta" cuando K es inferior al valor promedio. Para $\delta N/\delta h = -40/\text{Km}$ el valor de K es de 1,34 (conocido como 4/3); esto corresponde a un radio aparente de la Tierra de 8500 Km.

La curvatura del rayo depende del gradiente y los cambios de éste pueden producir conductos y propagación por caminos múltiples o desenfoco de las antenas. Además pueden producirse atenuaciones por obstrucción. En la propagación por el espacio libre la energía se dispersa en dos direcciones ortogonales respecto al sentido de propagación. Por ello la atenuación del espacio libre es una función cuadrática de la distancia. Según **ITU-R I.718-2** en el caso de altos valores de gradiente del índice se produce una reflexión en un conducto atmosférico y la atenuación es menor pudiendo llegar a ser proporcional a la primer potencia de la distancia. En el caso extremo de un conducto continuo entre antenas emisora y receptora la atenuación del espacio es:

$$A_0 = 32,5 \text{ dB} + 20 \cdot \log f + 10 \cdot \log d$$

que para una distancia de 50 km corresponde a una diferencia de nivel de 17 dB.

La **propagación normal** es favorecida por la baja presión creada por turbulencias y el cielo cubierto. Generalmente provocadas en terreno rugoso o montañoso. El valor de $K = 4/3$ corresponde a una región de clima tropical templado. En regiones árticas el valor estándar corresponde a 1,2 mientras que en el trópico se incrementa a 1,6. Esta conclusión puede obtenerse de los valores presentados en la **Fig 01**.

El **valor estándar** de K se debe completar con el valor de K para el "peor caso". En **ITU-R I.338-5** se indica el comportamiento de K en un clima tropical templado en función de la longitud del enlace para una atmósfera subnormal en el 99,9 % del tiempo. Por ejemplo, para una longitud del enlace de 50 Km el valor de $K = 0,8$ es superado el 99,9 % del tiempo.

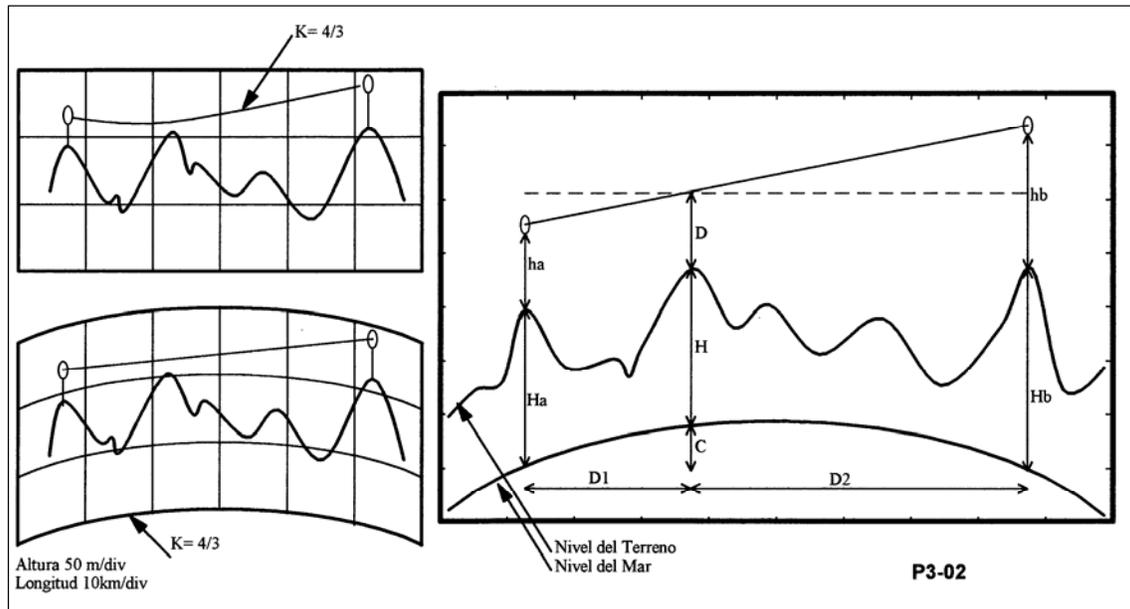


Fig 02. Curvatura del rayo y factor K.

2.3- PROTUBERANCIA DEL TERRENO

Un método de trabajo puede ser el siguiente: se gráfica en un reticulado ortogonal el perfil del terreno y el rayo que une las antenas tiene una curvatura de acuerdo con el valor de K. Otra posibilidad: se gráfica el perfil del terreno sobre una Tierra con curvatura correspondiente a $K = 4/3$ y el rayo es recto. En ambos casos se observa que la Tierra se levanta cuando el valor de K disminuye. Ambas posibilidades se tienen en la **Fig 02**.

Se puede determinar el valor de la curvatura (**protuberancia**) de la Tierra en un punto del enlace mediante:

$$C = \frac{4 \cdot (d_1 \cdot d_2)}{51 \cdot K}$$

PROPAGACIÓN Y CAMPO RECIBIDO

donde, C es la curvatura expresada en metros y las distancias d_1 y d_2 se indican en Km. El valor de C se incrementa cuando K disminuye. Cuando se efectúan inspecciones visuales de los obstáculos se debe tener en cuenta que los rayos luminosos no se curvan tanto como las microondas. La atmósfera normal para la luz visible tiene un $K=1,18$ (valor mínimo que corresponde a la refracción mínima y estable entre las 12 y 15 hs).

Téngase en cuenta que el valor usado como estándar ($K=1,34$ y $\delta N=-40$ /Km) es distinto para otros lugares del planeta. Por ejemplo, en algunas partes del sur de América se tiene $\delta N= -60$ /Km lo que corresponde a un valor de $K=1,62$. Si se supone un enlace de 50 Km con un obstáculo ubicado a $d_1=20$ Km y $d_2=30$ Km desde las estaciones. El valor de C para $K=4/3$ es de 35 mts mientras que el valor de C para $K=1$ es de 47 mts. Se puede decir que la variación del factor K desde $4/3$ a 1 produjo que la Tierra se "levante" 12 metros.

PROPAGACIÓN Y CAMPO RECIBIDO

3- EFECTO DE LA DIFRACCIÓN SOBRE LA PROPAGACIÓN

Una antena se asimila a un emisor de un frente de onda en expansión. De acuerdo con el **principio de Huygen** (físico holandés del siglo XVII) cada elemento del frente de la onda produce un frente de onda secundario. Es decir que, a la antena receptora llega señal desde cada punto del frente de onda (señal difractada); existen entonces infinitos caminos que unen las antenas. Como los rayos así difractados recorren un camino más extenso llegan con un cierto retardo que puede producir una interferencia que se suma o se resta de acuerdo con la fase relativa. El efecto queda determinado por una familia de **elipsoides de Fresnel** (matemático francés del siglo XIX) con focos en las antenas. En la **Fig 03** se observa un elipsoide genérico correspondiente a dicha familia.

3.1- ZONAS DE FRESNEL

Se denominan **zonas de Fresnel** a las coronas circulares concéntricas determinadas por los rayos difractados que se suman en fase y en contrafase en forma alternada. Dentro del elipsoide de revolución la primer zona de Fresnel se caracteriza por el radio F_1 a una determinada distancia de la antena.

En **ITU-R I.715** se indica la relación entre los distintos elementos que interviene:

$$F_N = 550 \cdot \{ (N \cdot d_1 \cdot d_2) / f \cdot (d_1 + d_2) \}^{1/2}$$

donde d_1 y d_2 corresponden a las distancias desde las antenas en km, f es la frecuencia en MHz y N es el número del elipsoide. El valor de F_N resulta en metros.

Las zonas pares ($N = 2, 4, 6$, etc) tienen una contribución sustractiva de potencia pues el rayo directo y el difractado se suman en contrafase y las zonas impares tienen una contribución aditiva. La potencia de recepción es la suma de todas las contribuciones; las amplitudes de estas contribuciones disminuyen en la medida que se incrementa el orden N . Las zonas de Fresnel aportan una **intensidad de campo** proporcional a la superficie de la zona y a un factor de oblicuidad. A causa de este factor el aporte de cada zona disminuye con el orden de la zona. En conjunto el aporte combinado desde la zona 2 en adelante es solo la mitad del aporte de la primer zona.

El principio de Huygen es una interpretación teórica que responde a un efecto determinado de las leyes de Maxwell con las condiciones de contorno correspondientes a la presencia de un obstáculo. El resultado de la difracción producida por un obstáculo es como si ocurriera dicho principio. El **despejamiento D** indicado en la **Fig 02** determina la separación entre el obstáculo y el rayo directo entre antenas. Es natural que el valor de D sea finito y por lo tanto se produzca una obstrucción de alguna parte de las zonas de Fresnel.

3.2- ATENUACIÓN POR OBSTRUCCIÓN

En la **Fig 03** se muestra la atenuación introducida por el obstáculo en función de la relación entre el despejamiento y el primer radio de Fresnel D/F_1 expresados en la misma unidad (**K. Bullington-1947**).

El valor mostrado en la figura es válido cuando se trata de una atmósfera estándar. Cuando el valor de K es inferior a $4/3$ el rayo se curva hacia la Tierra y la obstrucción aumenta. Obsérvese que un horizonte representado por una esfera homogénea produce mayor atenuación por difracción que una arista (filo de cuchillo). La Tierra plana tiene una curva igual a la esfera homogénea por encima de $D/F_1 = 0,2$; por debajo la atenuación es mayor a la esfera. La esfera o Tierra plana produce una inversión de fase de 180° en la reflexión; la cual varía de acuerdo con las imperfecciones del terreno.

La expresión para la **arista** se aproxima, para valores de D/F_1 inferiores a -1 , mediante:

$$A_t = 6,9 \text{ dB} + 20 \cdot \log \{ D/F_1 + [(D/F_1)^2 + 1]^{1/2} \}$$

Téngase en cuenta que con $D/F_1 = 0$ la atenuación es de 6 dB para una arista. En **ITU-R I.338** se indica el valor para un **obstáculo promedio**:

$$A_t = 10 + 20 \cdot \log D/F_1$$

cuando el valor de D/F_1 es inferior a $-0,5$.

Cuando el valor de D/F_1 es positivo, es decir cuando el rayo pasa sobre el obstáculo se producen zonas de ganancia y atenuación sucesivas. Las mismas corresponden a obstaculizar las zonas pares e impares respectivamente. Un valor muy interesante corresponde a D/F_1 cercano a $0,6$. En este valor se compensa la atenuación producida sobre las zonas pares

PROPAGACIÓN Y CAMPO RECIBIDO

con las impares y el nivel de recepción es equivalente al obtenido en el **espacio libre de obstáculos**. En otras palabras, si se dispone de un despejamiento equivalente a $D = 0,6.F1$ se puede aplicar la teoría desarrollada en la ECUACIÓN DEL ENLACE. Este valor se denomina **criterio de planificación o de despejamiento**.

El **ITU-R I.136** indica la atenuación promedio que introduce una arboleda como obstáculo cuando se encuentra cerca de la antena hasta una distancia de 400 m:

$$A = 0,2 \cdot f^{0,3} \cdot L^{0,6}$$

donde, la frecuencia se expresa en MHz (válida hasta 10 GHz) y la longitud L de la arboleda en m. El valor real es función de la densidad de la vegetación, la humedad de las hojas, la presencia de nieve acumulada en el follaje, etc. Cuando la arboleda se encuentra cerca de la antena la onda se propaga en su interior y sufre una atenuación por absorción. En cambio, si la arboleda se encuentra lejos de la antena se comporta como un obstáculo del tipo filo de cuchillo (arista) y produce difracción.

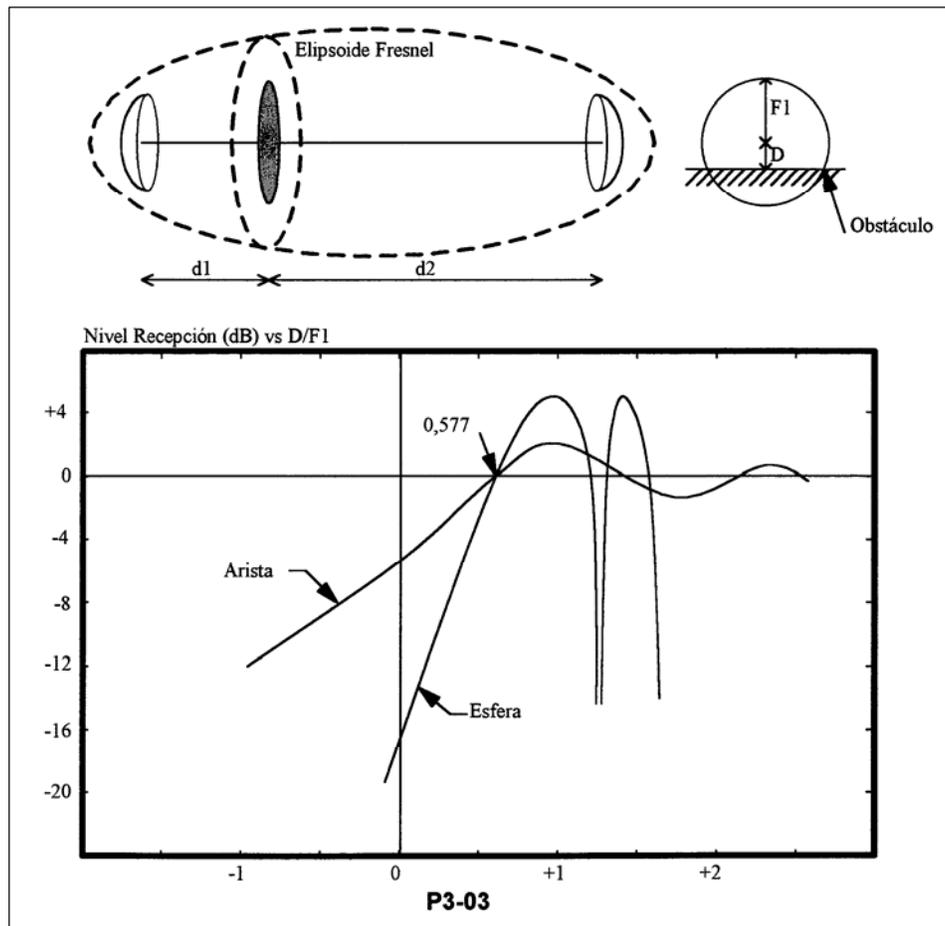


Fig 03. Efecto de la difracción en la atmósfera.

PROPAGACIÓN Y CAMPO RECIBIDO

4- ECUACIÓN DEL ENLACE

Los elementos involucrados en la ecuación del terreno teniendo en cuenta el efecto de protuberancia y de difracción de Fresnel son mostrados en la **Fig 02**:

-**H1** = $H_a + h_a$ altura del terreno sobre el nivel del mar más la altura de la antena en la estación A.

-**H2** = $H_b + h_b$ corresponde a la misma definición en la estación B.

-**H3** = $C + H + D$ altura del rayo en el obstáculo constituido por la curvatura del terreno más la altura del obstáculo sobre el nivel del mar más un despejamiento adicional por difracción.

-**d1, d2** son las longitudes desde las estaciones A y B hasta el obstáculo.

Se puede, a continuación, plantear una relación de proporcionalidad entre los elementos:

$$(H3-H1).d2 = (H2-H3).d1$$

En general las incógnitas son las alturas de las antenas h_a y h_b . El valor de C es calculable en función de K y el valor D depende de la difracción.

4.1- ERRORES DE CALCULO

El estudio de un enlace en un papel cuadrículado introduce los siguientes errores (despreciables) de cálculo:

-Las elevaciones se dibujan siguiendo líneas verticales y no radios desde el centro de la Tierra como son realmente. En 50 Km de enlace el ángulo de divergencia es de $0,22^\circ$.

-La longitud del enlace real no es la medida sobre la superficie de la Tierra; debe tenerse en cuenta la inclinación vertical (diferencia de altura entre antenas). El ángulo para 50 km de enlace y 1000 mts de diferencia es de $1,15^\circ$.

-El radio de Fresnel es perpendicular al trayecto entre antenas; se lo dibuja en cambio perpendicular al terreno. El error es un ángulo similar, como en el ítem anterior.

-La línea de unión entre antenas recta sobre el mapa no representa el trayecto radioeléctrico verdadero; éste sigue un círculo máximo sobre la esfera.

-El valor de K no es el mismo a lo largo de todo el trayecto por cambios de terreno (rugosidad), humedad y temperatura (vegetación, cultivos, lugares habitados).

-Los mapas no representan la realidad actual. Los cambios deben ser actualizados mediante una inspección en el terreno (*survey*).

4.2- CRITERIOS DE DESPEJAMIENTO

Como se descubre de los ítems anteriores la curvatura de la Tierra es una función estadística de innumerables variables atmosféricas, climáticas y del terreno. El resultado es que la atenuación producida por el enlace es una variable de la cual se puede conocer el valor medio representado por la atenuación del espacio libre en el mejor de los casos.

Como se dispone de una **función estadística de varias variables** se han generado los denominados criterios de planificación. Se trata de reglas generales que se cumplen en la mayoría de los casos y permite resolver el problema de cálculo. Resultan ser de simple aplicación y a partir de dicho punto puede considerarse solo la atenuación del espacio libre.

En **ITU-R I.338** se propone un resumen de los criterios de distintos países. Por ejemplo:

-Francia (Boithias y Battesti-1967): selecciona la peor de las siguientes condiciones:

.D = 0.F1 y C para el valor K en el 99,9%

.D = 1.F1 y C para K = 4/3

-El Reino Unido propone el valor de:

.D = 0,6.F1 y C para K = 0,8

-Alemania selecciona la más desfavorable de las siguientes condiciones:

.D = 0,3.F1 y C para K = 4/3

.D = 0.F1 y C para K = 1

-Los Estados Unidos (Vigants-1975) también selecciona entre las posibilidades siguientes:

.D = 0,3.F1 y C para K = 0,66

.D = 1.F1 y C para K = 4/3

-En el mismo Informe el ITU-R propone un criterio basado en las experiencias anteriores adoptando la condición más desfavorable entre:

.D = 1.F1 y C para K = 4/3

.D = 0.F1 y K para el 99,9% c/obstrucción aislada

PROPAGACIÓN Y CAMPO RECIBIDO

.D= 0,3.F1 y K para el 99,9% c/obstrucción continua
.D= 0,6.F1 y K para el 99,9% trayectos mayores 30 Km

-Algunas compañías comerciales proponen criterios semejantes de planificación. La empresa *Siemens* se refiere a la condición más desfavorable entre las siguientes posibilidades:

Enlaces en UHF hasta 1000 MHz

.D= 0,1.F1 y C para K= 0,66. Se considera una atenuación por obstáculo para K= 4/3

Enlaces entre 1500 y 2000 MHz

.D= 0,6.F1 y C para K= 4/3

.D= 0,3.F1 y C para K= 0,66

Enlaces superiores a 2000 MHz

.D= 0,6.F1 y C para K= 0,66

.D= 1.F1 y C para K= 4/3

.D= 0,6.F1 y C para K= 4/3 (antena diversidad de espacio)

Para frecuencias en la gama de 500 a 1000 MHz suele ser necesario operar con márgenes negativos sobre los obstáculos, compensando la atenuación adicional con potencia de transmisión o ganancia de antenas. La atenuación de los coaxiales y el radio de Fresnel impiden la elevación de la altura de antenas.

Desde el punto de vista de la **Fig 03** los criterios indican:

-Se adopta un despejamiento de 0,6.F1 (caracterizado por una atenuación igual a la del espacio libre) durante el 99,9% del tiempo cuando K= 0,8 en 50 Km de longitud.

-En cambio, se puede indicar un despejamiento igual al radio de Fresnel (D=1.F1) caracterizado por una ganancia de potencia durante el 50% del tiempo (K= 4/3).

-No tiene sentido un criterio que indique D= 0.F1 y K= 4/3 ya que implica una atenuación adicional sobre el cálculo sobre el espacio libre durante el 50% del tiempo. Un criterio con D= 1.F1 con K= 0,8 implica una sobre estimación (incremento de nivel sobre el 99,9 % del tiempo).

PROPAGACIÓN Y CAMPO RECIBIDO

5- REFLEXIONES EN EL TERRENO

RAYO REFLEJADO. Sobre un enlace que posee zonas planas la antena receptora puede recibir un **rayo reflejado en el terreno**. El mismo puede sumarse con distinta fase sobre el rayo directo y producir atenuación o ganancia. Las variables de este modelo son (entre otras): la altura de antenas y el factor K. Otro posible **rayo reflejado en la atmósfera** genera la teoría de caminos múltiples (desvanecimiento selectivo) que se estudia en otro trabajo.

Se define el **Coefficiente de reflexión** de un terreno que se encuentra entre 0 (sin reflexión; obstáculo en arista) y -1 (el menos simboliza el desfazaje de 180° por reflexión). Si la superficie del terreno presenta suficientes irregularidades la reflexión es dispersada. Cuanto mayor es la frecuencia del enlace las irregularidades más pequeñas producen dispersión y reducción del coeficiente. La **polarización** tiene escasa influencia en trayectos sobre tierra. Pero sobre el mar la polarización vertical se comporta mejor que la horizontal. El coeficiente de reflexión disminuye más rápido en la medida que el viento produce el mar crispado.

EFFECTO DEL FACTOR K. En la **Fig 04** se muestra el efecto que sobre la posición del rayo reflejado tienen la modificación del factor K y que sobre la potencia de recepción tiene la altura de antenas. En tanto el valor de K disminuye, el horizonte se levanta (protuberancia de la Tierra) y el lugar de reflexión cambia. También cambia la longitud del camino reflejado y por ello la diferencia de fase entre el rayo directo y reflejado. Esto produce que la **potencia de recepción es variable con el factor K**.

Cuando se cambia la altura de una antena se produce un efecto similar al anterior. El nivel de potencia de recepción pasa por sucesivos picos y valles en la medida que se eleva la antena. El diagrama de nivel esta más apretado sobre la antena más cercana al punto de reflexión y se expande sobre la otra. Se puede obtener una altura de antena donde exista un máximo de nivel, pero solo para un determinado valor de K.

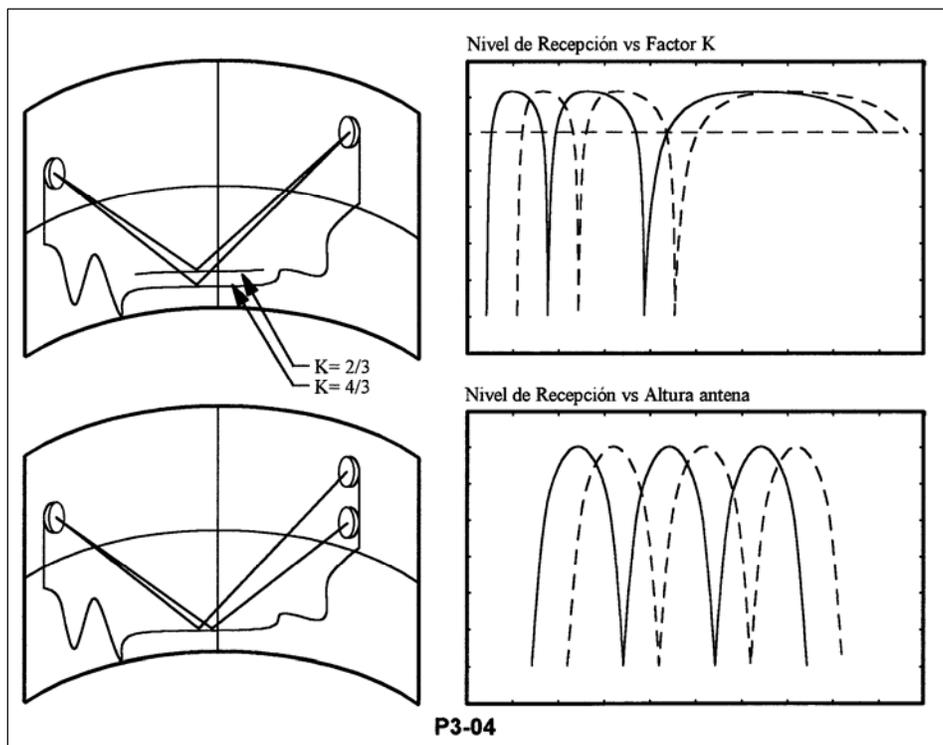


Fig 04. Efecto de la reflexión en el terreno.

SOLUCIONES. Es posible generar un diagrama del nivel de recepción en función del valor K. De acuerdo con la geometría del enlace se puede lograr una contribución en fase del rayo reflejado para una amplia gama de valores de K. También es posible, variando la altura de una antena, lograr que el rayo reflejado se encuentre atenuado por una obstrucción. En **ITU-R GAS3** se menciona otra forma de reducir el efecto de las reflexiones. Se trata de incrementar el diámetro de antenas de forma que la diferencia de fase se acerque a 360° entre la parte superior e inferior de la parábola de antena. Además se puede orientar la antena hacia arriba para mejorar la discriminación al rayo reflejado.

PROPAGACIÓN Y CAMPO RECIBIDO

Cuando, seleccionando la altura de antenas no es suficiente para eliminar el efecto de atenuación debido a la reflexión, se requiere el uso del **sistema anti-reflectivo por diversidad de espacio**. En este caso (**Fig 04**), se trata de montar 2 antenas sobre la misma vertical. Se debe cumplir la condición de encontrar cada antena sobre distribuciones opuestas de Nivel vs altura y en otros términos de Nivel vs factor K. En otras palabras, la diferencia de caminos entre los rayos reflejados en ambas antenas debe ser de 180° de fase. De tal forma, en tanto una antena se encuentra con una contribución negativa (atenuación) la otra se encuentra con una adición (ganancia). Se puede adoptar el criterio de sumar las señales de recepción en RF (mediante un combinador) o bien de seleccionar entre ambas señales en banda base (mediante un conmutador).

PROPAGACIÓN Y CAMPO RECIBIDO

6- REPETIDORES PASIVOS

La gran mayoría de los repetidores para enlaces radioeléctricos son regenerativos. En estos casos la señal se demodula hasta el nivel de frecuencia intermedia IF y se obtiene la banda base digital la cual se regenera antes de volver a modular en IF. En los repetidores regenerativos se obtiene una mejor prestación en términos de BER vs C/N cuando se dispone de una red digital con gran número de repetidoras. Por otro lado, mediante la operación *Add-Drop (Drop-Insert)*, es posible obtener canales de servicio desde la banda base. Algunas veces se recurre a repetidores no-regenerativos. Se tienen dos grandes divisiones: los pasivos del tipo **espejo** o **espalda-espalda** y los activos con **amplificadores de RF**.

REPETIDOR A ESPEJO. El tipo de repetidor pasivo con espejo refleja la onda entre antenas para salvar obstáculos y cambiar la dirección del campo electromagnético. El tratamiento de este tipo de repetidor desde el punto de vista de los niveles de potencia involucrados tiene en cuenta dos atenuaciones de espacio libre (A_1 y A_2) y la ganancia del espejo G_o . En cambio, desde el punto de vista del análisis de calidad es un solo enlace.

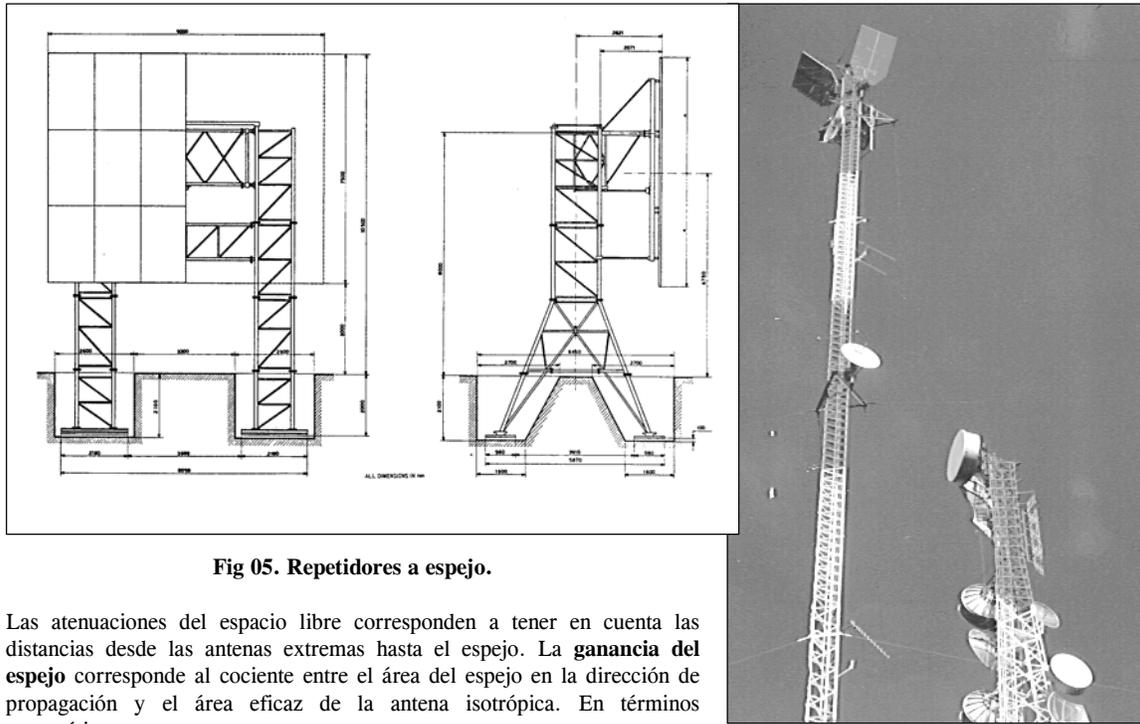


Fig 05. Repetidores a espejo.

Las atenuaciones del espacio libre corresponden a tener en cuenta las distancias desde las antenas extremas hasta el espejo. La **ganancia del espejo** corresponde al cociente entre el área del espejo en la dirección de propagación y el área eficaz de la antena isotrópica. En términos matemáticos:

$$G_o = 20 \cdot \log \frac{(A \cdot \cos \phi)}{(\lambda^2/4\pi)}$$

donde el área del repetidor en la dirección ϕ se expresa mediante $(A \cdot \cos \phi)$ y el **área eficaz de la antena isotrópica** es $(\lambda^2/4\pi)$; el valor de longitud de onda se indica mediante λ . Ambos términos se deben expresar en iguales unidades para obtener el valor de G_o en dB.

Dicha expresión es válida para frecuencias comprendidas entre 4 y 15 GHz. Es válida solo para el **campo lejano** cuando la distancia es superior a $2 \cdot D^2/\lambda$, con D el diámetro de la antena expresado en las mismas unidades que λ . Un sistema **periscopico** (antena en la base de la torre y espejo en lo alto) no responde necesariamente a esta ley. Se puede expresar además la atenuación introducida por **irregularidades de la superficie** de la pantalla como:

$$A_t = 20 \cdot \log \{ \cos (360^\circ \cdot H/\lambda) \}$$

donde H es la altura de las irregularidades en la misma unidad que la longitud de onda. El valor de H debe ser inferior a $\lambda/8$.

REPETIDOR ESPALDA-ESPALDA. El repetidor pasivo con **antenas espalda-espalda** no dispone de elementos activos y el cable coaxial o guía de ondas desde una antena se une a la otra con unos pocos metros de distancia. Desde el punto de

PROPAGACIÓN Y CAMPO RECIBIDO

vista del balance de potencia se consideran las atenuaciones de espacio libre para cada tramo y una ganancia del conjunto de las antenas. La ganancia total es la cercana a la suma de las ganancias individuales. Para el cálculo de calidad se trata de un solo enlace. Puede existir una interferencia entre antenas debido a la emisión frente-espalda. En estos casos es despreciable mientras que en los repetidores activos no lo es.

Desde el punto de vista de la instalación y la orientación, el repetidor espalda-espalda es más simple que el espejo. Pero un espejo de gran tamaño puede tener una ganancia mayor. Los repetidores pasivos solo son útiles cerca de una de las antenas y para enlaces relativamente cortos debido a la suma de atenuaciones de espacio libre.

REPETIDORES AMPLIFICADORES. Son amplificadores de radio-frecuencia sin conversión a frecuencia intermedia y demodulación a banda base. Son usados en estaciones de difícil acceso y requieren de una alimentación no convencional (energía solar) y con bajo consumo. Permiten una ganancia adicional respecto del espalda-espalda lo que asegura enlaces de mayor distancia. El equipo amplificador se coloca junto con las antenas y el sistema de alimentación, por lo que no se prevé una atenuación importante debido al cable coaxial o guía de ondas.

El problema en estos amplificadores es la suma del ruido en ambos saltos que introduce un empeoramiento en la relación BER vs C/N. Al no utilizar un convertor de frecuencia la portadora en ambos saltos es la misma y se producen interferencias. Para reducir este efecto se recurre al cambio de polarización entre enlaces adyacentes.

PROPAGACIÓN POR CAMINOS MÚLTIPLES

Descripción del fading selectivos por múltiple trayectoria (multipath). Modelo matemático y aplicaciones para obtener una predicción de la performance del enlace.

1- GENERALIDADES

Cuando se efectúa la planificación de una red de radioenlaces digitales el comportamiento se debe asegurar antes de la realización para:

- Comprometer el cumplimiento de objetivos de calidad, disponibilidad y temporización;
- Optimizar la selección del equipamiento reduciendo los costos de operación y
- Especificar los valores garantizados durante la puesta en servicio y operación de la red.

La primer decisión que se plantea es la elección del itinerario, el emplazamiento de las estaciones radioeléctricas (mediante mapas topográficos y «*survey*» del terreno) y la determinación de la altura de las antenas. Los factores a tener en cuenta son:

- Localidades que requieren acceso a la red;
- Estructura global del terreno y perfil topográfico;
- Existencia de estructuras económicamente aprovechables;
- Facilidad de acceso vehicular a la zona de obra;
- Disponibilidad de energía de red pública de distribución y
- Coordinación con aeropuertos y otros servicios de radio.

El análisis teórico de la propagación permite el cálculo de la altura de las antenas (atenuación, difracción y refracción atmosférica) y el cumplimiento de los objetivos de calidad y disponibilidad (desvanecimiento selectivo por múltiple trayectoria y lluvia). Este trabajo se relaciona con el efecto que produce la trayectoria múltiple sobre la calidad del enlace.

PROPAGACIÓN POR CAMINOS MÚLTIPLES

2- MODELO DE DESVANECIMIENTO SELECTIVO

2.1- CONDUCTOS ATMOSFÉRICOS

La propagación por múltiple trayectoria (camino múltiple) se debe a la llegada a la antena de 2 o más rayos y producen un **desvanecimiento selectivo** en frecuencia sobre el espectro radioeléctrico.

Bajo la influencia de procesos sinópticos, como la subsidencia, el calentamiento de la superficie de la Tierra o el enfriamiento por radiación, existe la tendencia a la estratificación de la tropósfera inferior que produce capas con valores diversos del gradiente del índice de refracción. En la **Fig 01** se observa el efecto que produce el cambio de gradiente en el índice de refracción. El conducto queda definido por el perfil del índice de refracción produciendo reflexión de los rayos.

Se pueden observar las siguientes características:

- La existencia de conductos no implica que estos sean continuos a lo largo de todo el enlace.
- La existencia de accidentes geográficos (montañas y ciudades) limitan la extensión de los conductos.
- Los conductos sobre mar tienden a ser predominantes y más extensos que en terreno llano y que sobre terreno ondulado.
- La propagación en conductos puede producir el corte de la señal (*Black out*) si el conducto no pasa por la antena.
- Puede ocurrir un incremento del nivel de recepción cuando los rayos se suman en fase.
- El conducto evita parte de la atenuación vertical y la atenuación es función de la primera potencia de la distancia.
- En climas templados la propagación guiada se produce temprano en la mañana en los días de verano.
- Se debe a la subsidencia que desplaza masas de aire verticales de alta presión y provoca la inversión del gradiente.
- Las condiciones para la formación de conductos son evitadas por la convección producida por calentamiento del terreno.
- Además por la tarde en regiones montañosas y la turbulencia debido a lluvia y viento.

Una forma de determinar el efecto de la propagación por múltiple trayectoria es mediante el diagrama de potencia recibida en función del tiempo. En la **Fig 02** se presenta una serie de diagramas para diversas condiciones de trayectos múltiples, lluvia y refracción.

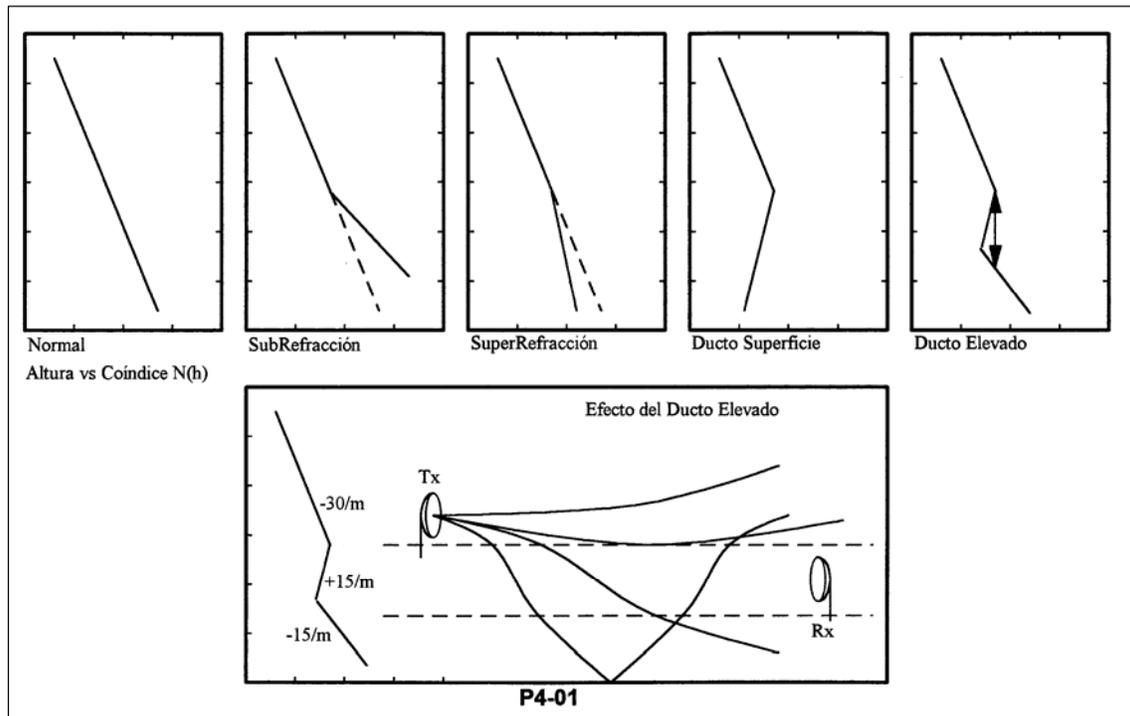


Fig 01. Variantes del índice de refracción en función de la altura. Formación de ductos.

PROPAGACIÓN POR CAMINOS MÚLTIPLES

2.2- DISTRIBUCIÓN DE RAYLEIGH

El modelo que relaciona el nivel de atenuación F en dB producido por la propagación múltiple a lo largo del tiempo se puede extraer desde la **Fig 02**. En ésta se han indicado:

- El valor de potencia nominal P_{rx} de recepción,
- El valor de potencia umbral para $BER=10^{-3}$ como P_{th3} ,
- El valor de potencia umbral para $BER=10^{-6}$ como P_{th6} ,
- El valor de los márgenes de desvanecimiento $FM3$ y $FM6$.

Si se realiza el cómputo de la probabilidad $P(F)$ de superar un valor F genérico de desvanecimiento se puede obtener las curvas de la **Fig 02**. En un caso se muestran valores obtenidos de mediciones prácticas para distintos meses del año y en el otro la aproximación teórica más utilizada mediante la distribución denominada de Rayleigh. Se observa que para valores de desvanecimiento pequeños ($F < 15$ dB) la distribución se aproxima mejor mediante la distribución de Gauss. En términos matemáticos la **distribución de Rayleigh** se expresa mediante:

$$P(F) = P_o \cdot 10^{-F/10}$$

En palabras: la probabilidad (o porcentaje de tiempo si se afecta a la expresión por un coeficiente 100) de superar un valor de atenuación de F dB decrece un orden de magnitud por cada aumento de 10 dB. El valor de P_o se denomina factor de ocurrencia del desvanecimiento y corresponde al valor prolongación de $P(F=0$ dB). Depende del clima K , terreno Q , frecuencia f y distancia d ; de acuerdo con la siguiente expresión:

$$P_o = K \cdot Q \cdot f^B \cdot d^C$$

Válido entre 2 y 37 GHz y para distancias entre 15 y 100 Km. No existe un único criterio para conocer el valor de K , Q , C y B . En **ITU-R Rc.338-5** se entrega una recopilación de los distintos métodos. En la siguiente **Tabla 01** se presentan los más interesantes.

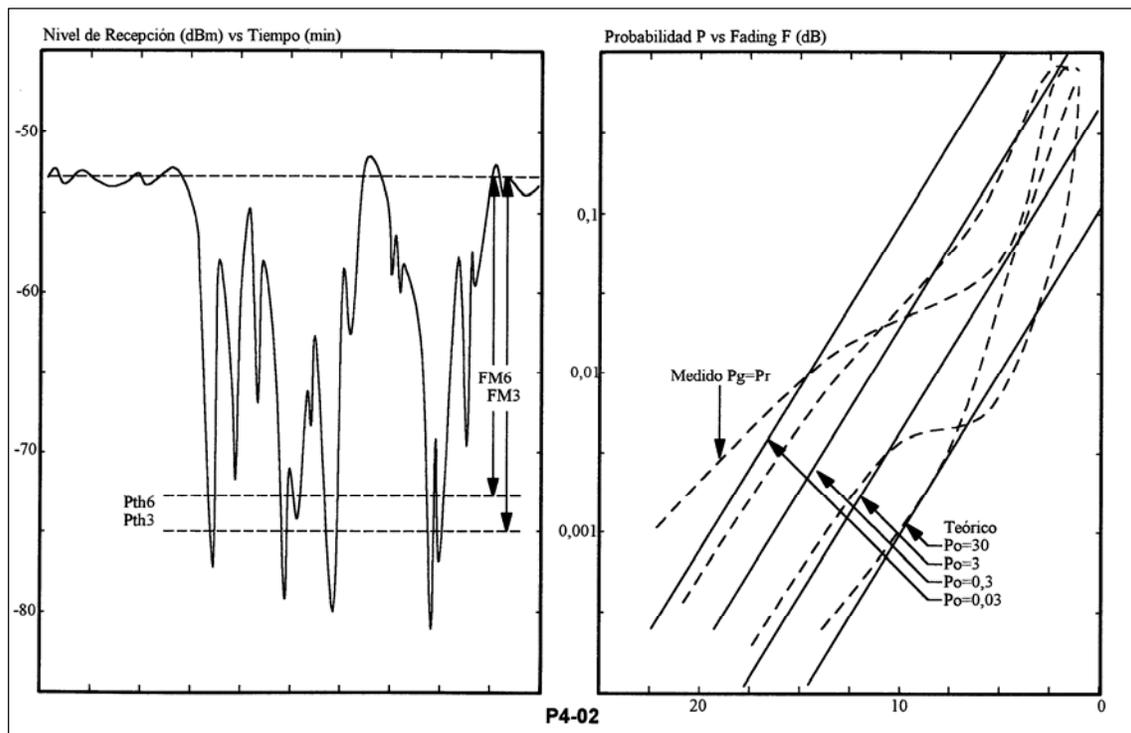


Fig 02. Efecto del fading selectivo y curvas de interpretación teórica.

PROPAGACIÓN POR CAMINOS MÚLTIPLES

Tabla 01: Coeficientes de cálculo para el comportamiento del Fading.

<i>Propuesta</i>	<i>Japón</i>	<i>USA</i>	<i>URSS</i>
B	Morita-1970 1,2	Barnett y Vigants 1	Naderenko-1980 1,5
C	3,5	3	2
K.Q Clima marítimo, templado, costero, mediterráneo, de alta humedad y temperatura:		4,1.10 ⁻⁵ .S ^{-1,3}	2.10 ⁻⁵
K.Q Clima marítimo, subtropical:		3,1.10 ⁻⁵ .S ^{-1,3}	
K.Q Clima templado, continental, región interior, terreno ondulado:	10 ⁻⁹	2,1.10 ⁻⁵ .S ^{-1,3}	4,1.10 ⁻⁶
K.Q Clima templado, costero y terreno llano:	9,9.10 ⁻⁸ /√(h1+h2)		2,3.10 ⁻⁵ a 4,9.10 ⁻⁵
K.Q Clima seco, región montañosa y elevada:	3,9.10 ⁻¹⁰	1.10 ⁻⁵ .S ^{-1,3}	
K.Q Clima templado y seco, región interior llano:			7,6.10 ⁻⁶ a 2.10 ⁻⁶

RUGOSIDAD DEL TERRENO. El método con mayor difusión es de Barnett y Vigants de Bell Labs. Para dicho método se requiere conocer el valor de la rugosidad media del terreno S. Para obtener este valor se debe conocer las alturas hi del perfil del terreno sobre el nivel del mar a distancias de 1 km y las alturas de antenas ha, hb sobre el nivel del mar. El proceso de cálculo indica:

$$hi' = hi - \{(ha-hb) \cdot ((1-i)/(n-1))\} \quad \text{valor } hi \text{ corregido}$$

$$\bar{h} = (\sum hi')/n \quad \text{valor } hi' \text{ promedio}$$

$$S = \left\{ \frac{\sum (hi' - \bar{h})^2}{n-1} \right\}^{1/2} \quad \text{desviación estándar}$$

La rugosidad media del terreno se trata de la desviación estándar de los valores de altura del terreno corregidos (toma en cuenta la separación entre el rayo directo y el nivel del terreno).

CONCLUSIONES. En la **Tabla 02** se presenta el efecto de diversos factores sobre el fading selectivo.

Tabla 02. Causas y efectos sobre la propagación atmosférica.

-Distancia y Frecuencia	La probabilidad de superar un valor genérico F dB de desvanecimiento crece con la 3 potencia de la distancia y con la primer potencia de la frecuencia.
-Temperatura y Humedad	La misma probabilidad se incrementa en climas cálidos, húmedos y marítimos ; la propagación mejora en los climas con baja temperatura y humedad.
-Estación y Hora	La variación de temperatura y humedad tiene que ver con la estación del año (es preferible el invierno al verano) y la hora del día (los peores momentos son cuando existe variación de temperatura, generalmente en la madrugada y el crepúsculo).
-Lluvia y Viento	Generalmente las condiciones de clima variable producido por el viento y lluvia produce la ruptura de las capas atmosféricas, lo cual ayuda a la propagación normal.
-Factor K	Por lo mismo, el factor K mejora durante el tiempo variable.
-Rugosidad del terreno	Los terrenos ondulados reducen la probabilidad debido al incremento de la rugosidad S. Las corrientes verticales de aire en zonas de montaña permiten, no solo el vuelo de aves planeadoras sino también, la ruptura de capas atmosféricas.
-Altura de antenas	Los enlaces con inclinación reducen la probabilidad debido al incremento de ha-hb. Las capas generalmente son paralelas a la superficie y en caminos inclinados las capas se cruzan en forma transversal.

PROPAGACIÓN POR CAMINOS MÚLTIPLES

2.3- OTRAS VARIABLES DEL MODELO

Si bien no existe una información completa se sabe que la mayor parte del tiempo que se tiene propagación adversa las antenas son unidas por 2 rayos. La suma vectorial de los dos rayos se representa en la **Fig 03** y se expresa mediante la relación (ITU-R I.718):

$$H(2\pi f) = a - a \cdot b \cdot \exp(-j \cdot 2\pi f \cdot \tau)$$

Donde $\omega = 2\pi f$ es la frecuencia angular y τ es el retardo entre ambos rayos. El valor de a es la amplitud del rayo directo y el valor $a \cdot b$ es la amplitud del reflejado. La representación de $H(2\pi f)$ es una función periódica estudiada en detalle en el próximo ítem.

La distribución de probabilidad para los valores de amplitud del rayo reflejado b es exponencial y se expresa como:

$$P(b) = \frac{\alpha}{1 - e^{-\alpha}} \cdot \exp(-\alpha \cdot (1 - b))$$

El valor de b se encuentra entre 0 y 1 y el de α cercano a 1,8. La distribución estadística de los valores del retardo τ se expresan mediante:

$$P(\tau) = \frac{\exp(-\tau/\tau_m)}{\tau_m} \quad \text{donde} \quad \tau_m = 0,7 \cdot (d/50)^{1,5}$$

El τ_m es el valor medio del retardo, válido para valores positivos, y es función de la longitud d del enlace. La proporción de tiempo que existe caminos múltiples μ es una función del valor P_0 ; se expresa mediante:

$$\mu = P_0 / 0,693 \cdot \{ 1 + 63,096 \cdot P_0^{0,6} + 2,0797 \cdot P_0^2 \}^{-1/2}$$

Por ejemplo, para $P_0 = 1$ se tiene un 18 % de tiempo con caminos múltiples.

PROPAGACIÓN POR CAMINOS MÚLTIPLES

3- SIGNATURA DEL DEMODULADOR

3.1- MODELO DE 2 RAYOS

Ruthroff-1971 planteó el modelo de propagación por múltiple trayectoria en la atmósfera. **Sasaki y Akima**-1979 encontraron que del 80 al 90 % del tiempo la múltiple trayectoria puede ser descrita mediante este modelo de 2 rayos. En el ejemplo de la figura se encuentra que:

- Cuando no existe desvanecimiento la potencia recibida es $20 \cdot \log a$. Como referencia $a=1$ el nivel es de 0 dB.
- Suponiendo un rayo reflejado $a \cdot b = 0,7$ con un retardo τ de 5 nseg el efecto de atenuación depende de la frecuencia.
- Cuando la frecuencia coincide en períodos con el retardo (en 2000 MHz es 0,5 nseg) ambos rayos se encuentran en fase.
- Se tiene un nivel resultante $R = 20 \cdot \log(a+ab)$ correspondiendo a una ganancia de +4,5 dB.
- Cuando en cambio el retardo coincide con un número de medios períodos ambos rayos se encuentran en contrafase.
- La resultante es $R = 20 \cdot \log(a-ab)$ correspondiente a una atenuación de -10,5 dB.
- La atenuación tiene una **característica selectiva y periódica** con la frecuencia.
- El período es $1/\tau$, para este ejemplo es de 200 MHz.
- El pico de atenuación se denomina **Notch** y produce una muesca en el espectro como se ve en la **Fig 03**.
- Este notch tiene tanto una variación dinámica en frecuencia como en nivel con el transcurso del tiempo.

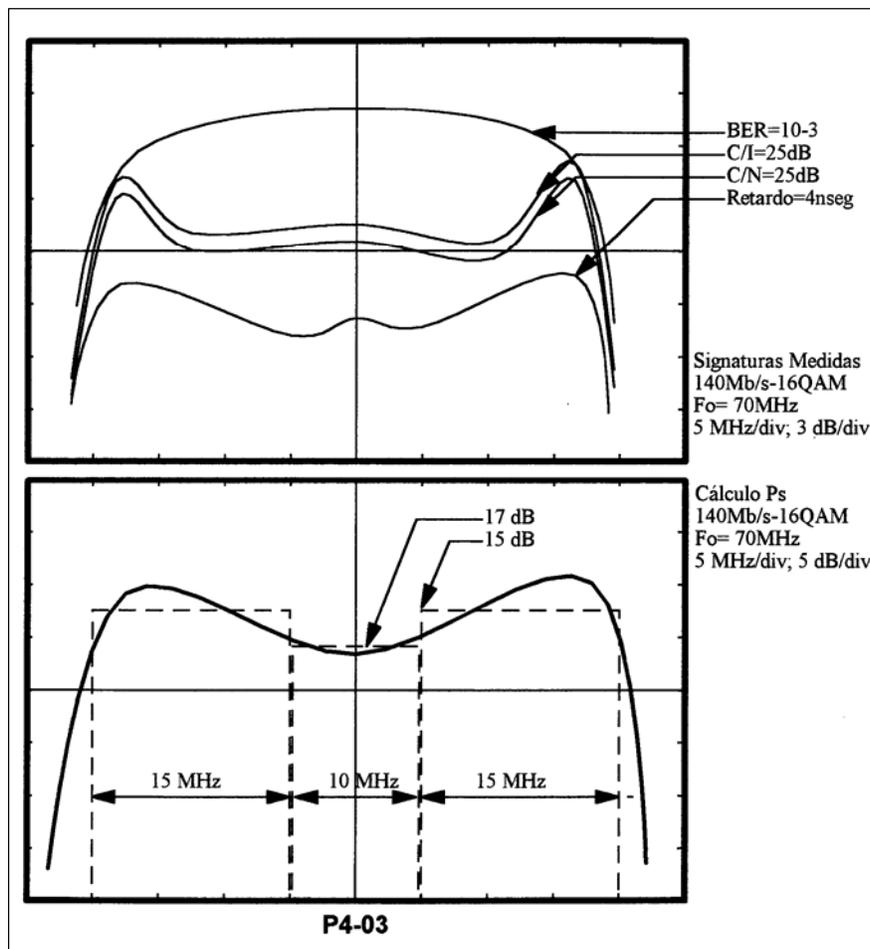


Fig 03. Signatura del demodulador.

En baja capacidad, donde la banda ocupada es pequeña, o en sistemas analógicos con modulación FM, donde la potencia se concentra cerca de la portadora, el efecto del notch se percibe como una atenuación prácticamente plana. En alta capacidad con un espectro ocupado más amplio el notch produce una atenuación de nivel reducida pero una deformación apreciable del espectro que involucra un incremento de la tasa de error BER. En otras palabras, el notch produce la ruptura de la relación teórica entre la BER y la C/N. Con buenos valores de C/N (o potencia de recepción) la BER puede ser muy elevada.

PROPAGACIÓN POR CAMINOS MÚLTIPLES

3.2- SIGNATURA.

La mejor caracterización del receptor es la *Signature* o *Firma* que corresponde a relacionar la BER con la atenuación del notch en determinadas condiciones de medida. La *signatura* corresponde a dibujar sobre un par de ejes el **nivel de atenuación del notch** que produce una determinada BER **en función de la frecuencia** donde cae el Notch. En la **Fig 04** se muestra un ejemplo de lo mencionado. Se determina también la relación entre el área de la signatura y el corte del enlace; análisis que se detalla en el ítem próximo.

El efecto de selectividad del notch se reduce hacia el centro del espectro debido a que se provoca una deformación del espectro simétrica.

ÁREA DE SIGNATURA. El área bajo la curva es función directa del tiempo de corte. En la medida que el espectro del radio-canal se incrementa (mayor velocidad y menor número de estados de fases) el área de la signatura también lo hace. Por debajo de 34 Mb/s el área se torna despreciable a los fines prácticos.

Generalmente se efectúan mediciones de signatura para **valores umbrales de BER** en 10^{-3} y 10^{-6} lo cual se asocia a los umbrales de corte US (o calidad inaceptable SES) y calidad degradada DM, respectivamente. El área ocupada es superior en la medida que se disminuye el umbral de BER. El diagrama de la **Fig 03** muestra el modelo de dos rayos descripto mediante:

$$H(\omega) = a \cdot \{1 + b \cdot \exp^{-j \cdot \omega \cdot \tau}\}$$

La transferencia de amplitud vs frecuencia debida al notch y la transferencia de fase vs frecuencia se muestran en la misma figura y se describe mediante:

$$H(\omega) = (1 + b^2 + 2 \cdot b \cdot \cos \omega \cdot \tau)^{1/2} \quad D(\omega) = \frac{b \cdot \tau \cdot (b - \cos \omega \cdot \tau)}{1 + b^2 + 2 \cdot b \cdot \cos \omega \cdot \tau}$$

En la transferencia de fase se disponen de dos posibilidades de acuerdo con el valor de la amplitud b y el retardo τ :

Fase mínima F_m cuando $(b < 1 ; \tau < 0)$ o cuando $(b > 1 ; \tau > 0)$
Fase no-mínima F_{nm} cuando $(b < 1 ; \tau > 0)$ o cuando $(b > 1 ; \tau < 0)$

En palabras, la condición $b > 1$ significa que el rayo reflejado tiene mayor nivel que el directo y $\tau < 0$ significa que el rayo reflejado llega antes que el directo. Mientras que en las condiciones de fase no-mínima el diagrama se extiende hacia infinito en el notch, en fase mínima el valor tiende a cero. Las mediciones en ambas condiciones pueden dar signaturas similares si bien algunos ecualizadores mejoran una condición más que la otra.

La **medición dinámica** de la signatura significa que el notch se incrementa verticalmente con una cierta velocidad en dB/seg o se mueve horizontalmente con una velocidad en MHz/seg. Las condiciones dinámicas de medida prueban la inercia del ecualizador adaptativo del demodulador. En la medida que la velocidad se incrementa el área también lo hace. Son valores típicos entre 10 y 30 MHz/seg (máximo 100 MHz/seg) y entre 10 y 30 dB/seg (máximo 100 dB/seg).

PROPAGACIÓN POR CAMINOS MÚLTIPLES

4- MÉTODO DE CÁLCULO PARA SISTEMAS DIGITALES

La signatura del receptor es una buena indicación del comportamiento del equipo frente al desvanecimiento selectivo. Por lo tanto, en este ítem se indicará la forma en que se toma en cuenta para el cálculo de la calidad del enlace en estudio.

4.1- MODELOS DE APROXIMACIÓN.

- Modelo de signatura mediante **retardo fijo: Rummler-1979**. Una derivación del mismo se explica en detalle en este ítem.
- Modelo de signatura mediante un **factor K**: un factor de forma K para contener las variaciones de τ .
- Modelo de signatura **normalizada**: introduce un parámetro para normalizar el modelo de Rummler.
- Modelo de **dispersión de amplitud lineal**: utiliza la distorsión de primer orden de amplitud/fase vs frecuencia.

El método de la **signatura con retardo fijo** se basa en los estudios realizados en 1977 por la Bell Labs en Georgia-USA en el enlace Palmeto-Atlanta sobre una distancia de 42,2 Km en la frecuencia de 5945 MHz y con un equipo de 78 Mb/s-8PSK sobre un ancho de banda de 40 MHz. El retardo usado fue de 6,31 nseg, con una signatura de -8 dB de altura y 70 MHz de ancho y un valor de $P_o = 0,27$.

MODELO DE RUMMLER. Fue **Ensshwiller-1978** quien reporta la relación entre la signatura y el valor de probabilidad de superar un margen de desvanecimiento. El método de cálculo se efectúa siguiendo en procedimiento intuido por **W.Rummler-1979** y mejorado por otros estudios posteriores.

1- La calidad del enlace expresada en SES (segundos con muchos errores) y DM (minutos degradados) se obtiene mediante el modelo de Rayleigh usando un **margen de desvanecimiento neto NFM** que toma en cuenta la selectividad (signatura) y la atenuación:

$$SES = P_o \cdot 10^{-NFM3/10} \quad \text{y} \quad DM = P_o \cdot 10^{-NFM6/10}$$

donde la diferencia entre SES y DM se encuentra en el valor de umbral de BER usado para el NFM (10^{-3} o 10^{-6}).

2- El valor de NFM se obtiene a partir de la **probabilidad de corte total Port**:

$$NFM = -10 \cdot \log Port$$

3- El valor de Port se obtiene a partir de las componentes de corte Por para **fase mínima** Por(+) y **fase no-mínima** Por(-):

$$Port = n \cdot Por(+) + (1-n) \cdot Por(-)$$

donde el coeficiente n indica la proporción de tiempo que existe fase mínima y se encuentra cercano a 0,8 en sistemas sin diversidad de espacio y cercano a 1 en sistemas con diversidad de espacio.

4- Los valores de Por se obtienen como suma de las componentes de probabilidad debido a la **atenuación Pt** y a la **selectividad Ps**:

$$Por = (P_s^{a/2} + P_t^{a/2})^{2/a}$$

Donde a es un coeficiente cercano a 1,5.

5- El valor de probabilidad debido a atenuación se obtiene mediante la expresión de Rayleigh y con el margen de desvanecimiento FM del enlace:

$$P_t = 10^{-FM/10}$$

6- El valor de **probabilidad debido a la selectividad** se calcula en base a la signatura de acuerdo con la **Fig 03**:

$$P_s = 4,56 \cdot 10^{-2} \cdot \tau \cdot \int \{3/4 \cdot \exp(-B^2/10) + 1/4 \cdot \exp(-B/4,3)\} \cdot \delta f$$

Donde τ es el retardo con que se ha medido la signatura ($6,31 \cdot 10^{-9}$ seg) y B(f) es la función signatura. Generalmente para simplicidad de cálculo se aproxima la signatura por un área rectangular equivalente; en la **Fig 03** el valor de B es cercano a 16 dB y el valor de δf es de $40 \cdot 10^6$ Hz. La integral entonces se transforma en un producto. El resultado es $P_s = 6,96 \cdot 10^{-5}$.

7- Como referencia el fabricante puede entregar los valores de Ps:

Para BER= 10⁻³	Ps(+)	Ps(-)	
34 Mb/s - 4PSK	1,0.10 ⁻⁶	2,0.10 ⁻⁵	
140 Mb/s - 16QAM	7,0.10 ⁻⁵	7,0.10 ⁻⁵	(Fig 03)
140 Mb/s - 64QAM	3,5.10 ⁻⁵	4,0.10 ⁻⁵	

PROPAGACIÓN POR CAMINOS MÚLTIPLES

5- MEJORA INTRODUCIDA POR LA DIVERSIDAD

Cuando el cálculo del enlace no cumple con los objetivos del ITU-R es necesario aplicar mecanismos de mejora denominados diversidad ya que se recurre a la duplicación de equipos con variación de parámetros para lograr cierta independencia (enlaces no correlacionados).

5.1- HOT STAND-BY

En la **Fig 04** se muestra el diagrama a bloques simplificado de las posibles conexiones. El primer caso de enlace redundante es el **Hot Stand-by**. Consiste en 2 transmisores funcionando en paralelo con la misma frecuencia portadora. Mediante un switch de conmutación se selecciona una de ambas señales. El comando de conmutación se genera en base a alarma de potencia del transmisor.

En recepción se dispone de un separador y dos circuitos receptores. La separación se efectúa en forma desbalanceada. El receptor principal recibe una atenuación de 1 dB mientras que el de reserva recibe una atenuación de 7 dB. De esta forma el receptor principal trabaja con mayor potencia durante la mayoría del tiempo. La conmutación se efectúa ante fallas del receptor a nivel de señal de banda base digital.

Este esquema solo permite una mejora del tiempo de **indisponibilidad (US)** debido a fallas del equipo. No produce mejoras en la calidad (SES y DM) de la señal. Solo utiliza una portadora del espectro. La mejora sobre la indisponibilidad US se expresa como:

$$US_N = US_0^2$$

Donde US_N es el porcentaje de tiempo de corte en un enlace *hot stand-by* y US_0 es valor para cada circuito individual. La expresión pone en evidencia que ambos circuitos deben fallar simultáneamente para tener un valor efectivo de corte.

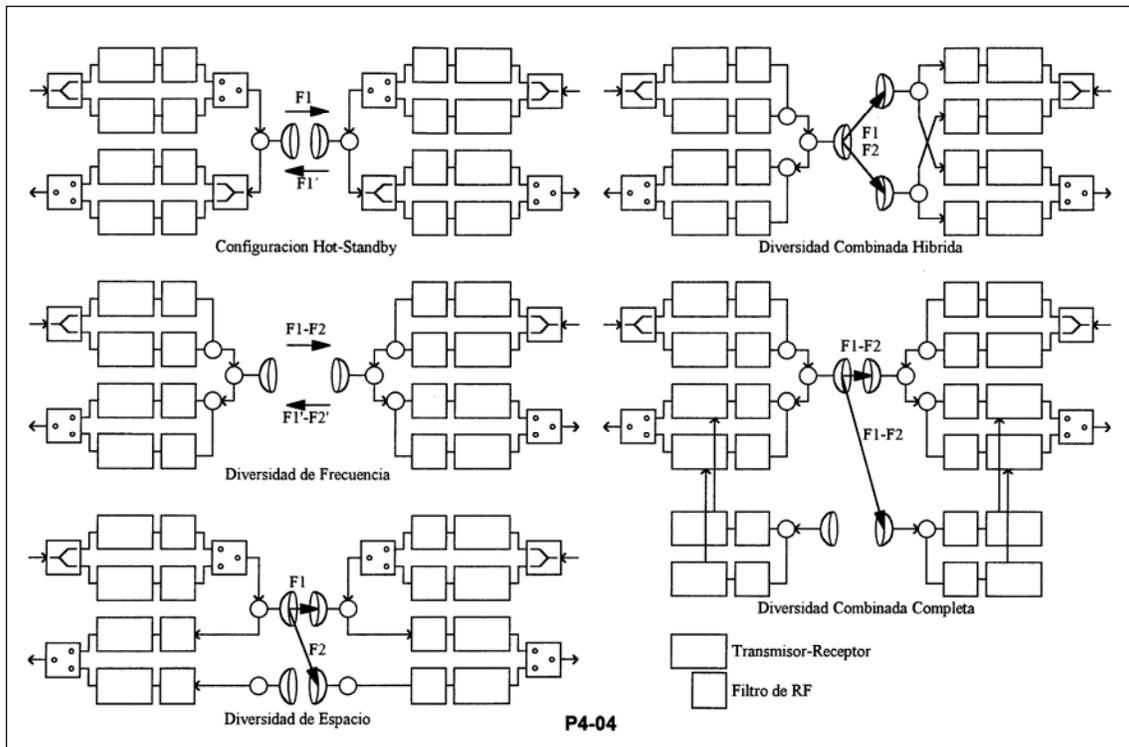


Fig 04. Diversas posibilidades de protección y mejora contra el fading multipath.

PROPAGACIÓN POR CAMINOS MÚLTIPLES

5.2- DIVERSIDAD DE FRECUENCIA

Para mejorar las prestaciones en cuanto hace a la calidad se recurre en primer instancia a la **diversidad de frecuencia**. Consiste en una configuración similar al hot stand-by donde los transmisores y receptores trabajan con valores de frecuencia portadora distintas. De esta forma se reemplaza la conmutación de transmisión y el separador de recepción por sumadores mediante circuladores y filtros.

El objetivo buscado es el siguiente: Cuando un notch afecta a una determinada portadora es probable que no afecte a la otra. Para mejorar el efecto es necesario independizar lo más posible una portadora de la otra incrementando la separación entre ellas. Este valor no es libre sino que se encuentra ligado al **plan de frecuencias**.

Se reduce el tiempo de mala calidad (SES y DM) pero a cambio se debe usar dos portadoras cosa que muchas veces resulta imposible debido a la congestión de los planes de frecuencias. La mejora introducida por la diversidad de frecuencia sobre la calidad SES o DM se expresa mediante un **coeficiente de mejora I_F** :

$$I_F = \frac{0,8}{f \cdot d} \cdot \Delta f / f \cdot 10^{FM/10} \quad \text{y} \quad SES_f = SES / I_F; \quad DM_f = DM / I_F$$

Donde, la frecuencia portadora f se expresa en GHz (válido entre 2 y 11 GHz), la distancia d del enlace en Km (válido de 30 a 70 Km) y $\Delta f / f$ es la relación entre la separación de portadoras y la frecuencia central expresado en % (válido para valores inferiores al 5%).

El valor de margen de desvanecimiento usado para enlaces de **alta capacidad** es el promedio entre FM y NFM. Esto se debe a que la expresión se ha determinado (**ITU-R I.338-5**) para enlaces analógicos y se ha corroborado una mejora superior en enlaces digitales de alta capacidad. En enlaces analógicos o digitales de baja y media capacidad se usa FM.

5.3- DIVERSIDAD DE ESPACIO

La **diversidad de espacio** consiste, siguiendo el esquema de la **Fig 04**, en el uso de antenas separadas para los dos receptores. Los transmisores trabajan en hot stand-by sobre la misma portadora del espectro. Desde el punto de vista de la mejora se aprovecha el hecho que mientras una antena puede ser afectada por un rayo en contrafase en la otra probablemente no esté en contrafase. Solo se requiere un circuito de antena adicional en cada extremo respecto del diseño en hot stand-by.

La falta de correlación en la potencia recibida entre las dos antenas se observa en el ejemplo anexo. La mejora introducida se expresa mediante un **coeficiente I_S** que se calcula mediante la expresión:

$$I_S = 1,2 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{f \cdot s^2}{d} \cdot 10^{FM/10} \quad \text{y} \quad SES_s = SES / I_S; \quad DM_s = DM / I_S$$

Donde la frecuencia y distancia se contabilizan como en la diversidad de frecuencia y s es la separación entre antenas en m (válido entre 5 y 15 m). Esta expresión ha sido calculada para enlaces analógicos y resulta válida para enlaces de baja y media capacidad digital. En **alta capacidad** la mejora es superior al valor mencionado más arriba, un cálculo efectuado de esta manera resultará conservador.

El método propuesto por Rummler para el cálculo de los valores de SES y DM con diversidad de espacio coincide con el indicado en el ítem anterior donde los nuevos valores de P_t' y P_s' son:

$$P_t' = 8/1-p \cdot 10^{-(FM-3)/5} \quad \text{y} \quad p = 1 - \left\{ \frac{(1,21 \cdot s^2 \cdot f/d) - 2,5}{30,7} \right\}^{0,43}$$

$$P_s' = 0,4 \cdot (\tau \cdot W)^{3,8} \cdot e^{-1,85 \cdot p} \cdot 10^{-A/5} \quad \text{y} \quad P_s = 0,8 \cdot (\tau \cdot W)^3 \cdot 0,06^{A/10}$$

El valor P_t' es función del margen FM y el factor de correlación de Vigants p . Este último es función de la frecuencia en GHz, distancia en Km y separación entre antenas en m. El valor P_s' es función del retardo de la signatura τ en seg, el ancho de banda del canal en MHz, el factor de correlación p y el coeficiente de dispersión de amplitud de Rummler A . Este último se calcula en base al valor de P_s obtenido de la signatura.

PROPAGACIÓN POR CAMINOS MÚLTIPLES

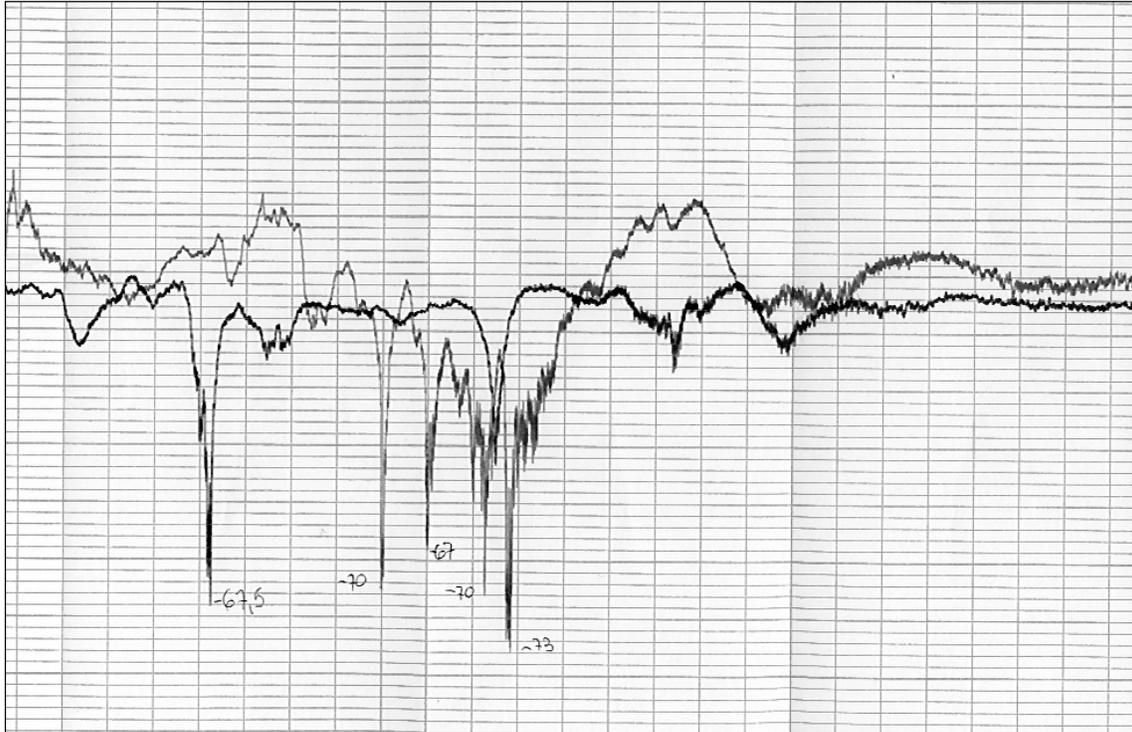


Fig 05. Diagrama de campo recibido para una diversidad de espacio.

5.4- DIVERSIDAD COMBINADA HÍBRIDA Y COMPLETA

Muchas veces es necesario incrementar el factor de mejora para alcanzar los objetivos de calidad. En este caso se puede disponer la **diversidad combinada híbrida** entre espacio y frecuencia.

Se trata de una configuración de 3 antenas como se observa en la **Fig 04**. En un extremo se dispone de una antena con la configuración de diversidad de frecuencia. En el otro extremo se disponen de dos antenas, cada una de ellas trabaja con una portadora distinta. De esta manera se disponen de dos caminos (superior e inferior) que trabajan a distinta frecuencia combinando los efectos de diversidad de espacio y frecuencia.

La mejora introducida en este caso se expresa como I_{F+S} .

$$I_{F+S} = I_F + I_S$$

Se ha determinado además un efecto **sinérgico** cuando se usa **diversidad de espacio y ecualizadores** (la mejora es superior al producto de ambas individualmente). Esto se debe a que el ecualizador es eficaz cuando se está en presencia de una dispersión pequeña de amplitud dentro de la banda y el combinador para diversidad de espacio es más efectivo con grandes dispersiones.

La diversidad híbrida se aplica cuando en un emplazamiento es imposible colocar 2 antenas para diversidad combinada completa. Generalmente ocurre cuando una torre tiene un número elevado de antenas y la carga sobre la torre es muy alta.

Un incremento sustancial de la mejora se obtiene cuando se adopta la **diversidad combinada completa** consistente en un circuito con 4 antenas de acuerdo con la **Fig 04**. En cada extremo se colocan los transmisores en diversidad de frecuencia generalmente sobre la antena superior (con mayor despejamiento). Sobre cada antena de recepción se conectan dos receptores, uno para cada portadora.

Se dispone entonces de dos caminos de propagación cada uno de ellos con dos frecuencias portadoras, lo cual produce una mejora sustancial en la calidad que se expresa mediante:

$$I_{F \times S} = I_F \times I_S$$

PROPAGACIÓN POR CAMINOS MÚLTIPLES

5.5- COMPARACIÓN DE DIVERSIDADES

En baja capacidad (por ejemplo, Nx2 Mb/s en 1500 MHz) resulta manifiestamente imposible obtener un par de frecuencias y se recurre solo a la configuración hot-standby o a diversidad de espacio. En alta capacidad (por ejemplo, 4x34 Mb/s en 6500 MHz) los enlaces se realizan siempre con diversidad de frecuencia en la configuración N+1. No son comunes los sistemas hot-standby de alta capacidad.

Tabla 03 . Comparación entre tipos de diversidades de frecuencia y espacio.

Diversidad de frecuencia:	<ul style="list-style-type: none">-requiere menor número de componentes de microondas;-no requiere conmutación en el transmisor;-las alturas de antenas son más bajas;-permite además el uso de configuración N+1.
Diversidad de espacio:	<ul style="list-style-type: none">-la mejora producida es superior a la diversidad de frecuencia;-solo requiere una portadora dentro del plan de frecuencias;-protege adicionalmente contra reflexiones en el terreno;-absorbe de mejor forma variaciones del factor K;-genera una directividad adicional combinada de antenas;-disminuyendo interferencias y aumentando capacidad nodal.
Diversidad combinada híbrida:	<ul style="list-style-type: none">-es equivalente a la suma de mejoras de diversidades;-requiere solo 3 antenas en total;-permitiendo menor carga sobre una de las torres.
Diversidad combinada completa:	<ul style="list-style-type: none">-es equivalente al producto de mejoras de diversidades;-requiere de 4 receptores (dos para cada portadora);-requiere combinadores para diversidad de espacio.

PROPAGACIÓN POR CAMINOS MÚLTIPLES

6- EJEMPLO DE CALCULO

Se trata de aplicar las expresiones de este trabajo sobre un enlace de alta capacidad y con valores de equipamiento típicos. En la **Tabla 04** se dispone de los datos y resultados del ejemplo. Se ha seleccionado la banda de frecuencia de 6 GHz alta para canales de 140 Mb/s con modulación 16QAM.

El cálculo detallado incluye:

- atenuación de espacio libre, sin atenuación por obstáculos;
- el margen de desvanecimiento (fading);
- objetivos de calidad del ITU-R para una distancia de 50 Km;
- la componente de desvanecimiento plano de Rayleigh Pt;
- efecto de la selectividad del desvanecimiento selectivo Ps;
- cálculo de calidad sin diversidad;
- mejora introducida por la diversidad de frecuencia;
- mejora por diversidad de espacio y combinada.

Obsérvese una reducción del margen de desvanecimiento debido al efecto de selectividad. El cálculo para la diversidad de espacio se puede efectuar mediante el método de Barnett y Vigants (valores pesimistas) o el de Rummler (solo válido para sistemas de alta capacidad). El primero predice una mejora superior al segundo.

Tabla 04: Ejemplo de cálculo de calidad. Enlace de alta capacidad.

		<i>DESCRIPCIÓN DEL CALCULO</i>	<i>DATOS</i>	<i>CALCULO</i>
<i>CALCULO DE LA ATENUACIÓN DEL ENLACE</i>				
Fo	MHz	Banda de frecuencia del enlace	7000	
D	Km	Longitud del enlace entre estaciones A-B	50	
Ao	dB	Atenuación del espacio libre		143,38
Ab	dB	Atenuación de branching circulator-filtro	1	
A/100m	dB	Atenuación del cable coaxial o guía de ondas	5	
L	mts	Longitud del cable coaxial o guía de ondas	100	
Ga	dB	Ganancia de la antena en la estación A	38,5	
Gb	dB	Ganancia de la antena en la estación B	38,5	
At	dB	Atenuación total del enlace		72,38
<i>CALCULO DEL MARGEN DE FADING</i>				
Ptx	dBm	Potencia de transmisión	28	
Prx	dBm	Potencia nominal de recepción		-44,38
Pu3	dBm	Potencia umbral del receptor para BER=10 ⁻³	-75	
Pu6	dBm	Potencia umbral del receptor para BER=10 ⁻⁶	-72	
FM3	dB	Margen de fading plano para BER=10 ⁻³		30,62
FM6	dB	Margen de fading plano para BER=10 ⁻⁶		27,62
<i>OBJETIVOS DE CALIDAD SES-DM CCIR Rc634</i>				
SES	%	Segundos Severamente Errados para 2500 Km	0,054	
DM	%	Minutos degradados para 2500 Km	0,4	
SES	%	Segundos Severamente Errados para enlace A-B		1,08.10 ⁻³
DM	%	Minutos degradados para enlace A-B		8,00.10 ⁻³
<i>CALCULO DE FADING PLANO. RAYLEIGH</i>				
K		Coefficiente correspondiente al clima	2,1.10 ⁻⁵	
S	mts	Rugosidad media del terreno		10
Q		Factor correspondiente al terreno	0,05	
B		Exponente para frecuencia	1	
C		Exponente para la distancia	3	
Po		Factor de ocurrencia de fading plano		0,92
Pt3		Probabilidad de fading plano BER=10 ⁻³		7,99.10 ⁻⁴
Pt6		Probabilidad de fading plano BER=10 ⁻⁶		1,59.10 ⁻³
<i>CALCULO DE EFECTO DE LA SIGNATURA</i>				
τ	seg	Retardo de medida en la signatura	6,3.10 ⁻⁹	
W3	Hz	Ancho de la signatura para BER=10 ⁻³		4,00.10 ⁺⁷
W6	Hz	Ancho de la signatura para BER=10 ⁻⁶		4,00.10 ⁺⁷
B3	dB	Atenuación de la signatura para BER=10 ⁻³		16
B6	dB	Atenuación de la signatura para BER=10 ⁻⁶		15
Ps3		Probabilidad por fading selectivo BER=10 ⁻³		6,96.10 ⁻⁵
Ps6		Probabilidad por fading selectivo BER=10 ⁻⁶		8,78.10 ⁻⁵
<i>CALCULO DE CALIDAD SES-DM SIN DIVERSIDAD</i>				
Por3		Probabilidad fading plano-selectivo BER=10 ⁻³	1,06.10 ⁻³	

PROPAGACIÓN POR CAMINOS MÚLTIPLES

Por6		Probabilidad fading plano-selectivo BER=10 ⁻⁶	2,01.10 ⁻³	
NFM3	dB	Margen de fading neto para BER=10 ⁻³		29,73
NFM6	dB	Margen de fading neto para BER=10 ⁻⁶		26,96
SES	%	Calidad SES sin diversidad		9,08.10 ⁻²
DM	%	Calidad DM sin diversidad		1,85.10 ⁻¹
CALIDAD SES-DM. DIVERSIDAD DE FRECUENCIA				
δf	MHz	Separación entre frecuencias portadoras	160	
δf/Fo	%	Separación porcentual de diversidad de frecuencia		2,29
FM'3	dB	Margen de fading promedio para BER=10 ⁻³		30,17
FM'6	dB	Margen de fading promedio para BER=10 ⁻⁶		27,29
If3		Coefficiente de mejora por div. frec. para BER=10 ⁻³		5,44
If6		Coefficiente de mejora por div. frec. para BER=10 ⁻⁶		2,80
SESf	%	SES para diversidad de frecuencia		1,80.10 ⁻²
DMf	%	DM para diversidad de frecuencia		6,60.10 ⁻²
DIVERSIDAD DE ESPACIO. BARNETT-VIGANTS				
s	mts	Separación entre antenas en diversidad de espacio	10	
Is3		Coefficiente de mejora por div. spac. para BER=10 ⁻³		19,37
Is6		Coefficiente de mejora por div. spac. para BER=10 ⁻⁶		9,71
SESs	%	SES para diversidad de espacio		5,06.10 ⁻³
DMS	%	DM para diversidad de espacio		1,86.10 ⁻³
DIVERSIDAD DE ESPACIO. METODO RUMMLER				
p		Factor de correlación de Rummler	0,28	
A3		Coefficiente de dispersión de amplitud BER=10 ⁻³		18,54
A6		Coefficiente de dispersión de amplitud BER=10 ⁻⁶		17,71
Ps'3		Probabilidad de fading selectivo Rummler BER=10 ⁻³		4,17.10 ⁻⁷
Ps'6		Probabilidad de fading selectivo Rummler BER=10 ⁻⁶		6,10.10 ⁻⁷
Por'3		Probabilidad de fading plano-selectivo BER=10 ⁻³		3,57.10 ⁻⁵
Por'6		Probabilidad de fading plano-selectivo BER=10 ⁻⁶		1,38.10 ⁻⁴
NFM'3	dB	Margen de fading neto Rummler BER=10 ⁻³		44,47
NFM'6	dB	Margen de fading neto Rummler BER=10 ⁻⁶		38,60
SESs'	%	SES con diversidad de espacio		3,29.10 ⁻³
DMS'	%	DM con diversidad de espacio		1,27.10 ⁻²
Is'3		Coefficiente mejora diversidad espacio BER=10 ⁻³		29,80
Is'6		Coefficiente mejora diversidad espacio BER=10 ⁻⁶		14,58
DIVERSIDAD ESPACIO-FRECUENCIA COMBINADA				
If+s3		Coefficiente de mejora diversidad híbrida BER=10 ⁻³		35,24
If+s6		Coefficiente de mejora diversidad híbrida BER=10 ⁻⁶		17,38
SESf+s	%	SES con diversidad combinada híbrida		3,29.10 ⁻³
DMf+s	%	DM con diversidad combinada híbrida		
Ifxs3		Coefficiente de mejora diversidad completa BER=10 ⁻³		162,07
Ifxs6		Coefficiente de mejora diversidad completa BER=10 ⁻⁶		40,81
SESfxs	%	SES con diversidad combinada completa		6,05.10 ⁻⁴
DMfxs	%	DM con diversidad combinada completa		4,54.10 ⁻³

INTERFERENCIAS RADIOELECTRICAS

Sobre el efecto de las interferencias en los enlaces radioeléctricos y la relación C/I.

1- PLANES DE FRECUENCIAS

El aspecto más importante a tener en cuenta en el estudio de las interferencias entre canales radioeléctricos es el plan de frecuencias a utilizar. En la **Tabla 01** se enumeran las bandas y los valores de los planes de frecuencias. El **ITU-R** (antes CCIR) determina la mayoría de los planes de frecuencias usado en la actualidad. La Conferencia WARC de la ITU regula la distribución de bandas según la Región (región 1 para Europa y África; región 2 para América y región 3 para Asia y Oceanía). Algunas variaciones sobre los mismos son realizadas por la Oficina Gubernamental encargada de la gestión del espectro.

En la **Fig 01** se determinan las características del elenco de los planes de frecuencias más usados. Los elementos que caracterizan a un plan de frecuencias son:

C	frecuencia de comienzo de la banda,
Fo	frecuencia central de banda; separación de sub-bandas,
T	frecuencia de terminación de la banda,
N	número de portadoras en cada sub-banda,
X	separación entre portadoras con igual polarización,
X/2	separación entre portadoras adyacentes,
Y	separación centro de banda y portadoras adyacentes,
Z	separación extremo de banda y la portadora más cercana.

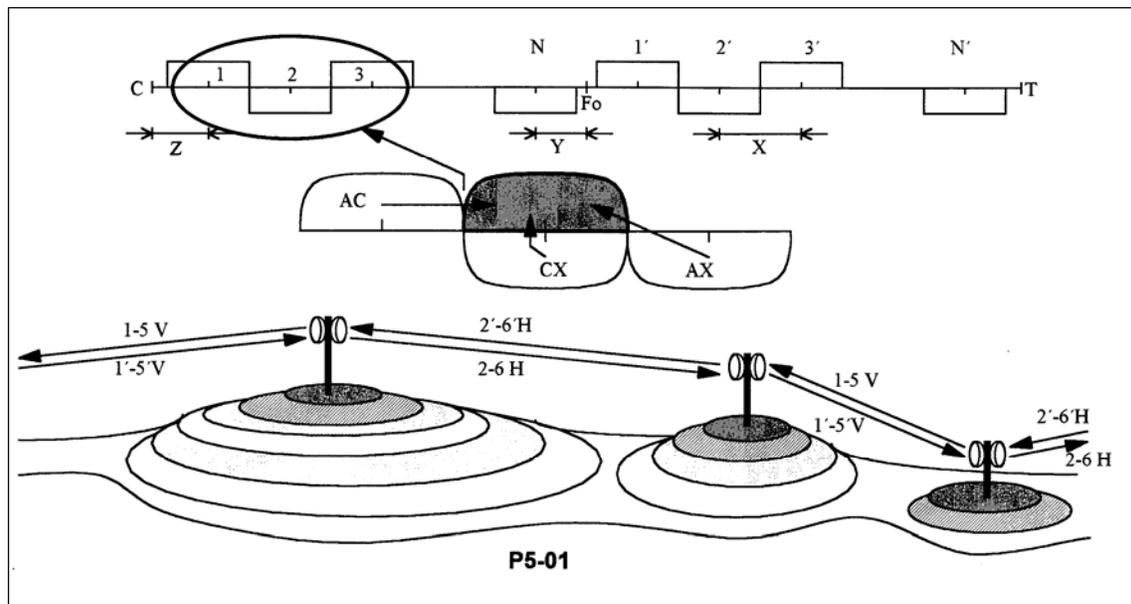


Fig 01. Distribución de portadoras en un enlace de acuerdo con el Plan de Frecuencias.

Los **planes de frecuencia** surgieron con una separación entre portadoras tal que permitían acomodar canales analógicos FDM con modulación FM. Los enlaces digitales deben adaptarse (mediante el método de modulación conveniente) para utilizar la misma **canalización** en coexistencia con los enlaces instalados.

Se denomina *Shift* a la separación entre portadoras de ida y de vuelta N-N'. El valor de **separación entre portadoras adyacentes X** determina el método de modulación necesario para cada velocidad de transmisión de la banda base digital. Como se analiza en el párrafo referido a la polarización ortogonal es posible superponer espectros con distinta polarización. El valor de X entonces resulta ser entre portadoras con igual polarización.

INTERFERENCIAS RADIOELECTRICAS

Tabla 01: Planes de frecuencia para las distintas bandas radioeléctricas.

<i>ITU-R</i>	<i>C</i>	<i>F_o</i>	<i>T</i>	<i>N</i>	<i>X</i>	<i>Y</i>	<i>Z</i>	<i>Shift</i>
Banda 1,5 GHz								
CCIR-379	1427	1478,5	1530	74	0,5	9	0,5	65,5
Brasil	1429	1477	1525	17	2,5	11	2,5	51
Argentina	1427	1476	1525	22	2	12	1	54
Banda 2 GHz								
283-4	1700	1808	1900	6	28	24,5	13,5	
	1900	2000	2100	6	28	24,5	5,5	
	2100	2203	2300	6	28	24,5	12,5	
	2500	2600	2700	6	28	24,5	12,5	
282-5	1703	1903	2103	6	58	24	21	
	1901	2101	2301	6	58	34	21	
Banda 4 GHz								
382-5	3803	4003	4203	6	58	34	21	
635-1	3600	3890	4200	7	80	40	30	
384	4400	4700	5000	7	80	30	30	
Banda 6 GHz baja								
383-4	5925	6175	6425	8	59,3	22,2	20,2	
Banda 6 GHz alta								
384-4	6430	6770	7110	8	80	30	30	
Banda 7 GHz								
385-4	7125	7275	7425	20	7	14	3	
	7425	7575	7725	20	7	14	3	
1056	7425	7575	7725	5	28	21	17	
Banda 8 GHz								
386-3	7725	8000	8275	8	59,3	51,8	22,7	
	8200	8350	8500	6	28	24,5		
Banda 11 GHz								
387-2	10700	11200	11700	12	80	45	15	
Banda 13 GHz								
497	12750	13000	13250	8	56	35	15	
Banda 15 GHz								
636	14500	14925,5	15350	30	14	7	15	
Banda 18 GHz								
595	17700	18700	19700	34	55	35	27,5	
Banda 23 GHz								
936/637	21200	22100	23600					

Tabla 02a: Métodos de modulación digital y ancho de banda requerido.

Banda base	X=Nx2MHz	X=40 MHz	X=60 MHz	X=80 MHz
Nx2 Mb/s	4PSK			
34 Mb/s		4PSK		
4x34 Mb/s=140 Mb/s		64QAM	16QAM	
155 Mb/s			128TCM	64TCM
2x155 Mb/s				512TCM

Tabla 02b. Métodos de modulación y velocidad de datos en cada plan de frecuencias.

Frecuencia en GHz	1,5	2	4	6L	6H	7	8	11	13	15	18	23
Nx2Mb/s-4PSK	X									X	X	X
34Mb/s-4PSK		X				X			X			
140Mb/s-16QAM			X*		X			X				
140Mb/s-64QAM			X	X			X					
STM1-64TCM			X*		X			X				
STM1-128TCM			X	X			X		X			
STM1-16BCMs										X	X	X

Notas: En la banda de 4 GHz se disponen de dos planes de frecuencias con separación 58 MHz y 80 MHz. El asterisco * indica el plan de 80 MHz. En la banda de 6 GHz se dispone del plan de frecuencias bajo 6L y alto 6H.

En la **Fig 01** además del esquema general de los planes de frecuencia se indican las reglas a seguir en una distribución de portadoras cuando se tienen varios enlaces concatenados. Dichas reglas generales son:

INTERFERENCIAS RADIOELECTRICAS

- La transmisión y recepción en un enlace se efectúa con el mismo número de portadora en las dos sub-bandas;
- La transmisión y recepción se realiza con la misma polarización para trabajar con una sola en cada extremo;
- En enlaces adyacentes la polarización se alterna para reducir las interferencias mediante la polarización cruzada;
- Cuando existe diversidad de frecuencia las portadoras deben estar lo más distanciadas y con igual polarización.
- Estas son reglas generales, muchas veces por obligación o por conveniencia se adoptan soluciones diversas.

INTERFERENCIAS RADIOELECTRICAS

2- INTERFERENCIAS IMPORTANTES

2.1- CLASIFICACION

En los sistemas de radioenlace se tienen 3 causas de degradación: el **ruido térmico**, las **distorsiones** internas y externas y las **interferencias**. Las interferencias determinan la **capacidad nodal** de un punto, definido como la cantidad de información (Mb/s) que se puede emitir desde dicho punto con la misma portadora. En esto se debe tener en cuenta el ángulo de separación mínimo posible con el acoplamiento angular entre antenas (**ITU-R I.378**). Utilizando diversidad de espacio se tiene una ganancia combinada entre antenas que permite reducir la potencia fuera de la dirección de máxima directividad (ver la **Fig 02**). Es decir, la diversidad de espacio mejora 3 veces la capacidad nodal (**ITU-R I.784**).

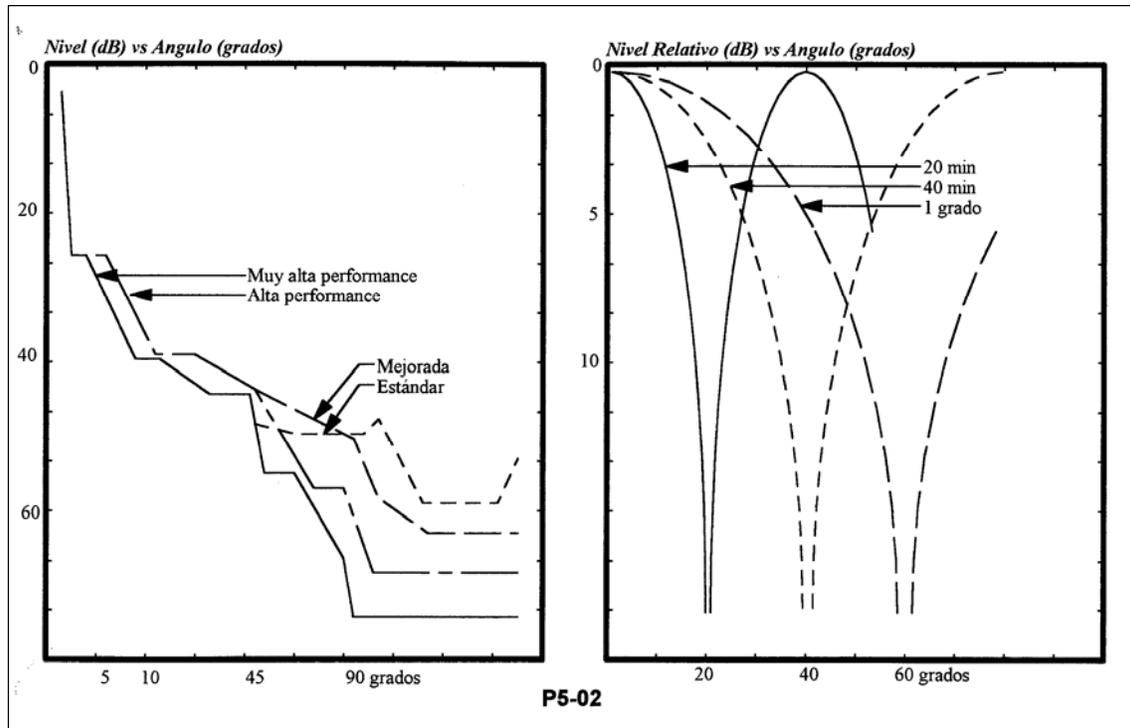


Fig 02. Directividad de una antena parabólica y de la diversidad de espacio.

Las interferencias se pueden clasificar de distinta forma de acuerdo con el punto de vista que se asuma. Desde el punto de vista del plan de frecuencias las interferencias son (**Fig 01**):

- AC interferencia canal adyacente con igual polarización;
- AX interferencia canal adyacente con polarización cruzada;
- CX interferencia mismo canal con polarización cruzada.

Del estudio de estas interferencias y la relación entre los canales analógicos y digitales se pueden obtener 3 disposiciones para el uso de la banda de frecuencias (**ITU-R 610**):

- uso total de una banda para sistemas digitales,
- uso de canales reservados,
- uso de partes de la sub-banda.

Desde el punto de vista del origen de las interferencias puede indicarse la siguiente clasificación (**ITU-R I.779**):

- Fuentes que experimentan un desvanecimiento al mismo tiempo que la señal; se ubican en la misma línea de enlace.
- Fuentes que experimentan un desvanecimiento no correlacionado con la señal; proveniente desde otra dirección.

Cuando se tienen enlaces funcionando en la misma frecuencia y con distinta dirección puede ocurrir que, mientras la portadora C sufre un desvanecimiento, la interferencia I no lo sufre. En esta situación el receptor puede llegar a demodular la interferencia como si fuera la señal deseada C. Para evitar este efecto se suelen colocar distintas palabras de alineamiento de trama a los sistemas de forma que si la demodulación llega a ocurrir no se tiene el correspondiente sincronismo en la banda base digital.

INTERFERENCIAS RADIOELECTRICAS

Otras causas internas al sistema que producen degradación de la señal son: tolerancia de frecuencia y ruido de fase de la portadora, fluctuación de fase del reloj y saturación del transmisor.

La **tolerancia de frecuencia** se define como la desviación máxima admisible entre la frecuencia asignada y la situada en el centro de la banda de frecuencia emitida. El valor se expresa en partes por millón ppm. La fluctuación en la fase de la portadora provoca corrimientos en el circuito de recuperación del oscilador local del demodulador lo cual introduce una degradación adicional.

Algunas veces se recurre al Control de Potencia de Transmisión Automática **ATPC** que permite operar al amplificador de salida en un nivel bajo de potencia durante los momentos de buena propagación. Cuando el nivel de recepción disminuye el amplificador de transmisión en la misma dirección pasa a un estado de alta potencia. El control de nivel de transmisión se utiliza para reducir la interferencia sobre otros enlaces y es efectivo solo si responde a velocidades de desvanecimiento suficientemente altas y teniendo en cuenta la correlación con la distorsión de la señal y la distribución de potencia (ITU-R I.378). Algunas interferencias son producidas por efectos internos al sistema. Tal es el caso del **plegado del espectro** (ITU-R I.788). Las componentes del espectro negativas en frecuencia intermedia -IF se introducen en la parte positiva +IF produciéndose una interferencia. Para limitar este efecto es que se filtra la banda base antes del modulador en IF y el valor de la IF se lo hace suficientemente alto (70 o 140 MHz).

2.2- INTERFERENCIAS POR POLARIZACIÓN CRUZADA

El nivel que adquiere una interferencia tiene íntima relación con las características de las antenas. Con el propósito de representar la principal característica de la antena, el **diagrama de irradiación**, se ha representado la **Fig 02**. En las antenas se definen varias características como ser el rango de frecuencia de uso, el diámetro, la ganancia en la dirección de máxima directividad, la discriminación a la polarización cruzada **XPD**, la relación de ganancia frente-espalda **F/B** (*Front to Back*), el coeficiente de reflexión o relación de onda estacionaria RL, etc. El diagrama de irradiación determina el nivel de potencia emitido en un ángulo respecto de la dirección de máxima irradiación. El diagrama es levemente distinto para la polarización de onda vertical o horizontal. En el mismo diagrama se observa el valor de la XPD en función del ángulo y la relación F/B.

DISCRIMINACIÓN A LA POLARIZACIÓN CRUZADA. En la propagación atmosférica una parte de la energía transmitida con un estado de polarización se transfiere a la otra polarización (**transpolarización**, **ITU-R I.722**). Se denomina polarización de la onda radioeléctrica al plano que contiene el campo eléctrico y la dirección de propagación. Por lo tanto, existe un valor limitado de aislación entre ambas polarizaciones, pudiendo definirse una relación entre la potencia de la señal con una polarización y la interferencia con la polarización ortogonal o cruzada. La discriminación a la polarización cruzada XPD se define como la diferencia de niveles expresados en dBm entre la potencia detectada en la polarización de transmisión y la polarización ortogonal.

De acuerdo con la **Fig 03** se observa que el valor de la XPD disminuye desde un máximo en la dirección de máxima propagación a un mínimo en la dirección opuesta. El desvanecimiento selectivo y la lluvia incrementan el efecto de transpolarización aumentando la interferencia y reduciendo la discriminación entre ambas. En la misma figura se muestra la variación de potencia con polarización ortogonal.

Un modelo matemático permite encontrar dos valores asintóticos para la variación de la XPD en función de la atenuación del desvanecimiento. En la **Fig 03** se dispone de un diagrama de dicho modelo que responde a las rectas:

$$\begin{array}{lll} \text{XPD} = \text{XPD}_0 & \text{para desvanecimientos pequeños} & F < 15 \text{ dB} \\ \text{XPD} = \alpha \cdot F & \text{para desvanecimientos grandes} & F > 15 \text{ dB} \end{array}$$

El valor de α depende de la longitud del enlace y de la frecuencia mientras que el valor de β es cercano a la unidad. En palabras; cuando el desvanecimiento es pequeño se dispone de un valor de discriminación **XPD₀** constante e inferior al valor teórico entre 15 y 20 dB. Cuando el desvanecimiento supera un cierto umbral entre 15 y 20 dB el valor de XPD disminuye 10 dB por cada incremento de 10 dB del desvanecimiento. El valor de α tiene una dependencia con la frecuencia del siguiente tipo (**ITU-R I.338**):

$$\text{XPD}_2 = \text{XPD}_1 - 20 \cdot \log(f_2/f_1)$$

válido para frecuencias comprendidas entre 4 y 30 GHz. La XPD se reduce con el incremento de la frecuencia. Por otro lado, el valor de la XPD también se reduce con el incremento de la distancia. Ambos efectos quedan en evidencia en la **Fig 03**, donde se muestra la variación del coeficiente α en función de la distancia para distintas frecuencias.

INTERFERENCIAS RADIOELECTRICAS

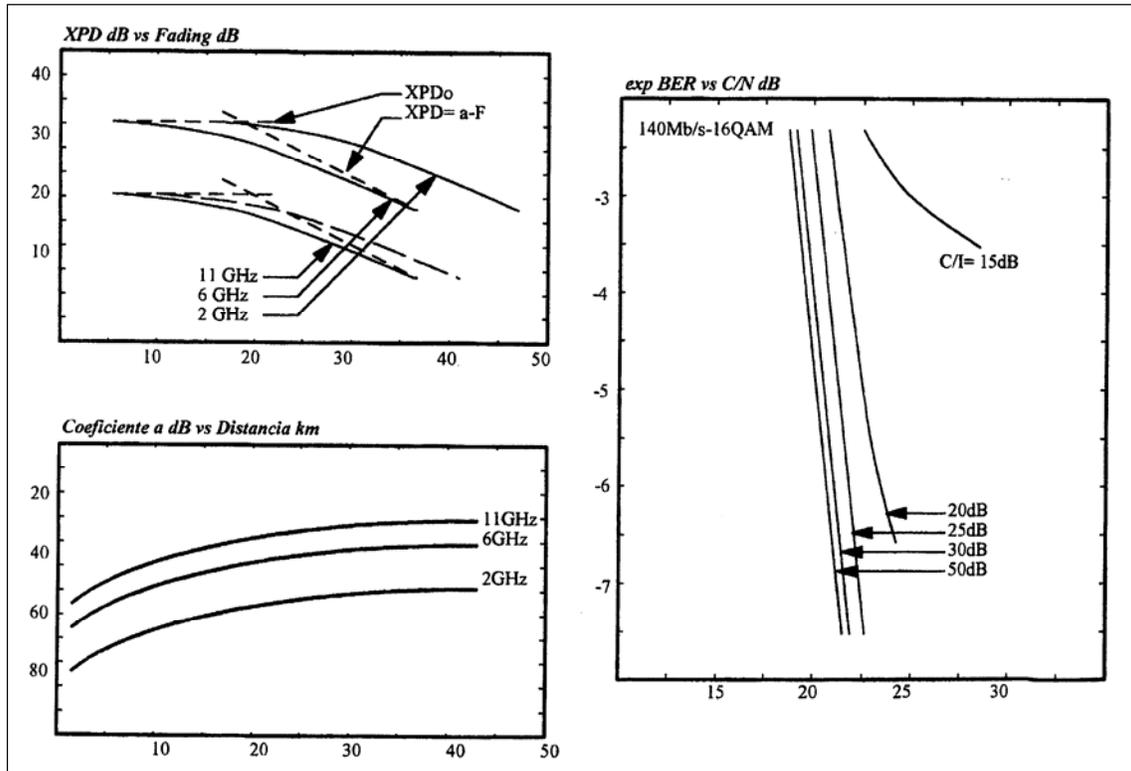


Fig 03. Efecto del fading sobre el XPD; efecto de la interferencia sobre la C/N.

CUANTIFICACIÓN DEL EFECTO DE LA XPD. La discriminación XPD resulta ser una relación entre los niveles de la señal deseada y una interferencia C/I. Desde este punto de vista es posible encontrar un valor de XPD que asegure la tasa de error BER umbral del sistema. Expresado en términos matemáticos se trata de:

$$XPD + Sf > C/N + NF$$

Es decir: la XPD de la antena más la selectividad del filtro de radiofrecuencia a la polarización ortogonal debe ser superior al valor de relación portadora a ruido C/N más el número de ruido del receptor. El valor de C/N se define para la BER = 10^{-3} o 10^{-6} según se trate del umbral de alta o baja tasa de error. Es posible también definir un margen de desvanecimiento para la interferencia por polarización cruzada mediante la expresión: $FM = \alpha - XPD/B$; donde se ha determinado el valor de desvanecimiento como el umbral de margen de desvanecimiento FM.

2.3- CALCULO DE RELACIÓN PORTADORA-INTERFERENCIA C/I

Un correcto diseño del plan de frecuencias debe entregar valores de interferencias reducidos. La relación entre la portadora y la interferencia C/I debe ser elevada aún cuando la portadora se encuentre degradada. En la Fig 03 se observa como varía la tasa de error BER en función de la relación entre la portadora y el ruido C/N para sistemas de 34 Mb/s-4PSK y 140 Mb/s-16QAM. Cuando en el sistema se introduce una interferencia con una relación C/I constante la curva se degrada corriéndose hacia la derecha. En estas condiciones se puede definir una **penalidad** (degradación) sobre el sistema producida por la interferencia. En tanto la C/I supera el valor de 30 dB la penalidad sobre el sistema de 140 Mb/s-16QAM es inferior a 1 dB; lo mismo ocurre con el valor de C/I = 20 dB para el sistema de 34 Mb/s-4PSK.

Si se acepta como penalidad tolerable el valor de 1 dB se debe asegurar que dicho valor se mantiene aún en las peores condiciones de propagación. Esto es sustancial en las interferencias que no sufren el mismo desvanecimiento que la portadora principal. En estas condiciones la portadora C puede estar cerca del umbral de baja potencia y la portadora no ser afectada por el desvanecimiento. Por ejemplo, en un sistema de 34 Mb/s-4PSK con potencia umbral de $C = -83$ dBm para una BER = 10^{-3} el valor de interferencia I debe ser inferior a -103 dBm para asegurar una C/I mejor que 20 dB durante todo el rango de funcionamiento del receptor.

CALCULO DE INTERFERENCIA. Se debe tener en cuenta varios aspectos que enumeramos a partir de la expresión de balance de niveles:

INTERFERENCIAS RADIOELECTRICAS

$$I = P_{txi} - A_{fcg} + G_i' - A_o - A_{obs} + G' - A_{fcg} - XPD' - A_{fd}$$

-P _{txi}	nivel de potencia del transmisor interferente;
-A _{fcg}	atenuación filtros, circuladores y guía de ondas;
-G _i '	ganancia antena interferente en dirección interferida;
-G'	ganancia antena interferida en dirección interferente;
-A _o	atenuación del espacio libre entre antenas;
-A _{obs}	atenuación producida por obstáculos;
-XPD'	discriminación XPD de antena interferida;
-A _{fd}	atenuación filtro canal adyacente.

En otras palabras, los elementos que determinan la aislación respecto de la interferencia son: la dirección de propagación, la obstrucción del trayecto, la polarización de la onda y la frecuencia de la interferencia. Cuando se disponen de varias interferencias se puede sumar el nivel de las interferencias individuales en dBm o sumar la C/I mediante la expresión:

$$C/I_T = -10 \cdot \log \left[\sum_j 10^{-(C/I_j)/10} \right]$$

donde C/I_j son los valores individualmente calculados. Con el valor de C/I_T total es posible verificar la penalidad sobre el sistema y recalcular el valor de C/N para umbrales de BER.

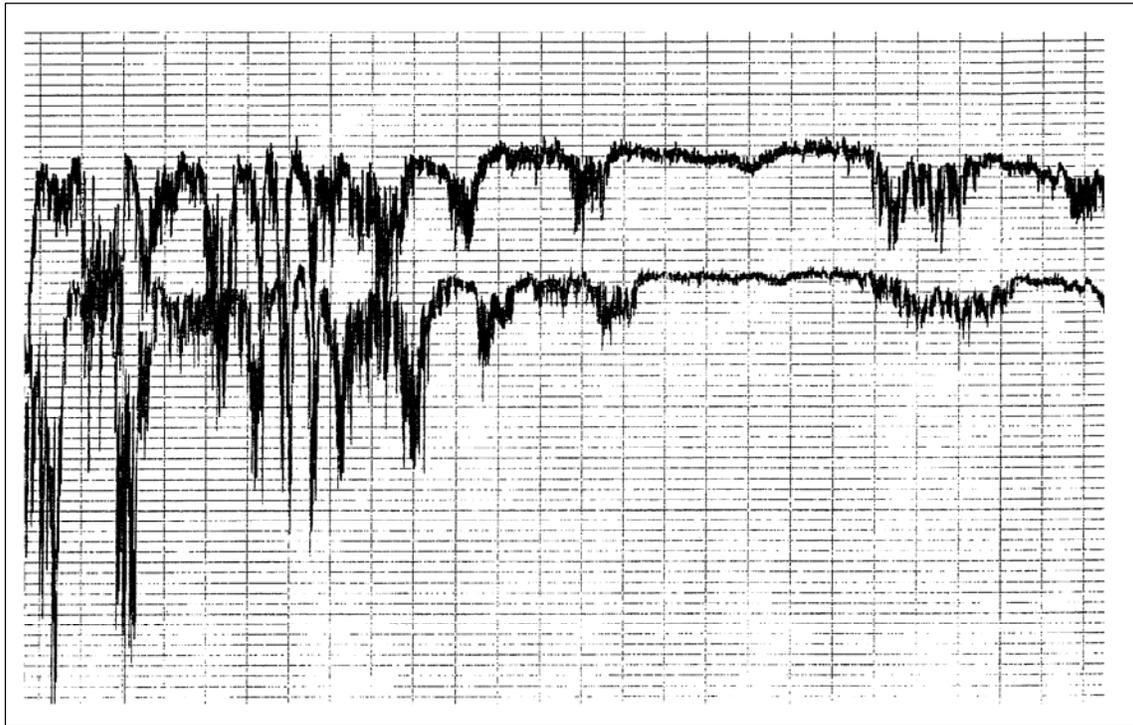


Diagrama de campo de recepción debido al fading selectivo.

INTERFERENCIAS RADIOELECTRICAS

3- REPETIDORES NO-REGENERATIVOS

La gran mayoría de los repetidores para enlaces radioeléctricos son regenerativos. En estos casos la señal se demodula hasta el nivel de frecuencia intermedia IF y se obtiene la banda base digital la cual se regenera antes de volver a modular en IF. En los repetidores regenerativos se obtiene una mejor prestación en términos de BER vs C/N cuando se dispone de una red digital con gran número de repetidoras. Por otro lado, mediante la operación Add-Drop (también conocida como Drop-Insert), es posible obtener canales de servicio desde la banda base. Algunas veces se recurre a repetidores no-regenerativos. Las dos grandes divisiones: los pasivos del tipo **espejo o espalda-espalda** y los activos con **amplificadores de RF**.

3.1- REPETIDORES AMPLIFICADORES ACTIVOS

Los repetidores activos se fundamentan en amplificadores de radiofrecuencia sin conversión a frecuencia intermedia y demodulación a banda base. Son usados en estaciones de difícil acceso y requieren por lo general de una alimentación no convencional (energía solar) y con bajo consumo. Por ejemplo, un amplificador bidireccional con diversidad de frecuencia 1+1 consume cerca de 45 w con tensión de 12 V.

El problema en estos amplificadores es la suma del ruido en ambos saltos que introduce un empeoramiento en la relación BER vs C/N. Al no utilizar un conversor de frecuencia la portadora en ambos saltos es la misma y se producen interferencias. El equipo amplificador se coloca junto con las antenas y el sistema de alimentación, por lo que no se prevé una atenuación importante debido al cable coaxial o guía de ondas.

Tabla 04: Características de repetidores amplificadores.

Banda de frecuencias GHz	1,7-2,3	5,9-7,4	7,1-8,5
Ganancia nominal dB	56	50	50
Número de ruido dB	7	8	8
Nivel de entrada nominal dBm	-39	-33	-33
Nivel de salida nominal dBm	+17	+17	+17
Ancho de banda MHz a 1 dB	20	32	32
Separación entre Tx/Rx MHz	50	75	80
MTBF Hs	85.000	85.000	85.000

(Referencia: Península Engineering Inc.)

En la **Fig 04** se ha representado la configuración del circuito de alimentación de la antena y los amplificadores en la configuración sin y con diversidad de frecuencia.

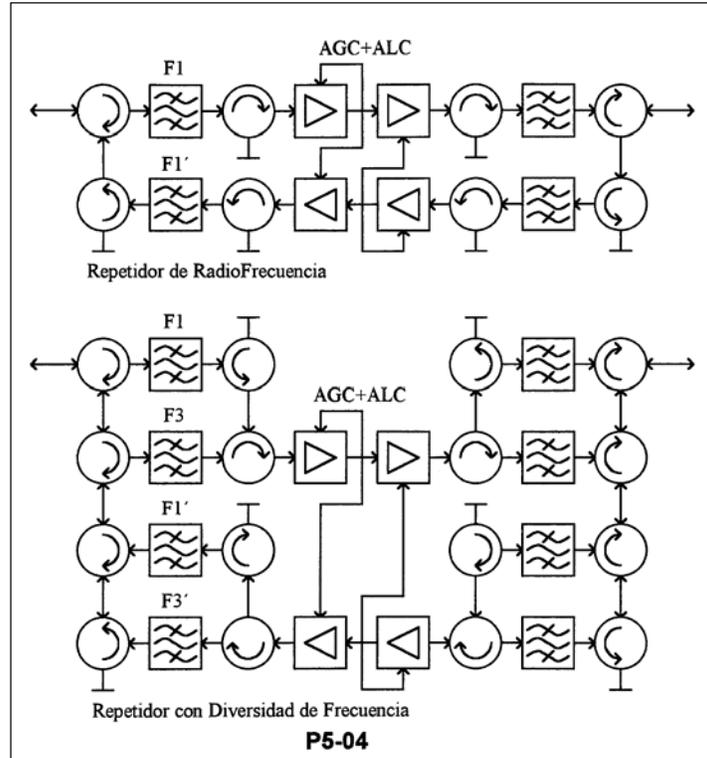


Fig 04. Diagrama a bloques de un amplificador de radiofrecuencia.

INTERFERENCIAS RADIOELECTRICAS

Obsérvese el uso de dos tipos de controles automáticos:

-Control Automático de Ganancia (AGC). Permite controlar la ganancia de una etapa de acuerdo con la potencia recibida a la entrada de la misma. Si el nivel de entrada varía debido a un desvanecimiento de la señal, la salida hacia el otro salto debe permanecer constante.

-Control Automático de Nivel (ALC). Permite mantener la potencia de emisión en un nivel reducido mientras la propagación en el mismo salto es buena. Cuando la potencia de recepción disminuye se incrementa la potencia de transmisión en la misma dirección. El objetivo es mantener reducida la interferencia espalda-espalda de antenas. Por el mismo motivo se requiere disponer de un desacoplamiento del ángulo entre ambos saltos entre 90° y 160°. Más de 160° puede incrementar el acoplamiento espalda-espalda y el sobrealcance y menos de 90° incrementa el acoplamiento directo de antenas.

3.2- CALCULO DE LA INTERFERENCIA

Para mejorar la relación C/I se recurre al uso de polarizaciones ortogonales entre saltos, lo cual incrementa la C/I en un valor igual a la XPD en la dirección del diseño. En la **Tabla 05** se presenta un ejemplo de cálculo para 2 saltos con un repetidor amplificador en el medio. Se presenta una visión desde el punto de vista de los niveles donde se tiene en cuenta la atenuación del espacio libre, guía de ondas y ganancia de antenas. El ejemplo se refiere a un sistema de 4x34 Mb/s con modulación 16QAM en la banda de 6H GHz.

Desde el punto de vista de las interferencias la expresión para el cálculo (en la entrada del repetidor) del nivel de interferencia producida por la otra antena es:

$$I = (C + G1) + Grep + (G2 - F/B2) - Ao + (G1 - F/B1) - XPD1$$

Tabla 05: Balance de nivel en un enlace con repetidor amplificador.

<i>Descripción</i>	<i>Tx</i>	<i>Enlace</i>	<i>Repetidor</i>	<i>Enlace</i>	<i>Rx</i>
Frecuencia ida MHz		6430		6430	
Frecuencia vuelta MHz		7110		7110	
Longitud Km		30		20	
Espacio libre dB		139		135,5	
Guía ondas dB	2				2
Ganancia antena dB	42,3		42,3		42,3
Potencia Tx dBm	29				
Potencia Rx dBm			-27,4		
Ganancia repetidor dB			50		
Potencia Tx dBm			22,6		
Potencia Rx dBm					-30,3
Potencia umbral dBm					-75
Margen sistema dB					44,7

En palabras; el nivel de interferencia a la entrada del receptor se obtiene como el nivel de recepción luego de la antena (C+G1), sumado a la ganancia del repetidor amplificador Grep, sumado a la ganancia de la antena (G2-F/B2), atenuando el nivel por el espacio libre entre antenas Ao, sumando la ganancia de la antena local (G1-F/B1) y atenuando el nivel debido al uso de polarización ortogonal en dirección a la antena XPD1. La suma algebraica es solo una aproximación debido a que ambas antenas se encuentran separadas por unos pocos metros y existe un acoplamiento del campo cercano de emisión.

Por ejemplo, para una antena grilla en la banda de 1,7 a 2,1 GHz con diámetro de 1,80 m se disponen los siguientes valores:

$$G = 28,5 \text{ dB} \quad \text{y} \quad F/B = 37 \text{ dB}$$

$$(G2 - F/B2) - Ao + (G1 - F/B1) = -80 \text{ dB} \quad (90^\circ \text{ y } 180^\circ)$$

$$(G2 - F/B2) - Ao + (G1 - F/B1) - XPD1 = -80 \text{ dB} \quad (90^\circ \text{ y } 180^\circ)$$

Como se observa, el uso de polarización ortogonal es más importante para el desacoplamiento entre externos o para ángulos inferiores a 90° que para mejorar las prestaciones frente a la interferencia frente-espalda. Con estos valores se puede asegurar un funcionamiento normal de este tipo de repetidor desde el punto de vista de la interferencia.