

INTRODUCCION AL SISTEMA SINCRONICO

Con referencia al sistema SDH. Sobre una comparación de redes, las funciones Add-Drop y Cross-Connect, protección en anillos y el estudio de alarmas.

1- ARGUMENTOS Y COMPARACIÓN

1.1- HISTORIA.

La historia de la **Jerarquía Digital Sincrónica SDH** comienza cuando en 1985 la **Bellcore** (*Bell Communication Reserch*) propone una normalización al comité de estándar **ANSI** con el propósito de normalizar una jerarquía digital para los operadores de fibras ópticas que funcionan en forma sincrónica. Conocida como **Sonet** (*Synchronous Optical Network*), se basa en el antecedente **Syntram** (*Synchronous Transmission Network*) que fue desarrollado en USA en los años 70 con multiplexores sincrónicos de 28x1,5 Mb/s equivalente a DS3 44736 kb/s.

ANSI normalizó la jerarquía digital para Sonet en T1.105; la jerarquía para fibra óptica monomodo en T1.106 y la interfaz óptica en T1.117. Luego, ANSI lo propuso a la **ITU-T** (en ese momento CCITT) en 1986. En el ITU-T la Bellcore propone una velocidad sincrónica de 50.638 kb/s, mientras que la **AT&T** propone en cambio el valor de 146.432 kb/s.

El ITU-T efectúa cambios substanciales para unificar las distintas redes digitales introduciendo la velocidad de 155.520 kb/s y genera las Recomendaciones sobre la **SDH** (*Synchronous Digital Hierarchy*) en 1988. Las recomendaciones **ITU-T G.707/708/709** contienen la forma de armado de tramas. En **G.781/782/783** se dispone de la información referente a los multiplexores; en **G.784** (junto con las **M.3010** y **G.773**) la información referida a la gestión y administración de la red TMN y en la **G.957/958** la información referida a interfaces para dichos sistemas.

1.2- COMPARACIÓN ENTRE SDH Y PDH.

Desde un punto de vista comparativo, y viendo a SDH como un multiplexor, la relación entre la SDH y la PDH se pueden indicar los siguientes argumentos:

-La PDH tiene una multiplexación asincrónica en una red plesiócrona, mientras que la SDH tiene una multiplexación sincrónica en una red sincrónica.

-En la PDH la estructura de trama es distinta en cada orden jerárquico y no se encuentra estandarizada por encima de 140 Mb/s, mientras que en SDH existe una única estructura de trama estándar para cualquier velocidad sobre 155 Mb/s. Este caso también es válido para ATM ya que adopta la trama SDH como medio de transporte.

-En PDH el intercalado es de bit y se adopta la justificación positiva, mientras que en SDH el intercalado es de Bytes (un octeto) y la justificación es positiva-nula-negativa. La justificación a Bytes produce una performance más problemática desde el punto de vista del Jitter en SDH.

-En la **Fig 01** se muestra conceptualmente la sincronización en la SDH y la PDH. Mientras que en la PDH cada nivel se encuentra sincronizado con el otro extremo y es plesiócrono con los otros niveles superior e inferior, en la SDH se observa que el reloj de 2 Mb/s se usa para todos los niveles de multiplexación. Este tipo de funcionamiento impide que se produzcan deslizamientos. En trabajos sucesivos se tratará el tema de sincronismo de la red SDH en forma mucho más detallada (ver trabajos K3 y K4).

-En la PDH el nivel que ocupa el equipo de transmisión (radioenlace o fibra óptica) genera una nueva trama de velocidad levemente superior al multiplexor. En dicha trama se agrupan: bits de paridad para el control de la tasa de error **BER**; **canales de servicio** para comunicación a nivel de telefonía en el mantenimiento; canales de datos para **operación** del sistema entre ellos el sistema de telesupervisión y el sistema de conmutación automática para la protección por redundancia de equipos. El conjunto de estas informaciones, entre otras, se agrupa en una trama no normalizada que depende del diseñador y de la empresa. En la SDH en cambio dichas informaciones se integran en una trama normalizada para todos los productores. En otras palabras, el nivel de banda base del equipo de transmisión se ocupa de utilizar los Bytes ya definidos en su totalidad en el nivel SDH de multiplexación a 155 Mb/s.

INTRODUCCION AL SISTEMA SINCRONICO

SDH no es solo un proceso de multiplexación, si bien esta es la función inicial que se estudia. Forma también una red en malla con anillos de autoconfiguración. Por ello es instructiva una comparación con las redes ATM, que también utilizan la trama STM-1 como soporte de transporte.

1.3- UNA COMPARACION ENTRE SDH y ATM

La **SDH** tiene **ventajas** sobre la actual Jerarquía Digital Plesiócrona **PDH** que la hacen necesaria en las redes digitales; por otro lado, el continuo desarrollo hace pensar ya no en una complementación sino en una competencia entre SDH y ATM. El objetivo de este apartado inicial es mostrar que SDH no es solo un proceso de multiplexación, sino que evoluciona hacia una red de conmutación de alta velocidad. Algunos de los argumentos que se tratan a continuación deben ser analizados luego de comprender tanto SDH como ATM.

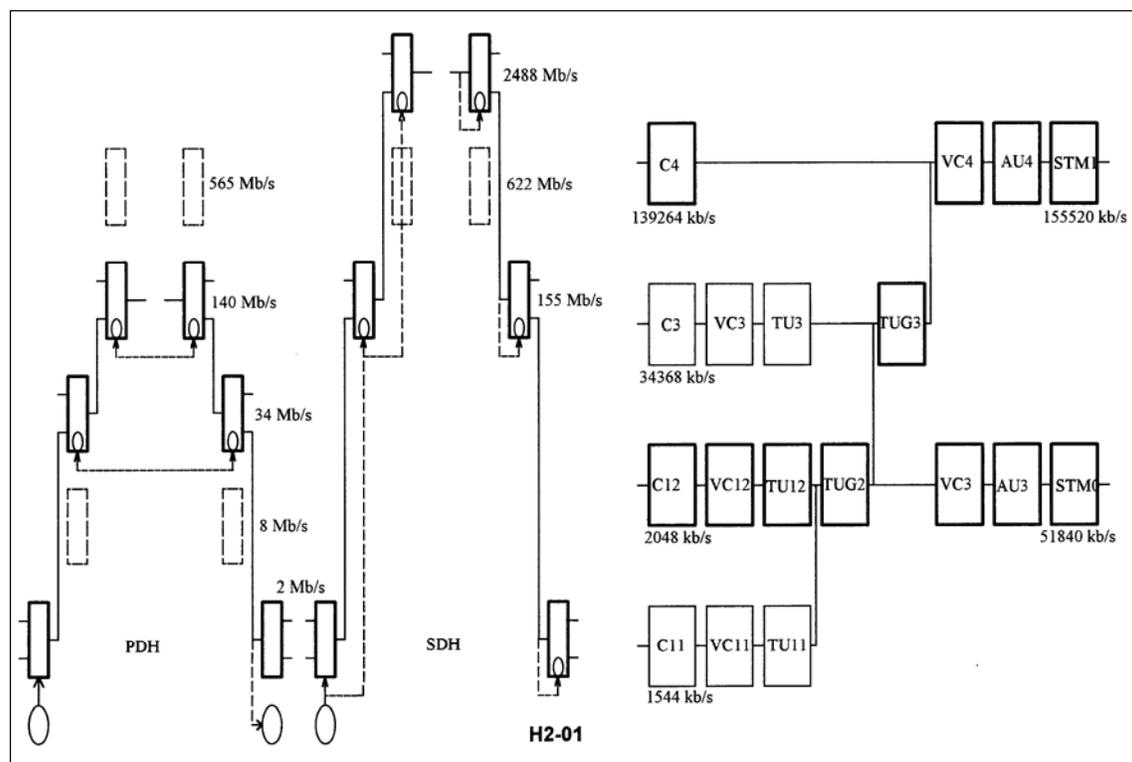


Fig 01. Estructura comparativa entre PDH y SDH.

-SDH permite la **sincronización** bajo un mismo reloj de estrato 1 en todos los componentes de la red. En la **Fig H2-01** se muestra esta particularidad. En tanto los distintos niveles jerárquicos de PDH usan relojes independientes, en SDH se usa el mismo reloj. Los nodos de conmutación ISDN o ATM son también sincrónicos con la red SDH. La palabra asincrónico del acrónimo ATM se refiere a la transferencia de información de usuario en celdas no periódicas y no a la temporización del medio de transporte físico.

-Normalmente SDH es una tecnología muy extendida en todo el mundo, con grandes redes en anillo actuales. El costo es sustancialmente inferior a ATM por lo que solo en casos muy especiales se adopta la tecnología ATM en lugar de SDH. La red actual SDH (por ejemplo, STM-16) puede soportar tributarios ATM (STM-1 dentro de STM-16). La tecnología ATM es usada solo como backbone de una red de datos corporativa (red privada) y solo como red pública para acceso de servicios de interconexión de LAN o Frame Relay.

-Los nodos SDH trabajan a velocidad STM-16, en tanto que la velocidad típica de salida de los nodos ATM es STM-1 o STM-4. El soporte de fibra óptica es en ambos casos el mismo. En ATM se tiene prevista la salida con fibra óptica multimodo para redes de datos corporativas, en tanto que SDH solo tiene prevista la fibra óptica monomodo para redes de transporte locales y externas.

-SDH permite transmitir todas las jerarquías digitales existentes. Se tienen 3 jerarquías PDH: en Europa y Latinoamérica (2048, 8448, 34368 y 139264 kb/s); en USA (1544, 6312 y 44736 kb/s) y en Japón (1544, 6312, 32064 y 97728 kb/s). Cualquier velocidad de las indicadas puede ser transportada en la carga útil de la trama STM-1 a 155 Mb/s. Permite el acceso

INTRODUCCION AL SISTEMA SINCRONICO

de señales de banda ancha mediante celdas del tipo ATM como modo de transferencia asincrónico. En tanto los nodos de acceso ATM solo pueden transportar un número inferior de variantes de carga útil de velocidad constante (1,5/2 Mb/s y 34 Mb/s).

-ATM permite el acceso de servicios como redes de datos (por ejemplo, simulación de redes LAN) en forma directa. Hoy día SDH solo permite el acceso de redes LAN mediante la conexión de un Router (interfaz G.703 a 2 Mb/s). Esto significa que no permite aprovechar los espacios vacíos entre paquetes y no existe una efectiva **administración del ancho de banda** en SDH. La asignación de intervalo de tiempo (VC-12) es fija la compartición de carga debe hacerse mediante un router externo.

-SDH contiene una **reserva de capacidad de transmisión** suficiente para el control y administración de la red en las denominadas tara de trayecto POH y la tara de sección SOH (*Path and Section Over-Head*). Parte de esta capacidad se la usa para canales de servicio vocal y datos, Bytes de paridad para el control de la BER, canales de datos para supervisión y gestión, canales de datos para el sistema de conmutación de protección, etc. ATM utiliza la misma trama STM-1 y por ello accede a algunos de los bytes de servicio.

-SDH permite la **multiplexación de canales sincrónicos y asincrónicos**. Se conoce la posición de cada tributario dentro de la trama indicada mediante los punteros. Se puede acceder a la velocidad de 155.520 kb/s directamente con 63 canales de 2048 kb/s. Como se conoce la ubicación de cada tributario se efectúan operaciones **Add-Drop** y **Cross-Connect**.

-La función de switch en ATM y la cross-connect en SDH poseen algunas diferencias. En ATM el direccionamiento se realiza mediante una dirección VPI-VCI, pero por tratarse de una conexión virtual permanente es tan estática como el cross-connect de SDH. Una función similar en SDH es el *Path Trace* que puede bloquear una cross-connect en caso que el identificador de traza del trayecto sea erróneo (*Path Trace Mismatch*).

-Una diferencia de hardware se encuentra en el hecho que, en tanto los nodos SDH (*Add-Drop*) la operación de conmutación se realiza mediante la unidad de switch, en los ATM se realiza sobre el mismo *Backplane* del aparato. Esto es: en ATM la unidad de entrada de celdas coloca las mismas sobre el backplane y en base a la dirección VPI-VCI la misma es extraída por la unidad de salida correspondiente.

-En ATM se suele utilizar una descripción de la capacidad del equipo un tanto distinta a SDH. Por ejemplo, un nodo ATM con una capacidad de 2,5 Gb/s significa que la suma de las velocidades de puertas de entrada-salida es 2,5 Gb/s. La velocidad de conmutación del backplane también tiene esta velocidad; esto es posible porque se trabaja con bytes en paralelo construyendo un bus de datos de varios bits.

-SDH permite una **arquitectura del tipo anillo** (*Ring*) en lugar de malla. Esto es posible gracias el enrutamiento en ambos sentidos que permiten los equipos Add-Drop y Cross-Connect. Una configuración posible incluye a nivel nacional una red malla de protección Cross-Connect; a nivel regional una red combinada malla/anillo y a nivel local una red anillo.

-Téngase presente que en ATM se implementó la conmutación en capa 1 (conmutación hardware) para lograr alta velocidad sin la intervención de software. El switch SDH también es en capa 1. La capa 2 de ATM (nivel de adaptación AAL) permite la administración del ancho de banda en cuanto hace a las redes de datos. La pregunta es: Se implementará en SDH unidades de tributarios para simulación de LAN en los próximos años que simulen la capa AAL de ATM a nivel de capa 1 en SDH?.

-SDH permite la **definición de las interfaces S y R** (transmisión y recepción) entre equipos terminales y repetidores de fibras ópticas para uniformidad de distintos fabricantes (compatibilidad longitudinal).

INTRODUCCION AL SISTEMA SINCRONICO

2- CONMUTADORES ADM y DXC

2.1- FUNCIONES DEL EQUIPO

Las unidades funcionales que componen un multiplexor ADM son indicadas en la **Tabla 01**, y en la **Fig 02**. Los equipos multiplexores SDH pueden ser configurados de la siguiente forma: multiplexor Terminal o Add-Drop. De acuerdo con la interfaz de entrada se determina:

- Multiplexor con entradas PDH (63x2048; 3x34368 kb/s) y salida STM-1 a 155 Mb/s.
- Multiplexor con entradas SDH (STM-1) o PDH (140 Mb/s) y salidas SDH (STM-4/16).

INTERFAZ DIGITAL PARA STM-1. La interfaz digital del STM-1 se encuentra normalizada por **ITU-T G.703**. Se determina la conexión mediante un par coaxial de 75 ohm resistivo a la velocidad de 155.520 kb/s con tolerancia de ± 20 ppm. Sobre las líneas STM-N se tiene presente una salida mediante fibra óptica.

CÓDIGO CMI. El código adoptado para STM-1 es el **CMI** (Inversión de Marcas Codificadas). Se trata del mismo código previsto para la interfaz PDH de 139.264 kb/s. El nivel de tensión de pico-a-pico es $1 \pm 0,1$ Vpp. La máxima pérdida de inserción ecualizable para el cable coaxial a 78 MHz es de 12,7 dB siguiendo la ley \sqrt{f} . El ITU-T determina también la forma de los pulsos CMI y tolerancias, conocidas como plantilla del pulso.

Tabla 01: Características de la interfaz STM-N.

| <i>Orden jerárquico</i> | <i>STM-1</i> | <i>STM-4</i> | <i>STM-16</i> |
|-------------------------|--------------|--------------|---------------|
| Velocidad kHz | 155.520 | 622.080 | 2488.320 |
| Tolerancia ppm | ± 20 | ± 20 | ± 20 |
| Tensión Vp | $\pm 0,5$ | óptico | óptico |
| Tolerancia % | 10 | | |
| Código de línea | CMI | NRZ | NRZ |
| Ancho pulso nseg | 6,43 | 1,61 | 0,402 |
| Impedancia Ohm | 75 | F.Optica | F.Optica |
| Ecualización 78 MHz | 12,7 dB | | |

Las reglas de codificación para CMI son:

- los bits 1 se reemplazan por 11 y 00 en forma alternada y
- los bits 0 se reemplazan por 01 (un ciclo de reloj).

Estas reglas determinan las siguientes características:

- Se trata de un código binario (2 niveles) y bipolar; se dispone de una equiprobabilidad binaria.
- Esto asegura que no existe componente de corriente continua.
- Los permanentes cambios de polaridad aseguran la recuperación del reloj en recepción.
- La frecuencia de reloj se duplica.

La señal STM-1 es aleatorizada mediante el polinomio definido por $X^{-7} + X^{-6} + 1$. Se sincroniza con la puesta en 1 de los flip-flop. No se aleatoriza la primer fila de SOH. Para la señal STM-N en cambio, con una interfaz por fibra óptica, se considera el código NRZ con aleatorización. La Interfaz óptica (ITU-T **G.957**) se denomina con la secuencia Aplicación-Nivel-Sufijo. La aplicación será I-intercentral; S-corta distancia; L-larga distancia. El nivel se refiere a STM-N. El sufijo es 1- para 1310 nm G.652; 2- para 1550nm G.652/4; 3- para 1550nm G.653. Por ejemplo S-1.2; S-4.3; S-16.2.

INTRODUCCION AL SISTEMA SINCRONICO

Tabla 01. Funciones de las unidades en el equipo ADM.

MULTIPLEXOR.

- Interfaz eléctrica de entrada
 - .adaptación de niveles, aislación eléctrica y adaptación de impedancias; ecualización de la línea coaxial de acceso,
 - .recuperación del reloj de la entrada de tributario, detección de pérdida de señal (alarma LOS),
 - .generación de señal de indicación de alarma AIS; conversión desde el código HDB3 o CMI a NRZ+Clock.
- Interfaz óptica de entrada (alternativa a la interfaz eléctrica)
 - .conversión a nivel eléctrico y ecualización y recuperación de reloj.
- Memoria elástica buffer
 - .permite la justificación de entradas plesiócronas (2 o 140 Mb/s) y de punteros de entradas sincrónicas STM-1,
- Acceso a la SOH/POH
 - .accede a los canales de servicio orderwire, accede a los canales de datos de gestión DCC,
 - .permite la comunicación del sistema de conmutación y la evaluación de errores mediante los Bytes B1..V5.
- Multiplexor
 - .arma sucesivamente los C-N, VC-N y STM-N, calcula los Bytes de paridad y alineamiento de trama,
 - .identifica a cada STM-1 dentro del STM-N.
- Aletorizador
 - .mantiene suficientes transiciones de datos y facilita la recuperación del reloj.

DEMULTIPLEXOR.

- Demultiplexor
 - .permite el alineamiento de la trama STM-1 o STM-N, determina punteros para permitir la función Add-Drop.
- Alarmística
 - .entrega la alarma de pérdida de trama LOF, la pérdida de puntero LOP e indicaciones de tasa de error BER.
- Interfaz de salida
 - .conversión hacia el código HDB3 o CMI y adaptación de niveles e impedancias,
 - .generación de AIS por falta de datos o sincronismo y reducción del jitter de salida.

FUNCIONES GENERALES.

- Matriz de conmutación
 - .permite realizar la conmutación para la función Add-Drop y cross-connect.
- Terminal de línea
 - .conversión de nivel eléctrico a óptico para fibras ópticas,
 - .corte (*shut-down*) del láser para protección del operador y medición de la potencia óptica de salida y entrada,
- Fuente de temporización
 - .sincroniza el equipo desde la entrada STM-1 o desde un tributario de entrada de 2 Mb/s hacia STM-1,
 - .permite la sincronización externa a 2048 kHz y posee una fuente interna (*hold-over* y *free-running*).
- Canales de servicio
 - .entrega canales de telefonía orderwire (*ómnibus* y *expreso*), accede a canales de datos de 64 kb/s.
- Gestión de red SDH
 - .accede al canal de datos DCC de la SOH (conexión interna),
 - .entrega las interfaz F y Q hacia el exterior (conexión hacia TMN) y entrega una extensión hacia otras redes.
- Protección de línea
 - modo unidireccional con cada dirección protegida en forma independiente y bidireccional con conmutación simultánea.
 - modo revertido: retorna al canal prioritario (*wait to restore* de 5 a 12 minutos) y modo no-revertido (sin retorno).
 - criterio de conmutación por señal degradada SD (10^{-5} a 10^{-9}) y criterio por señal fallada SF (10^{-3}).

2.2- MULTIPLEXOR ADD-DROP (ADM)

Una de las ventajas que permite el uso de punteros en la jerarquía SDH es la posibilidad de efectuar la operación de extracción e inserción de canales (**Add-Drop**, antes conocida como *Drop-Insert*) y la de conexión cruzada (**Cross-Connect**), ambas en una manera simple desde el punto de vista del hardware utilizado. La función Add-Drop, que se describe a continuación, es una función estándar del equipo multiplexor. Es decir, mediante programación *software* se puede seleccionar la operación multiplexor terminal o Add-Drop.

En la **Fig 02** se muestran las operaciones Add-Drop y Cross-Connect de una red SDH, desde un punto de vista conceptual como un cable de múltiples pares agrupados (contenedores virtuales VC) y como cambios dentro de la trama STM-1. Mediante los punteros se puede efectuar la operación Add-Drop de extracción e inserción de un contenedor en el módulo de transporte completo.

Un multiplexor con la operación Add-Drop permite efectuar las siguientes funciones:

- Multiplexación (inserción y extracción de canales);
- Transporte (terminal de línea o radioenlace);

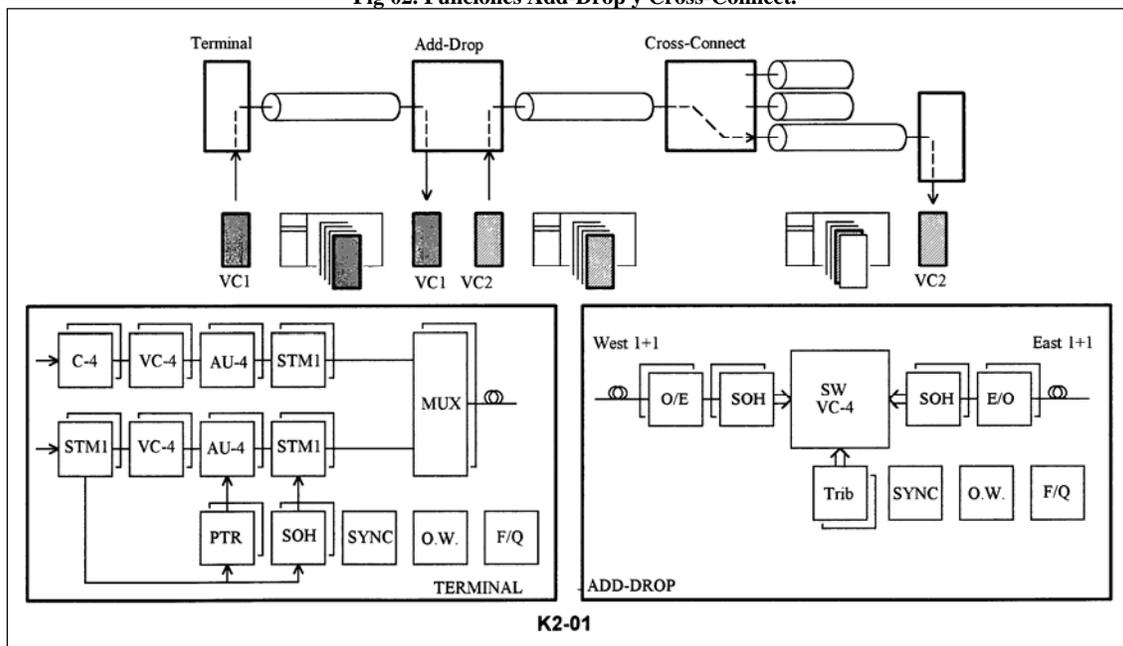
INTRODUCCION AL SISTEMA SINCRONICO

- Protección (conmutación 1+1), ver **Fig 04**;
- Flexibilidad (conmutación entre direcciones de un anillo).

Los punteros señalan la ubicación de cada tributario y se puede extraer del STM-1 un simple tributario de 2 Mb/s sin la demultiplexación de todo el módulo. Si los tributarios son sincrónicos se puede también extraer un canal de 64 kb/s desde los 2048 kb/s si fuera necesario.

NOTA: Add-Drop permite la inserción y extracción de canales con una granularidad mayor a la función Cross-Connect. Es por lo tanto más económico (equipo estándar en la mayoría de los casos, programable por software) pero en cambio trabaja con menor número de afluentes. El concepto de **Granularidad** hace referencia al menor elemento tributario que es accesible en la conmutación. Téngase en cuenta que la operación Cross-Connect admite el acceso de un gran número de canales STM-1.

Fig 02. Funciones Add-Drop y Cross-Connect.



2.3- OPERACIÓN CROSS-CONNECT (DXC)

Un sistema Cross-Connect constituye un **Nodo de Red SDH** similar a una central de conmutación (de tributarios en lugar de canales, según el **Fig 02**). Originalmente, la forma de distribuir los tributarios de 2 Mb/s en una trama se efectuaba en forma rígida mediante el cableado (operación *hard*). Los sistemas Cross-Connect DXC permiten realizarlo mediante *software* de acuerdo a las necesidades del tráfico en cada momento; se trata de un distribuidor electrónico (digital). Por lo tanto, la conmutación está gobernada por el personal de Operaciones del Cross-Connect (la selección en una central local de conmutación la gobierna la señalización de usuario).

En una central tandem de la red PDH las entradas son a 2 Mb/s mientras que en Cross-Connect las entradas son a 2-34-140 Mb/s de la jerarquía PDH y 155 Mb/s de la SDH. Incluso puede integrarse en una red totalmente PDH previamente a la conexión de canales SDH. Se disponen de las siguientes operaciones Cross-Connect:

- DXC 4/3/1** (entradas a 2, 34, 45, 140 Mb/s y STM-1) y
- DXC 4/4** (entradas a 140 Mb/s y STM-1).

CARACTERÍSTICAS.

- GRANULARIDAD** (mínimo nivel de conmutación). En una central de usuario es 64 kb/s, en Cross-Connect es de 2 Mb/s. Es posible efectuar un *broadcast* asociando una entrada (datos o vídeo) con varias salidas.
- ACCESIBILIDAD** (completa 100%). Cualquier entrada puede alcanzar cualquier salida. No existe concentración de líneas. Permite el **CONSOLIDAMIENTO** de la carga útil al optimizar la ocupación de aquellas tramas que se encuentran parcialmente usadas.
- Gestión de red integrada** a los demás elementos de la red SDH mediante el concepto TMN. Permite la supervisión de la red mediante el SOH del STM-1; la prueba de enlaces sin interrupción y efectuar *loopback* (conmutar un VC-N sobre sí mismo para pruebas).

INTRODUCCION AL SISTEMA SINCRONICO

CONMUTACIÓN. En la **Fig 03** se puede observar un diagrama genérico compuesto de etapas de conmutación temporal y espacial entre distintas entradas STM. Se trata de una conmutación Tiempo-eSpacio-Tiempo **TST**. La conmutación se efectúa a 38912 kb/s lo cual distingue la operación Cross-Connect de la central de conmutación típica que conmuta a 8 Mb/s.

La velocidad de 39 Mb/s se obtiene de alguna de las siguientes formas:

- Multiplexando entradas de 2 Mb/s, con 16xTU-12 se obtienen los 39 Mb/s.
- Con 34 Mb/s se obtiene el TU-3 o bajando a 2 Mb/s se procede como con TU-12.
- Para 140 Mb/s se regresa a tributarios de 2 Mb/s y se obtienen 4 de 39 Mb/s.
- Al ingresar a nivel de STM-1 el proceso depende del tipo de carga útil utilizada.

Esta operación permite también la conmutación entre intervalos de tiempo o tributarios. De tal forma que en un nodo se puede cambiar el enrutamiento de un tributario a voluntad del personal de operaciones. Una red ya no dispondrá de enlaces punto a punto sino que la asignación del punto de destino será dinámica.

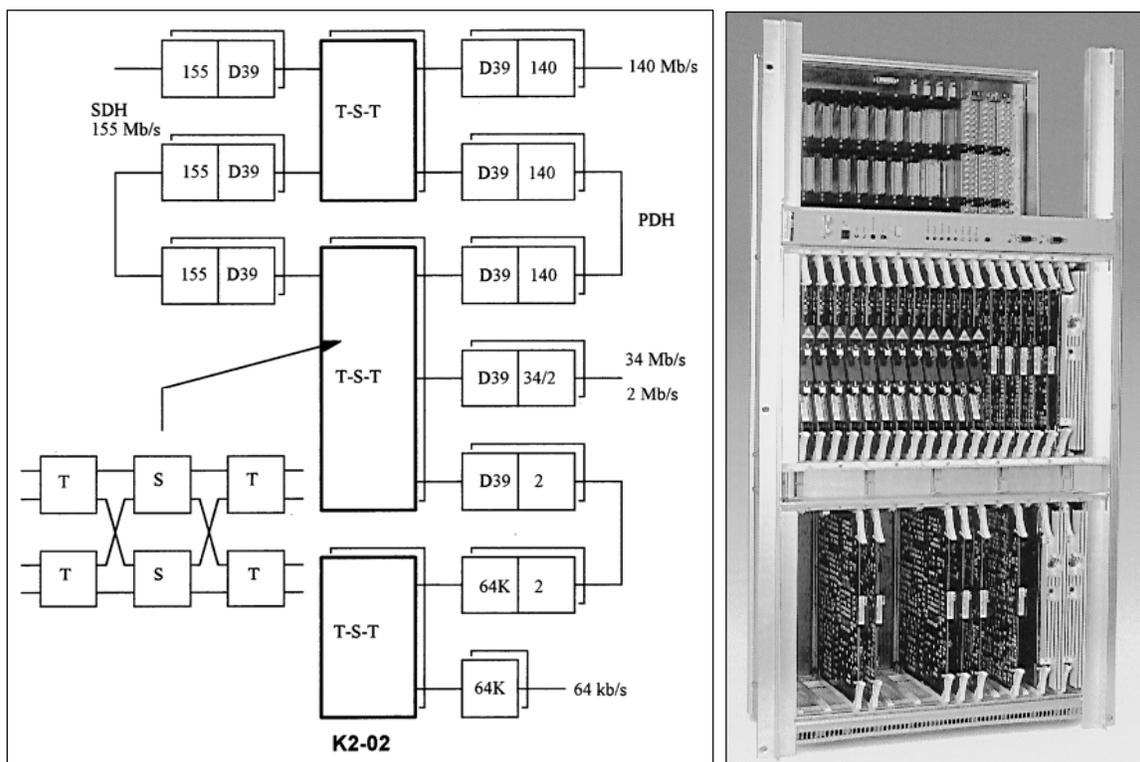


Fig 03. Diagrama a bloques de un equipo Cross-Connect SDH.

INTRODUCCION AL SISTEMA SINCRONICO

3- GESTION DE TRAFICO EN ANILLOS

ALTERNATIVAS DE RUTAS. Se han propuesto y utilizado distintas alternativas para gestionar el tráfico en los anillos SDH. Un resumen de las posibilidades se indica en la **Tabla 02**.

Tabla 02. Anillos posibles en la red SDH (Fig 04).

| | |
|-----------------------------|--|
| Bidireccional-(1+1) | Anillo bidireccional con protección (1+1). En este caso cada segmento del anillo es bidireccional (tráfico en ambos sentidos). Además se dispone de una protección adicional consistente en duplicar la información por vías paralelas (1+1). Se trata de enlaces punto-a-punto en topología anillo mediante cross-connect. |
| Unidireccional-(1+1) | Anillo unidireccional con protección (1+1). En este caso la información circula en el anillo en un solo sentido. Es útil en anillos pequeños pues la conexión entre puntos cercanos requiere girar todo el anillo. Esta estructura es usada en redes de datos LAN del tipo Token Ring y FDDI. |
| MSP | (<i>Multiplex Section Protection</i>). Se trata del típico enlace punto-a-punto 1+1 o N+1. Forma parte del enlace en anillo. Conmuta mediante los bytes K1-K2 del MSOH. |
| SNCP | (<i>Subnetwork Connection Protection</i>) La función de protección de trayecto (<i>Path Protection</i>) permite ingresar un tributario en ambas direcciones del anillo sobre un equipo ADM y seleccionar en la matriz de conmutación la dirección en mejor estado. En este caso el tráfico de cada tributario ocupa un lugar en ambas ramas del anillo. Esta estructura se utiliza en los equipos SMA de <i>Siemens-GPT</i> en la red Antel-Uruguay y Telefónica de Argentina. |
| SHR, SPRing | (<i>Bi-directional Self-Healing Ring o Shared Protection Ring</i>) Este tipo de anillo posee una redundancia que solo se opera cuando una de las ramas se ha interrumpido. El tráfico derivado por la rama interrumpida se conmuta hacia la redundancia de reserva. Utiliza el protocolo de conmutación ITU-T G.841 . |
| Mitad de Carga | En este caso cada tributario STM-N se carga con la mitad de tráfico. En STM-16 solo 8 tributarios de STM-1 son utilizados. En caso de falla de otra línea el tráfico de ella se vuelca sobre la capacidad vacante. Esta versión es utilizada en equipos <i>Northen Telecom</i> . |

Fig 04. Anillos SDH.

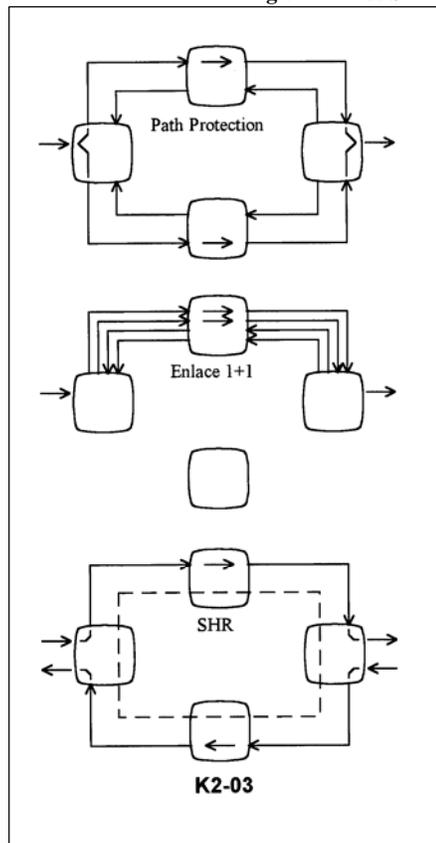
EJEMPLO: RED DE ANTEL-URUGUAY. Dicha estructura se instala entre 1995-98 en Uruguay y corresponde a enlaces STM-1 por radio y una parte en STM-4 por fibra óptica. La estructura de anillos permite el enrutamiento alternativo de tráfico de tributarios de 2 Mb/s por caminos diversos. Se tienen previstas las posibilidades de transmisión simultánea y compartir el tráfico por enlaces alternativos. Los equipos utilizado en los puntos de cierre de anillos son ADM denominados **SMA-1** y **SMA-4** de *Siemens-GPT*.

Las características de **SMA-4** como ADM y Cross-connect son:

- Acceso directo de 2/34/140 Mb/s (PDH) y STM-1 (SDH).
- Salidas de líneas STM-1 y STM-4.
- Gestión de la matriz cross-connect para 2 Mb/s sobre STM-4.
- Posee STM-4 ópticas con configuración 1+1 (protección MSP).
- Tiene 4 unidades para STM-1/4 con protección a nivel del TU.
- Posee 8 unidades para tributarios STM-1/PDH con protección en TU.
- En todos los casos STM-1 puede ser con interfaz óptica o eléctrica.
- La matriz de cross-connect acepta desde 2 Mb/s hasta STM-1.

En el caso del **SMA-1** las características son:

- Las líneas ópticas o eléctricas de salida son STM-1.
- Dispone de la protección es 1+1.
- Posee 4 unidades para STM-1 o PDH con protección a nivel de TU.
- Ambos SMA poseen las funciones principales duplicadas.



INTRODUCCION AL SISTEMA SINCRONICO

4- ALARMÍSTICA Y CALIDAD

"Es un error teorizar antes de poseer datos. Invariablemente comienza a deformarse los hechos para que encajen en la teoría, en lugar que las teorías se ajusten a los hechos."

Sherlock Holmes-1880

En una red compleja de enlaces se hace necesario una gestión centralizada; mediante ella es posible evaluar alarmas y configurar la red. Los casos de mal funcionamiento pueden ser analizados mediante el estado de la alarmística. En base a este estado es posible la configuración del tráfico en la red en anillo. Sin duda que el dominio de las alarmas se logra con un análisis detallado y mucha experiencia. En este ítem se resumen las alarmas que se dispone en el sistema SDH.

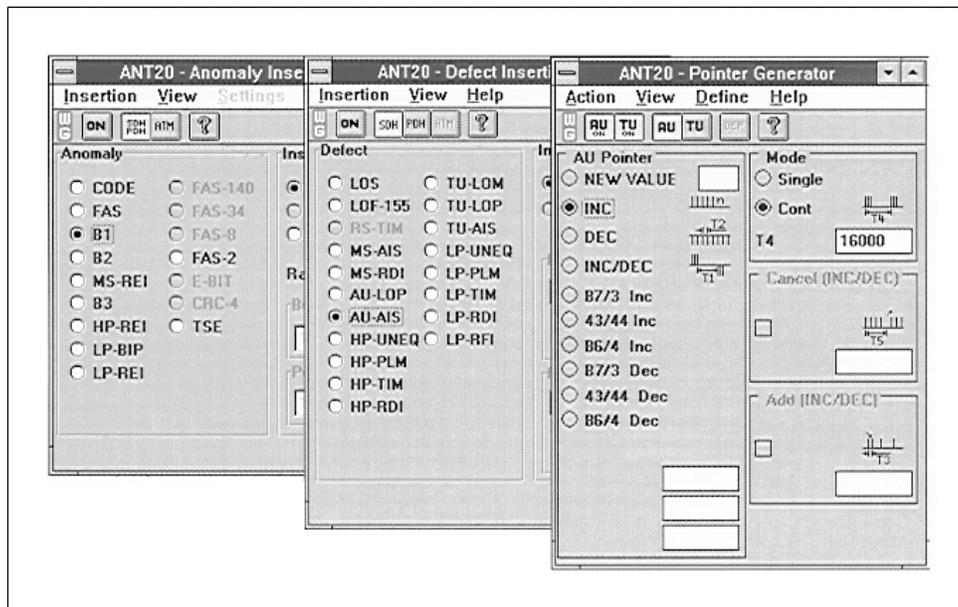
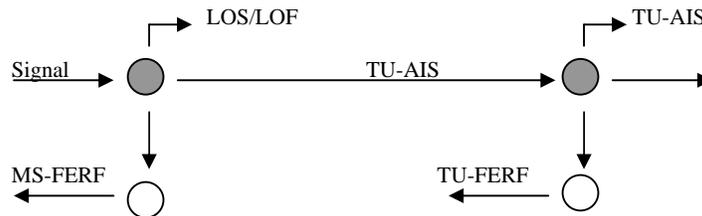
Las alarmas presentadas por los equipos de redes sincrónicas pueden clasificarse en:

-**alarmas de equipo:** ausencia de unidad, falla de unidad, pérdida de reloj, potencia óptica, etc.

-**alarmas de trama:** pérdida de señal, falla de sincronismo, pérdida de punteros, recepción de AIS, alarmas remotas, alarma de tasa de error BER, etc.

4-1 ALARMISTICA

EJEMPLO. Supóngase que la señal de recepción se interrumpe en un equipo multiplexor add-drop. Se dispondrá de una alarma local LOS, de una alarma remota hacia atrás MS-FERF y de una indicación de alarma hacia delante de tipo TU-AIS. En el siguiente terminal la señal de indicación de alarma TU-AIS genera una alarma local de igual nombre y una alarma remota TU-FERF.



INTRODUCCION AL SISTEMA SINCRONICO

Tabla 03. Resumen de alarmística.

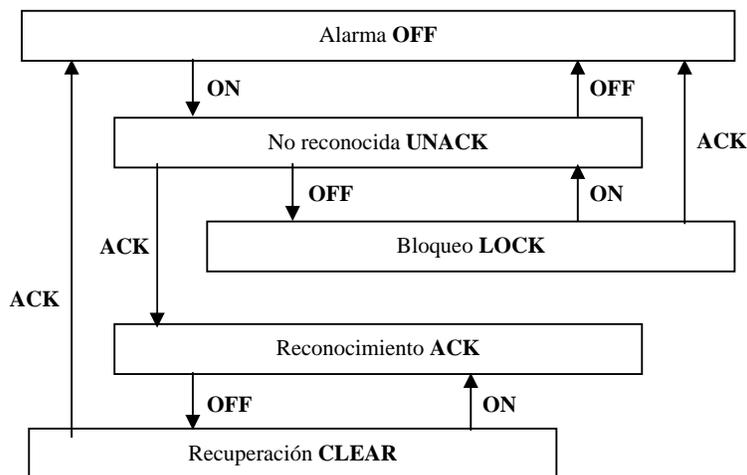
| | |
|---|--|
| ALARMAS LOCALES. | |
| -LOS | Son alarmas generadas localmente para indicar fallas graves o anomalías de menor grado. La gravedad de la alarma puede ser reclasificada (urgente, no-urgente, indicativa, etc). (<i>Loss Of Signal</i>). Pérdida de señal del tributario PDH de entrada en transmisión o del canal STM-N de entrada en recepción. Puede referirse a la entrada de tributario (No Data In) o de línea óptica. |
| -OOF | (<i>Out Of Frame</i>) Para una pre-alarma de alineamiento de trama y |
| -LOF | (<i>Loss Of Frame</i>) para la pérdida de alineamiento de trama definitiva. La OOF ocurre con 5 lecturas consecutivas con error de la palabra de alineamiento y se normaliza con 3 lecturas correctas consecutivas. La LOF ocurre cuando se mantiene OOF más de 3 mseg, correspondiente a 24 tramas de 125 µseg. |
| -LOP | (<i>Loss Of Pointer</i>). Pérdida de alineamiento de punteros. El cambio de estado entre normal y LOP involucra 3 lecturas de puntero con cambio <i>offset</i> distinto al permitido y 3 lecturas normales para el retorno. Se disponen de dos niveles de punteros: AU-LOP o HO-LOP para el trayecto VC-4 y para el trayecto VC-12 se denominan TU-AIS o LO-AIS . |
| -Mismatch. | Se trata de señalar una desadaptación entre el valor esperado y el efectivamente recibido. Este tipo de alarma se asocia a las señales de identificación en la trama como ser: - <i>Section Trace</i> (byte J0 en el SOH), - <i>Path Trace</i> (bytes J1 y J2 en el POH del VC-4 y VC-12), .Signal Label (bytes G1 y V5 del POH del VC-4 y VC-12). |
| -SD | (<i>Signal Degraded</i>) Alarma de $BER \geq 10^{-5} \dots 10^{-9}$. Esta alarma está emparentada con la siguiente: |
| -SF | (<i>Signal Failed</i>) Alarma de $BER \geq 10^{-3}$ o AIS. Esta alarma es equivalente a EBER (<i>Excessive BER</i>). El tiempo para la detección de las alarmas de error ocupa 10 mseg para 10^{-3} y 10 seg para 10^{-6} . Cuando se requiere una conmutación por SF o SD el mismo debe ser inferior a 50 mseg. El tiempo de retorno en condición de normalidad tiene un período de espera WTR (<i>Wait T Restore</i>) de 5 a 12 min. Se disponen de 3 filtros de alarmas: el filtro de 1 segundo (para errores en B1-B2-B3-V5, OOF y alarmas remotas); el filtro de fallas (para LOS-LOF-LOP; MS-AIS y MS-FERF) y el filtro de errores (ES-SES). |
| ALARMA HACIA ADELANTE. | |
| -AIS | (<i>Alarm Indication Signal</i>). Se trata de la Señal de Indicación de Alarma que se genera hacia adelante debido a la presencia de las alarmas locales LOS/LOF/LOP/BER/AIS. El cambio de estado entre transmisión normal y AIS involucra 3 lecturas de punteros con AIS (11..1) y N (8 a 10) lecturas de puntero distinta al offset activado. El retorno a normal se produce con 3 lecturas correctas. Se dispone de los siguientes estados de AIS: .MS-AIS. Para el interior de una sección multiplexora. La señal AIS (todos unos) ocupa la fila de punteros en el SOH y toda la carga útil VC-4. El encabezado RSOH y MSOH se regenera en los multiplexores. .P-AIS. Para secciones concatenadas en un trayecto. Se disponen de dos variantes: HO-AIS o AU-AIS para el trayecto VC-4 y LO-AIS o TU-AIS para un trayecto de VC-12. Cuando AU-4 o TU-12 llevan AIS los punteros también llevan el valor 1. AIS se comporta también como una alarma local cuando se recibe una señal del tipo MS-AIS por ejemplo. |
| ALARMAS HACIA ATRÁS. Las alarmas que se generan hacia atrás son: | |
| -FERF | (<i>Far End Received Failure</i>): señal de alarma LOS/LOF/BER/AIS hacia atrás desde el terminal lejano. Se trata del código 110 en los bits 6,7,8 del Byte K2 de MSOH. Se enciende por la lectura de 3 tramas consecutivas y vuelve a la normalidad con 3 lecturas correctas consecutivas. En cuanto hace al Byte G1 (bit 5) del POH y al Byte V5 (bit 8) se lleva la alarma FERG (alarma=1) para AU-4 y TU-12 respectivamente. |
| -MS-AIS | (alarma remota de AIS dentro de la sección multiplexor). La recepción de AIS involucra la emisión hacia atrás de MS-AIS. La alarma se detecta como la secuencia 111 en los bits 6-7-8 de K2 en MSOH; se trata de 3 detecciones consecutivas para el encendido y 3 veces en estado normal para el apagado. En cuanto hace al TU-12 se trata de recepción de 11..1 en V1 y V2 por 3 veces consecutivas. |
| -FEBE | (<i>Far End Block Error</i>): El número de errores se obtiene desde los byte de paridad B1-B2-B3-V5, de acuerdo con las indicaciones expuestas más adelante. La señal hacia atrás de recepción con error de bloques se efectúa con el Byte G1 (bits 1 a 4) de POH para errores en B3 y el Byte V5 (bit 3) para la alarma FEBE. |
| ALARMAS ADICIONALES: entre una gran variedad de alarmas generadas por los equipos SDH se pueden encontrar: | |
| -TD | Corriente de polarización del Láser fuera de umbral. |
| -TF | Potencia de emisión del Láser fuera de umbral. |
| -FastBER | Alarma de tasa de error muy baja en el demodulador del radio. |

En el siguiente gráfico se muestra un comportamiento normal de las alarmas en el sistema de gestión del equipos. Los estados involucrados son los siguientes:

-Alarma en estado normal **OFF**.

INTRODUCCION AL SISTEMA SINCRONICO

- Ante una alarma activada **ON** se pasa a un estado de alarma no-reconocida **UNACK**.
- Cuando la alarma retorna a la normalidad permanece bloqueada **LOCK** hasta que es reconocida.
- El estado de alarma ON reconocida se denomina **ACK**.
- Cuando una alarma reconocida **ACK** retorna a la normalidad pasa al estado **CLEAR**



En la **Tabla 04** se enumeran por nivel las distintas alarmas definidas en un sistema SDH.

Tabla 04: Resumen de alarmas involucradas en la trama STM-1.

| Nivel | VC-12 | TU-12 | VC-4 | AU-4 | M-SOH | R-SOH |
|---------|------------------------|-------|------------------------|--------------------------|-----------------|-------------------------|
| Locales | SD/SF P-AIS | LOP | SD/SF P-AIS | LOP | SD/SF MS-AIS | SD/SF OOF/LOF LOS |
| Remotas | FEBE (V5) FERF (V5) | | FEBE (G1) FERF (G1) | MS-AIS (K2) FERF (K2) | | |
| | | | | | FEBE (M1) | |

4.2- CONTROL DE CALIDAD

El control de errores se realiza mediante Bytes de paridad del tipo BIP. Como respuesta se recibe la alarma remota FEBE. De esta forma es posible evaluar desde un punto la BER en ambas direcciones. El caso es similar a la paridad CRC-4 y el bit remoto E en el multiplex de 2 Mb/s. El control de errores se efectúa dividiendo la trama STM-1 en M grupos de N bits y controlando cada grupo mediante un bit de paridad BIP.

Se tiene así formado un control de tipo BIP-(N,M). En la ITU-T M.2100 se definen los elementos de medición de UAS (segundos indisponibles), SES (segundos con muchos errores), ES/EFS (segundos con o sin errores) y BEC (conteo de error de bit). Ver también ITU-T G.821/826. En tanto el Byte B1 permite el control de errores entre regeneradores, los Bytes B2 lo hacen entre terminales de la misma sección. Esto significa que B2 adiciona a la suma de BER individuales los errores producidos en los equipos de línea electrónicos. El Byte B3 verifica errores en el trayecto a nivel de VC-4 y el V5 entre trayectos a nivel de VC-12.



ERRORES GAUSSIANOS. Si los errores se producen por ruido gaussiano (térmico) se encuentran distribuidos en forma aleatoria y uniforme. En tal caso el número de errores x distribuidos en un tiempo T tiene una **distribución Poisson**. Esto significa que la probabilidad de contar un número de errores x se expresa como:

$$P(x) = \frac{\mu^x \cdot e^{-\mu}}{x!}$$

Donde μ es el valor promedio de errores. Por ejemplo; para el caso del Byte B1 que controla la trama STM-1 se tiene:
-El número de bits controlados por el Byte B1 es 19440.

INTRODUCCION AL SISTEMA SINCRONICO

-El número de bits controlado por cada bit de B1 es 2430.

-El valor promedio de errores μ para BER= 10^{-3} es 2,43.

-La probabilidad de no detectar errores $P(x=0)$ es 0,088.

En palabras: la probabilidad de no detectar errores es una trama STM-1 mediante BIP-8 es de 8,8%. Con CRC-4 en la trama de 2 Mb/s es de 12,9%.

Tabla 05: Bytes involucrados en el proceso de control de errores en STM-1.

| | |
|-----------|--|
| B1 | 1 Byte. En RSOH. Controla la trama completa STM-1 (270x9 Bytes; 19440 bits; 8 grupos de 2430 bits). Se pueden detectar entre 0 y 8 errores. Se trata de bits de paridad par del tipo BIP-N (<i>Bit Interleaved Parity</i>) para el monitoreo de la tasa de error entre repetidores. Calculado sobre toda la trama anterior ya aleatorizada y colocado antes de la aleatorización. |
| B2 | 3 Bytes. En MSOH. Contienen 24 bits, el número de grupos N es 24. Los Bytes controlados es la trama STM-1 menos la RSOH (2403 Bytes; 19224 bits; 24 grupos de 801 bits). Detecta de 0 a 24 errores. |
| B3 | 1 Byte. En POH de VC-4. Controla la carga útil (261x9 Bytes; 18792 bits; 8 grupos de 2349 bits). La alarma FEBE de G1 de POH indica el número de errores hacia el terminal remoto. |
| V5 | 1 Byte. En VC-12. Son 2 bits de paridad PP en V5 (PPEX FXXX). Controla 4 tramas de 35 Bytes (1120 bits). El mismo V5 (bit E) lleva la alarma FEBE hacia el terminal remoto (0 para ausencia de errores y 1 para errores detectados). Es la Tara de Trayecto para VC-12 lleva información de paridad PP (el primer bit controla los bits impares y el segundo los bits pares; criterio BIP-2); alarma remota de tasa de error E (FEBE, con uno o más errores recibidos se coloca en estado 1); bit F señala una indicación de alarma remota FERF debido a LOS/LOF (alarma F=1); bits LLL de etiqueta (canal equipado, canal síncrono/asíncrono, bit o byte flotante). |

CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DE LOS BYTES DE PARIDAD EN STM-1.

| <i>Lugar</i> | <i>Paridad</i> | <i>N</i> | <i>M</i> | <i>bits</i> | <i>Denominación</i> |
|--------------|----------------|----------|----------|-------------|---------------------|
| RSOH | 1 Byte B1 | 8 | 2430 | 19440 | BIP-(8,2430) |
| MSOH | 3 Byte B2 | 24 | 801 | 19224 | BIP-(24,801) |
| POH | 1 Byte B3 | 8 | 2349 | 18792 | BIP-(8,2349) |
| VC-12 | 2 bit V5 | 2 | 560 | 1120 | BIP-(2,560) |

N es el número de bits de paridad y M el número de bits controlados por cada paridad.

4.3- PRUEBAS Y MEDICIONES

Un listado inicial de las características (simulación y análisis de trama STM-1) y mediciones a realizarse en la red SDH se indica en la **Tabla 06**.

Tabla 06: Listado de pruebas y mediciones sobre la trama STM-1/N (SDH).

| | |
|---|---|
| -Simulación y análisis de trama STM-N: | .Generación de trama STM-N con carga útil variable. .Análisis de carga útil transmitida. |
| -Evaluación de calidad: | .Demultiplexación en tiempo real de la SOH y POH. .Inyección de errores en Bytes individuales de la trama. .Medición de BER de acuerdo con G.821 de la carga útil. .Evaluación de la paridad en SOH y POH mediante G.826. |
| -Evaluación de temporización: | .Test de sincronismo con distintas variantes. .Generación y medición de fluctuación de fase. .Simulación de operación de punteros. |
| -Pruebas de alarmas y canales: | .Test de punteros con off-set de frecuencia establecido. .Inserción en tiempo real de canales en SOH y POH. .Inserción de canales individuales. .Evaluación de alarmas LOS/OOF/LOF/LOP/AIS. .Indicación de alarmas presentes e historia de alarmas en un período. |

JERARQUIA DIGITAL PLESIOCRONA PDH

Referido a la jerarquía digital PDH. Sobre la tramas de multiplexación, el funcionamiento del alineamiento, alarmas, señalización y justificación.

1- JERARQUÍAS DE MULTIPLEXACIÓN

JERARQUÍAS DIGITALES. En la transmisión de señales digitales se recurre a la multiplexación con el fin de agrupar varios canales en un mismo vínculo. Si bien la velocidad básica usada en las redes digital se encuentra estandarizada en 64 kb/s, las velocidades de los órdenes de multiplexación en cambio forman varias jerarquías.

-La **jerarquía europea**, usada también en Latinoamérica, agrupa 30+2 canales de 64 kb/s para obtener 2.048 kb/s. Luego, por multiplexado de 4 tributarios sucesivamente, se obtiene las velocidades de 8.448 kb/s; 34.368 kb/s y 139.264 kb/s.

-La **jerarquía norteamericana** agrupa en cambio 24 canales a una velocidad de 1.544 kb/s. Posteriormente genera 2 ordenes superiores (x4) a 6.312 kb/s y (x7) a 44.736 kb/s.

-La **jerarquía japonesa** recupera el valor de 6.312 kb/s pero obtiene los órdenes jerárquicos de (x5) 32.064 kb/s y (x3) 97.728 kb/s.

Las velocidades de cada orden es levemente superior al producto de la velocidad de tributario por el número de entradas, debido al agregado de información adicional (*OverHead*). El ordenamiento de la jerarquía a 2048 kb/s se estudia en detalle en este trabajo. A las jerarquías mencionadas se las denomina **Plesiócronicas PDH** porque el reloj usado en cada nivel de multiplexación es independiente de los otros niveles. En oposición se encuentra la jerarquía **Sincrónica SDH** que adopta un solo reloj para toda la red.

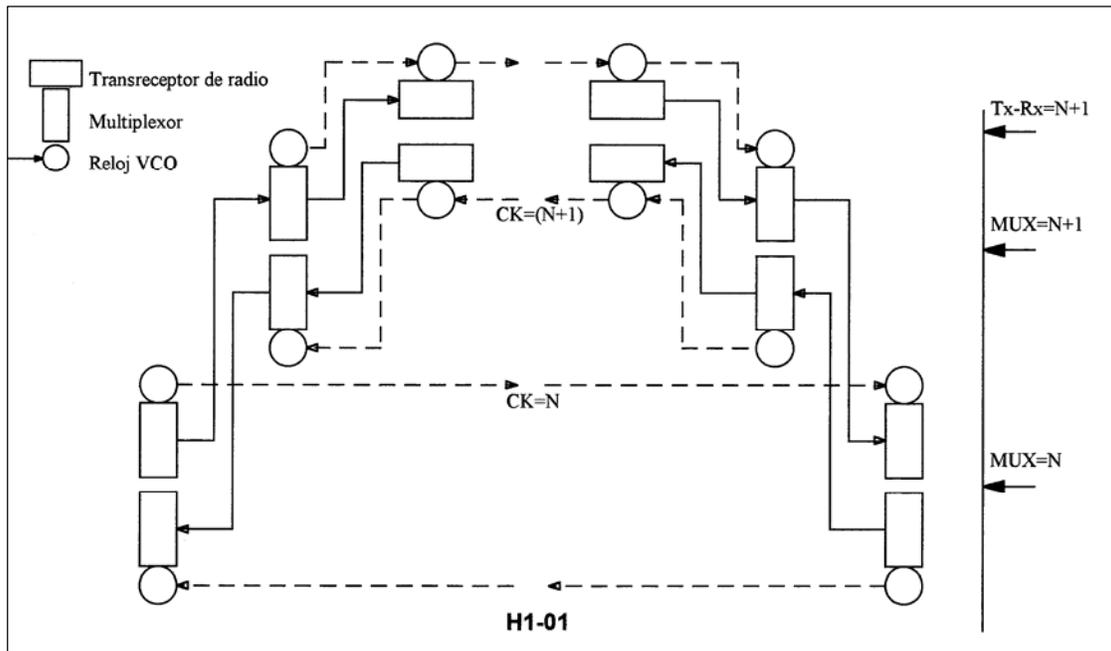


Fig 01. Sincronismo entre extremos en la jerarquía PDH.

La jerarquía de 1544 y 2048 kb/s se diferencian tanto en la codificación como en la trama. La norma de facto de 24 canales que da origen a 1544 kb/s se deriva del hecho que la Bell Labs (1960) pretendió mantener la compatibilidad con el sistema de 24 canales FDM. El origen de los 24 canales FDM se remonta al momento que se disponía de un tubo de vacío con un ancho de banda de 96 kHz (equivalente a 24 canales de 4 kHz de ancho de banda). En su lugar Europa, algunos años más tarde (1965), cambió la codificación (ley μ por la ley A) e incorporó la velocidad de 2048 kb/s para adoptar una potencia de 2.

JERARQUIA DIGITAL PLESIOCRONA PDH

La secuencia histórica de ambas jerarquías demuestra el crecimiento exponencial de la tecnología en cuanto hace a la velocidad de trabajo:

| PDH | | SDH | |
|----------|----------|-----------|----------|
| 2 Mb/s | Año 1966 | 155 Mb/s | Año 1992 |
| 8 Mb/s | Año 1970 | 622 Mb/s | Año 1992 |
| 34 Mb/s | Año 1973 | 2488 Mb/s | Año 1994 |
| 140 Mb/s | Año 1980 | 9976 Mb/s | Año 1999 |
| 565 Mb/s | Año 1985 | | |

MULTIPLEXACIÓN PLESIÓCRONA. En la **Fig 01** se muestra un diagrama para el concepto de red plesiócrona. Se observa que un nivel de multiplexación intermedio (genérico N) dispone de un reloj para el proceso en transmisión; el mismo se sincroniza en forma interna o se esclaviza con el reloj desde la recepción. En este último caso, solo uno de ambos extremos puede funcionar con sincronismo en bucle (*loop* desde recepción) para el reloj.

En otras palabras; en un nivel puede existir "un" reloj para cada dirección o un bucle que contienen 4 osciladores controlados por tensión (**VCXO**) conectados en cadena. En el nivel superior (N+1) se conecta el equipo transreceptor (fibra óptica o radioenlace) que se encuentra en serie para la circulación del reloj. Es decir, el sistema de transmisión es sincrónico con el último nivel de multiplexación y plesiócrono con el resto de los niveles.

JERARQUIA DIGITAL PLESIOCRONA PDH

2- PRIMER ORDEN JERÁRQUICO

2.1- TRAMA DIGITAL DE 2048 kb/s.

PRIMER ORDEN JERÁRQUICO. La organización temporal de los canales digitales se realiza mediante la Multitrama **MFR** (*MultiFrame*) consistente en 16 Tramas **FR** (*Frame*) numeradas desde fila 0 a 15. Cada trama tiene 32 columnas o Intervalos de Tiempo **TS** (*Time Slot*), numerados de 0 a 31. Cada intervalo de tiempo lleva un **Octeto** o **Byte** de un canal de 64 kb/s. En lo que respecta a los tiempos la trama tiene una duración de 125 μseg, correspondiente al período de muestreo de una señal telefónica (8 kHz). Cada uno de los 32 intervalos de tiempo dura entonces 3,9 μseg y cada bit tiene una duración de 488 nseg. Una multitrama ocupa un tiempo de 2 mseg (**Fig 02**).

El intervalo de tiempo TS:0 se utiliza para enviar el **alineamiento** de trama e información de supervisión del enlace. El intervalo de tiempo TS:16 se usa para **Señalización Asociada al Canal**. Los intervalos TS:1 a TS:15 y TS:17 a TS:31 llevan los canales de telefonía digital o datos a 64 kb/s. El conjunto de 32 canales (intervalos de tiempo) de 64 kb/s constituyen los 2048 kb/s.

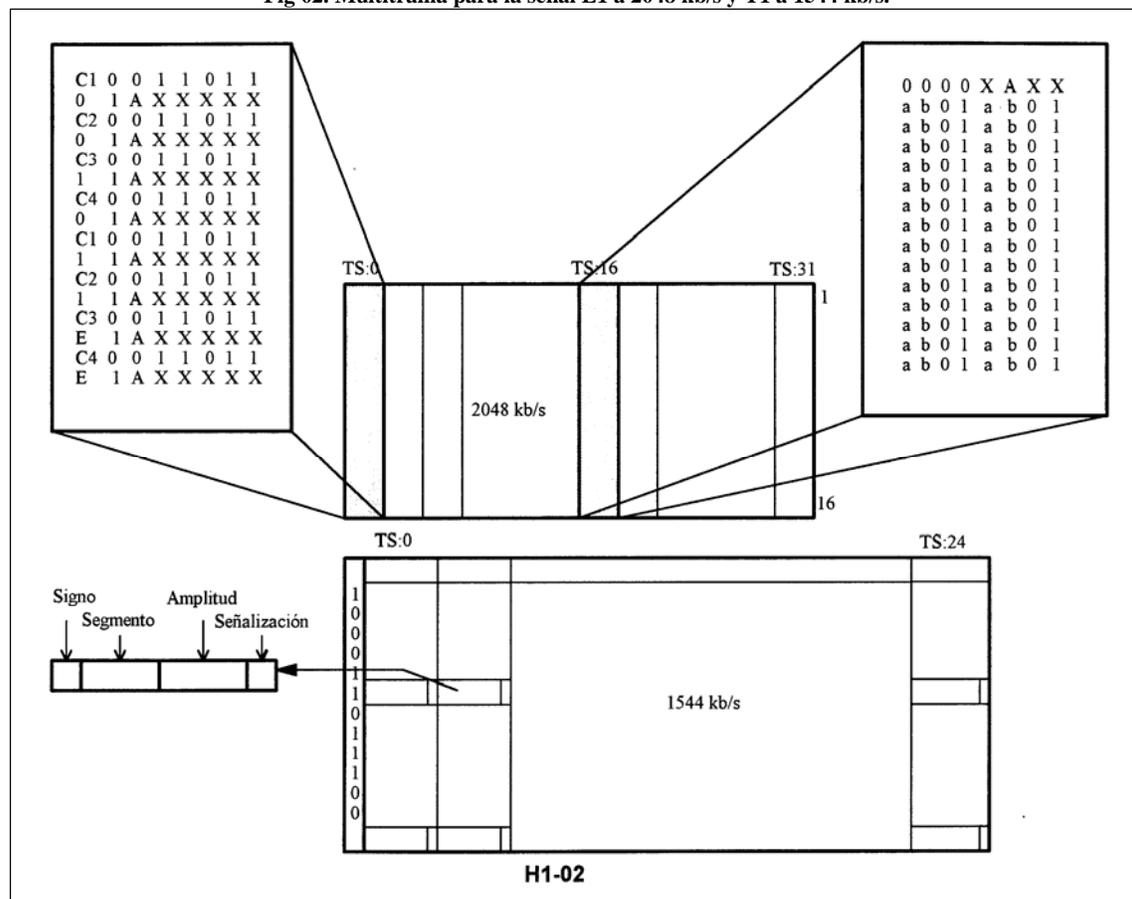
2.2- ALINEAMIENTO DE TRAMA Y CRC

En **Fig 02** se observa la información contenida en el TS:0. Se alternan dos palabras de alineamiento de trama, denominadas con las siglas **FR** (*Frame*) y **NFR** (*No-Frame*):

- Palabra FR: C 0 0 1 1 0 1 1
- Palabra NFR: C 1 A N N N N N

Los bits N se encuentran reservados para uso nacional y corresponde a informaciones de 4 kb/s en cada bit (N=1 si no son usados). El bit A se usa para enviar una alarma de Pérdida de alineamiento de Trama **LOF** (*Loss Of Frame*) hacia el terminal corresponsal o remoto. Los bit C constituyen una señal de 8 kb/s que lleva información de paridad (**CRC-4**).

Fig 02. Multitrama para la señal E1 a 2048 kb/s y T1 a 1544 kb/s.



JERARQUIA DIGITAL PLESIOCRONA PDH

LÓGICA DE ALINEAMIENTO DE TRAMA. Se trata de la lógica (mediante un diagrama de estados finitos) usada para reconocer la palabra de alineamiento de trama **FR** (Fig 03). Supóngase partir del estado de no alineamiento LOF. Para llegar al estado de alineamiento de trama, el receptor debe reconocer consecutivamente las palabras FR-NFR-FR. Luego de ésta última palabra FR comienza el estado de alineamiento de trama. Para perder el alineamiento LOF, el receptor debe recibir con error la secuencia FR-FR-FR o la secuencia NFR-NFR-NFR en forma consecutiva. La palabra FR es [x001 1011] y la palabra NFR es [x1xx xxxx], ya que los restantes bits (x) tienen otras aplicaciones.

| | | | | | | | | | | | | |
|----|---------|------|------|------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|----------|
| C1 | 0011011 | TS:1 | TS:2 | TS:3 | TS:15 | TS:16 | TS:17 | TS:18 | TS:28 | TS:29 | TS:30 | Frame 0 |
| 0 | 1Fxxxxx | TS:1 | TS:2 | TS:3 | TS:15 | TS:16 | TS:17 | TS:18 | TS:28 | TS:29 | TS:30 | Frame 1 |
| C2 | 0011011 | TS:1 | TS:2 | TS:3 | TS:15 | TS:16 | TS:17 | TS:18 | TS:28 | TS:29 | TS:30 | Frame 2 |
| 0 | 1Fxxxxx | TS:1 | TS:2 | TS:3 | TS:15 | TS:16 | TS:17 | TS:18 | TS:28 | TS:29 | TS:30 | Frame 3 |
| C3 | 0011011 | TS:1 | TS:2 | TS:3 | TS:15 | TS:16 | TS:17 | TS:18 | TS:28 | TS:29 | TS:30 | Frame 4 |
| 1 | 1Fxxxxx | TS:1 | TS:2 | TS:3 | TS:15 | TS:16 | TS:17 | TS:18 | TS:28 | TS:29 | TS:30 | Frame 5 |
| C4 | 0011011 | TS:1 | TS:2 | TS:3 | TS:15 | TS:16 | TS:17 | TS:18 | TS:28 | TS:29 | TS:30 | Frame 6 |
| 0 | 1Fxxxxx | TS:1 | TS:2 | TS:3 | TS:15 | TS:16 | TS:17 | TS:18 | TS:28 | TS:29 | TS:30 | Frame 7 |
| C1 | 0011011 | TS:1 | TS:2 | TS:3 | TS:15 | TS:16 | TS:17 | TS:18 | TS:28 | TS:29 | TS:30 | Frame 8 |
| 1 | 1Fxxxxx | TS:1 | TS:2 | TS:3 | TS:15 | TS:16 | TS:17 | TS:18 | TS:28 | TS:29 | TS:30 | Frame 9 |
| C2 | 0011011 | TS:1 | TS:2 | TS:3 | TS:15 | TS:16 | TS:17 | TS:18 | TS:28 | TS:29 | TS:30 | Frame 10 |
| 1 | 1Fxxxxx | TS:1 | TS:2 | TS:3 | TS:15 | TS:16 | TS:17 | TS:18 | TS:28 | TS:29 | TS:30 | Frame 11 |
| C3 | 0011011 | TS:1 | TS:2 | TS:3 | TS:15 | TS:16 | TS:17 | TS:18 | TS:28 | TS:29 | TS:30 | Frame 12 |
| E | 1Fxxxxx | TS:1 | TS:2 | TS:3 | TS:15 | TS:16 | TS:17 | TS:18 | TS:28 | TS:29 | TS:30 | Frame 13 |
| C4 | 0011011 | TS:1 | TS:2 | TS:3 | TS:15 | TS:16 | TS:17 | TS:18 | TS:28 | TS:29 | TS:30 | Frame 14 |
| E | 1Fxxxxx | TS:1 | TS:2 | TS:3 | TS:15 | TS:16 | TS:17 | TS:18 | TS:28 | TS:29 | TS:30 | Frame 15 |

Durante el tiempo de alineamiento el receptor solo observa el estado de los bits cada 125 μ seg, es decir cada 256 bits. En tanto se tenga pérdida de trama **LOF** se deben estudiar la totalidad de los bits recibidos para reconocer la palabra FR. Además se reemplazan los intervalos de tiempo TS que llevan información de canal por una **Señal de Indicación de Alarma AIS**, consistente en una secuencia continua de bits 1. Por otro lado, el receptor induce al transmisor para colocar el bit A=1 en la palabra NFR de alineamiento. Este bit oficia de alarma remota de pérdida de trama del terminal correspondiente.

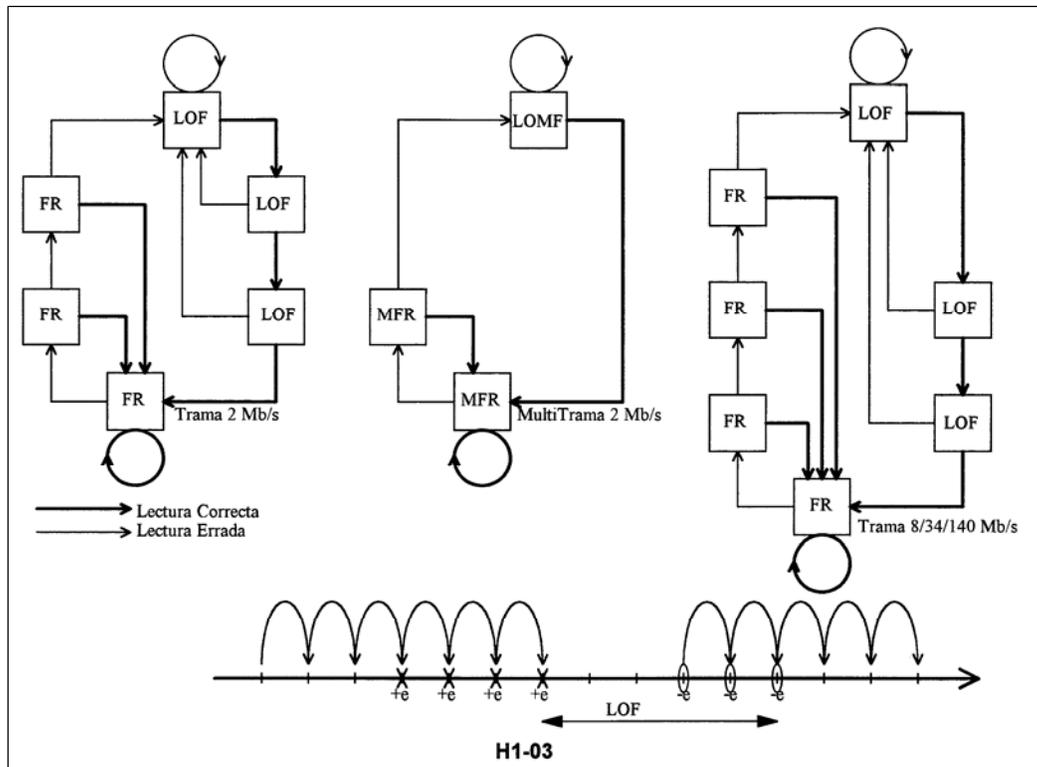


Fig 03. Procedimiento de alineamiento de trama y multitrama en PDH.

JERARQUIA DIGITAL PLESIOCRONA PDH

El bit C se utiliza para enviar una trama de **Control de Redundancia Cíclica CRC-4**, que actúa como bits de paridad para el control de la tasa de error. La secuencia que se coloca en el bit C es:

$C_1 0 C_2 0 C_3 1 C_4 0 \quad C_1 1 C_2 1 C_3 E C_4 E$

Donde la secuencia 001011 es la palabra de alineamiento para la trama CRC. Los bits $C_1..C_4$ se calculan mediante el criterio de redundancia cíclica como bits de paridad para la detección de errores. Los bits E actúan como alarma remota de recepción de errores. Como una multitrama tiene 2 secuencias CRC-4 se disponen de 2 bits E (uno para cada secuencia CRC). El polinomio generador de los bits de paridad es X^4+X+1 . Se efectúan 1000 comparaciones CRC-4 por segundo. Se puede emitir la alarma de tasa de error o pérdida de trama LOF cuando se supera un umbral de comparaciones erróneas.

2.3- SEÑALIZACIÓN DEL CANAL TELEFÓNICO.

Existen dos formas genéricas de enviar la señalización de los canales de telefonía en el multiplexor de 2048 kb/s:

- Señalización por Canal Asociado CAS o R2-digital.
- Señalización por Canal Común CCS o SSN7.

El tipo de señalización asociada al canal **CAS** consiste en asignar en la trama el intervalo de tiempo TS:16 para el envío de la señalización de acuerdo con la **Fig 02**. Se trata entonces en un canal de 64 kb/s cuya organización interna contiene una palabra de alineamiento de multitrama de 8 bits (0000 NANN) y 15 octetos de información. La palabra de alineamiento de multitrama (0000) permite definir una lógica de ganancia y pérdida del alineamiento. La Pérdida de Multitrama **LOMF** (*Loss of MultiFrame*) se obtiene con 2 lecturas consecutivas con error. La recuperación del alineamiento ocurre a la primer lectura correcta.

Los bits N se encuentran reservados para uso nacional. El bit A se utiliza para el envío hacia el terminal remoto de una alarma que indica la acción LOMF local. Los datos de señalización de los 30 canales se ubican en 15 Bytes asignando 4 bits (abcd) por canal. Para impedir la simulación de la palabra de alineamiento de multitrama (0000) se determina un valor fijo a los últimos bits de todos los Bytes restantes (ab01).

Para la señalización por canal común **CCS** se ha definido (**ITU-T Serie Q**) el protocolo de diálogo entre procesadores de los centros de conmutación extremos **SS7**. Se trata entonces de un canal de 64 kb/s donde la ubicación de la información de señalización no se encuentra previa y rígidamente asignada. Consiste en un protocolo de comunicación definido en 4 capas de acuerdo con el modelo de interconexión de sistemas abiertos de ISO.

2.4- VARIEDAD DE EQUIPOS MULTIPLEXORES.

En base a la primer jerarquía digital se han diseñado una buena cantidad de variantes de equipos multiplexores. Se mencionan la mayoría de ellos a continuación.

-Los **multiplexores de 2048 kb/s** existen en la versión central y abonado. En la **versión central** se unen centros de conmutación con señalización CAS o CCS. Para redes digitalizadas totalmente la señalización será CCS. En las centrales de conmutación digitales la operación de multiplexación se encuentra integrada a la conmutación temporal y por ello no se distingue un equipo multiplexor en forma individual.

-En el **multiplexor para abonado** se une un centro de conmutación con un grupo de abonados. En este caso es necesario suministrar una serie de servicios adicionales mediante el canal de señalización. Las facilidades son (conocidas como **BORSCHT**): alimentación de batería (*Battery feed*), protección contra sobrevoltajes (*Overvoltage protection*), corriente de llamada (*Ringin*), supervisión (*Supervision*), codificación (*Codec*), circuito híbrido (*Hibrid*) y acceso de pruebas (*Test access*).



-Una variedad de equipos **multiplexores estadísticos** trabajan sobre la base de la velocidad de 2048 kb/s para asignar velocidades por canal telefónico menores a 64 kb/s (32/24/16 kb/s). Mediante el uso de la codificación Diferencial

JERARQUIA DIGITAL PLESIOCRONA PDH

Adaptativa ADPCM y la Interpolación de la Palabra (eliminando los tiempos de silencio) se logra una multiplicación del número de canales hasta de 8 veces. Son usados para multiplicar circuitos en enlaces digitales satelitales IDR e IBS y para formar redes Cross-Connect a nivel E1 (2 Mb/s) con **administración del ancho de banda** (asignación parcial de los bits disponibles en la trama).

-Se han introducido etapas de **multiplexación intermedia** para uso como canales de servicio del operador de la red digital. Tal es el caso de la velocidad de **704 kb/s** (11x64 kb/s) correspondiente a 10 canales de telefonía o datos a 64 kb/s y un canal de alineamiento, señalización y supervisión. La información que lleva este canal es substancialmente la misma que los TS:0 y TS:16 en la trama de 2048 kb/s.

-Un equipo de actividad transitoria es el **transmultiplexor**. Se lo utiliza para aprovechar los multiplexores analógicos existentes. Convierte un grupo secundario de 60 canales multiplexados en FDM que ocupa la banda de 312 a 552 kHz (4 kHz por canal) en dos tramas de 2048 kb/s.

TRAMA USADA EN EL SISTEMA AMERICANO. Es una norma de facto de la Bell-1962 y se muestra en la **Fig 02**. El canal telefónico se digitaliza mediante la ley μ , con frecuencia de muestreo de 8 kHz y codificación de 8 bit/muestra. La ley μ dispone de 15 segmentos (8 tramos para cada polaridad) y 8 bits (1 de signo, 3 de segmento y 4 de amplitud).

La **trama** consiste de 24 intervalos de tiempo de 8 bits y 1 bit por trama para alineamiento de trama y multitrama. La velocidad es de 193 bit/trama y 1544 kb/s. Una multitrama ocupa 12 tramas. Las palabras de alineamiento se transmiten entrelazadas (alineamiento de trama 101010 y alineamiento de multitrama 001110). La señalización se envía en el octavo bit (el menos significativo de la muestra) de las tramas 6 y 12, correspondiente a la vía A y B de la señalización **E&M** respectivamente. Es decir, se aplica el denominado "robo de bit" transmitiendo una muestra de 7 bits con un bit de señalización cada 6 tramas.

JERARQUIA DIGITAL PLESIOCRONA PDH

3- ORDENES JERÁRQUICOS PLESIÓCRONOS

Tabla 01: Características de la Jerarquía Digital Plesiócrona.

| Jerarquía CEE | | Velocidad | Canales | Trama |
|----------------------|-----|--------------|---------|--------------------|
| Primera | E1 | 2.048 kb/s | 30 | 256 bit=125,00 μs |
| Segunda | E2 | 8.448 kb/s | 120 | 848 bit=100,38 μs |
| Tercera | E3 | 34.368 kb/s | 480 | 1536 bit= 44,70 μs |
| Cuarta | E4 | 139.268 kb/s | 1920 | 2904 bit= 20,85 μs |
| Quinta | E5 | 564.992 kb/s | 7680 | 2688 bit= 4,70 μs |
| Jerarquía USA | | | | |
| Primera | DS1 | 1.544 kb/s | 24 | |
| Segunda | DS2 | 6.312 kb/s | 96 | 1176 bit |
| Tercera | DS3 | 44.736 kb/s | 674 | 4760 bit |

El primer orden jerárquico se multiplexa sucesivamente para obtener mayores velocidades y una multiplicación de la capacidad. La jerarquía plesiócrona correspondiente a 2048 kb/s multiplexa en pasos de 4 entradas (**tributarios** de nivel inferior) para obtener la jerarquía superior.

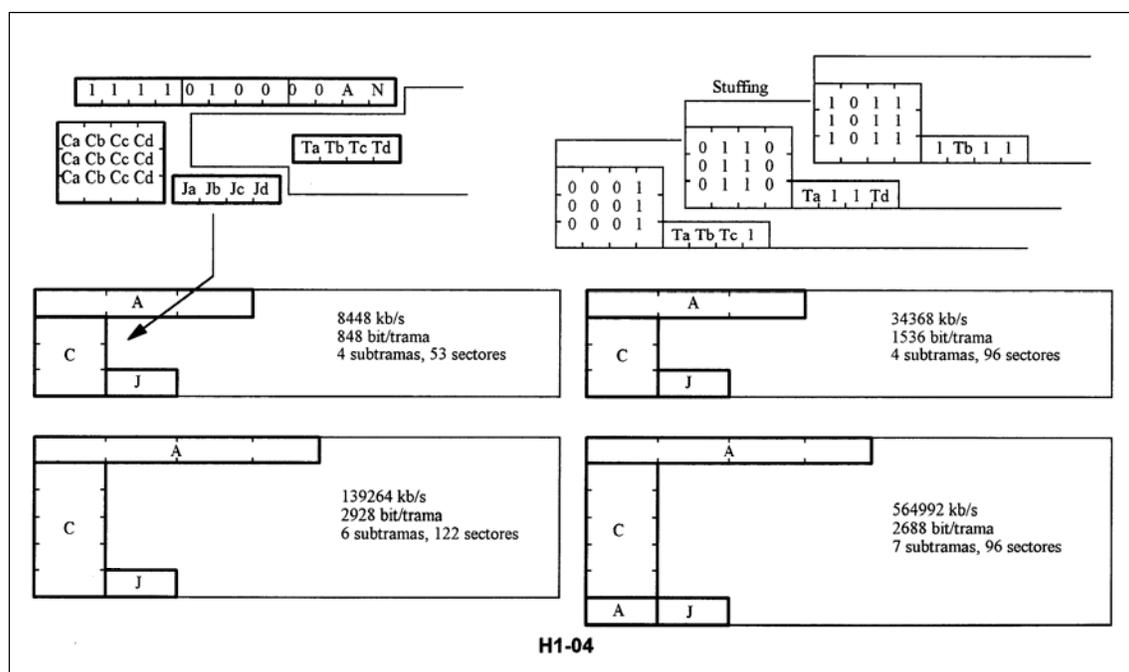


Fig 04. Trama y proceso de justificación en PDH.

TRAMAS DE ORDEN SUPERIOR. En la Fig 04 se observan las tramas digitales para los niveles jerárquicos a partir del segundo orden. Si bien el número de canales se multiplica por 4 a cada paso, la velocidad es levemente mayor a 4 debido al agregado de señales adicionales. Se describe en detalle el orden segundo ya que el resto son una extensión conceptual de aquel. Basta con observar la similitud de tramas.

3.1- TRAMA DIGITAL DE 8448 kb/s.

Al multiplexor de segundo orden ingresan 4 tributarios de 2048 kb/s cada uno, cuya velocidad tiene una tolerancia de ± 50 ppm (equivalente a $\pm 102,4$ b/s). La trama consiste en 848 bit/trama y se encuentra dividida en 4 subtramas de 212 bit; cada una se divide en 53 grupos de 4 bits. Al inicio de la trama se tiene un encabezado (*overhead*) con información de alineamiento de trama, alarma, bits de justificación positiva (*Stuffing*) y bits de control de justificación. La **justificación positiva** permite entrelazar 4 entradas denominadas tributarios de distinta velocidad dentro de la tolerancia de 50 ppm.

La **palabra de alineamiento de trama** consiste de 10 bits (1111 0100 00AN) y permite el sincronismo del receptor. La pérdida de alineamiento de trama LOF se produce cuando se detectan con error 4 palabras consecutivas. Para la recuperación del alineamiento se deben leer correctamente 3 palabras consecutivas. En la Fig 03 se representa en forma gráfica el criterio

JERARQUIA DIGITAL PLESIOCRONA PDH

de alineamiento de trama. En tanto dura la falta de alineamiento, la señal de los tributarios se reemplaza por una señal de indicación de alarma **AIS** consistente en una secuencia de bits 1.

El bit N de la palabra de alineamiento se encuentra reservado para uso nacional (si no se usa se coloca un bit 1); aplicado para alarma de BER remota. El bit A oficia de alarma distante al terminal remoto durante el tiempo de falta de alineamiento de la trama (A=1 para alarma y A=0 en estado normal). Los datos provenientes de los tributarios se entrelazan por bits en la zona denominada **carga útil** de la trama. Se observa que el proceso de multiplexación es transparente a la organización de la trama del orden jerárquico inferior. Es decir, la información del tributario de entrada solo debe cumplir con los requisitos de velocidad, nivel y código; sin importar la organización interna de los datos.

La velocidad de los tributarios de entrada es de 2048 kb/s como valor nominal y con tolerancia de ± 50 ppm (± 102 b/s). El entrelazado de 4 afluentes de entrada cuya velocidad puede no ser exactamente igual (funcionamiento plesiócrono) requiere entonces de la aplicación del proceso de **Justificación Positiva**. El mismo consiste en asignar a cada afluente una capacidad levemente superior a la real y rellenar el exceso con bits de justificación (*stuffing*) que se eliminan en el proceso de demultiplexación.

ORDENES JERÁRQUICOS SUPERIORES. Por encima de los 8448 kb/s se encuentran el tercer y cuarto orden jerárquico. El quinto orden se ha determinado para aplicaciones con interfaz para fibras ópticas. De acuerdo con la **Fig 04** la organización de las tramas es similar. Se disponen de palabras de alineamiento de trama al inicio de cada organización de iguales características. Siempre se dispone de una alarma para informar al terminal remoto de la falta de alineamiento local. El proceso de justificación positiva es conceptualmente idéntico. El número de bits de control de justificación es 3 o 5 para corregir 1 o 2 errores.

3.2- INTERFAZ ELÉCTRICA

La interfaz de los multiplexores PDH se muestra en la **Tabla 02**. La **Fig 05** muestra los distintos códigos involucrados. El código de línea es el HDB-3 para las velocidades hasta 34 Mb/s y el CMI para 140 Mb/s. La velocidad de 64 kb/s tiene una codificación de tipo Co- y Contra-Direccional.

Tabla 02. Características de la interfaz eléctrica PDH.

| <i>Jerarquía</i> | <i>Canal</i> | <i>Primera</i> | <i>Segunda</i> | <i>Tercera</i> | <i>Cuarta</i> |
|------------------|--------------|----------------|----------------|----------------|---------------|
| Velocidad kb/s | 64 | 2048 | 8448 | 34368 | 139264 |
| Tolerancia ppm | ± 100 | ± 50 | ± 30 | ± 20 | ± 15 |
| Tensión Vpp | ± 1 | $\pm 2,37$ | $\pm 2,37$ | ± 1 | $\pm 0,5$ |
| Tolerancia % | 10 | 10 | 10 | 10 | 10 |
| Código de línea | Co-Dir. | HDB3 | HDB3 | HDB3 | CMI |
| Ancho pulso nseg | | 59 | 14,55 | 7,18 | |
| Impedancia Ohm | 120 | 75 | 75 | 75 | 75 |
| Alternativa | | 3V/120ohm | | | |
| Ecuación dB | 3dB/128K | 6dB/1M | 6dB/4M | 12dB/17M | 12dB/70M |
| Secuencia prueba | $2^{11}-1$ | $2^{15}-1$ | $2^{15}-1$ | $2^{23}-1$ | $2^{23}-1$ |

CÓDIGO HDB3. (*High Density Bipolar*) Este código permite una alta densidad de pulsos binarios para mantener la temporización de línea. Se utiliza en la interfaz desde 2 a 34 Mb/s. Las reglas de codificación son:

- Los bits 1 se alternan en polaridad y su duración se reduce al 50% (RZ= *Return to Zero*).
- En otras palabras, se transmite un ciclo de reloj (10) con polaridad alternada. Los bits 0 se transmiten como 0 Volt.
- Una secuencia 0000 se reemplaza por 000V o R00V: V=1 es un pulso de violación y R=1 es de relleno.
- Las violaciones se encuentran alternadas entre sí. Si existe R lleva la misma polaridad que V.
- Luego de una violación el siguiente pulso lleva polaridad contraria.
- Se coloca 000V cuando el pulso anterior a V tiene igual polaridad que V; en caso contrario se coloca R00V.
- Si entre violaciones consecutivas el número de bits 1 es impar se coloca 000V, de lo contrario si es par se coloca R00V.

Estas reglas aseguran:

- Equiprobabilidad de símbolos, y por lo tanto ausencia de componente de corriente continua.
- Esto es indispensable para la transmisión por pares balanceados o coaxiales.
- Un máximo de 3 ceros consecutivos, lo que permite mantener la temporización del receptor.
- Transmisión de datos y reloj por el mismo par, lo cual queda asegurado por el reemplazo del bit 1 por un ciclo de reloj.
- La decodificación es muy simple ya que solo existen dos posibilidades de pulsos con igual polaridad 10001 y 1001.
- La primer alternativa corresponde a 1000V y la segunda a R00V.

JERARQUIA DIGITAL PLESIOCRONA PDH

CÓDIGO CMI. (*Codec Mark Inversion*) Se lo utiliza para la interfaz de 140 Mb/s. Las reglas de codificación son:

- Los bits 1 se reemplazan por 11-00 en forma alternada.
- Los bits 0 se reemplazan por 01 (un ciclo de reloj).

Se trata de un código bipolar que mantiene la equiprobabilidad de polaridad; es decir, no tiene componente de corriente continua. Nuevamente se produce una alta densidad de cambios de estado para asegurar la extracción del reloj.

INTERFAZ DIGITAL A 64 kb/s. Se trata de una interfaz a 64 kb/s denominada "digital" porque los datos se transmiten codificados; en tanto que otras son interfaces "analógicas" (los datos se transmiten en código NRZ activados en polaridad). Se realiza mediante pares simétricos de 120 ohm resistivos con tensión ± 1 V y tolerancia del 10%. La velocidad es de 64 kb/s y la tolerancia de 100 ppm. La equalización automática a la primer armónica de señal es de 0 a 3 dB con ley \sqrt{f} . El número de pares requeridos depende de la dirección del reloj. Se distinguen 3 variantes.

-La **Interfaz Codireccional** lleva los datos y el reloj en el mismo sentido, por lo cual se puede usar un par balanceado para la conexión en cada dirección. Los datos (NRZ) y el reloj (temporización de bit a CK64 kHz y octeto CK8 kHz) se codifican de acuerdo con G.703. El bit 1 se reemplaza por un ciclo de reloj CK de 64 kHz y el bit 0 por dos ciclos de un reloj de 128 kHz. Se procede a la alternancia en polaridad AMI con excepción de los ciclos 7 y 8 (al final del reloj de octeto) donde se viola la alternancia.

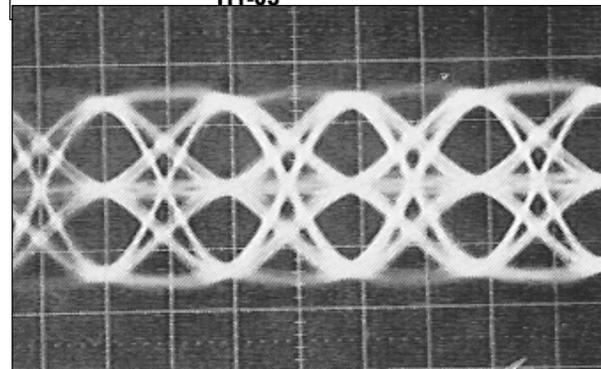
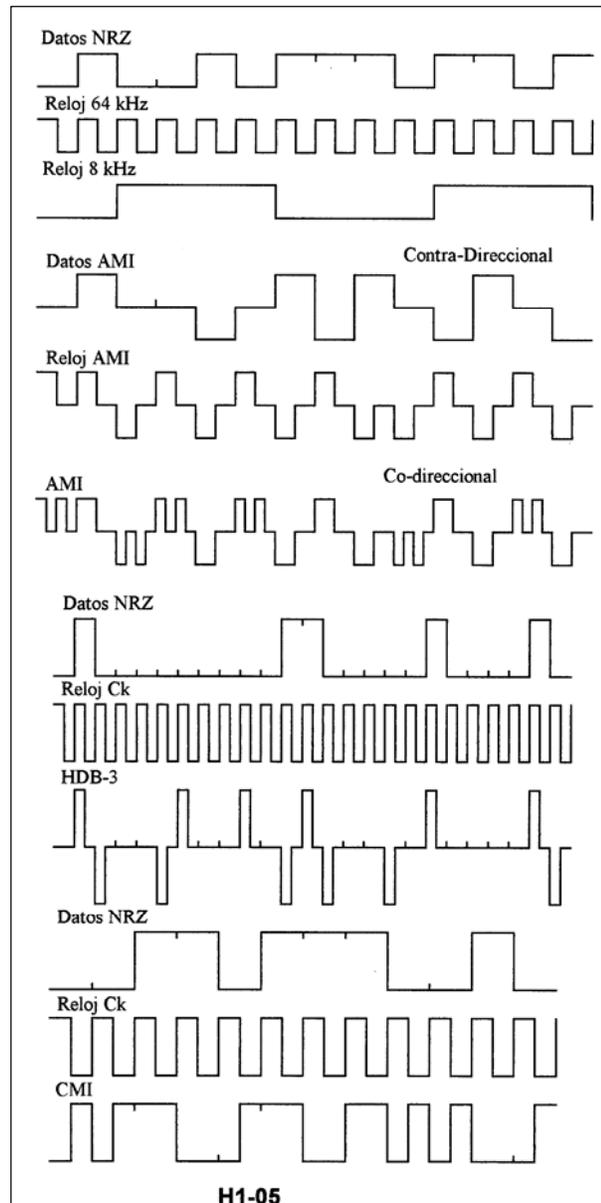
-La **Interfaz Contradireccional** lleva el reloj desde un equipo hacia el otro tanto para transmisión como recepción. Por lo tanto, requiere de 2 pares balanceados como medio de enlace en cada sentido. Los datos se codifican en código AMI alternando la polaridad de los bit 1. Los relojes CK64 y CK8 se llevan en una alternancia AMI del reloj CK64 con excepción de los dos últimos ciclos del reloj CK64 al final de CK8.

-**Reloj centralizado.** En este caso el reloj exterior se deriva para alimentar al equipo terminal DTE y de comunicación de datos DCE.

3.3- ALARMÍSTICA

Se pueden determinar las siguientes alarmas generales: Pérdida de señal **LOS** (*Loss of Signal*); Pérdida de alineamiento de trama **LOF** (*Loss of Frame*) y multitrama **LOMF**; Alarma de tasa de error BER sobre la base de la paridad CRC-4 y Señal de indicación de alarma AIS.

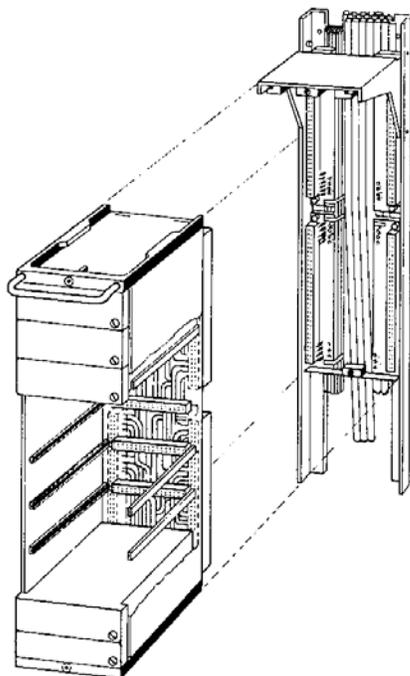
La pérdida de sincronismo LOF puede declararse mediante la lógica de detección de palabra de alineamiento o mediante el control CRC. Cuando un canal se encuentra cortado la información se reemplaza por la denominada **Señal de Indicación de Alarma AIS**. Esta señal consiste en una secuencia continua de bits 1 y permite tanto mantener la continuidad de datos como una señalización de corte.



JERARQUIA DIGITAL PLESIOCRONA PDH

La AIS se coloca en transmisión cuando el sistema carece de datos de usuario y en recepción cuando el enlace se encuentra cortado. La AIS se propaga entonces desde el punto de falla hacia adelante hasta el final de la red; indica que en algún punto de la misma se ha producido una falla a pesar que no identifica dicho punto. Un **sistema de telesupervisión** que permita la transmisión de alarmas a distancia informará sobre la causa de la falla.

Para reconocer una señal AIS se adoptan umbrales por exceso. Por ejemplo, para un sistema de 8 Mb/s la cantidad de bits 1 en la trama (cuya longitud es de 848 bits) debe ser superior a 844; debido a que la palabra de alineamiento de trama tienen asignados 5 bits 0. En otras palabras, se entiende por AIS la señal que tiene menos de 5 bits 0 en cada trama.



FOTOGRAFIA. Normalmente los equipos multiplexores PDH se desarrollaron bajo la técnica de instalación *Slim-rack*. Los bastidores tenían las dimensiones 120x2200 mm de ancho y alto. Actualmente dicha técnica se reemplazó por **ETSI N3** de 600x2000 mm. En la fotografía se muestra una sala de equipos de la década `80.

JERARQUIA DIGITAL PLESIOCRONA PDH

4- PROCESO DE JUSTIFICACIÓN

El nombre **justificación** (*Stuffing*) proviene de la industria impresora y es el proceso usado para igualar la longitud de las líneas mediante el agregado de espacios entre palabras. La Justificación permite interrelacionar señales de datos generadas por relojes distintos (plesiócronicos). Un caso interesante de justificación de relojes es el día bisiesto (29 de febrero) del calendario.

PROCESO DE JUSTIFICACIÓN (Fig 03). Es usado en los órdenes jerárquicos plesiócronicos y sincrónicos. Se han identificado tres grupos de cuatro bits denominados **Control de Justificación Cj** y un grupo de cuatro bits denominado **Oportunidad de justificación J**. Cada bit de cada grupo pertenece a uno de los cuatro tributarios. Cada trama tiene 848 bits que distribuidos en 4 tributarios corresponde a 212 bit. La palabra de alineamiento ocupa 3 bit de cada tributario (12 en total) y el control de justificación otros 3 bits. Lo cual determina que cada tributario disponga de 206 bit en cada trama. La velocidad de la jerarquía es de 8448 kb/s y con los 848 bit/FR en la trama, se disponen de **9962 FR/s**. Si ahora tenemos en cuenta que cada tributario de entrada tiene **206 bit/FR** se llega a un valor de **2052 kb/s**.

La capacidad reservada en la trama para cada tributario es superior a la requerida. Por lo tanto, se rellenan periódicamente los espacios de justificación con bits 1 para equilibrar las velocidades. Si todos los espacios J son justificados (rellenados con bits 1) la velocidad resultante de cada tributario es de **205 bit/FR**, es decir **2042 kb/s**; inferior a la velocidad requerida.

Para acomodar 2048 kb/s, aproximadamente 6 de cada 10 bits J llevan información del tributario y 4 son rellenos (justificados). Para que el receptor determine cuales de los bits J llevan un relleno se envían los bits de control Cj correspondientes al tributario en la condición 1; si en cambio, se transmite información los Cj corresponden a 0. Es decir:

- si Cj= 000 en J se lleva un dato del tributario,
- si Cj= 111 en J se coloca un relleno (bit 1).

Los bits Cj se repiten 3 veces con el propósito de corregir un error determinando la validez por mayoría de ceros o de unos. Si se comete un error en el receptor con respecto al valor de Cj se produce un **deslizamiento en la señal del tributario**. En otras palabras, si se transmite Cj=0 y se recibe Cj=1 el receptor interpreta al dato que se encuentra en J como un relleno y lo elimina de la trama de 2048 kb/s. Si en cambio, se transmite Cj=1 y se recibe Cj=0 el receptor interpreta como dato un relleno y agrega un bit en la trama. En ambos casos, al eliminar o agregar un bit, la trama del afluente de 2048 kb/s se desplaza y el nivel jerárquico correspondiente pierde el alineamiento de trama.

CONCLUSIÓN. Un error de interpretación del bit Cj del nivel de 8448 kb/s produce una pérdida de alineamiento de trama en 2048 kb/s. Por ello el bit Cj está protegido, mediante la repetición, contra un error. Existen 4 controles Cj (se repiten 3 o 5 veces cada uno) asignados a cada uno de los 4 tributarios. El funcionamiento de los Cj y J es independiente para cada tributario y se representa en la **Fig 03**. El estado de ellos en cada trama se determina mediante una **memoria elástica** asignada a cada entrada de afluente.

MEMORIA ELÁSTICA. La memoria elástica (*buffer*) se utiliza ampliamente en distintas aplicaciones de los sistemas digitales. Se trata de 2 registros o memorias conectadas sucesivamente en serie con cada estado de memoria (*flip-flop*) en paralelo. Los datos se escriben en forma cíclica en el registro de entrada mediante un reloj de escritura CKE coherente con los mismos datos. La lectura en cambio se realiza con un reloj CKL distinto.

El reloj CKE tiene una velocidad nominal de 2048 kb/s, mientras que el CKL tiene una velocidad de 2052 kb/s. Se trata entonces de inhibir al reloj de lectura en los instante J tantas veces como sea necesario y rellenar dicho espacio en la trama con un bit de justificación. Para efectuar esta operación, la memoria elástica trabaja con los relojes en oposición de fase; es decir, si se trata de una memoria de 8 estados y se escribe un dato en el estado 1 se debe leer en el estado 5. En otras palabras, como la memoria es cíclica los relojes tienen una diferencia de fase de 180°.

Mediante un comparador de fase se determina el estado del próximo bit J. Si se denomina Φ al ángulo CKE-CKL se puede decir que si Φ es inferior a 180° el CKL tiene una velocidad relativa mayor a CKE. Por ello se requiere reducir su velocidad mediante la inhibición del reloj de lectura en el instante J (pulso de justificación o relleno). De lo contrario, con Φ mayor a 180° se decide no justificar el instante J y enviar un dato de tributario. En resumen:

- Φ mayor a 180° implica que CKL mayor a CKE luego J=Relleno (1) y Cj= 111
- Φ menor a 180° implica que CKL menor a CKE luego J=Dato (0/1) y Cj= 000

ESTRUCTURA DE TRAMA STM-1

Con referencia a la estructura de trama, el encabezado SOH y POH, el mapeado de señales PDH sobre el contenedor virtual y el proceso de punteros.

1- ENCABEZAMIENTO DE SECCIÓN SOH

1.1- CADENA DE MULTIPLEXACIÓN

El primer nivel de la jerarquía digital sincrónica corresponde a una velocidad de **155.520 kb/s** y se denomina **Módulo de Transporte Sincrónico STM-1**. La cadena de multiplexación para llegar al **STM-1** se muestra en la **Fig 01**. Se puede partir desde cualquiera de los niveles jerárquicos actuales (el nivel de 8448 kb/s se ha descartado) y mediante el armado de tramas sucesivas se llega a **STM-1**. Los pasos intermedios se indican en la **Tabla 01**.

Tabla -01. Armado del módulo de transporte STM-1.

| | |
|--------------|---|
| C | Contenedor: está diseñado para transportar un canal plesiócrono de acuerdo con ITU-T G.703 o para señales de banda ancha en el Modo de Transferencia Asíncronico ATM. |
| VC | Contenedor Virtual: se estructura de dos formas. Una de ellas reúne al contenedor más una Tara de Trayecto POH; la otra posibilidad contiene varios TUG. |
| TU | Unidad de Tributario: contiene los punteros que indican la posición de cada VC dentro de la trama. |
| TUG | Grupo de Unidades de Tributario: resulta de la multiplexación por entrelazado de Bytes de unidades TU. |
| AU | Unidad Administrativa: se trata de una trama que contiene al contenedor virtual VC y los punteros PTR que indican la posición de éste respecto del módulo STM-1. |
| STM-1 | Módulo de Transporte Sincrónico: se efectúa mediante el agregado de la Tara de Sección SOH. |

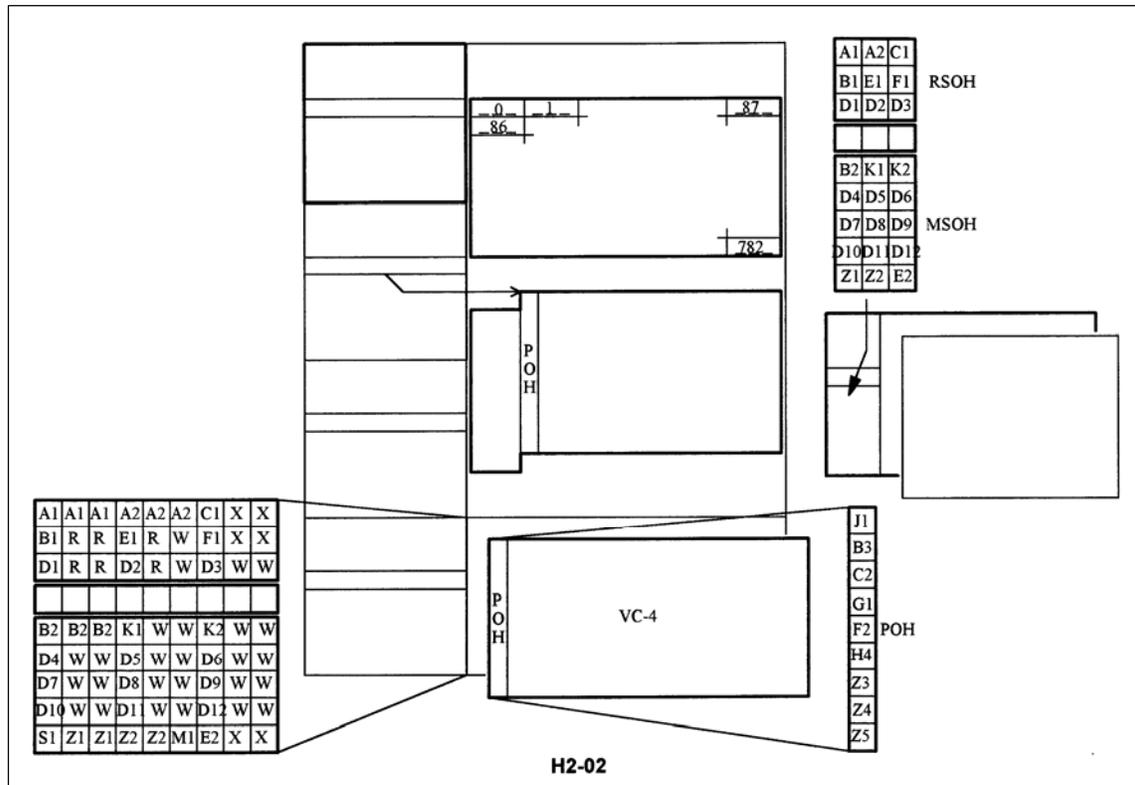


Fig 01. Formato de la trama STM-1

ESTRUCTURA DE TRAMA STM-1

Las sucesivas etapas para arribar al STM-1 se pueden imaginar como una serie de tramas (**contenedores**), una dentro de la siguiente, con información de encabezamiento adicional. Otra forma de imaginar el funcionamiento es mediante un cable multiplexar a grupos. El contenedor inicial es un par (con una identificación que lo particulariza denominado *Path Trace*); con varios pares se integra un grupo al cual se le agrega una identificación adicional; con varios grupos se integra un cable.

La trama del STM-1, que se muestra en la **Fig 01**, contiene 270 Bytes de longitud y 9 filas de altura. Los 9 primeros Bytes se usan para la **Tara de Sección SOH** y para los **Punteros PTR** del VC-4 (fila 4). La duración de cada trama es de 125 μ seg con lo cual tiene el mismo período que el muestreo del canal a 64 kb/s y la trama de 2048 kb/s. Visto desde este punto de vista cada Byte de la trama corresponde a un canal de 64 kb/s. La misma **Fig 01** muestra la trama STS-1 (similar a STM-0 o sub-STM-1) de velocidad un tercio (51.840 kb/s) de aplicación para USA o sistemas de 21x2 Mb/s. La SOH ocupa 3 Bytes de ancho. Entrelazando 3 sistemas STS-1 se obtiene un STS-3 equivalente a STM-1.

El sistema prevé la **aleatorización** de la señal de salida del STM-1. La aleatorización necesita inicializarse con la puesta en uno (1) de los flip-flop al comienzo de la trama. No se aleatorizan los Bytes correspondientes a la primer fila de RSOH. El polinomio generador de la aleatorización es X^7+X^6+1 . La trama STM-N se aleatoriza completa con el mismo polinomio.

1.2- FUNCIÓN DE LA TARA DE SECCIÓN

La Tara de Sección **SOH** (*Section Over-Head*) está constituida de 9x9 Bytes de los cuales muchos no están aún definidos y quedan disponibles para aplicaciones futuras. En la **Fig 01** y en los esquemas inferiores se muestra la denominación y ubicación de ellos. Se detectan ciertas incompatibilidades entre generaciones de software que soportan las funciones de cada Byte. Los Bytes correspondientes a las filas 1 a 3 se utilizan para aplicaciones entre repetidores **RSOH** mientras que los Bytes de las filas 5 a 9 se aplican entre terminales de multiplexación **MSOH**. En la **Tabla 02** se indica la función y descripción particular de cada byte; además se muestra una fotografía de la pantalla de un instrumento analizador de trama STM-1.

La distribución de los bytes en el encabezado se muestra en la siguiente tabla. Téngase presente que los bytes xx son utilizados solo en los equipos de radioenlace como canal de servicio *Wayside* para proveer una interfaz de 2 Mb/s. Por otro lado, los bytes indicados con (---) no están utilizados.

| | | | | | | | | | |
|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|----|----|-------------|
| A1 | A1 | A1 | A2 | A2 | A2 | J0 | xx | xx | RSOH |
| B1 | M | M | E1 | M | xx | F1 | xx | xx | |
| D1 | M | M | D2 | M | xx | D3 | xx | xx | |
| H1 | --- | --- | H2 | --- | --- | H3 | H3 | H3 | PTR |
| B2 | B2 | B2 | K1 | xx | xx | K2 | xx | xx | MSOH |
| D4 | xx | xx | D5 | xx | xx | D6 | xx | xx | |
| D7 | xx | xx | D8 | xx | xx | D9 | xx | xx | |
| D10 | xx | xx | D11 | xx | xx | D12 | xx | xx | |
| S1 | Z1 | Z1 | Z2 | Z2 | M1 | E2 | xx | xx | |

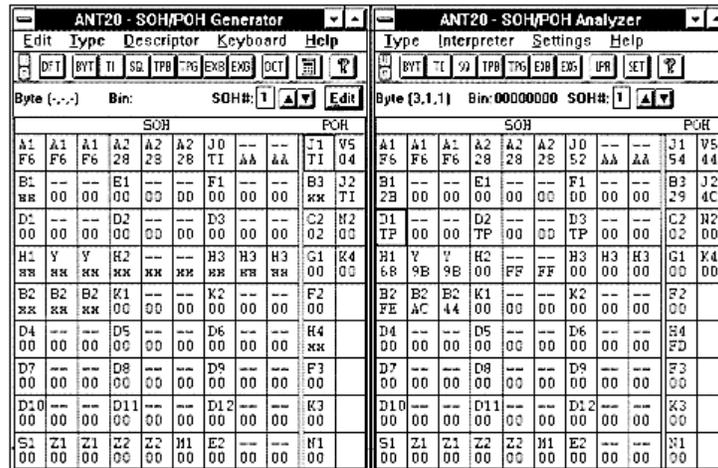


Fig 02. Formato del encabezado SOH.

ESTRUCTURA DE TRAMA STM-1

Tabla 02: Composición del encabezado SOH

| | |
|----------------|---|
| | ENCABEZADO DE SECCIÓN ENTRE REGENERADORES RSOH. |
| -A1/A2 | 6 Bytes. A1 (1111 0111) y A2 (0010 1000) sirven para el alineamiento de trama . A1 y A2 se repiten 3 veces. La primer fila de RSOH no es aleatorizada. De los 6 bytes solo algunos son usados para la pérdida y recuperación de alineamiento (OOF y LOF); generalmente el tercer y cuarto Byte. |
| -C1/J0 | 1 Byte. Como byte C1 identifica a cada STM-1 dentro de un nivel superior STM-N lo que facilita la operación Add-Drop. También se ha definido como J0 para identificación de traza de la sección (<i>Section Trace</i>) de regeneración en STM-1 (ver J1 y J2 en POH de VC-4 y VC-12). |
| -B1 | 1 Byte. Byte de paridad par del tipo BIP-8 (<i>Bit Interleaved Parity</i>) para el monitoreo de la tasa de error entre repetidores. Calculado sobre la trama STM-1 transmitida previamente y aleatorizada, es colocado antes de la aleatorización. En un STM-N solo el primer STM-1 lleva paridad de todas las tramas aleatorizadas. Cada uno de los bits de B1 (1..8) controla el bit correspondiente de los bytes de la trama (el primer bit de B1 es paridad par del primer bit de todos los bytes de la trama anterior y así sucesivamente). |
| -E1 | 1 Byte. Canal de comunicación a frecuencia vocal para operación y mantenimiento (<i>orderwire</i>). Es un canal entre repetidoras (<i>omnibus</i>) de 64 kb/s con codificación PCM. En STM-N solo el primer STM-1 lleva canales orderwire. La señalización es del tipo multifrecuencia dentro de banda. |
| -F1 | 1 Byte. Reservado para uso del operador de la red, para conexiones de canal de datos temporal. Se accede como canal de datos a 64 kb/s con interfaz V.11 o G.703. |
| -D1/D3 | 3 Bytes. Sirve para el tránsito de canales de comunicación de datos DCC entre repetidores (DCC _R a 192 kb/s). Es usado para la Gestión de la red SDH (TMN). En STM-N solo el primer STM-1 lleva los canales DCC. |
| -R/M | 6 Bytes. Son destinados para uso del medio de enlace. En los sistemas radioeléctricos se usa para la comunicación del sistema de conmutación automática, para alarma de errores, para reporte de potencia recibida, como <i>Hop Trace</i> . Son de aplicación propietaria del fabricante. |
| | ENCABEZADO DE SECCIÓN ENTRE MULTIPLEXORES MSOH. |
| -B2 | 3 Bytes. Paridad par del tipo BIP-24 para el monitoreo de errores entre terminales. Se calcula sobre la STM-1 anterior aleatorizada, sin los bytes RSOH. En STM-N cada STM-1 lleva los Bytes B2 propios. |
| -K1/K2 | 2 Bytes. Son usados para la comunicación entre sistemas de conmutación automática (protección por redundancia). Para los enlaces de microondas se aplican los Bytes Y. En STM-N solo es usado en el primer STM-1 para llevar K1/K2. Su contenido es: |
| .BBBB | 4 bits. Lleva el requerimiento de conmutación (indica el tipo de conmutación entre las posibilidades: forzada; con alta o baja prioridad; falta de señal; señal degradada). |
| .EEEE | 4 bits. Indica el número del canal colocado en la reserva 0, 1,.. 14, extra. |
| .SSSS | 4 bits. Identifica al estado de la reserva. |
| .O | 1 bit. Indica el código de camino corto o largo. |
| .TTT | 3 bits. Lleva Alarmas remotas de <i>Sección Multiplexor</i> : MS-AIS:111 y MS-FERF:110. Estas alarmas remotas indican que el extremo distante recibe AIS o tiene alarma grave (FERF). |
| -D4/D12 | 9 Bytes. Canal de comunicación de datos entre terminales (DCCM a 576 kb/s) para conexión de la red de gestión TMN. Normalmente los canales DCCR y DDCM se utilizan por separado para el transporte de datos de supervisión. |
| -S1 | 1 Byte. (RRRR SSSS) se aplica para el estado de sincronización (ITU-T G.811, G.812 local o G.812 tránsito, calidad desconocida y no usar para sincronización). Los bits RRRR se encuentran reservados. |
| -Z1,Z2 | 4 Bytes. Reservados sin aplicación actual. |
| -M1 | 1 Byte. Propuesto para la secuencia (RRRR FEBE); donde los bits FEBE llevan información del números de errores en base al Byte B2. |
| -E2 | 1 Byte. Canal de servicio entre terminales multiplexores. Se trata de un canal orderwire a 64 kb/s con codificación PCM. |

1.3- NOTAS

FUNCIONES GENERALES. Resumiendo el encabezado de sección SOH realiza las siguientes funciones:

- Alineamiento de trama (Bytes A1 y A2).
- Identificación de STM-N (Byte C1) o identificación de sección (J0).
- Información de paridad (Bytes B1 o B2).
- Canales de servicio vocal (Bytes E1 y E2) y de datos (F1).
- Información de gestión (Bytes D1...D3 y D4...D12).
- Información de conmutación (Bytes K1 y K2).
- Información para sincronismo (Byte S1).
- Alarmas remotas (Byte K2 y M1).
- Información para enlaces radioeléctricos (Bytes R/M).
- Canal de servicio Wayside para enlaces radioeléctricos (XX).
- Bytes reservados sin aplicación (---)

ESTRUCTURA DE TRAMA STM-1

CANAL ORDERWIRE (E1-E2). En el interior de la red SDH se requieren canales de servicio. Se utiliza la codificación PCM a 64 kb/s. La señalización es fija para llamada colectiva y dentro de banda (2 entre 8 frecuencias) para llamada selectiva. Se dispone de una señalización dentro de banda del tipo **DTMF** (*Dual-Tone Multiple Frequency*) "2 entre 8"; es decir:

| 1209 | 1336 | 1477 | 1633 | Hz |
|-------------|-------------|-------------|-------------|------------|
| 1 | 2 | 3 | A | 697 |
| 4 | 5 | 6 | B | 770 |
| 7 | 8 | 9 | C | 852 |
| * | 0 | # | D | 941 |

APS (*Automatic Protection Switch*). Este protocolo es útil en las redes en anillo o como conmutación automática N+1. Utiliza los Bytes K1-K2 (para conmutación de protección N+1 en fibras ópticas), y K3-K4 (para protección en anillos mediante cross-connect de VC-4 y VC-12 respectivamente).

El intercambio de comandos entre dos terminales en la red SDH es el siguiente de acuerdo con **ITU-T G.841** (se indica el mensaje en los bits BBBB y SSSS):

| | | |
|---|-------------------|------------------------|
| En estado normal los terminales se intercambian los mensajes: | B=No Request | S=Idle |
| El terminal B detecta una alarma (LOS) y envía el mensaje: | B=Signal Fail | S=Idle |
| El terminal A coloca en paralelo el canal, el mensaje es: | B=Reverse Request | S=Bridged |
| El terminal B conmuta y responde con el mensaje: | B=Signal Fail | S=Bridged and Switched |
| Con la normalización de la falla el terminal B envía: | B=Wait to Restore | S=Bridged and Switched |
| Luego del tiempo de espera envía el mensaje: | B=No Request | S=Bridget |
| El terminal A responde: | B=No Request | S=Idle |
| El terminal B pasa a normal inicial: | B=No Request | S=Idle |

Otros mensajes que están definidos: Do not Reverset; Excercise; Manual SW; Forced SW; SD-Low Priority; SF-High Priority; Lockout.

ESTRUCTURA DE TRAMA STM-1

2- CONTENEDOR VIRTUAL VC-4

La trama STM-1 contiene en su interior la Carga Útil (*Payload*). Esta carga puede provenir desde cualquiera de los niveles jerárquicos. Se analiza el caso cuando se accede desde el nivel correspondiente a 140 Mb/s y 3x34 Mb/s.

2.1- FUNCIÓN DE TARA DE TRAYECTO POH

Los Bytes de la Tara de Trayecto **POH** (*Path OverHead*) forman parte de los Contenedores Virtuales y consiste de un Byte por fila de acuerdo con la **Fig 01**. Así como la SOH se usa para la comunicación a nivel de STM-1 (RSOH entre repetidores y MSOH entre terminales), la POH se usa para la comunicación a nivel de VC-4 (entre extremos del trayecto). Se disponen de esta manera 3 tipos de canales de servicio y de control de errores: entre repetidores (E1,B1), entre terminales (E2,B2) y entre extremos de canal (F2,B3).

Tabla 03: Encabezado de trayecto POH sobre en contenedor virtual VC-4.

| | |
|--------------|--|
| -J1 | 1 Byte. Verificación (por parte del receptor) del estado (continuidad e identificación) de la conexión en el trayecto del VC. Se trata de una secuencia de 16 o 64 Bytes fijos; sirve para identificar la autenticidad del origen de la trama recibida. El primer Byte (1CCC CCCC) es de paridad CRC-7 (con polinomio generador X^7+X^3+1); sirviendo además como alineamiento de la secuencia. Los restantes 15 Bytes (OXXX XXXX) llevan en formato ASCII-7 bits (ITU-T E.164) una palabra programable y fija. Normalmente se programa para identificar el origen y destino del trayecto involucrado. |
| -B3 | 1 Byte. Byte de paridad par del tipo BIP-8 para monitoreo de error en el trayecto del contenedor virtual VC-4. El cálculo se efectúa antes del aleatorizador pasando de una sección a la siguiente cuando se transita a nivel de STM-1. |
| -C2 | 1 Byte. Etiqueta de señal. Indica la existencia o ausencia y la composición de la carga útil (no equipado; equipo no especificado; C-3 o C-4; ATM, MAN o FDDI). En el estado de programación C2= 0..0 se inhiben alarmas en el receptor. |
| -G1 | 1 Byte. (FEFE FXXX) es un canal de retorno. Indica el estado del trayecto y la calidad de la transmisión (XXX no usados): |
| .FEBE | 4 bits. Indican el número de errores (0 a 8 errores de acuerdo con B3). |
| .FERF | 1 bit. Determina una alarma remota (alarma estado 1) de señal recibida no válida (alarmas LOF, LOS, AIS). |
| -F2 | 1 Byte. Proporcionan canales de comunicación para el usuario. |
| -H4 | 1 Byte. (PPSS CCCT) proporciona una indicación como puntero para las celdas ATM o de indicación de multitrama de 2 Mb/s. En el primer caso son 6 bits como puntero de la celda (indica el número de bytes a partir de H4 que se encuentra la primer celda ATM completa de 53 Bytes). De esta forma H4 actúa de alineamiento de celda ATM. En el segundo caso son 4 bits (CCCT) para señalar el valor de la trama dentro de la multitrama (posición de los bytes V1..V4 del TU-12). |
| -F3 | 1 Byte. Proporciona un canal de comunicación similar a F1/F2. |
| -K3 | 1 Byte. Se utiliza para conmutación automática de protección APS a nivel de VC4. |
| -N1 | 1 Byte. Aplicable para monitoreo de conexión en tandem TCM . |

IDENTIFICADORES. En las redes SDH se encuentran una variedad de identificadores de la información:

| | | | |
|----------------------|----------|----------|--|
| <i>Section Trace</i> | Byte J0 | SOH | Identifica la señal STM-1 dentro de una trama STM-N. Es utilizada en los sistemas de línea óptica entre terminales. Los distintos Bytes J se estructuran como un mensaje de 16 bytes en total. |
| <i>Path Trace</i> | Byte J1 | POH-VC4 | Identifica al contenedor virtual VC-4 dentro de una red SDH. Inicia y termina donde el VC-4 es demultiplexado. |
| <i>Path Trace</i> | Byte J2 | POH-VC12 | Identifica al contenedor VC-12 en toda la red. Inicia y termina cuando el canal de 2 Mb/s es extraído del VC-12. |
| <i>Hop Trace</i> | Byte R/M | SOH | Identifica al salto de radioenlace STM-1. Esta parte de la trama dispone de un protocolo no normalizado. |

ETIQUETA DE SEÑAL. Se disponen de dos tipos de etiquetas de señal para identificar la carga útil:

| | | | |
|---------------------|---------|----------|--|
| <i>Signal Label</i> | Byte C2 | POH-VC4 | Identifica el tipo de carga útil que contiene el contenedor VC-4. |
| <i>Signal Label</i> | Byte V5 | POH-VC12 | Identifica el tipo de carga útil que contiene el contenedor VC-12. |

Una diferencia entre el identificador (Trace) o entre las etiquetas (Label) que son recibidas y las esperadas determina una alarma denominada en forma genérica *Mismatch*. Esta alarma puede desencadenar una serie de acciones como la supresión de la señal hacia delante y su reemplazo por AIS.

ESTRUCTURA DE TRAMA STM-1

La carga útil del VC-4 puede contener: un tributario de 140 Mb/s; tres tributarios de 34 Mb/s cada uno; 63 tributarios de 2 Mb/s o celdas ATM. A continuación se estudian los dos primeros tipos de carga útil. Más adelante en este Capítulo se analiza el caso de la carga útil de 2 Mb/s.

2.2- TRAMA PARA 140 Mb/s

Se tienen las siguientes características:

- El Contenedor **C4** está compuesto de 260 Bytes de longitud y 9 filas de altura.
- Por comodidad y simplicidad de dibujo los 260 Bytes se han plegado en la **Fig 03** en 5 capas muy similares.
- Los 260 Bytes se dividen en 20 grupos de 13 Bytes de los cuales 12 contienen información **I**.
- Como la trama de 140 Mb/s es una velocidad plesiócrona se implementa la justificación para su ingreso en la red SDH.
- Además se requiere suficientes rellenos para llevar los 140 a 149 Mb/s.
- El funcionamiento de la justificación es similar al definido en las tramas PDH.
- El espacio **S** puede llevar información o relleno y el control se efectúa mediante los bits **C**.
- El detalle de la trama se encuentra en la **Tabla 04**.

Tabla 04: Función de los Bytes en contenedor C-4 con tributario a 140 Mb/s.

| | |
|-----------|---|
| -I | 20x12 Bytes. Información del tributario de entrada de 140 Mb/s. |
| -W | 1 Byte. Información del tributario de entrada a 140 Mb/s. |
| -Y | 13 Bytes. (1111 1111) son de relleno; se trata de una justificación fija. |
| -X | 5 Bytes. (CRRR RRTT) se usan para control del proceso de justificación C , para tara de trayecto T del contenedor y relleno R (bits 1). El estado C=11111 (5 Bytes X) indica que en S se encuentra un relleno. |
| -Z | 1 Byte. Se trata de la secuencia (I I I I I SR) para información desde el tributario 140 Mb/s (bits I) y para oportunidad de justificación positiva S y relleno R (1). |

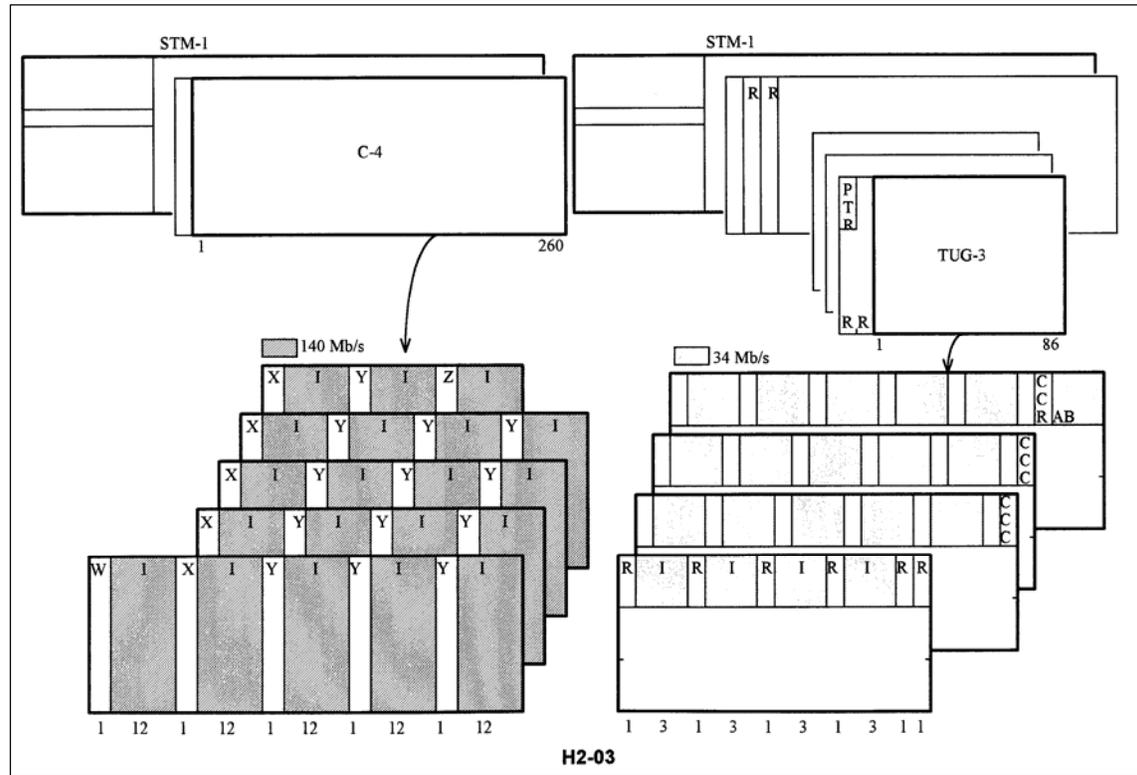


Fig 03. Mapeado de 34 y 140 Mb/s en VC-4.

2.3- TRAMA PARA 3x34 Mb/s

Por el caso de querer ingresar 3 tributarios de 34 Mb/s, en la **Fig 03** se muestra que cada contenedor VC-3 lleva en su interior un tributario de 34 Mb/s (equivalente a 21x2 Mb/s) e información adicional de relleno **R**, control de justificación **C** y oportunidades de justificación (Bytes **A/B**).

ESTRUCTURA DE TRAMA STM-1

En las primeras Recomendaciones de ITU-T se tenía previsto el uso de 4x34 Mb/s dentro de un STM-1. En las revisiones posteriores se desechó tal posibilidad privilegiando el uso de 3x34 Mb/s para uniformarlo con 3x45 Mb/s de la norma Norteamericana STS-1. Tres tramas STS-1 equivalen a una trama STM-1.

Como en el caso anterior:

- La justificación permite la entrada de un canal plesiócrono en la red sincrónica.
- La justificación del tributario plesiócrono en el caso de 140 Mb/s es positiva y en 2 y 34 Mb/s es negativa-nula-positiva.
- La trama del VC-3 consiste de 84 Bytes de ancho y 9 Bytes de altura.
- Cada 3 filas de altura se repite la secuencia de Bytes. Los 84 Bytes se dividen según la **Tabla 05**.
- A este VC-3 se le agregan los **punteros** y rellenos para obtener un total de 86 Bytes de ancho.
- El resultado es la unidad de tributario TUG-3.
- Esta TUG-3 puede obtenerse también mediante la multiplexación de 21 unidades TU-12 (para 2 Mb/s).
- Con 3 unidades TUG-3 entrelazadas por octetos se obtiene el contenedor VC-4.
- Es necesario el agregado de la Tara de Trayecto POH en el primer TUG-3 y un Byte de relleno en los otros dos TUG-3.
- Se obtienen de esta forma los 261 Bytes de VC-4 (3x [86+1]).

Tabla 05: Función de los Bytes en contenedor C-3 con tributario a 34 Mb/s.

| | |
|-----------|---|
| -I | 21x3 Bytes. Información de tributario de 34 Mb/s. |
| -R | Para relleno (1111 1111) y llevar los 34 Mb/s a 50 Mb/s. |
| -C | 5 Bytes. (RRRR RRC ₁ C ₂) se usan para relleno R y control de justificación negativa C ₁ y justificación positiva C ₂ sobre los bits S ₁ y S ₂ . El estado Ci=11111 indica un bit de relleno sobre Si. |
| -A | 1 Byte. (RRRR RRRS ₁) lleva una oportunidad para el proceso de justificación negativa y rellenos. |
| -B | 1 Byte. (S ₂ I I I I I I) lleva una oportunidad para justificación positiva junto con información I. |

ESTRUCTURA DE TRAMA STM-1

5- PUNTEROS PARA AU-4

5.1- DIGRESIÓN: LA JUSTIFICACIÓN Y EL CALENDARIO

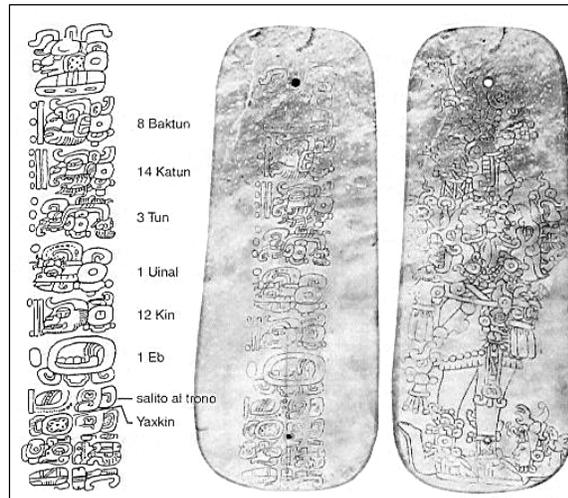
El proceso de justificación de tiempo más importante de las civilizaciones es el calendario (importante por la relación existente entre éste y el período de plantación agrícola). Se trata de reunir 3 relojes plesiócronicos entre sí: el reloj diario (rotación de la Tierra sobre su eje), el reloj mensual (ciclo de crecimiento y mengua de la Luna) y reloj anual (rotación de la Tierra alrededor del Sol). El reloj lunar es importante para la navegación, debido al flujo y reflujo de las mareas. Un último reloj el “año galáctico” (rotación del Sol en nuestra Galaxia) es de 200 millones de “años solares” y normalmente no se toma en cuenta. Hace solo un año galáctico se iniciaba la expansión de los dinosaurios en la Tierra.

El conocimiento de la duración del año solar cercano a 365,25 días se remonta al menos al **Imperio Nuevo** (Valle río Nilo, 1500 aC). El año lunar egipcio contaba con 12 meses de 20 días, con un mes adicional cada 3 años. Este calendario lunar era usado por la oligarquía sacerdotal, en tanto que el calendario solar era de aplicación civil. Se determinaron 12 meses de 30 días a lo que se añadían 5 días adicionales al final (se iniciaba con el elíaco de Sirio que indicaba la inminencia de la inundación anual del Nilo).

El calendario griego se iniciaba en 776 aC (celebración de los Primeros Juegos Olímpicos); el calendario musulmán en 622 dC (partida de Mahoma de La Meca denominado Hégira); el calendario maya en 3114 aC; el calendario hebreo se inicia con la creación del mundo 3007 años antes de la fundación de Roma. La semana de 7 días se originó en Babilonia donde el séptimo día se consideraba de mala suerte. El calendario lunar es usado por los musulmanes (12 meses de 29 y 30 días en forma alternada). El verdadero mes lunar tiene 29,5306 días y el año lunar tiene 354,37 días. Este corrimiento hace que el año cristiano y el musulmán se igualen en el 20.874.

El calendario maya (el único pueblo que alcanzó la escritura en América) se inicia el 13-08-3114 aC y finaliza el 24-11-2012 dC (inicio y muerte del mundo). Consta de 5 números: *Baktun* (144000 días), *Katun* (7200 días), *Tun* (360 días), *Uinal* (20 días) y *Kin* (1día). En la fotografía anexa se muestra una piedra tallada con la fecha viernes 17 de septiembre de 320 dC.

Por otro lado, hasta el año 46 aC la duración del calendario romano tenía 355 días (4 meses de 31 días, 1 de 28 días y 7 de 29 días). Para el ajuste con el calendario solar se añadían días en forma irregular. Por distintas razones (política y guerras) se fue acumulando un fuerte desajuste en los calendarios de medioriente, del cual derivan el calendario actual. Los egipcios en el año 239 aC determinaron el año bisiesto pero no se aplicó hasta el imperio romano. **Julio Cesar** introdujo en el año 707 AUC (*Anno Urbis Condita*e -calendario romano partiendo desde la fundación de Roma- equivalente a 46 aC) el calendario actual de 365 días. César se vio obligado a añadir 90 días al año 46 aC para el ajuste inicial del calendario más un ajuste periódico posterior. En el **calendario Juliano** (por consejo del astrónomo griego Sosígenes) cada año divisible por 4 consta de 366 días mientras que el resto de 365 días.



En un principio, el día a intercalar se añadía en la víspera del 25 de febrero. Se denominaba entonces **bisexto** (segundo-sexto día antes de calendadas de marzo). Se usa cada 4 años para igualar la cadencia de giro de la Tierra sobre su eje (reloj diario tropical) y la cadencia de giro de la Tierra alrededor del Sol (reloj anual). Ambos **relojes son plesiócronicos** y requieren una corrección periódica (cada 4 años). Los romanos pensaban que febrero era un mes de mala suerte y decidieron acortarlo, de allí la distribución de días en el mes. En el año 45 aC la longitud de año tropical (relación entre el reloj diario y el anual) era de 365,24232 días por lo que se acumulaba un error de 664 seg al año a pesar del año bisiesto. Un día cada 130 años.

En 1288 AUC (535 dC), Dionisio determinó que Cristo nació 535 años antes y se fijó entonces el año 0 dC. En el año 1582 dC la longitud del año era de 365,24222 y se habían acumulado ya varios días de diferencia. El Papa **Gregorio XIII** decide entonces (siguiendo al astrónomo bávaro C.Clavius) compensar la diferencia de 11 días acumulados con el propósito que la pascua se produjera en la primera luna llena luego del equinoccio del invierno boreal. El año 1582 duró, por decreto, 10 días menos con el fin que el equinoccio de primavera fuera el 21 de marzo. Por otro lado, para prevenir las correcciones hacia el futuro, se decretó que los años bisiestos centenarios no divisibles por 400 (1700, 1800, 1900, 2100) se convierten en años comunes. Tal es el denominado **calendario Gregoriano**. La falta de aplicación de este criterio produjo errores aún en épocas cercanas. La **Revolución de Octubre** en Rusia (24 de octubre según el calendario ruso) ocurrió el 6 de noviembre de 1917. Rusia adoptó el calendario en 1918.

ESTRUCTURA DE TRAMA STM-1

que en la condición normal es NNNN= 0110 y en la condición de reenumeración es NNNN= 1001. Si se recibe un nuevo valor de puntero 3 veces consecutivas sin indicación de bandera 1001 se da por correcto igualmente.

Si la velocidad a introducir en el VC-4 es superior a la capacidad de carga útil pueden usarse varios VC-4 concatenados en el STM-N. En tal caso, la primera trama STM-1 lleva el puntero correcto y la indicación de concatenación de las demás tramas STM-1 está señalada mediante H1H2= 1001 SS11 1111 1111. Cualquier violación en las reglas de funcionamiento de los punteros determina una alarma de alto nivel denominada Pérdida de Puntero **LOP** (*Loos Of Pointer*).

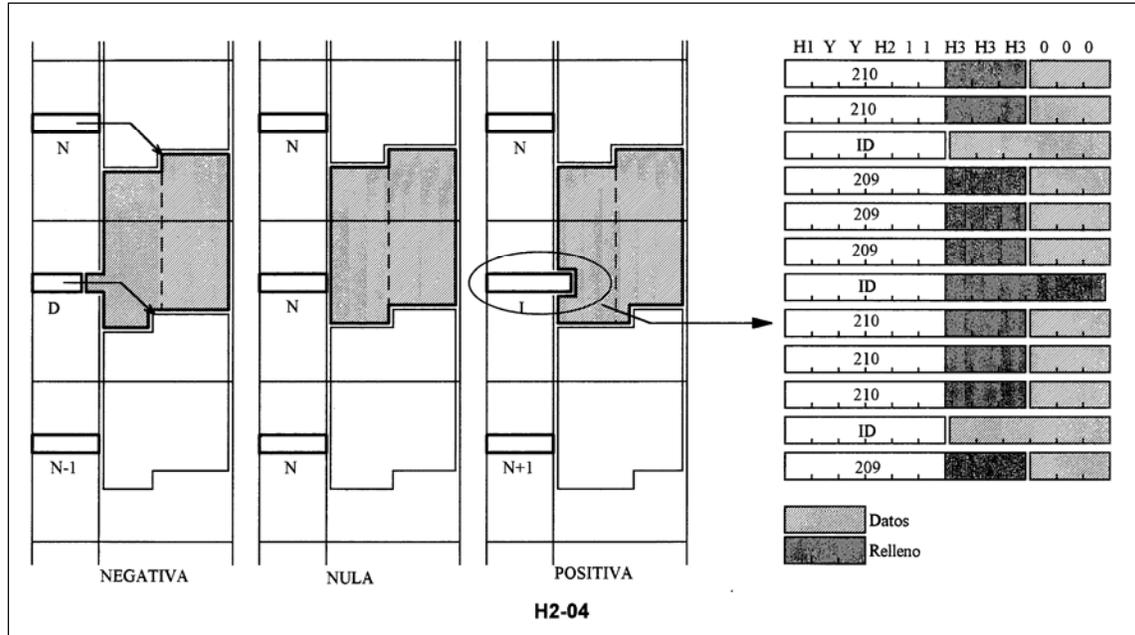


Fig 04. Forma de funcionamiento de los punteros en VC-4.

PUNTEROS AU-3 PARA VC-3. Para este caso el valor de H1.H2.H3 es el mismo que para el VC-4. Sin embargo, existen 3 juegos debido a que son 3 los VC-3 que se multiplexan. Cada conjunto de H1.H2.H3 indica la posición de un VC-3. La numeración de los Bytes en la carga útil comienza al final de H3. El manejo de los bits ID es igual al señalado más arriba. Cada conjunto de H1.H2.H3 funciona en forma independiente para cada afluente de entrada. Para la justificación positiva y negativa se usan los Bytes H3 y 0 de la trama. Cuando en VC-3 se coloca un TUG-3 conteniendo 21x2 Mb/s el valor de H1.H2.H3 cambia por una secuencia fija **NPI** (Indicación de Puntero Nulo).

Los punteros pueden funcionar en el **modo bloqueado** (cuando el reloj del VC se mantiene con la misma fase del TU) o en el **modo flotante** (por ejemplo, un STM-1 que recibe un VC-4 desde otro STM-1 con distinto reloj o jitter). La estructura de trama de VC-4 conteniendo 3xVC-3 es la siguiente: una columna de POH, dos columnas de relleno, tres columnas de punteros y 3 contenedores VC-3. El contenedor VC-3 posee: una columna de POH y 85 columnas de carga útil.

| | | | |
|------------|--------------------|---------------------|---------------|
| J1 | xx xx | H1 H1 H1 | |
| B3 | xx xx | H2 H2 H2 | |
| C2 | xx xx | H3 H3 H3 | |
| G1 | xx xx | xx xx xx | |
| F2 | xx xx | xx xx xx | |
| H4 | xx xx | xx xx xx | |
| F3 | xx xx | xx xx xx | |
| K3 | xx xx | xx xx xx | |
| N1 | xx xx | xx xx xx | |
| POH | Relleno (2) | Punteros (3) | 3xVC-3 |

ESTRUCTURA DE TRAMA STM-1

4- MAPEADO DE 2 Mb/s EN VC-4

El caso más interesante de los mapeados en la carga útil es el acceso con tributarios de 2 Mb/s directamente a STM-N. De acuerdo con la propuesta de ETSI el STM-1 de 155.520 kb/s puede albergar a 63 tributarios de 2048 kb/s.

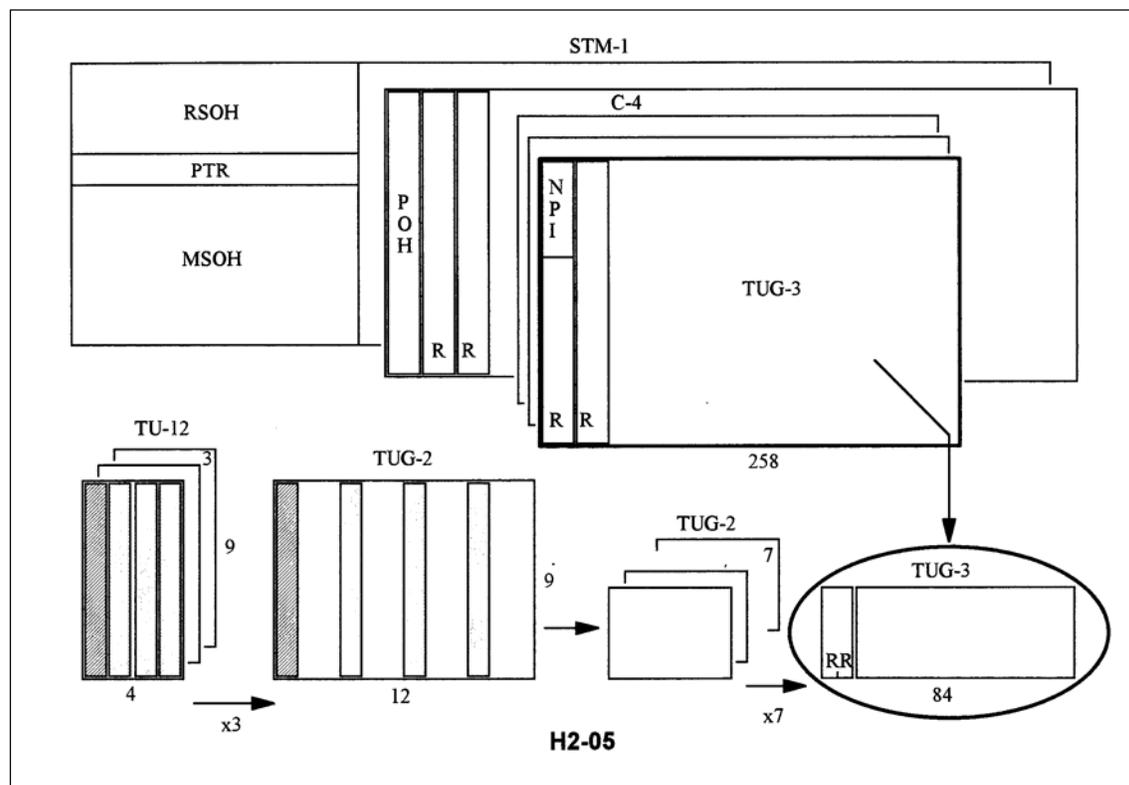


Fig 05. Mapeo de 2 Mb/s en un contenedor VC-4.

4.1- ORGANIZACIÓN DE TRAMA.

Los pasos de multiplexación se presentan en la Fig 05 y son los siguientes:

-**CONTENEDOR C-12.** Cada trama del tributario de 2 Mb/s (32 Bytes) se ingresa en un C-12 mediante el agregado de Bytes de relleno R (1111 1111) y justificación W1...W4 (W5). Se trata de un proceso que involucra 4 tramas del tributario con distinto W y determina un contenedor de 34 Bytes. Los Bytes W1...W4 (W5) dependen del tipo de mapeado (ver **Tabla 07**).

-**CONTENEDOR VIRTUAL VC-12.** Con el agregado de una Tara de Trayecto POH (Bytes V5-J2-Z6-Z7 alternados en las 4 tramas) se forma el VC-12 de 35 Bytes. El **V5** lleva paridad BIP-2 y alarmas remotas (FERF y FEBE). **J2** (similar a J1) se usa para la verificación del estado (continuidad) de la conexión en el trayecto del VC-12 y se trata de una secuencia de 16 Bytes fijos.

-**UNIDAD DE TRIBUTARIO TU-12.** Se obtiene mediante la adición de un Byte para punteros (V1-V2-V3-V4). Se trata de un ciclo de 4 tramas de 36 Bytes con numeración según la Fig 06. El VC-12 se mueve en forma flotante o se encuentra bloqueado dentro de TU-12. El primer caso ocurre cuando los relojes que los vinculan son distintos. El PTR señala la posición del primer Byte del VC-12 (V5) dentro de TU-12.

-**GRUPO DE UNIDAD DE TRIBUTARIO.** Por entrelazado de Bytes de 3 unidades TU-12 se obtiene el **Grupo de Unidades de Tributario TUG-2**. Alternando Bytes de 7 de los TUG-2 se obtiene el **Grupo de Unidades de Tributario TUG-3**. Los punteros del TUG-3 (H1-H2-H3) se convierten en la denominada **Indicación de Puntero Nulo NPI** (H1= 1001 SS11 y H2=1110 0000) y con el agregado de 2 columnas de rellenos R se completan los 86 Bytes.

-**CONTENEDOR VC-4, UNIDAD AU-4 y MODULO STM-1.** Por entrelazado de Bytes de 3xTUG-3 y agregando 2 columnas de relleno y la tara de trayecto POH se obtiene el Contenedor Virtual VC-4. Luego se forma la Unidad

ESTRUCTURA DE TRAMA STM-1

Administrativa AU-4 adicionando los punteros H1-H2-H3. Por último, se llega al Módulo de Transporte Sincrónico STM-1 mediante el agregado de la Tara de Sección SOH. A continuación se hace referencia al funcionamiento de C-12, VC-12 y TU-12; en tanto que la multiplexación TUG-2, TUG-3 se determina gráficamente desde la Fig 06.

4.2- MAPEADO Y JUSTIFICACIÓN C-12

MAPEADO. La introducción del canal de 2 Mb/s puede ser por asociación de bit o byte, en forma sincrónica o asincrónica y con puntero flotante o bloqueado. El funcionamiento se indica mediante los bits de etiqueta LLL. Los **Bytes W1...W5** involucrados se indican en la **Tabla 07** (R= relleno; I= información de tributario de 2 Mb/s; T= tara de trayecto adicional; C₁C₂ control para justificación; S₁S₂ oportunidad de justificación).

Tabla 07: Función de los Bytes usados en el Contenedor C-12.

| | <i>Tipo 1</i> | <i>Tipo 2</i> | <i>Tipo 3</i> | <i>Tipo 4</i> | <i>Tipo 5</i> |
|---------|---------------|---------------|---------------|---------------|---|
| W1 | 10RRRRRR | 10RRRRRR | RRRRRRRR | RRRRRRRR | RRRRRRRR |
| W2 | 10RRRRRR | 10TTTTTR | RRRRRRRR | RRRRRRRR | C ₁ C ₂ TTTTTR |
| W3 | 10RRRRRR | 10TTTTTR | RRRRRRRR | RRRRRRRR | C ₁ C ₂ TTTTTR |
| W4 | 10RRRRRR | 10RRRRRR | RRRRRRRR | RRRRRRRR | C ₁ C ₂ TTTTTR ₁ |
| W5 | IIIIIIII | IIIIIIII | TS:0 | RRRRRRRR | S ₂ IIIIII |
| Mapeado | Bit | Bit | Byte | Byte | Bit |
| Reloj | Sincrónico | Sincrónico | Sincrónico | Sincrónico | Asincrónico |
| Puntero | Fijo | Flotante | Fijo | Flotante | Flotante |

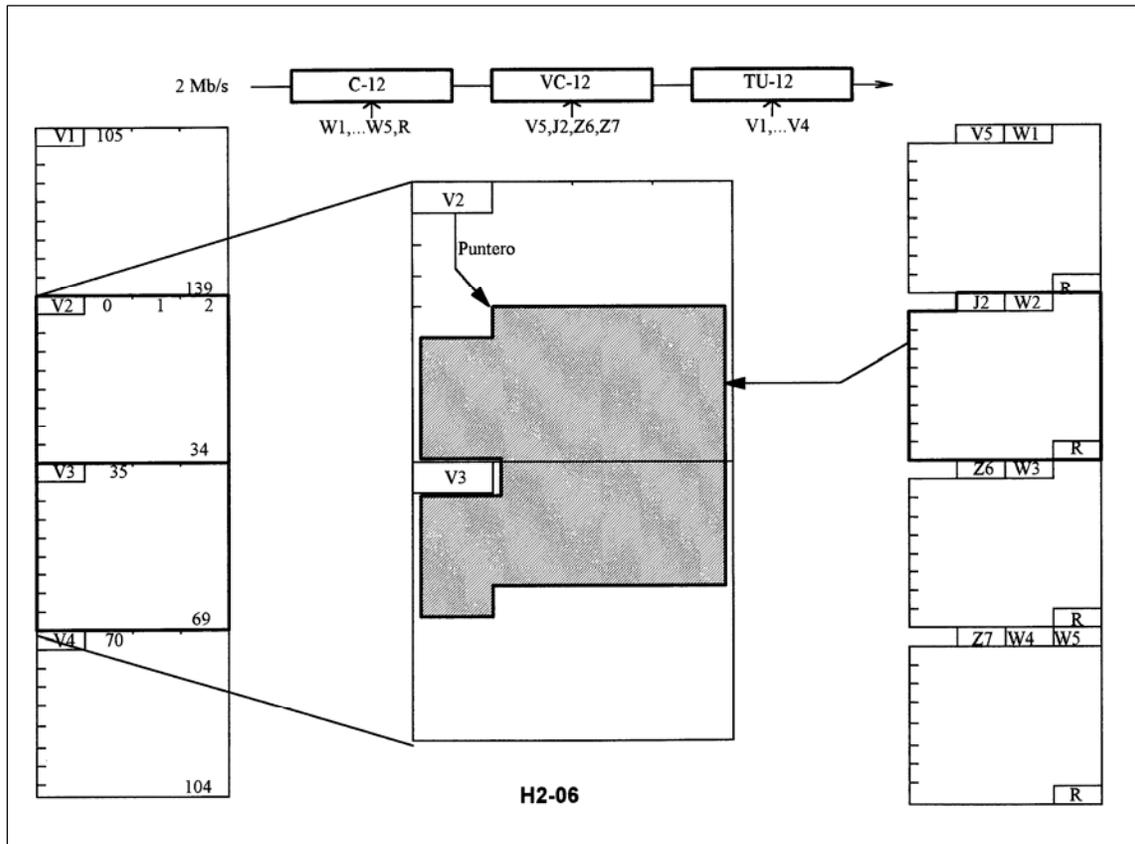


Fig 06. Proceso de justificación de punteros en VC-12.

OBSERVACIONES.

- La correspondencia asincrónica solo es posible en modo flotante.
- Es también el único caso donde se requiere justificación, en los demás casos no existe.
- Los bits de control C1 y C2 actúan sobre los espacios de justificación S1 y S2.
- En el modo fijo los Bytes V1-V2-V3-V4 y V5-J2-Z6-Z7 se convierten en rellenos.
- El modo sincrónico a byte flotante (tipo 4) permite el acceso directo al canal de 64 kb/s.
- El intervalo TS:0 de la trama de 2 Mb/s se convierte en relleno.

ESTRUCTURA DE TRAMA STM-1

- En el tipo 3, con puntero fijo, el TS:0 de la trama sigue a los Bytes W1...W4.
- El mapeado de bit se usa para destino entre multiplexores de 2 Mb/s.
- Mientras que el mapeado de Byte para destino entre canales de 64 kb/s.
- El mapeado en Bytes solo admite la operación sincrónica.
- En este caso VC-12 entrega el reloj al múltiplex de 2 Mb/s.

JUSTIFICACIÓN. La **operación asincrónica** (cuando el VC-12 y el múltiplex trabajan con distinto reloj) requiere del uso de justificación. Se trata de un proceso que involucra 4 tramas y hace uso de los Bytes W1...W4. Los bits C_1C_2 indican la justificación (el estado 00 indica que S_1S_2 llevan información; 01 indican información y relleno respectivos; 10 con relleno e información y 11 ambos espacios S_1S_2 con relleno). La distribución de los primeros 3 bytes (fila inicial) de cada VC-12 es la siguiente:

| W1...W4 | I...W5 | |
|--------------------|--------------------|------------|
| 1 1 1 1 1 1 1 1 | I I I I I I I I | Frame No 1 |
| C1 C2 1 1 1 1 1 1 | I I I I I I I I | Frame No 2 |
| C1 C2 1 1 1 1 1 1 | I I I I I I I I | Frame No 3 |
| C1 C2 1 1 1 1 1 S1 | S2 I I I I I I I I | Frame No 4 |

Los 3 bits C1 controlan la justificación sobre el bit S1 y los C2 lo hace sobre el bit S2. Una entrada sincrónica operando sobre un mapeado asincrónico tiene en S2 siempre información (I) y en S1 siempre un relleno (1).

4.3- TARA DE TRAYECTO VC-12 Y PUNTEROS TU-12

TARA DE TRAYECTO. Consiste en un byte de POH. SE trata de V5 para funciones de paridad BIP-2, alarmas remotas (FERF y FEBE) y etiqueta de señal (Signal Label). Se disponen de información de paridad (B1-B2-B3-V5) para distintas partes de la red SDH. En la **Fig 07** se realiza un diagrama de conexión.

Así como el proceso de justificación se efectúa a nivel de C-12 (entrada de 2 Mb/s plesiócrono) y C-4 (para 140 Mb/s) y el proceso de punteros se efectúa a nivel de TU-12 o AU-4 en el interior de redes SDH, también la tara de trayecto POH se ingresa a nivel de VC-12 y VC-4.

| POH | W1...W4 | I...W5 | |
|-----|--------------------|--------------------|------------|
| V5 | 1 1 1 1 1 1 1 1 | I I I I I I I I | Frame No 1 |
| J2 | C1 C2 1 1 1 1 1 1 | I I I I I I I I | Frame No 2 |
| N2 | C1 C2 1 1 1 1 1 1 | I I I I I I I I | Frame No 3 |
| K4 | C1 C2 1 1 1 1 1 S1 | S2 I I I I I I I I | Frame No 4 |

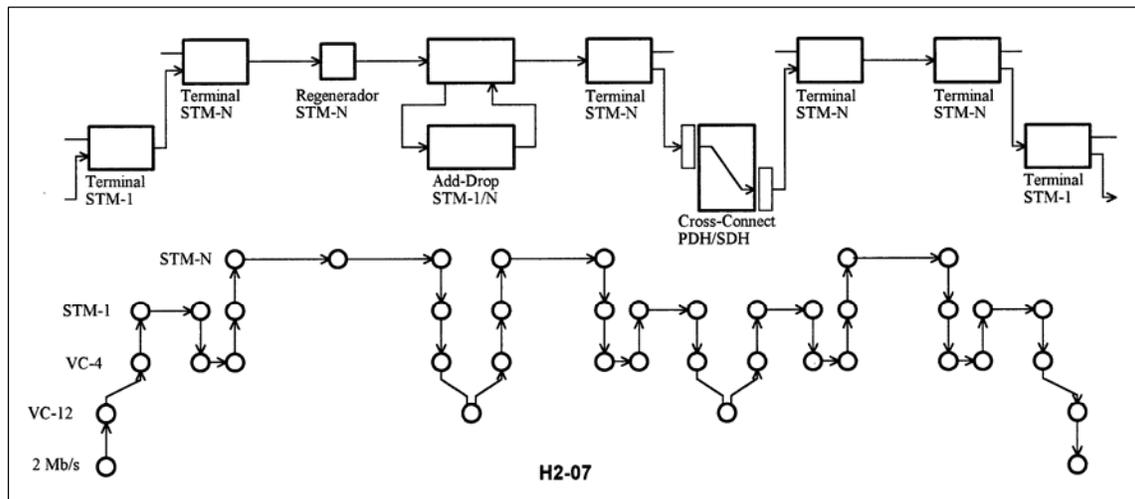
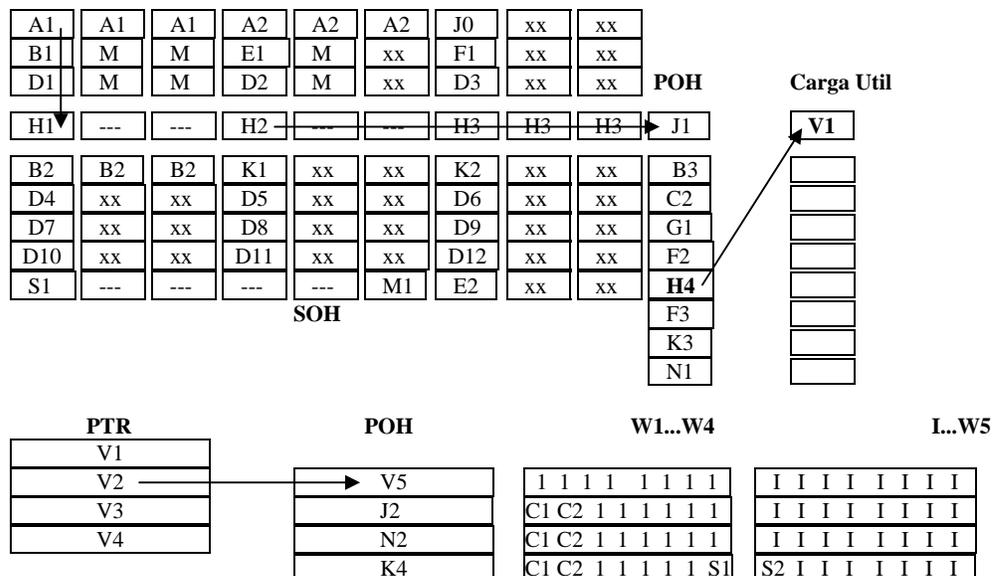


Fig 07. Proceso de mapeado del tipo 2Mb/s_VC12_VC4_STM1.

ESTRUCTURA DE TRAMA STM-1

PUNTEROS TU-12. Los punteros indican la posición de VC-12 dentro de TU-12. La numeración de Bytes se da en **Fig 06** y en la **Tabla 09**. Se tienen las siguientes observaciones:

- Los Bytes V1-V2 (NNNN SSID IDID IDID) funcionan de **punteros en el modo flotante** en forma similar a H1-H2.
- En el **modo bloqueado** (cuando el reloj del VC se mantiene con la fase del TU) V1 a V4 son relleno.
- Se dispone de una correspondencia directa entre la trama de 2 Mb/s y el VC-12.
- El **modo flotante** ocurre cuando un STM-1 recibe un VC-12 desde otro STM-1 con distinto reloj.
- Esto se refiere a que la ubicación del comienzo de la trama VC-12 dentro del contenedor es aleatorio.
- La posición se indica mediante los punteros V1...V4.
- La posición de los Bytes V1...V4 se determina mediante el Byte H4 de la POH en VC-4 (multitrama para tributarios).
- En la forma flotante se estructuran 4 tramas consecutivas indicadas mediante 2 bits del Byte H4.



La secuencia de alineamiento es la siguiente:

- Los bytes A1-A2 del SOH permiten alinear la trama y obtener los bytes H1-H2.
- Los bytes H1-H2 funcionan de punteros y permiten determinar el byte J1 que inicia el POH de VC-4.
- El byte J1 determina la posición del byte H4.
- El byte H4 determina la presencia de los bytes V1-V2 del VC-12.
- Los bytes V1-V2 actúan de punteros para determinar la posición del byte V5 que inicia el VC-12.
- El byte V5 determina la posición de la información de tributario y la justificación.

Tabla 08: Función y contenido de los Bytes de POH en VC-12.

| | |
|-------------|---|
| -V5 | 1 Byte. (PPEX LLLF) con las siguientes funciones: |
| .PP | 2 bits. Información de paridad (el primer bit controla los bits impares y el segundo los bits pares de VC-12; según el criterio BIP-2), no se incluye en el cálculo los Bytes V1..V4. |
| .E | 1 bit. Alarma remota FEBE que indica recepción con errores sobre PP. |
| .X | 1 bit. No usado |
| .LLL | 3 bits. Etiqueta (canal equipado, no equipado, canal sincrónico y asíncrono flotante de bit, canal sincrónico flotante de Byte y canal asíncrono flotante de bit). |
| .F | 1 bit. Alarma de receptor remoto (alarma FERF debido a LOS/LOF). |
| -J2 | 1 Byte. Para aplicaciones similares al J1 del POH de VC-4. |
| -N2 | 1 Byte. Similar a N1. |
| -K4 | 1 Byte. Similar a K3. |

Tabla 09: Componentes de la secuencia de punteros de TU-12 para VC-12.

| | |
|------------|--|
| -V1 | 1 Byte. (NNNN SSID) llevan información de alineamiento NNNN; indicación si se trata de AU/TU mediante SS y los punteros ID. |
| -V2 | 1 Byte. (IDID IDID) información complementaria de punteros. |
| -V3 | 1 Byte. Se usan como oportunidad para la justificación negativa, el byte numerado como 35 se lo usa para justificación positiva. |
| -V4 | 1 Byte. (1111 1111) rellenos. |

ESTRUCTURA DE TRAMA STM-1

5- MULTIPLEXACIÓN STM-N

La particularidad de la jerarquía SDH es la posibilidad de multiplexación sucesiva de módulos STM-1 por el simple entrelazado de Bytes. Por ello, no resulta necesario definir la trama para velocidades superiores a 155 Mb/s; **STM-1 es la primera y única trama definida**. Se debe tener en cuenta que como se disponen de N tramas STM-1 el **módulo STM-N** tendrá $270 \times N$ Bytes de longitud y la duración de la trama continúa siendo 125 μ seg. La velocidad en kb/s de transmisión se multiplica por N (4 o 16).

| Identidad | Velocidad | Canales a 64 kb/s |
|-----------|----------------|-------------------------|
| STM-1 | 155.520 kb/s | $63 \times 30 = 1890$ |
| STM-4 | 622.080 kb/s | $4 \times 1890 = 7560$ |
| STM-16 | 2.488.320 kb/s | $4 \times 7560 = 30240$ |

La SOH consiste en $N \times 9$ Bytes de ancho y 9 Bytes de altura. El Byte C1 de SOH identifica a cada STM-1 dentro del STM-N, es decir da la coordenada de grado de entrelazado (valor binario de la multicolumna). De observarse que:

- B1-E1-F1-D1...D12-K1-K2-E2 se transmiten solo en el primer STM-1;
- A1-A2-C1-B2-Z1-Z2 se transmiten en los N canales STM-1 del STM-N.

En el multiplexado STM-N se requiere de un **cambio de los punteros** para absorber el corrimiento de las distintas tramas STM-1 entre sí. Las mismas pueden llegar con distinto desfase dependiendo del vínculo de unión y la distancia desde donde provienen (cada bit a 155 Mb/s tiene una longitud de 2 mts y distinto recorrido de cables pueden producir desfases apreciables). Una trama STM-1 se toma como referencia para armar la trama STM-N; las demás cambian el puntero para adaptarse a la nueva fase.

En la **Fig 07** se muestra un canal de 2 Mb/s que ingresa a una sección STM-N. En la próxima sección se produce una conexión entre multiplexores a nivel de trama STM-1. Luego se dispone de un conmutador Cross-Connect que traslada el VC-12 conteniendo a la trama de 2 Mb/s hacia la sección posterior.

Obsérvese que cuando se cambia de sección se requiere un ajuste de punteros del AU-4. Se ha tomado la primera trama STM-1 como referencia de fase para el armado de STM-N. Por lo tanto, el contenedor VC-4 de la segunda trama STM-1, para mantener la misma posición debe cambiar su puntero. Tal efecto se muestra en la **Fig 08**.

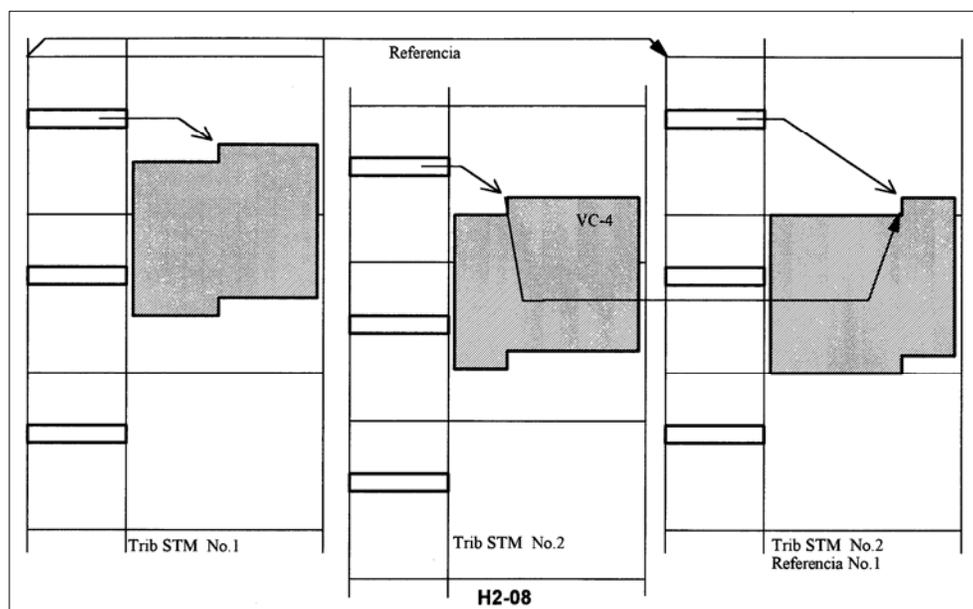
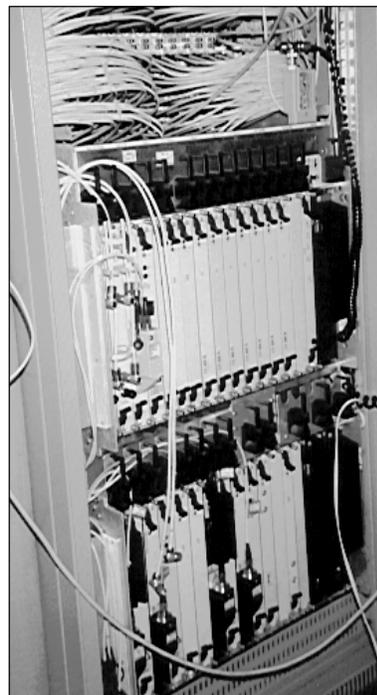


Fig 08. Funcionamiento de punteros en la multiplexación STM-N.



INTERFAZ OPTICA PARA ENLACES SDH

Referido a la interfaz mediante fibras ópticas para sistemas SDH. Sobre las fibras ópticas, los cables, los terminales y el cálculo del enlace óptico.

1- PARÁMETROS DEL CABLE CON FIBRAS ÓPTICAS

1.1- PARÁMETROS DE LA FIBRA ÓPTICA

1. **Apertura numérica (AN).** Se denomina así a la función seno del máximo ángulo de acoplamiento posible a la entrada de la fibra óptica FO. El valor de AN se encuentra normalizado en el entorno de 0,2 (tolerancia 10%) para FO multimodo de índice gradual 50/125 μm (ITU-T G.651).

No se indica en cambio, un valor de AN para FO monomodo ITU-T G.652/653/654, siendo éstas las usadas en sistemas SDH. La **Tabla 01** resume todas las características de las fibras ópticas utilizadas en sistemas SDH.

2. **Perfil del índice de refracción (n).** Se denomina así al desarrollo del índice de refracción sobre la sección transversal de la FO. El perfil del índice para las FO multimodo es gradual parabólico. En las FO monomodo el perfil del índice es una variable entre productores y no existe una uniformidad de criterios debido a que permite modificar la longitud de onda para la cual se tiene una dispersión cromática nula.

Variando el perfil del índice de refracción se obtienen las FO con dispersión cromática desplazada a 1550 nm del tipo ITU-T G.653 y las non-zero dispersion ITU-T G.655. Típicamente se trata de perfiles triangulares o rectangulares.

3. **Longitud de onda de operación y corte.** Se denomina longitud de onda de operación a aquella que será usada en la transmisión y sobre la cual se realizan las mediciones y la caracterización. Se tienen las longitudes de onda de 0,85; 1,3 y 1,55 μm correspondientes a las denominadas primera, segunda y tercera ventana. La longitud de onda de corte se define para FO monomodo como aquella longitud de onda donde deja de propagarse el modo de segundo orden; dicho valor se encuentra entre 1,18 y 1,27 μm según ITU-T G.652. Las FO monomodo se optimizan para usarse en la segunda o tercera ventana (G.652 y G.653/654).

4. **Dimensiones del núcleo y revestimiento.** Las dimensiones se definen mediante el diámetro, con lo cual queda determinado el tipo de propagación multimodo o monomodo. Las FO multimodo para telecomunicaciones tienen normalizado el diámetro del núcleo y revestimiento en 50 y 125 μm con tolerancias de 6% y 2,4% respectivamente. Se indican: un error de concentricidad entre ambos del 6%, un error de circularidad del núcleo del 6% y del revestimiento del 2%. Las FO monomodo tienen los mismos valores de diámetro y tolerancia para el revestimiento. En cuanto hace al núcleo se define el diámetro del campo modal.

5. **Diámetro del campo modal.** Se denomina así al diámetro de campo (lejano o cercano de acuerdo con el método de medida) emitido en el extremo de la FO monomodo. Este valor reemplaza al diámetro del núcleo y está comprendido entre 6 y 9 μm , dependiendo de la FO, como valor nominal con una tolerancia del 10%.

6. **Atenuación de la fibra óptica.** Se define así a la disminución de la potencia óptica entre dos secciones transversales de la FO. La atenuación de la FO se clasifica según la longitud de onda. Se define el valor de atenuación por unidad de longitud en dB/km.

7. **Ley de acumulación de la atenuación.** La atenuación se acumula en forma directamente proporcional a la longitud de la FO se expresa como $A_L = A_o \cdot L^V$. Con A_L la atenuación acumulada en la distancia L (km) y A_o la atenuación por unidad de longitud (dB/km). El exponente V vale 1 (acumulación lineal).

8. **Dispersión modal y cromática.** Se denomina dispersión modal a la apertura en la salida de un impulso de entrada producida por la velocidad diferencial de los distintos modos de propagación multimodal. Se denomina dispersión cromática a la suma de la dispersión del material y de guía de ondas producida por la velocidad diferencial de las distintas longitudes de onda del mismo modo de propagación. La dispersión modal es preponderante en FO multimodo y la dispersión cromática lo es sobre FO monomodo.

9. **Ancho de banda.** Se denomina así a la frecuencia de corte donde la función transferencia de una FO cae 3 dB respecto del valor a la frecuencia cero de modulación (emisión continua no modulada). Para FO multimodo se indican umbrales superiores a 1000 MHz.km. Para FO monomodo el ancho de banda se relaciona con la dispersión cromática y el ancho espectral de la fuente de luz mediante la expresión:

INTERFAZ OPTICA PARA ENLACES SDH

$$A_{Bo} = \frac{0,44 \cdot 10^6}{\Delta\lambda \cdot M(\lambda)}$$

donde la dispersión cromática $M(\lambda)$ se expresa en ps/km.nm, la longitud L en km, el ancho espectral $\Delta\lambda$ de la fuente en nm y el ancho de banda A_{Bo} resulta en MHz.km.

10. **Ley de reducción del ancho de banda.** El ancho de banda es inversamente proporcional a la longitud L de la FO y se expresa como:

$$A_{BL} = A_{Bo} \cdot L^{-V}$$

con A_{Bo} el ancho de banda por unidad de longitud L (km) y el exponente V que varía entre 0,5 y 1. El valor de V puede adoptarse $V=0,8$ en FO multimodo y $V=1$ para monomodo.

Tabla 01: Características de las Fibras Ópticas ITU-T.

| | |
|---|--|
| ITU-T G.652. FIBRA MONOMODO STANDARD. | |
| .Longitud onda corte | 1,18 a 1,27 μm |
| .Diámetro del campo modal | 9,3 (8 a 10) μm (tolerancia 10%) |
| .Diámetro del revestimiento | 125 μm (tolerancia 3 μm) |
| .Recubrimiento de silicona Coating | 245 μm (tolerancia 10 μm). Acrilato curado con UV. |
| .Error de circularidad del revestimiento | 2% |
| .Error de concentricidad del campo modal | 1 μm |
| .Atenuación | de 0,4 a 1 dB/km en 1300 nm |
| .Atenuación | de 0,25 a 0,5 dB/km en 1550 nm |
| .Dispersión cromática 1285-1330 nm | 3,5 ps/km.nm |
| .Dispersión cromática 1270-1340 nm | 6 ps/km.nm |
| .Dispersión cromática en 1550 nm | 20 ps/km.nm |
| ITU-T G.653. FIBRA SM DISPERSION SHIFT. | |
| .Diámetro del campo modal | 8 (7 a 8,3) μm (tolerancia 10%) |
| .Diámetro del revestimiento | 125 μm (tolerancia 3 μm) |
| .Recubrimiento de silicona Coating | 245 μm (tolerancia 10 μm) |
| .Error de circularidad del revestimiento | 2% |
| .Error de concentricidad del campo modal | 1 μm |
| .Atenuación | inferior a 0,25 a 0,5 dB/Km en 1550 nm |
| .Atenuación | inferior a 1 dB/Km en 1300 nm |
| .Dispersión cromática | 3,5 ps/km.nm entre 1525-1575 nm |
| ITU-T G.654. FIBRA SM DE MINIMA ATENUACION | |
| .Diámetro del revestimiento | 125 μm (tolerancia 3 μm) |
| .Error de circularidad del revestimiento | 2 % |
| .Error de concentricidad del campo modal | 1 μm |
| .Recubrimiento de silicona Coating | 245 μm (tolerancia 10 μm) |
| .Atenuación inferior a | 0,15 a 0,25 dB/Km a 1550 nm |
| .Dispersión cromática | 20 ps/km.nm en 1550 nm |
| ITU-T G.655. NON ZERO DISPERSION SHIFT. | |
| .Diámetro del campo modal | 8,4 μm (tolerancia 0,6 μm). Diámetro núcleo 6 μm . |
| .Diámetro del revestimiento | 125 μm (tolerancia 1 μm) |
| .Longitud de onda de corte | 1260 nm |
| .Atenuación | Desde 0,22 a 0,30 dB/Km en 1550 nm |
| .Dispersión cromática | 4,6 ps/km.nm en 1550 nm |
| .Zona de dispersión no-nula | Desde 1540 a 1560 nm |

INTERFAZ OPTICA PARA ENLACES SDH

1.2- PARÁMETROS MECÁNICOS DEL CABLE

11. **Tipo de cable de FO.** Los componentes del cable quedarán determinados por el tipo de instalación, capacidad de transmisión, tipo de alimentación de las repetidoras, supervisión, etc. Por lo que se tendrá en cuenta:

- Elemento de tracción: metálico o plástico;
- Distribución: central o radial;
- Recubrimiento de la FO: suelto o adherente;
- Agrupación: simple o múltiple;
- Conductores metálicos: para telealimentación o servicios;
- Rellenos de plásticos: mantienen la uniformidad cilíndrica;
- Núcleo del cable: presurizado o relleno con gel;
- Cubierta metálica: de Al o acero; plano o corrugado;
- Vaina exterior: de PE, PVC o compuestos libres de alógenos.

12. **Número de FO.** El número de FO debe contemplar la cantidad de sistemas en funcionamiento inicial, las ampliaciones futuras y las FO de reserva para reparación o conmutación. La conmutación puede ser del tipo (1+1) o (N+M) lo cual requiere de un par de FO adicionales. Normalmente los sistemas son 1+0 (sin protección) o 1+1.

13. **Largo del tramo del cable.** El largo de cada tramo de cable a instalar depende del tipo de método de instalación y las condiciones ambientales (estado de las cámaras de registro, conductos, subconductos, estado de postes y riostras, tipo de terreno, etc). El valor promedio alcanzable por tramo y para cada tipo de instalación será de 5000 m. En enlaces por ductos urbanos el valor promedio será de 3000 m con el uso de técnicas de instalación apropiadas.

14. **Calidad de las uniones.** El número de uniones depende del largo del cable. Además se consideran 2 uniones en los extremos del cable que estarán ubicadas en la central telefónica correspondiente y donde se conecta el cable multifibra con el cable monofibra del equipo terminal para FO. La calidad del empalme depende del método de realización. Los empalmes por el método de fusión para FO monomodo tendrán una atenuación inferior a 0,1 dB. Los empalmes mecánicos tendrán una atenuación inferior a 0,2 dB o aún menor.

15. **Margen de cable.** Durante la vida útil del cable se efectuarán empalmes adicionales de reparación. Se considera en el proyecto un margen de atenuación para este propósito y previendo además pérdidas por reinstalación (restauración y nuevo encaminamiento del cable). En los enlaces por ductos se puede considerar un empalme adicional de margen por 1 km, en cables enterrados 0,5 empalmes por 1 km y en cables aéreos 2 empalmes.

16. **Normas sobre cables.** El IEC se ha ocupado de las normas referidas a cables con FO. En IEC 794 se refiere a los cables, en IEC 875 a los separadores de FO, en IEC 1073 a los empalmes, en IEC 874 a los conectores y en IEC 869 a los atenuadores.

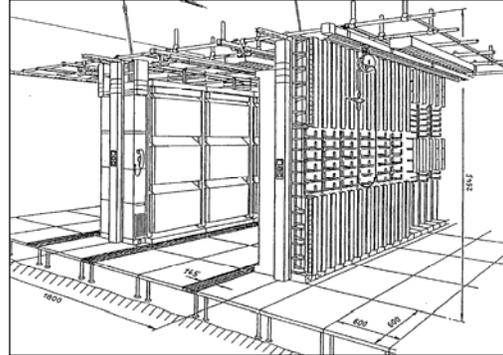
INTERFAZ OPTICA PARA ENLACES SDH

2- PARÁMETROS DE LOS TERMINALES DE LINEA

2.1- PARÁMETROS ÓPTICOS

1. **La potencia de emisión del transmisor.** Se denomina así a la potencia en dBm inyectada a la FO por el emisor de luz Led o Láser, medida luego del conector de salida del equipo. Este punto es definido como **interfaz S** por **ITU-T G.957**. En los sistemas SDH se usa el Láser cuyos valores se encuentran entre +2 y -3 dBm para 1,3 μm y entre 0 a -5 dBm para 1,55 μm.

2. **Ancho espectral de la fuente.** Se denomina así al ancho del espectro de emisión RMS (-3 dB) para láser multimodo y a -20 dB respecto del valor máximo en el espectro de emisión de láser monomodo. Para el emisor Láser los valores se encuentran comprendidos entre 0,1 a 1 nm para 1,3 o 1,55 μm. Se disponen de emisores Láser multimodo (1 a 5 nm) y monomodo (0,1 a 1 nm).



3. **Objetivo de calidad.** El ITU-T G.821 indica para una conexión hipotética de referencia de 27.500 km que el canal de 64 kb/s debe tener una tasa de error BER inferior a 10^{-6} durante el 90% del tiempo de disponibilidad, con un tiempo de integración de 1 minuto. Para enlaces entre repetidoras o entre transmisor y receptor que están en el orden de los 50 a 100 km, la BER será mejor a 10^{-10} . Este umbral de BER será el objetivo de calidad deseado de BER. Las normas actuales de medición de performance son G.821/826 y M.2100. La norma G.826 permite la medición de performance con la información de paridad BIP inmersa en la trama STM-N.

4. **Potencia umbral del receptor.** Se denomina así al mínimo valor de potencia de ingreso al receptor, medida antes del conector de entrada (denominada **interfaz R** en **ITU-T G.957**), que asegura el objetivo de calidad $BER= 10^{-10}$. El valor de potencia umbral depende del tipo de detector, la velocidad de transmisión y la longitud de onda. Se pueden indicar los valores típicos de Pth (dBm) de la **Tabla 02**.

Para la jerarquía sincrónica SDH se usa detector del tipo fotodiodo avalancha APD de Ge en 1,3 μm y de InGaAs en 1,55 μm. La velocidad de transmisión de 2,5 Gb/s es el "estado del arte" a la mitad de la década de los '90. Para fines de la década se espera trabajar con sistemas de 10 Gb/s (STM-64). Por ejemplo, el cable submarino TAT 12/13 se proyectó a 2x2,5 Gb/s para 1998. El TAT 8 (1988) y TAT 9 (1991) trabajan en la segunda y tercera ventana respectivamente, con la jerarquía PDH.

Tabla 02: Sensibilidad del detector.

| Mb/s | 140 | 565 | 155 | 622 | 2488 |
|-------------|-----|-----|-----|-----|------|
| Para 0,85μm | -45 | | | | |
| para 1,3 μm | -35 | -30 | -38 | -34 | -27 |
| para 1,55μm | | | | -36 | -28 |

5. **Incremento de la ganancia.** La aplicación de amplificadores con FO dopadas con Erblio Er^{+3} permite una ganancia adicional (cerca de 15 dB) usados como amplificadores de potencia en transmisión o de entrada en recepción. Los sistemas heterodinos modulados en PSK requieren de -50 dBm como potencia de recepción para una velocidad de 2,5 Gb/s. Ambas posibilidades son, desde un punto de vista de balance de potencia, equivalentes; pero solo los amplificadores se encuentran ya disponibles comercialmente.

6. **Ancho de banda necesario.** Es la banda ocupada por el sistema a transmitir y para los sistemas digitales corresponde a:

$$ABn = (V_{tx}/2) \cdot (m/n) \cdot (1+\beta)$$

con V_{tx} la velocidad de transmisión de Mb/s, m/n el incremento de velocidad debido al código de transmisión (si es usado) y β el coeficiente roll off del filtrado coseno realzado. El ABn resulta en MHz. En los sistemas SDH el código es NRZ ($m/n=1$) con aleatorización 2^7-1 y el coeficiente puede adoptarse en el caso más desfavorable ($\beta=1$).

7. **Penalizaciones.** La potencia umbral se mide para ruido cuántico y térmico, considerando nula la interferencia intersímbolo y la fluctuación de fase. La ISI es producida por la reducción del ancho de banda de la FO; cuando se acerca al ancho de banda necesario ABn se produce una ISI que incrementa la BER. Se define así una penalidad de potencia por ISI (Pisi) que se encuentra en valores inferiores a 1 dB para AB_L mayores a ABn . Una penalidad adicional se puede considerar por fluctuación de fase (jitter), dispersión, reflexión en los conectores ópticos, variación de la temperatura. Dicha penalidad se encuentra entre 2 y 4 dB.

8. **Código de línea.** No existe uniformidad en la elección del código de línea. Algunas veces se han usado los códigos del tipo mBnB (típicamente 1B2B o 5B6B) en sistemas PDH; siendo el NRZ el usado para sistemas SDH. En cambio el uso

INTERFAZ OPTICA PARA ENLACES SDH

de la aleatorización (2^7-1) de la señal es generalizado debido a que facilita la recuperación del reloj. En los sistemas SDH el ITU-T prevé la aleatorización de la trama STM-1 y el conjunto de trama STM-4 o STM-16.

9. **Conector de salida.** La salida del equipo generalmente se realiza mediante un conector desmontable que une al emisor (mediante un pig tail) con el cable monofibra al distribuidor de fibras ópticas. La atenuación del conector se puede considerar inferior a 0,3 dB. Los tipos de conectores son FC, SC, ST, E-2000, etc.

10. **Margen del equipo.** Para tener en cuenta las degradaciones sobre el equipo transreceptor se considera un margen de equipo. Este valor se suma al considerado para el cable. El valor apropiado de margen Me se encuentra entre 1 y 2 dB.

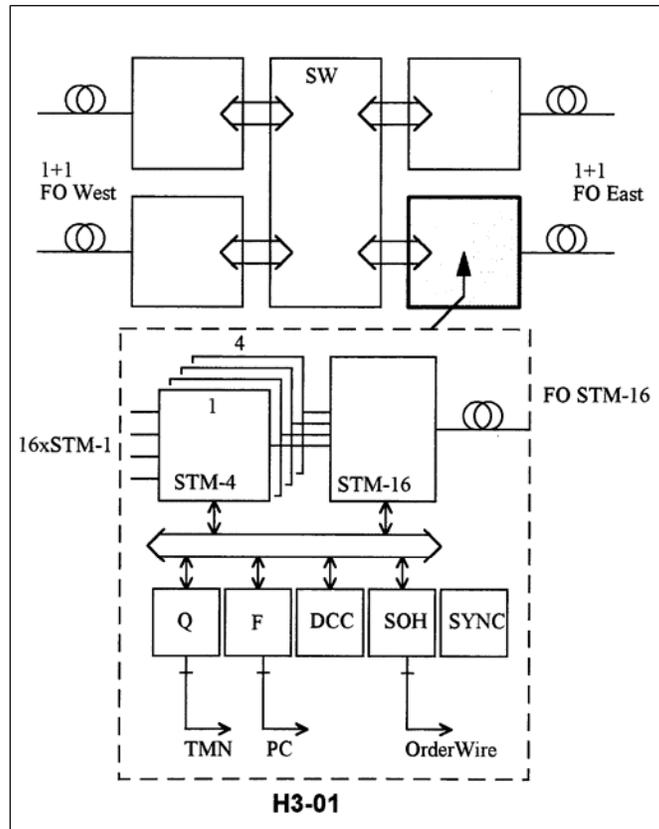


Fig 01. Diagrama a bloques de un equipo SDH con interfaz óptica.

2.2- PARÁMETROS DEL SISTEMA

11. **Acceso a la tara de sección SOH.** El terminal de línea permite el acceso a los Bytes de la SOH en la red SDH. Los Bytes A1 y A2 permiten el alineamiento de la trama STM-1. El byte C1 identifica al STM-1 dentro del STM-N. Los bytes B1 y B2 permiten la verificación de paridad (detección de errores). Los bytes E1 y E2 permiten el acceso a canales de servicio orderwire. El byte F1 es un canal para el operador de la red. Los bytes D1...D12 permiten la gestión del sistema (interfaz F y Q). El byte S1 lleva información de sincronismo. Los K1, K2 y M1 llevan información de alarmas remotas. En la Fig 01 se muestra un diagrama del terminal de línea simplificado para STM-16.

12. **Conmutación de protección.** El enlace puede contener un sistema de conmutación que incrementará la disponibilidad del sistema completo. En los sistemas SDH una protección adicional se logra mediante el uso de los equipos Cross-Connect o Add-Drop mediante el direccionamiento por caminos alternativos dentro de una estructura en anillo. Los criterios de conmutación tienen 3 grados de prioridad:

- conmutación forzada mediante el terminal de operaciones;
- falta de señal, recepción de AIS o $BER > 10^{-3}$;
- señal degradada $BER > 10^{-6}$.

El canal de comunicación para el sistema de conmutación automática de varios canales M+N se obtiene de la tara de sección SOH del STM-1. Se trata de los Bytes K1 y K2. Debe tenerse en cuenta que debido a los altos valores de MTBF (tiempo

INTERFAZ OPTICA PARA ENLACES SDH

medio entre fallas) de los equipos y a que el MTTR (tiempo medio de reparación) del cable es muy superior al de los regeneradores (parte electrónica), puede ser útil adoptar solo un sistema 1+0 sin protección dentro de una red en anillo.

13. **Canal de servicio Orderwire.** El sistema incluirá canales de servicio a frecuencia vocal para el mantenimiento y reparación. Esta información está contenida en la trama digital (tal el caso de STM-1 en la SDH). El Bytes E1 de la SOH permite un canal de servicio de hablar tipo ómnibus presente en todas las estaciones regeneradoras, mientras que el Byte E2 corresponde a un canal expreso entre terminales. Se trata de canales de 64 kb/s con codificación PCM.

14. **Control de errores.** El control de errores se efectúa mediante los Bytes de la trama de sección SOH. El Byte B1 permite el control de BER entre repetidoras mientras que los Bytes B2 lo hacen entre terminales. Se puede obtener de esta forma una evaluación actual y histórica de la performance (calidad G.821/826) de la transmisión.

15. **Sistemas de operaciones.** El sistema de operaciones dispone de accesos al terminal de línea con las interfaces F (mediante una PC) y Q (red de gestión TMN). Desde un equipo se puede operar sobre cualquier otro de la red ya que se encuentran conectados mediante los canales de datos D1 a D12. Los Bytes D1 a D3 permite un canal de comunicación de datos entre regeneradores DCC_R y los Bytes D4 a D12 permiten un canal entre multiplexores DCC_M . Cuando se trata de un sistema STM-4 o STM-16 los Bytes de servicio (errores, orderwire, canal de datos) se envían solo en un STM-1 del conjunto total. El canal de comunicaciones mediante la interfaz Q se normaliza para la Red de Gestión de Telecomunicaciones TMN.

Tabla 03: Funciones del sistema de operaciones.

| | |
|------------------------|--|
| -SEGURIDAD: | <i>Login/Logout:</i> Inicio de sesión para obtener acceso al sistema. <i>Password:</i> Derecho de acceso mediante la autenticación. Inactividad automática y alarma de seguridad en caso reiterado acceso no válido. |
| -CONFIGURACIÓN: | Definición de inventario y reporte de ausencia de unidades. Interfaz de entrada de tributario (PDH y SDH), velocidad y temporización. Sincronismo del equipo: Selección: entradas externas, desde línea o tributario. Designar la prioridad y alternativas. Reversibilidad y tiempo de espera (<i>Wait To Restore</i>). Configuración del Byte S1 (MSOH). Protección de tributarios por caminos duplicados. Tipo de conmutación automática. Corte automático del láser (<i>Shutdown Laser</i>). Sobre la conmutación automática: Conmutación uni-direccional o bi-direccional; manual o automática. Inhibición de conmutación. Conmutación reversible y tiempo de espera (<i>wait-to-restore</i>). Umbrales de conmutación por BER. |
| -AVERÍAS: | Vigilancia de alarmas y localización de averías. Pruebas a solicitud o periódicas. Cambio de categoría de alarmas (urgente, no-urgente, indicativa). Filtro de alarmas: inhabilitación de alarmas y estaciones. Estadística e historia de alarmas (tiempo de duración y número de veces de un evento). |
| -PERFORMANCE: | Mediciones analógicas: potencia del láser y corriente de polarización. Monitoreo de BER, análisis de la performance mediante G.821/G.826. Gestión de tráfico y de red, observación calidad de servicio. |
| -CONTABILIDAD: | Conteo de eventos: conmutaciones y actividad de punteros. Medir el uso del servicio de la red. |

16. **Corte automático del Láser (ITU-T G.958).** Cuando se produce un corte en el cable de fibras ópticas se dispone de un circuito que detecta la pérdida de recepción por más de 500 ± 50 mseg y procede a cortar la emisión del Láser como prevención de accidentes. En forma periódica (con retardo entre 60 y 300 seg) se restablece la transmisión (durante $2 \pm 0,2$ seg) como prueba de enlace. Cuando se recibe señal normalmente se retorna a la emisión normal del Láser. Para efectuar pruebas se puede efectuar el encendido manual durante 90 ± 10 seg (medición) o $2 \pm 0,2$ seg (verificación de continuidad).

17. **Alimentación.** La alimentación para los equipos será local siempre que se pueda. En cables interurbanos con repetidores ubicados en lugares despoblados puede usarse la telealimentación o disponer de alimentación no convencional (celdas solares). La alimentación de amplificadores ópticos de Erblio puede ser mucho más económica que los regeneradores.

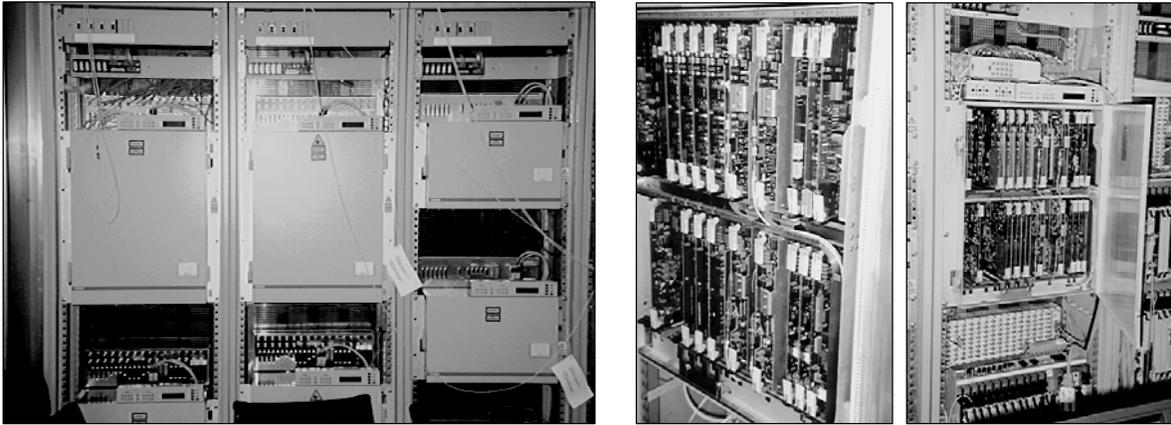
18. **Interfaz óptica (ITU-T G.957).** Se determina una interfaz típica con la secuencia Aplicación-Nivel-Sufijo. La aplicación será I-intercentral; S-corta distancia; L-larga distancia. El nivel se refiere a STM-N. El sufijo será 1- para 1310 nm G.652; 2- para 1550nm G.652/4; 3- para 1550nm G.653. Por ejemplo:

INTERFAZ OPTICA PARA ENLACES SDH

Tabla 04: Características definidas por el ITU-T en los sistemas ópticos.

| Tipo | <i>II</i> | <i>S-1.2</i> | <i>S-4.3</i> | <i>S-16.2</i> | <i>L-16.3</i> |
|-----------------------------|-----------|--------------|--------------|---------------|---------------|
| Fuente Láser | MLM | SLM | SLM | SLM | SLM |
| Pmax Tx dBm | -8 | -8 | +2 | 0 | 0 |
| At dB | 0 a 7 | 0 a 12 | 10 a 24 | 0 a 12 | 10 a 20 |
| dBm a BER=10 ⁻¹⁰ | -23 | -28 | -28 | -18 | -26 |
| Sobrecarga dB | -8 | -8 | -8 | 0 | -10 |

MLM: Láser Multimodo; SLM: Láser Monomodo.



FOTOGRAFÍAS. A la izquierda equipo de transmisión de línea para STM-16. A la derecha, dos vistas del multiplexor de línea óptico ADM de velocidad STM-1. Ambos equipos son de *Siemens*.

INTERFAZ OPTICA PARA ENLACES SDH

3- VERIFICACIÓN DEL ENLACE

3.1- ECUACIONES DEL ENLACE

El planteo de las ecuaciones del enlace es común a todo tipo de instalación (por conductos, aéreas o enterradas), así como para sistemas PDH o SDH. Las variaciones son mínimas y responden al número de empalmes en cada caso, y al margen del cable. Las ecuaciones del enlace consideran la atenuación y el ancho de banda en expresiones separadas.

ECUACIÓN PARA ATENUACIÓN. Toma en cuenta las atenuaciones por fibra óptica, empalmes y conectores, margen para cable y equipo:

$$P_{th} + P_{isi} \leq W - (N_1 \cdot A_c) - (N_2 \cdot L \cdot A_e) - (A_{fo} \cdot L) - (M_c \cdot A_e \cdot L) - M_e$$

| | |
|-----------------------------|--|
| Sobre el terminal de línea. | |
| Pth dBm | Valor de la potencia umbral del receptor (BER=10 ⁻¹⁰); |
| Pisi dB | Penalidad por interferencia intersímbolo (≤1 dB); |
| W dBm | Potencia de salida del transmisor en el conector de salida del terminal de línea. |
| Sobre el cable óptico. | |
| N1 | Número de conectores como distribuidor de FO; |
| Ac dB | La atenuación del conector; |
| N2 | Número de empalmes por unidad de longitud; |
| L Km | Longitud del enlace; |
| Ae dB | Es la atenuación del empalme; |
| Afo dB/Km | Es la atenuación de la FO. |
| Márgenes adicionales. | |
| Mc dB/Km | Margen del cable; toma en cuenta las operaciones de reinstalación y reparación y reenrutamiento. |
| Me dB/Km | Es el margen del equipo; toma en cuenta la degradación del emisor y detector. |

ECUACIÓN PARA ANCHO DE BANDA: Toma en cuenta la dispersión modal (solo para fibras ópticas multimodo) y la dispersión cromática:

$$\frac{(V_{tx}) \cdot (1+\beta) \cdot (n/m)}{2} = \left[(L^V / AB_m)^2 + L^2 \cdot \frac{(M(\lambda) \cdot \Delta\lambda \cdot 10^{-6})^2}{0,44} \right]^{-1/2}$$

| | |
|----------|--|
| Vtx Mb/s | Es la velocidad de transmisión. |
| β | Roll off del filtrado coseno realzado entre 0,2 y 0,5. |
| n/m | Es el incremento de velocidad debido al uso del código de línea. En sistemas SDH el código es NRZ. |
| ABm | Ancho de banda debido a la dispersión modal solo en FO multimodo. No corresponde a FO monomodo. |
| V | Exponente de reducción del ancho de banda (factor de concatenación). En FO monomodo vale 1. |
| Δλ | Es el ancho espectral de la fuente en nm. |
| M(λ) | Es la dispersión cromática en ps/km.nm. |

Debido a que no existe una relación entre ambas (la atenuación es prácticamente constante con la frecuencia de la señal transmitida) se deben cumplir ambas expresiones simultáneamente. A continuación se indica un ejemplo de anteproyecto de un sistema con fibras ópticas SDH donde se resumen las decisiones tomadas sobre los distintos componentes del sistema.

EJEMPLO DE CALCULO. Se puede calcular el enlace mediante las ecuaciones mencionadas. Se considera que el sistema funciona a 2,5 Gb/s con FO monomodo en 1,55 μm (ITU-T G.653) y con los siguientes parámetros:

| | |
|------|--------------------------------------|
| Pth | = -26 dBm para BER=10 ⁻¹⁰ |
| Pisi | ≤1 dB (despreciable) |
| W | = 0 dBm (hasta +3 dBm) |
| N1 | = 2 |
| Ac | = 0,2 dB |
| N2 | = 0,2 (tramos de cable de 5000 m) |
| Ae | = 0,1 dB (valor máximo tolerado) |
| L | = incógnita |
| Afo | = 0,25 dB/km |

INTERFAZ OPTICA PARA ENLACES SDH

| | |
|-----------------|--|
| Mc | = 0,01 dB/km 1 corte al año en 500 Km en 40 años |
| Me | = 3 dB |
| Vtx | = 2,5 Gb/s (STM-16 de la SDH) |
| m.n | = Código NRZ (no corresponde en SDH) |
| β | = 0,5 |
| ABm | = no corresponde para FO monomodo |
| V | = no corresponde para FO monomodo |
| $\Delta\lambda$ | = 0,1 nm |
| $M(\lambda)$ | = 3,5 ps/km.nm |

Reemplazando se obtienen los valores de longitud para la expresión de atenuación y ancho de banda. Para cumplir con ambas desigualdades se toma el menor de los valores. Así el enlace tendrá una longitud máxima de 83 km correspondiente a la expresión de atenuación (equivale a cerca de 15 GHz de banda). Este cálculo se refiere a valores límites por lo cual el resultado es pesimista. En algunos casos puede aplicarse el criterio de usar valores medios y las desviaciones estándar.

3.2- CALCULO DE INDISPONIBILIDAD

El objetivo de calidad de $BER=10^{-10}$ está asegurado por el cálculo anterior en el valor de Pth. Para asegurar la disponibilidad del enlace se tiene en cuenta el uso de un sistema de conmutación del tipo N+M. La disponibilidad del enlace se calcula mediante:

$$D\% = 1 - \sum \left[\frac{(N+M)!}{(M+1)!N!} \cdot \left(\frac{MTTR}{MTBF} \right)^{M+1} \right] \cdot 100$$

Siendo MTTR el tiempo medio de reparación y MTBF el tiempo medio entre fallas. Los sistemas SDH pueden adoptar la configuración 1+1. Lo cual determina la expresión:

$$D\% = 1 - \sum (MTTR/MTBF)^2 \cdot 100$$

Equivalente al cuadrado del valor sin protección 1+0.

Para fijar el MTTR se supone que existirán Centros de Operación y Mantenimiento O&M distribuidos. Este esquema de mantenimiento supone un tiempo MTTR dependiente de la distancia entre la falla y el centro de O&M. El valor de MTBF se puede calcular sobre la base de la tasa de fallas. Existen dos grandes componentes en el sistema con fibras ópticas:

-Equipo terminal de línea.

Posee un MTTR bajo debido a que los equipos electrónicos se encuentran dentro de estaciones atendidas. El MTTR se ubica entre 1 hora y 10 hs (estación no atendida por personal calificado). Posee un MTBF determinado por el componente de menor duración, el láser. El MTBF del láser es $4 \cdot 10^5$ hs, y el MTBF de todo el equipo en configuración 1+0 es de 10^5 hs.

-Cable con fibras ópticas.

El MTTR de un cable es substancialmente mayor al del equipo electrónico. Debe encontrarse el corte del cable (mediante el instrumento OTDR) y recomponerlo mediante empalmes. Se puede estimar en 20 hs para un cable interurbano. El MTBF tiene dos componentes. La primera se obtiene sobre la base de la prueba de *Proof Test* y considera las roturas aisladas de las FO debido a stress mecánico. El valor se encuentra cercano a $1 \cdot 10^9$ roturas.hs.km (equivale a una rotura espontánea cada 100 años en 1000 km de FO). La segunda componente se debe a cortes producidos sobre el cable completo. De acuerdo con la experiencia obtenida en los cables coaxiales interurbanos y a la actividad humana en la zona de instalación del cable se obtienen valores cercanos a $2 \cdot 10^6$ roturas.hs.km (equivale a una rotura causada cada 6 meses en 500 km de cable).

Con estos valores se obtiene la siguiente conclusión. Inicialmente la principal causa de indisponibilidad en un sistema óptico es el corte del cable (alto MTTR y bajo MTBF). Por lo tanto, la conmutación automática 1+1 sobre un sistema óptico no es relativamente necesaria. Téngase en cuenta que la mejora introducida por el sistema de **conmutación automática** es inexistente cuando la falla se debe al corte del cable. Por ello la expresión de cálculo de la indisponibilidad se divide en una componente para equipo electrónico (con un MTTR que solo involucra cambio de unidades y protegido por la conmutación 1+1) y una componente para el cable (no protegido y que involucra un MTTR mucho mayor debido a la necesidad de reparar el cable mediante nuevos empalmes).

Las redes SDH se diseñan con la protección adicional entregada por la operación Add-Drop y Cross-Connect en una red con estructura en anillo. El cierre de anillos puede realizarse bien mediante cables ópticos o bien mediante sistemas de radioenlaces digitales a STM-1.

INTERFAZ RADIOELECTRICA PARA SDH

Con referencia a los equipos de radioenlace para sistemas sincrónicos. Sobre las etapas de banda base, frecuencia intermedia y radioeléctrica.

1- INTRODUCCIÓN

Los sistemas de radioenlaces digitales funcionando con interfaz SDH se han desarrollado para cumplir con las siguientes premisas:

- Compatibilidad con los radioenlaces digitales PDH en cuanto hace al plan de frecuencias.
- Compatibilidad de la infraestructura existente, la longitud entre estaciones, el consumo, etc.
- Compatibilidad con los sistemas SDH por fibras ópticas con el propósito de cerrar anillos de protección.
- Coexistencia de canales PDH y SDH.

Las funciones a ser estudiadas en el presente Capítulo se recogen en la **Tabla 01**. Se estudiarán dos tipos de equipamientos:

- Radioenlace STM-1. Que trabajan a la velocidad de 155 Mb/s.
- Radioenlace sub-STM-1. Trabajando a la velocidad de 55 Mb/s.

Tabla 01. Funciones desarrolladas por las etapas de un radioenlace SDH.

| | |
|----------------------------------|--|
| En banda base: | <ul style="list-style-type: none"> -Acceso de tributarios PDH o SDH; -Conmutación N+1 del tipo hitless y error-free; -Interfaz F para la gestión local mediante PC -Interfaz Q para supervisión remota del tipo TMN; -Acceso al SOH para canales de datos y wayside; -Sincronización con la red SDH; -Ecuación autoadaptativa para fading selectivo; -Aleatorización (scrambler) de datos; -Codificación FEC convolucional o a bloques; -Corrección de errores (Viterbi); -Intercalador de datos (Interleaver); |
| En frecuencia intermedia: | <ul style="list-style-type: none"> -Modulación TCM (Trellis); -Filtrado digital en transmisión y SAW en recepción; -Combinador para la diversidad de espacio; |
| En micro-ondas: | <ul style="list-style-type: none"> -Oscilador resonante dieléctrico DRO para radiofrecuencia; -Conversor up y down a RF; -Linealizador y amplificador de potencia SSPA integrado; -Control automático de potencia ATPC; -Filtro branching estabilizado dieléctrico; |

INTERFAZ RADIOELECTRICA PARA SDH

2- ETAPA DE BANDA BASE

La tecnología de los circuitos de banda base es del tipo HCMOS VSLI de espesor 1 μm que permite una integración de 100.000 compuertas por chip. Se obtiene una reducción general de consumo de 55 watt a 31 w entre los equipos de 2ª y 3ª generación (PDH-QAM y SDH-TCM respectivamente). Los componentes CMOS no trabajan por encima de los 100 Mb/s; se requiere una combinación de bipolar-CMOS para acceder a la velocidad STM-1 (155 Mb/s).

La secuencia de circuitos en banda base pueden clasificarse, siguiendo la **Fig 01** y la **Tabla 01**.

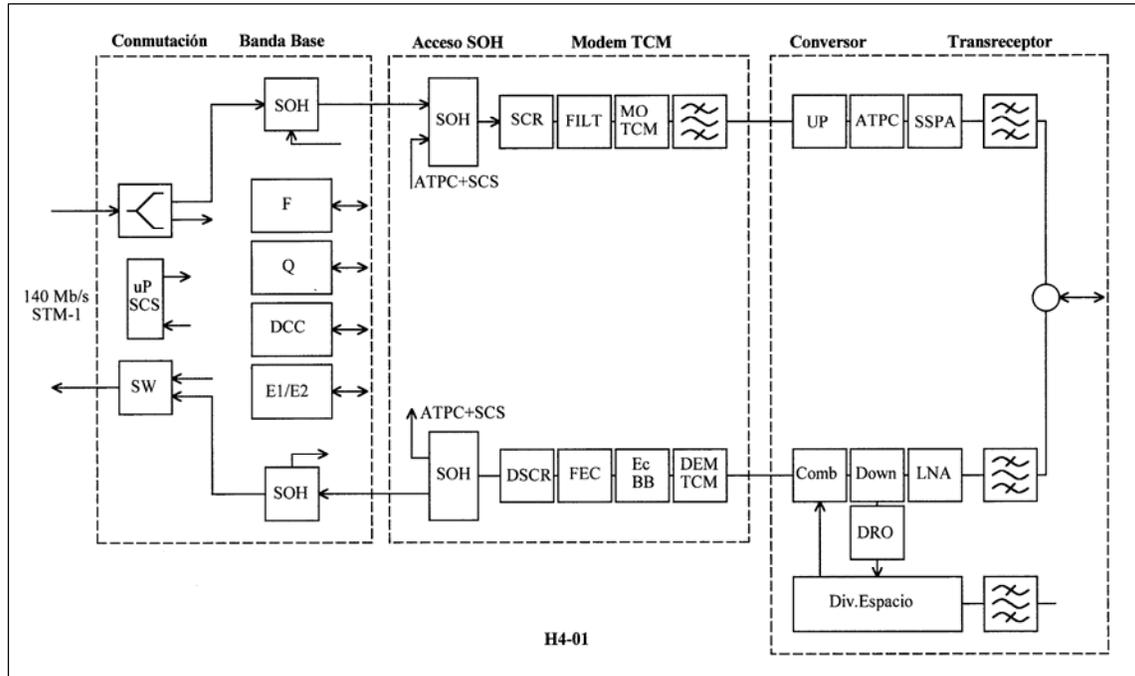


Fig 01. Diagrama general de un equipo de radioenlace SDH.

1-INTERFAZ DE TRIBUTARIOS. Los equipos de radioenlace SDH tienen dos alternativas de funcionamiento, los cuales a su vez tienen varias alternativas de interfaz:

-Equipo STM-1:

Interfaz proveniente desde un multiplexor SDH a 155 Mb/s o

Interfaz a 140 Mb/s cuando se aprovecha una estructura PDH.

-Equipo sub-STM-1:

Interfaz de tributarios de 2 Mb/s (21 en total);

Interfaz de 34 Mb/s y

Interfaz STM-1 subequipadas en la carga útil.

En este último caso de los 3xVC-3 que posee la trama STM-1 solo se carga con tráfico uno de ellos, estando los otros dos con señal AIS.

2-CONMUTACIÓN HITLESS-ERROR FREE. 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 atmosférica. Existen 2 grandes tipos de mecanismos de conmutación:

HOT STANDBY. En una conexión de radioenlaces hot standby se transmite una sola frecuencia, por lo tanto existe una conmutación de transmisores (equipos duplicados) en radiofrecuencia. En cambio, en recepción se tiene una conmutación en banda-base con un circuito separador para los dos receptores en radiofrecuencia. La conexión hot standby es usada solo en raras ocasiones en STM-1, siendo más interesante en sub-STM-1.

DIVERSIDAD. En una conexión de diversidad de frecuencia o de espacio (distintas frecuencias o antenas de recepción) como ambas señales de recepción sufren distinto retardo en el vínculo, la relación de fase entre los bits antes de la conmutación es variable. Por ello se requiere de un circuito de retardo, también variable (memorias elásticas o *Buffer*), que

INTERFAZ RADIOELECTRICA PARA SDH

ponga en fase los dos trenes de datos antes de la conmutación. Este tipo de conmutación se denomina **hitless** ("libre de deslizamientos"). De esta forma se asegura la conmutación en el mismo bit y se elimina el peligro de un deslizamiento (*Slip*) consistente en la eliminación o la repetición de bits. La conmutación se efectúa a nivel de VC-4 de la trama STM-1. De este modo el canal principal y reserva se mantienen permanentemente en sincronismo con el SOH.

El circuito lógico que determina la conmutación lo hace en función de las alarmas y una jerarquía de ellas: alarma de alto nivel (falta de datos, recepción de AIS, pérdida de sincronismo, $BER > 10^{-3}$) y alarma de bajo nivel ($BER > 10^{-6}$, FastBer). La alarma **FastBer** se obtiene desde el corrector de errores mediante el algoritmo de Viterbi en el demodulador TCM. Permite identificar el crecimiento del número de errores en tanto estos pueden ser corregidos. Por ello la conmutación hitless se denomina *error-free* o *error-less* (se conmuta con una BER baja, de 10^{-12} a 10^{-6}).

En un sistema N+1 se requiere una conmutación más inteligente con diálogo entre extremos. En el lado de transmisión se disponen de N circuitos que separan la señal de entrada recibida desde los multiplexores digitales y envían una de las señales al canal principal (1 a N) y el otro a un circuito de selección. En el lado de recepción el canal de reserva se deriva hacia las distintas conmutaciones hitless. En cada extremo se dispone de una lógica a microprocesador. La comunicación entre extremos se efectúa mediante un canal de datos que se envía, por vías paralelas, mediante un Byte M (reservado para radioenlace) de la tara de sección SOH.

El canal de datos de comunicación entre extremos **SCS** (*Switchover Control Signal*) usa un protocolo similar a **HDLC** (*High Data Link Control*). La estructura de trama es: Bandera (1 Byte), Requerimiento (1), Confirmación (1), paridad CRC (2), Bandera (1).

El operador de mantenimiento tiene la posibilidad de programar desde un terminal de operaciones (interfaz F o Q) ciertas funciones sobre el circuito de selección. Tales funciones son: la prioridad de acceso de cada canal a la reserva; la conmutación manual o forzada; el autochequeo de las funciones de complejo de conmutación; el estado de alarmas; conocer el estado de la estadística de conmutación, etc.

3-ACCESO A LA TARA DE SECCIÓN SOH. Se disponen de dos alternativas para acceso a canales radioeléctricos en la jerarquía SDH. Una de ellas corresponde a la velocidad final de 155 Mb/s y se obtiene desde 140 Mb/s o mediante el multiplexado de 3×34 Mb/s o 63×2 Mb/s. La segunda posibilidad, denominada sub-STM-1 (también conocidas mediante STS-1 o STM-0), corresponde a 51840 kb/s (G.708 Anexo A) y se obtiene desde 34 Mb/s o mediante el multiplexado de 21×2 Mb/s.

La trama para sub-STM-1 de 52 Mb/s es similar a la STM-1 donde al VC-3 se le agrega la tara SOH. La SOH es similar a la que se dispone en STM-1. El nivel de banda base del equipo de radioenlace permite el acceso al encabezamiento de la trama.

El encabezado de trama SOH ocupa los siguientes Bytes:

| | | | | | | | | | |
|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|----|----|-------------|
| A1 | A1 | A1 | A2 | A2 | A2 | J0 | xx | xx | RSOH |
| B1 | M | M | E1 | M | xx | F1 | xx | xx | |
| D1 | M | M | D2 | M | xx | D3 | xx | xx | |
| H1 | --- | --- | H2 | --- | --- | H3 | H3 | H3 | PTR |
| B2 | B2 | B2 | K1 | xx | xx | K2 | xx | xx | MSOH |
| D4 | xx | xx | D5 | xx | xx | D6 | xx | xx | |
| D7 | xx | xx | D8 | xx | xx | D9 | xx | xx | |
| D10 | xx | xx | D11 | xx | xx | D12 | xx | xx | |
| S1 | Z1 | Z1 | Z2 | Z2 | M1 | E2 | xx | xx | |

INTERFAZ RADIOELECTRICA PARA SDH

Tabla 02. Bytes del encabezado SOH y sus funciones.

| Bytes utilizados por el radioenlace y que son interrumpidos por la etapa de banda base: | |
|--|---|
| A1-A2 | Usados para sincronismo. |
| B1-B2 | Usados para detección de errores. |
| D1-D12 | Usados para comunicación del sistema de gestión. |
| E1-E2 | Usados para canal de orderwire. |
| K2-M1 | Usados para reporte de alarmas remotas. |
| F | Canal de datos auxiliar de 64 kb/s. |
| xx | Canal wayside auxiliar de 2 Mb/s. |
| M | Usados para aplicaciones exclusivas en radioenlace. |
| H1-H2 | Punteros. Usados para la absorción de jitter y wander de la red. |
| H3 | Oportunidad de justificación para los punteros. |
| Bytes no utilizados por un radioenlace: | |
| J0 | Usado por los equipos de fibras ópticas STM-N. |
| K1-K2 | Usados para conmutación N+1 en sistemas ópticos. |
| S1 | Usado por los multiplexores cross-connect para reconfiguración de sincronismo. |
| Z1-Z2 | Reservados. Sin aplicación actual. |
| --- | No utilizados. |
| VC-3/VC-4 | Pasaje de señal transparente. |
| Los bytes M reservados se utilizan para las siguientes funciones: | |
| ATPC | Control automático de potencia de transmisión en loop entre extremos del enlace. |
| FastBER | Alarmas provenientes del corrector de errores FEC para conmutación automática error-free. |
| Hop Trace | Para identificación del enlace y detección de señales interferentes. |
| SCS | Canal de comunicación de datos entre sistemas de conmutación automática N+1. |
| Loop Remoto | Para cierre de un circuito extremo y prueba del canal radioeléctrico. |

4-SINCRONIZACIÓN DE EQUIPOS SDH. La estrategia de sincronización de los elementos de red SDH (estrato más bajo del modelo) satisface los siguientes requisitos:

Los equipos se configuran para recibir el sincronismo desde:

- .entradas **tributarias** STM-1 o 2 Mb/s;
- .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. Los multiplexores Add-Drop disponen de la posibilidad de sincronizarse desde varias entradas y reconfigurar la red de sincronismo mediante el byte S1. El equipo de radio debe ser transparente al byte S1.

5-ALEATORIZACIÓN. La operación Scrambler se efectúa sobre la señal digital para evitar secuencias periódicas. Este procedimiento consiste en componer la señal a transmitir con una secuencia pseudoaleatoria (generada por un circuito lógico), la salida tiene un máximo de transiciones posibles.

Las razones por las cuales se usa la aleatorización son:

- Para transmitir suficiente temporización de bit. De esta forma, el circuito de recuperación del reloj en el receptor recibe constantemente transiciones de señal y puede obtener la armónica del reloj con mayor facilidad. Esta razón es la utilizada para colocar scrambler en los equipos de fibra óptica.
- Para distribuir la potencia en el espectro. Una secuencia periódica contiene la mayor parte de la energía en pocas armónicas espectrales. Esto puede producir rayas espectrales que interfieren a los canales adyacentes en radioenlaces. Una señal aleatorizada en cambio tiene poca periodicidad con un máximo de armónicas y con componentes de potencia espectral baja.

Los circuitos aleatorizadores que se colocan por razones de temporización en transmisión por cables ópticos basta con un valor de periodicidad pequeño (2^7-1 para STM-1), mientras que si se coloca por razones de espectro en radioenlaces se requieren valores mayores ($2^{15}-1$ o $2^{23}-1$). Cuanto mayor es la velocidad de transmisión mayor debe ser el valor del exponente, debido a que la periodicidad 2^N-1 en altas velocidades puede corresponder a un período de tiempo de repetición aún pequeño.

INTERFAZ RADIOELECTRICA PARA SDH

El aleatorizador de la trama STM-1 (2^7-1) se sincroniza con el inicio de trama. El aleatorizador posterior, colocado antes del modulador, es del tipo autosincronizado. Un valor de $2^{17}-1$ es suficiente ya que combinados ambos simulan un resultado genérico de $2^{24}-1$.

6-CODIFICADOR FEC. Los codificadores **FEC** (*Forward Error Correction*) permiten corregir errores en recepción gracias a un reducido incremento de velocidad de transmisión. Se disponen de dos tipos de FEC:

- FEC a bloques: del tipo **RS** (*Reed-Solomon*). A cada bloque de M bits se le calcula un bloque de paridad de N bits.
- FEC convolucional. Del tipo mostrado en la **Fig 02**.

El incremento de velocidad depende del tipo de modulación y codificación empleado. Por ejemplo, un sistema sub-STM-1 que utiliza modulación de 16 estados 16-BCM tiene una redundancia de 16/15 (FEC convolucional). Es decir que con una velocidad de señal de 55.296 kb/s la velocidad de modulación es de 58.982 kb/s. En cambio, un sistema STM-1 con modulación de 64 estados 64-TCM tiene una velocidad de datos de 155.520 kb/s y una redundancia de 12/11 (FEC convolucional), lo cual lleva la velocidad de modulación a 169.658 kb/s.

Para mejorar la respuesta del corrector de errores FEC se implementan algunas veces ambos tipos de FEC simultáneamente. Siempre se encuentra asociado al FEC un Interleaver para intercalar los datos y reducir los efectos de ráfagas de errores.

7-INTERLEAVER. Los enlaces de radio producen frecuentemente ráfagas de errores (*Burst*) que pueden afectar a la decodificación del puntero y producir deslizamientos. Varias causas producen ráfagas de errores, sin embargo la más importante es la propagación por caminos múltiples. El circuito Interleaver distribuye los datos desde una secuencia a otra distinta. El interleaver se utiliza en conjunto con la corrección de errores FEC.

Se disponen de dos estrategias de interleaver: matricial y convolucional. En el caso matricial consiste en memorizar la información a transmitir mediante registros de longitud NxM (escritura por filas y lectura por columnas). En el caso convolucional los datos son separados en paralelo y sometidos a un retardo distinto en cada caso. De esta forma los errores recibidos en bloques no corresponden a datos consecutivos (los datos se encuentran distribuidos en el tiempo).

8-FUNCIONES DE GESTION. Interfaces para funciones de gestión:

- Interfaz F para la gestión local mediante una PC o
- Interfaz Q para la gestión remota mediante una red LAN.

Las funciones de gestión son enumeradas a continuación:

- Seguridad (acceso al sistema de gestión): *Login/Logout*: Inicio de sesión para obtener acceso al sistema. *Password*: Derecho de acceso mediante la autenticación. Inactividad automática y alarma de seguridad en caso reiterado acceso no válido.
- Configuración (programación inicial del equipo): Definición de inventario y reporte de ausencia de unidades. Interfaz de entrada de tributario (PDH y SDH), velocidad y temporización. Sincronismo del equipo: selección: entradas externas, desde línea o tributario. Designar la prioridad y alternativas. Reversibilidad y tiempo de espera (*Wait To Restore*). Control automático de potencia ATPC: habilitación y cambio de umbrales. Programación de umbral de alarmas de tasa de error rápida Fast-BER. Sobre la conmutación automática: Conmutación automática y manual. Inhibición de conmutación. Activación de un canal ocasional en la reserva. Conmutación reversible y tiempo de espera (*wait-to-restore*). Umbrales de conmutación por BER.
- Alarmas: Vigilancia de alarmas y localización de averías. Pruebas a solicitud o periódicas. Cambio de categoría de alarmas (urgente, no-urgente, indicativa). Filtro de alarmas: inhabilitación de alarmas y estaciones. Estadística e historia de alarmas (tiempo de duración y número de veces de un evento).
- Calidad y Performance: Mediciones analógicas: potencia de transmisión y recepción. Monitoreo de BER, análisis de la performance mediante G.821/G.826.
- Contabilidad: Conteo de eventos: conmutaciones y actividad de punteros. Medir el uso del servicio de la red.

INTERFAZ RADIOELECTRICA PARA SDH

3- ETAPA DE FRECUENCIA INTERMEDIA

3.1- MODULACIÓN DE ALTA EFICIENCIA TCM

Los sistemas SDH han determinado una tercera generación de equipos digitales (1ª generación con modulación 4PSK y 16QAM; 2ª generación con modulación 16QAM y 64QAM). Esta tercera generación utiliza la modulación Trellis **TCM** (*Trellis Code Modulation*). El número de fases depende del ancho de banda y la velocidad a ser usada.

Se han propuesto también variantes de la modulación QAM (con una constelación cruzada) asociada a correctores de errores FEC del tipo BCH. La modulación con Codificación Reticulada TCM fue propuesta por vez primera por **G.Ungerboeck**-1976. Los principios básicos datan de 1982. Esta modulación se asocia con el algoritmo de **A.Viterbi**-1967 que permite la corrección de errores en el receptor. Se trata de una decodificación que optimiza asintóticamente la tasa de error.

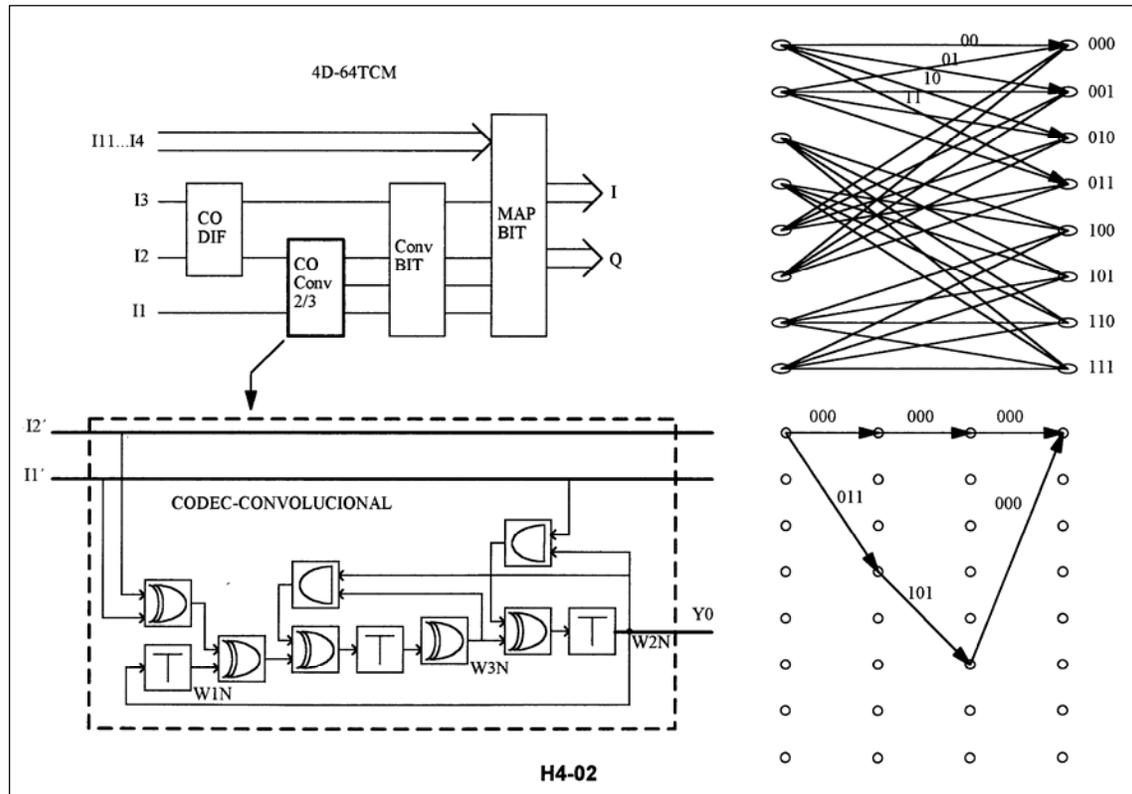


Fig 02. Corrección de errores mediante FEC-convolucional.

CARACTERÍSTICAS. Las particularidades más importantes de la modulación TCM son:

-La codificación Trellis de 4-dimensiones **4D-TCM** es una modulación con decisión temporal y corrección de errores soft en lugar de hard. La 4D-TCM requiere de 2 recepciones consecutivas del tipo 2D-TCM para la decisión de los datos. El caso 2D-TCM requiere la extensión de 1 bit por cada símbolo (pérdida de 3 dB debido a la expansión de la constelación de fases). En 4D-TCM la redundancia es menor (1 bit por cada 2 símbolos) y requiere 1,5 dB de penalización.

-La modulación TCM permite maximizar la distancia mínima entre estados de transmisión desde el punto de vista geométrico euclidiano de la distribución de fases (**Fig 02**). El circuito posee un codificador diferencial, convolucional y mapeado de bit. El **codificador diferencial** permite seleccionar el cuadrante en forma diferencial con el cuadrante anterior. El **codificador convolucional** selecciona 8 estados de los 16 posibles en cada cuadrante (64TCM). Este codificador tiene en cuenta los estados anteriores; es decir, igual entrada provoca distinta salida. El **convertor de bit** permite maximizar la distancia entre puntos de la constelación y el **mapeado de bit** generar los ejes I y Q para el modulador en cuadratura.

-La **corrección de errores** es imprescindible y se efectúa mediante códigos FEC del tipo a bloques (QAM-BCH) o convolucionales (TCM-Viterbi). Este último permite obtener $BER=10^{-3}$ con una $C/N=24,8$ dB para la modulación 128TCM (para 64QAM la $C/N=24,6$ dB). Equivalente a una potencia de recepción de -73 dBm en la banda de 6 GHz (figura de ruido

INTERFAZ RADIOELECTRICA PARA SDH

de 3,5 dB). En términos genéricos, para el canal STM-1 de 155 Mb/s con modulación TCM se dispone de los valores de la **Tabla 03**.

-Se permite una mejora por el uso de la modulación TCM. Tiene asociada una tasa de símbolos inferior con el correspondiente uso de un factor de filtrado roll-off inferior en el caso de 64TCM y por ello una signatura más reducida. Sobre la base de los errores corregidos se efectúa una estimación de la tasa de error y se da lugar a la alarma FastBer que permite una conmutación en banda base del tipo "error.free".

Tabla 03. Características principales de radioenlaces del tipo STM-1.

| Banda Frecuencia | 6L GHz | 6H GHz | 11 GHz | 13 GHz |
|----------------------------------|---------------|---------------|---------------|---------------|
| Ancho de banda | ±30 MHz | ±40 MHz | ±30 MHz | ±40 MHz |
| Método de modulación | 128TCM | 64TCM | 128TCM | 64TCM |
| Potencia de emisión | +29 dBm | +29 dBm | +27 dBm | +27 dBm |
| Potencia Rx BER=10 ⁻³ | -73 dBm | -75 dBm | -70,5 dBm | -73,5 dBm |
| C/N para BER=10 ⁻³ | 24 dB | 22 dB | 24 dB | 22 dB |
| Velocidad de datos | 23,9 Mb/s | 28,3 Mb/s | 23,9 Mb/s | 28,3 Mb/s |
| Eficiencia bit/símbolo | 6,5 | 5,5 | 6,5 | 5,5 |
| Roll-off filtro | 0,35 | 0,6 | 0,35 | 0,6 |

Posibles aplicaciones en la banda de 6 GHz para radioenlaces.

| Banda Frecuencia | 6L GHz | 6H GHz | 6H GHz | 6H GHz |
|-------------------------|---------------|---------------|---------------|---------------|
| Ancho de banda | ±30 MHz | ±30 MHz | ±40 MHz | ±40 MHz |
| Método modulación | 64QAM | 128TCM | 16QAM | 64TCM |
| Tasa de símbolos Mb/s | 24,75 Mb | 23,92 Mb | 37,7 Mb | 28,3 Mb |
| Margen neto DFM | 44,5 dB | 47 dB | 43 dB | 48 dB |

3.2- FILTRADO Y ECUALIZACIÓN DIGITAL

La misma técnica de diseño de circuitos transversal lineal permite generar los filtros coseno realizado en el modulador y los ecualizadores autoadaptativos en el demodulador.

FILTRO DE MODULACION. El filtrado digital en el modulador es del tipo coseno realizado y dispone un roll-off de 0,35 para el plan de frecuencias de 30 MHz (modulación 128TCM) y de 0,6 para el plan de 40 MHz (64TCM). El valor necesario se reduce a 0,2 en la operación 2x155 Mb/s con modulación 512TCM en las bandas con ±40 MHz. El espectro de la señal de banda base o de frecuencia intermedia consiste en una envolvente del tipo sinc f (sen f/f). Cuando se limita la banda del canal el espectro transmitido se ve truncado y el pulso rectangular se extiende en el tiempo sufriendo una distorsión de amplitud y fase.

El espectro de la señal digital antes del modulador es recortado mediante un filtro pasabajos; luego del modulador se filtra mediante un filtro pasa banda. En banda base se adoptan filtros digitales; en frecuencia intermedia se usan filtros con tecnología de onda acústica superficial SAW; mientras que en radiofrecuencia se aplican los filtros de cavidades estabilizadas por dieléctrico.

ECUALIZADOR DE DEMODULACION. En la etapa de recepción, luego del demodulador se hace uso de la ecualización digital adaptativa en el dominio del tiempo **ATD-FS** (espaciado fraccionalmente). Se obtiene una mejor relación performance/ complejidad con respecto a otras soluciones alternativas.

La propagación atmosférica, cuando existe desvanecimiento selectivo, produce picos de atenuación denominados **Notch** que afectan a ciertas frecuencias. Cuando la potencia está concentrada en una banda pequeña, como 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 deformación de la señal demodulada denominada interferencia intersímbolo **ISI** (*InterSymbol Interference*). La ISI incrementa la BER en presencia de ruido térmico.

Se han buscado dos soluciones para este problema: ecualizadores en el dominio de la frecuencia ubicados en el ámbito de IF que corrigen el espectro recibido y ecualizadores en el **dominio del tiempo** ubicados en el ámbito de BB que corrigen la forma de onda de la señal demodulada. El segundo tipo de ecualizador se prefiere al primero debido a que es totalmente digital.

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. En la segunda generación de equipos se utilizan los ecualizadores de 5 etapas con espaciamiento T. En la tercera generación el ecualizador adoptado se efectúa mediante 9 etapas con espaciamientos T/2 (espaciado fraccional) lo que

INTERFAZ RADIOELECTRICA PARA SDH

entrega una signatura de menor área y resulta más tolerante a la temporización. El algoritmo de adaptación es el mínimo error cuadrático medio, valor que se reduce asintóticamente en condiciones de buena propagación. En el tipo de equipos STS-1 (55 Mb/s) se adopta un ecualizador de 5 etapas.

ECUALIZADOR PARA XPD. Las líneas de investigación actuales llevan a métodos de modulación con un número elevado de niveles de fase. 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** (*Cross Polarization Discrimination*) de las antenas. Como el valor de XPD se reduce en presencia de desvanecimiento selectivo o lluvia se requiere de compensadores de XPD (**XPDC**) para los tiempos de propagación adversa.

El compensador XPDC es un elemento autoadaptativo cuyo diagrama es similar al ecualizador usado en banda base. 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 ecualiza la interferencia de una polarización sobre la otra y el Ec ecualiza 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.

INTERFAZ RADIOELECTRICA PARA SDH

4- ETAPA DE MICRO-ONDAS

En la tercera generación de equipos de radioenlace digital se vuelcan varios avances tecnológicos en la etapa de microondas. Los mismos permiten mayor linealidad lo cual asegura una estabilidad a largo plazo.

4.1- EL TRANSMISOR

OSCILADOR DRO. 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 óxido de Titanio TiO_2 pero poseía una reducida estabilidad, cercana a 100 ppm/°C. Hoy día se usan derivados del TiO_2 . La estabilidad $\Delta f/f$ mejora con el incremento del factor Q_0 de la cavidad resonante.

Se hace uso de un oscilador resonante dieléctrico **SC-DRO** (*Self Converting-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 dB respecto del conversor IRM pasivo (mezclador con la frecuencia imagen suprimida).

El **DRO** es de alta estabilidad con la temperatura lo que permite una variación de 15 ppm entre 5 y 45 °C; con ruido de fase de -75 dBc/Hz a 1 kHz. Se realiza con Titanato de Zirconio $\{Zr_x Ti_y Sn_z O_4 (x+y+z=2)\}$. Se dispone 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.

AMPLIFICADOR Y LINEALIZADOR. El linealizador para reducir la distorsión de los productos de intermodulación trabaja en RF sobre el amplificador de potencia **SSPA** (*Solid State Power Amplifier*). Se aprovecha la alinealidad del FET-AsGa en la región cercana al *pinch-off*. Permite mejor adaptación que el linealizador en IF y no requiere ajuste de campo. Se trata de un circuito adaptativo integrado en el amplificador que se controla mediante la corriente de polarización del transistor FET. Esto permite reducir la corriente para los niveles de fase más cercanos a cero y contener en el 40% el consumo de potencia y facilitar la operación del control de potencia de transmisión **ATPC**.

Los circuitos de microondas es del tipo integrado híbridos **HMIC** consistente en un patrón de conductores planos sobre un sustrato dieléctrico. El sustrato 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 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 del tipo (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*). Para la producción de película delgada se utiliza la vaporización con espesores inferiores a 0,2 μm .

4.2- CONTROL DE POTENCIA ATPC

El control automático de la potencia de transmisión **ATPC** permite mantener reducida la potencia de salida durante los períodos de buena propagación. Con una potencia nominal de transmisión de +20 dBm sin desvanecimiento el ATPC trabaja con un máximo de +30 dBm en momentos de mala propagación (saturación en +38,5 dBm; back-off de 8,5 dB). Por otro lado, el ATPC permite mejorar la tasa de error residual RBER por incremento del back-off; reducir la interferencia radioeléctrica y reducir el consumo incrementando el tiempo medio entre fallas MTBF del SSPA.

La programación (*soft*) del funcionamiento del ATPC se realiza mediante la interfaz F mediante una PC. Este control es especialmente útil en nodos de enlaces de radio donde se desea reducir las interferencias. La velocidad de respuesta del ATPC es equivalente a un desvanecimiento de 400 dB/seg.

El proceso de funcionamiento del ATPC es el siguiente (**Fig 03**): Cuando se detecta una reducción en la potencia de recepción desde el Control Automático de Ganancia **AGC** se informa al otro extremo mediante un Byte de la RSOH de la trama STM-1. Del otro lado, cuando desde el SOH se encuentra esta información de alerta, se procede a incrementar la potencia del amplificador de salida SSPA. Se 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. El umbral de arranque para el ATPC es cercano a -65 dBm en recepción, con rango dinámico de 10 dB.

El Byte M en RSOH (columna 2, fila 2) aporta 6 bits para el mensaje de ATPC. Mediante 4 bits se indican 16 niveles de señal AGC y con 2 bits se identifica la estación que emite el mensaje. Esta identificación permite evitar confusiones en nodos donde pueden existir interferencias.

INTERFAZ RADIOELECTRICA PARA SDH

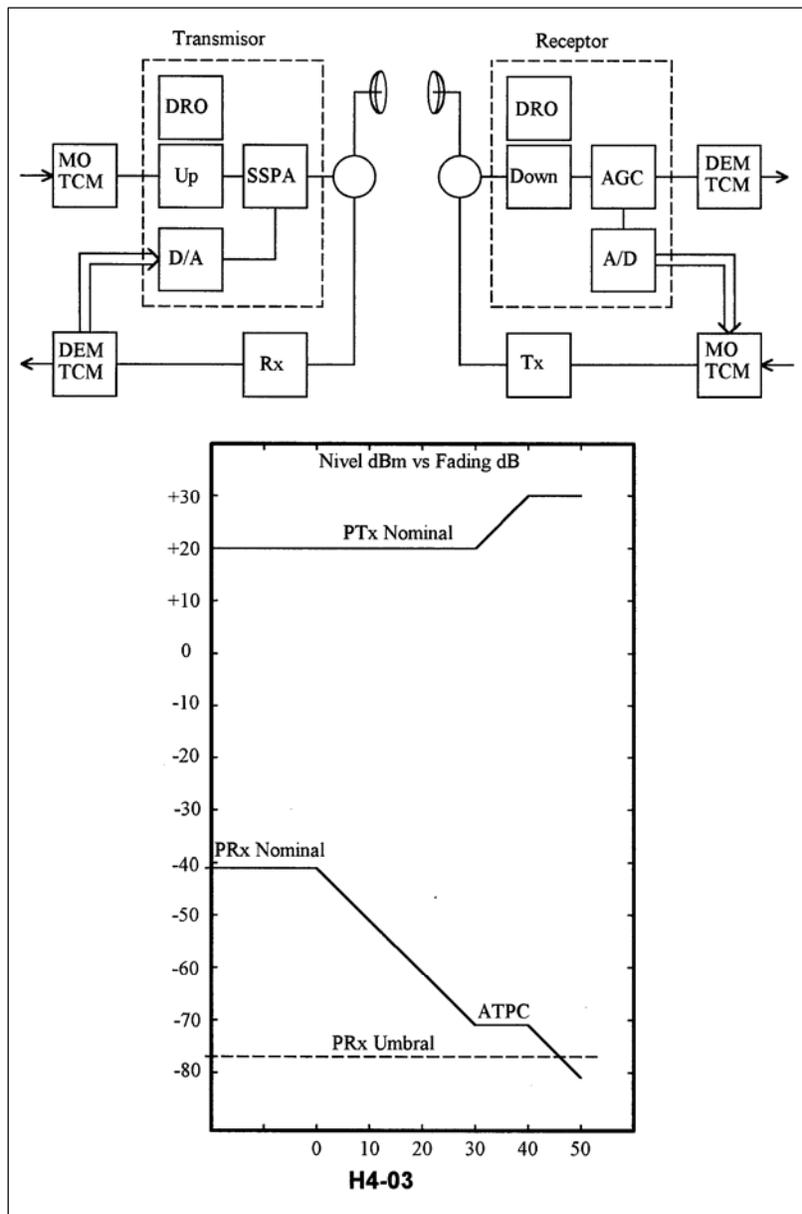


Fig 03. Funcionamiento del ATPC para control de potencia transmitida.

La estrategia del ATPC es distinta en los equipos STM-1 y sub-STM-1.

-En STM-1 se trata de una variación de potencia de transmisión paulatina que opera cerca de -65 dBm de potencia de recepción del terminal remoto. El rango dinámico de variación es 10 dB entre +20 y +30 dBm. El sistema de gestión permite efectuar ciertas modificaciones en la forma de operación.

-En sub-STM-1 se trata de una variación abrupta de 15 dB de margen dinámico entre +10 y +25 dBm. El incremento de potencia de transmisión se realiza con -65 dBm de recepción en el terminal remoto. La reducción de 15 dB se produce con +45 dBm de recepción.

INTERFAZ RADIOELECTRICA PARA SDH

4.3- CIRCUITO DE BRANCHING

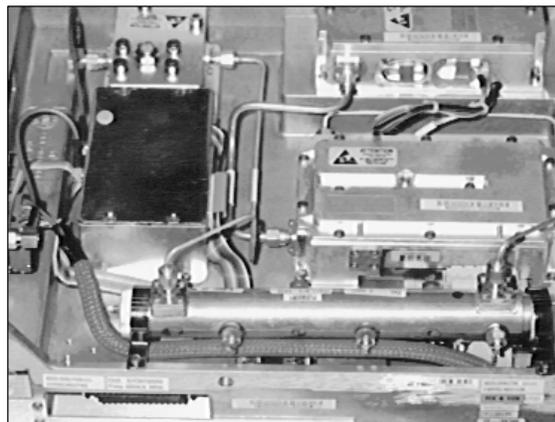
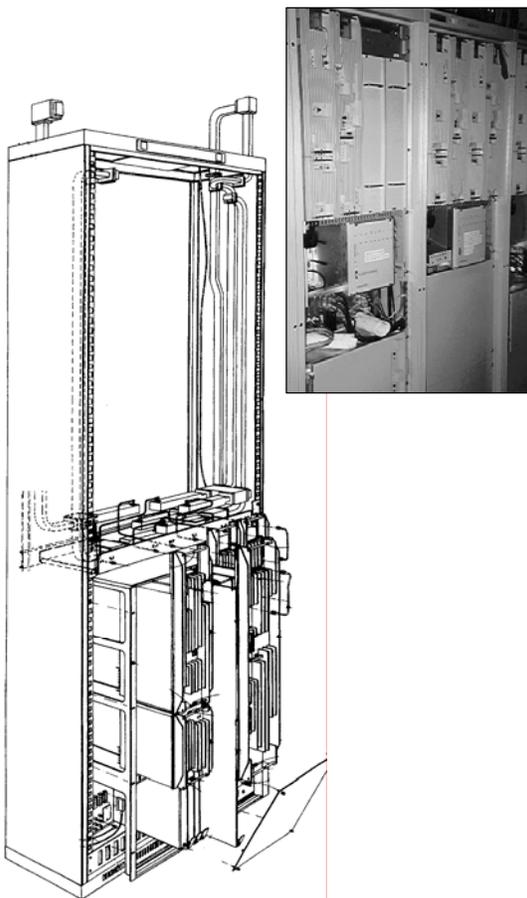
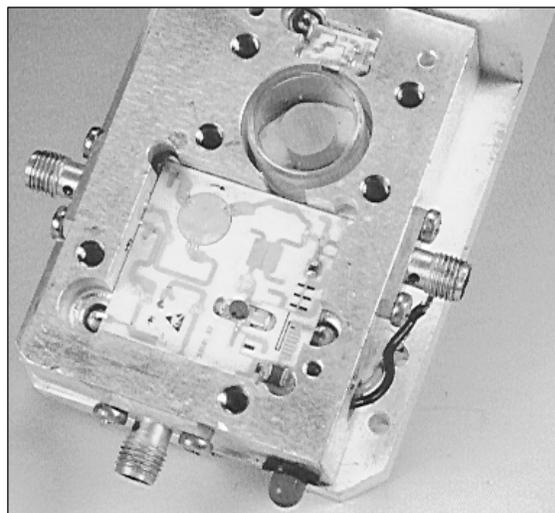
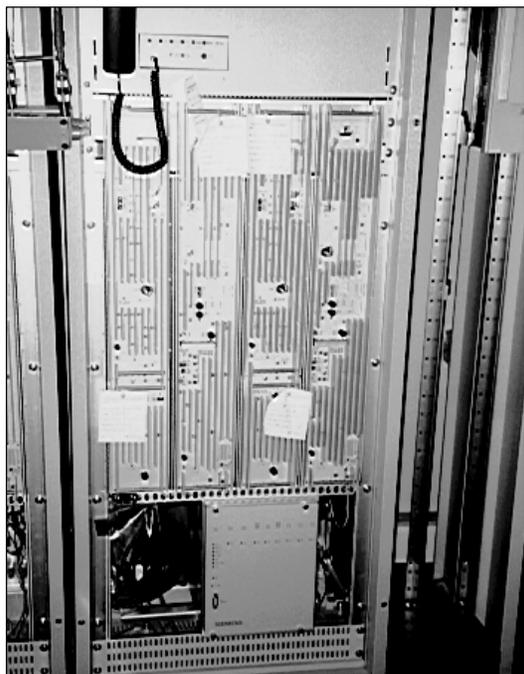
Los **filtros de branching** son del tipo estabilizados mediante dieléctrico $[\text{Ba}(\text{Zr,Zn,Ta})\text{O}_3]$ DRF con un factor Q superior al doble de las cavidades convencionales y con una reducción del volumen del 30%. Un filtro **resonador dieléctrico** dispone de un factor Q_0 más de 3 veces superior al resonador de guía de ondas rectangular estándar para filtros de branching. La estabilidad es 5 veces mejor llegando a un valor $\pm 10^{-4}$ entre 0 y 50°C. En general, se busca que la estabilidad de la cavidad sin dieléctrico y la estabilidad del dieléctrico tengan signos opuestos. Por ejemplo, negativo (-0,6 ppm/°C) para la cavidad y positivo (+0,6 ppm/°C) para el dieléctrico. Con valores cercanos a $\pm 1 \pm 0,5$ ppm/°C se logran estabilidades de ± 20 ppm entre 0 y 50 °C.

RECEPTOR PARA DIVERSIDAD DE ESPACIO. La diversidad de espacio consiste en colocar dos antenas separadas por algunas decenas de metros en la misma torre o mástil que se conectan a distintos receptores. De esta forma se mejora la disponibilidad y calidad de la señal recibida. Si una antena sufre una atenuación por caminos múltiples, cuyo retardo produce un Notch dentro del espectro, el retardo para la otra antena es distinto y el Notch estará presumiblemente fuera del espectro.

El combinador para diversidad de espacio es del tipo adaptativo obteniendo una combinación entre máxima potencia y mínima dispersión. La adopción de un combinador (sumador a nivel de frecuencia intermedia) que reúne un algoritmo de mínima dispersión y máxima potencia permite actuar sobre el desvanecimiento selectivo en el primer caso y sobre la atenuación plana en el segundo.

INTERFAZ RADIOELECTRICA PARA SDH

LAMINA. Componentes de un equipos STM-1 para enlace de radio. A la izquierda una visión exterior del equipo SRT-1 de Siemens. A la derecha una vista del Branching, el oscilador de radiofrecuencia y los componentes del transmisor.



GESTION DE REDES PDH

Con referencia a los sistemas de telesupervisión de las redes PDH hacia los años '80.

1- INTRODUCCIÓN

Se pueden diferenciar 3 estadios o generaciones de desarrollo de los sistemas de supervisión de redes digitales:

-Transmisión de alarmas: consiste en un sistema de multiplexación de alarmas sobre una trama de datos de baja velocidad (hasta 300 b/s). Se trata de una operación unidireccional desde las estaciones remotas hacia un concentrador de alarmas. Estos sistemas actuaron hasta la década de los '80.

-Sistema de telesupervisión dedicado: permite el diálogo entre las estaciones remotas con una master. Permite efectuar la transmisión de alarmas, telecontroles, medidas a distancia y evaluación de la tasa de error BER. La velocidad necesaria para el protocolo de comunicación es relativamente más elevada, en el orden de 1200 b/s. Estos sistemas comenzaron con la red digital PDH y se instalan hasta mediados de la década de los '90.

-Red de gestión de telecomunicaciones: permite, además de las funciones indicadas, el almacenamiento de datos y la reconfiguración de la red, entre otras funciones. Lo interesante de esta red TMN es que se encuentra normalizada por el ITU-T (antes CCITT) para compatibilidad entre distintos productores y que permite la supervisión no solo de equipos de transmisión sino cualquier otro tipo de equipos. La velocidad de comunicación es substancialmente más alta (Nx64 kb/s) debido al incremento de complejidad en el protocolo de comunicación. Pueden distinguirse 2 etapas, en la primera (1992) como sistema de gestión dedicado a SDH y en la segunda (a partir de 1994) como TMN.

La transmisión de alarmas (primera generación) representa una solución a todas luces prioritaria pero insuficiente. La evaluación de la calidad del servicio (**ITU-T G.821/826**) es substancia en los sistemas digitales. La gestión es una incorporación del último estadio de evolución.

GESTION DE REDES PDH

2- TELESUPERVISIÓN PDH. La generación de los años '80.

2.1- FUNCIONES DE LA TELESUPERVISIÓN

En la evolución de los sistemas de supervisión se observan las siguientes tendencias:

- Crecimiento en la velocidad de comunicación.
- Incremento en la complejidad del protocolo de comunicación.
- Tendencia a la normalización internacional.
- Tendencia a abarcar todos los sistemas de comunicaciones.
- Inteligencia distribuida de las unidades y equipos de red.
- Incorporación de funciones de decisión en la gestión.

Las funciones específicas de la telesupervisión son:

- Transmitir el estado de las alarmas.
- Efectuar telecontroles.
- Realizar telemidas.
- Evaluar la calidad del enlace digital.

A continuación se describe un sistema comercial de telesupervisión típico desarrollado en los años '80 como soporte de la red digital plesiócrona PDH para fibra óptica o radioenlace. En una etapa sucesiva de este trabajo se analiza el desarrollo de los años '90 para la red de gestión de sistemas sincrónicos SDH.

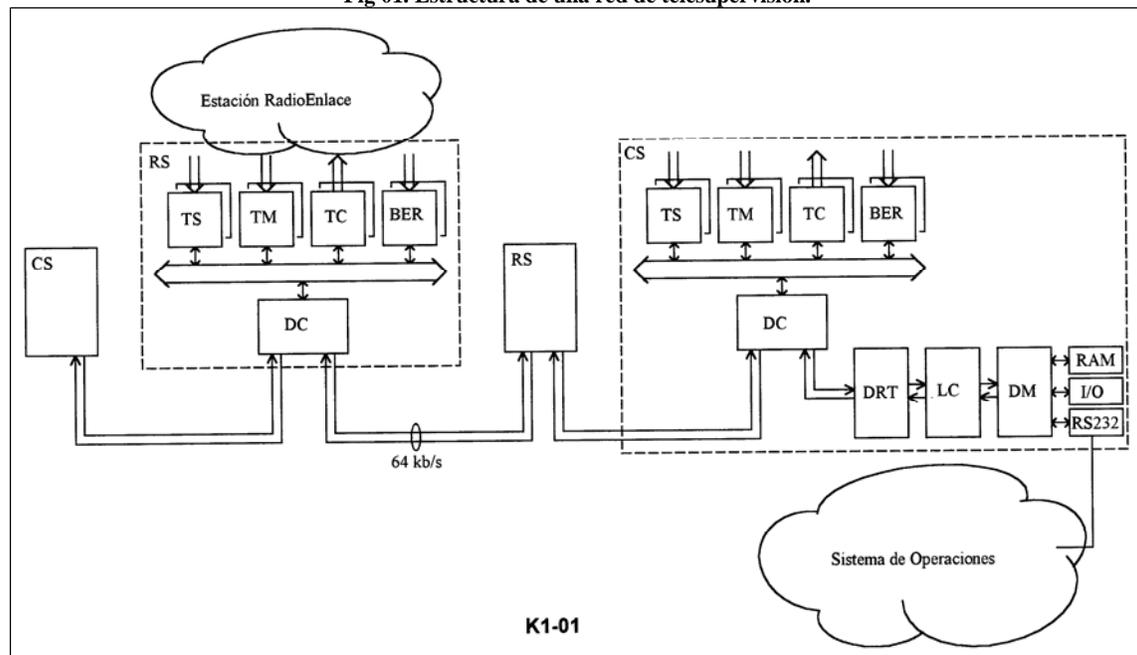
Un sistema de telesupervisión consta de 3 grandes etapas (**Fig 01**):

-**Estación Remota (RS)**: Se ubican en las estaciones con equipamiento no atendidas o en aquellas con menor jerarquía. Las funciones de RS incluyen la comunicación con la estación radioeléctrica para obtener alarmas, generar telecontroles, medir variables analógicas y medir la BER; por otro lado, la comunicación con la estación central para transferir dichas informaciones.

-**Estación Central (CS)**: Se ubican en las estaciones terminales más importantes del sistema. Recibe los datos derivados desde las RS y realiza el procesamiento de los mismos para comunicarlos al operador del sistema de telesupervisión.

-**Sistema de operación (OS)**: Consiste en una impresora, terminal de vídeo (VDU) y un minicomputador Host conectado a una *Personal Computer* o *WorkStation* con capacidad gráfica de datos sobre la red.

Fig 01. Estructura de una red de telesupervisión.



2.2- ESTACIÓN REMOTA (RS)

GESTION DE REDES PDH

La arquitectura del sistema de telesupervisión se compone de las estaciones remotas y centrales (RS y CS). Se inicia el estudio con la RS de la **Fig 01**.

La base de la RS es un microprocesador μP y tiene como función comunicarse con la red supervisada y con la CS. Una memoria EPROM (32 KBytes) guarda los programas a desarrollar y una memoria RAM (8 KBytes) retiene los datos del proceso. Se entiende por 1 KByte a 1024×8 bit. El μP , a través de un Buffer y un bus de datos y direcciones, se comunica mediante 4 posibles interfaces de entrada-salida con la red supervisada; las posibles interfaces son:

-**Unidad de Teleseñales (TS)**. Esta unidad permite leer el estado de las alarmas. Una alarma se considera activa cuando el valor de tensión se encuentra entre -2 y 0 V, siendo el valor de reposo -5 V (estado sin alarma). Las entradas de alarmas están protegidas mediante optoaisladores. Se dispone de una memoria de forma que sólo se interpreten como alarma los cambios de estado cuya duración es superior a un determinado umbral (35 mseg para alarmas rápidas o 1 seg para alarmas normales). Sólo se cuenta un evento por segundo. Es decir, cada segundo el μP lee el estado de las alarma y lo interpreta; si existió más de un cambio en dicho segundo sólo se considera uno.

-**Unidad de Telemedidas (TM)**. Esta unidad convierte los valores analógicos de tensión (entre 0 y 5V) en un código binario de 8 bit que pueden ser interpretados en la CS. Por ejemplo, potencia de transmisión o recepción, tensión de batería, nivel de combustible, etc.

-**Unidad de Telecontroles (TC)**. Esta unidad permite manejar puntos de telecomando consistente en el cierre de relé. El punto puede ser biestable o monoestable con un valor limitado de tensión y corriente (25 Vca y 300 mA como máximo). La selección del punto que se acciona la realiza, mediante el bus de datos y direcciones, el μP a pedido de la CS.

-**Unidad de tasa de error (BER)**. Esta unidad cuenta los errores que se obtienen desde alguno de los equipos de la estación. El conteo de errores se efectúa una vez por segundo y se evalúa la BER. El μP guarda la información obtenida de la comparación de la BER medida con los umbrales de 10^{-3} y 10^{-6} a fin de indicar el valor de US, SES, DM, ES (**ITU-T G.821**). Una vez por hora la unidad del μP transfiere desde la RS a la CS los valores acumulados en la memoria RAM.

La memoria **EPROM** dispone de los programas que permiten:

- Evaluación periódica del estado de alarmas (se envía a CS sólo los cambios de estado).
- Evaluación de US/SES/DM/ES (el resumen de estados se transmite una vez por hora).
- Efectuar telecontroles y telemedidas (a pedido de la CS).
- Desarrollar el **Programa de comunicación** entre RS y CS (Polling).

La CS interroga a cada RS mediante un diálogo que consiste en intercambiar una trama de comando (autorización para transmitir enviada por la CS) y una trama de respuesta (datos que envía la RS a la CS). La velocidad de intercambio de información es 1200 b/s y cada diálogo consume 120 bit aproximadamente; por ello la interrogación y respuesta a cada RS equivale a 100 ms.

El protocolo de comunicación entre las distintas CS y RS de la red está de acuerdo con la arquitectura polling de la transmisión de datos. Consiste en un bus donde todas las estaciones transmiten sobre la misma línea, una a la vez, de acuerdo con la autorización que realiza la CS. De las posibles estaciones CS sólo una actúa de **master-poller** (genera el protocolo de comunicación *Polling*) mientras que las otras CS se encuentran como **listener** a la espera de ser necesitadas.

INTERFAZ DE CONEXIÓN. La interfaz de comunicación entre RS y CS puede ser analógica o digital. La interfaz analógica (transmisión mediante una red de comunicaciones analógica) requiere de un Modem de datos (modulación FSK con portadora en 1,6 kHz). Con este Modem se obtiene un canal telefónico de 300-3400 Hz sobre 2 pares balanceado de 600 ohm. La interfaz digital corresponde a un canal de 64 kb/s con la norma ITU-T V.11 o G.703. Para obtener 64 kb/s desde los 1,2 kb/s se requiere el proceso de sobre-muestreo que consiste en muestrear la señal de 1,2 kb/s a una velocidad de 64 kb/s. Cada bit se transmite cerca de 53 veces con lo cual se obtiene una distorsión telegráfica inferior al 2 %.

2.3- ESTACIÓN CENTRAL (CS)

La estación central CS se muestra en un diagrama general en la **Fig 01**. Como ésta CS se encuentra también en una estación radioeléctrica posee todos los elementos disponibles en la estación remota RS; es decir que se tiene:

- Unidades TC para efectuar telecontroles.
- Unidades TS para supervisar el estado de las alarmas.
- Unidades BER para evaluar la calidad.
- Unidades TM para efectuar telemedidas.
- Unidad DC para el control de datos mediante el μP .
- Unidad MODEM para una eventual salida de datos.

GESTION DE REDES PDH

La base de la CS son 2 μ P: uno de ellos se ocupa de la comunicación con todas las estaciones RS y CS (**LC**-unidad de control de línea) y el otro se ocupa de la evaluación de los datos de la red y presentación al operador (**DM**-unidad de gestión de datos).

El μ P de la unidad LC dispone de una memoria EPROM de programa (32 KBytes) y RAM para datos (32 KBytes). Este μ P en una CS-master desarrolla el programa de comunicación con la interrogación a cada una de las estaciones gestionadas. En una CS-listener el μ P se ocupa de actualizar los datos que circulan por la red de manera tal que cuando sea necesario pueda ingresar como master con todos los datos idénticos a la CS-master anterior.

El μ P de LC evalúa sólo los cambios de alarmas de las estaciones supervisadas y los datos de US/SES/DM/ES que emiten aquellas una vez a la hora. Un buffer permite comunicar estos datos al μ P de la unidad DM. En DM el μ P dispone de una memoria para los programas EPROM (128 KBytes); una memoria para retener el mapa de la red EEPROM (base de datos de 16 KBytes) y una memoria de datos RAM (16 KBytes).

La memoria **EEPROM** (*Electrically Erasable PROM*) debe ser reprogramada con cada cambio de la estructura de la red. Contiene la **base de datos** para la decodificación de cada alarma y punto de medida o control para ser presentado al operador. Esta memoria se carga mediante un programa de configuración que se encuentra en una PC externa. La memoria RAM de datos puede que no sea suficiente para ciertos tamaños de red y por lo tanto existe una unidad de **expansión de memoria** (EM 128 ó 256 KBytes).

El μ P de la DM se comunica con el operador, en una versión reducida, mediante un display y un teclado (Unidad de **entrada-salida I/O**). De esta forma tanto en la estación CS-master como CS-listener, se puede obtener el estado de los telecomandos, alarmas, tasa de error y telemidas. Por otro lado, mediante el teclado se puede intervenir para efectuar telecontroles sólo desde la CS-master, ya que ésta es la que interroga en la red y por lo tanto puede transmitir información a otras estaciones.

Una versión más completa hace uso de una interfaz RS-232 para presentar los datos en una impresora o un terminal de vídeo (**VDU**). En redes más importantes se requiere un sistema de procesamiento de datos de mayor nivel. El calculador **Host** realiza funciones estadísticas de calidad y disponibilidad de la red, estadísticas de fallas (MTBF) y el stock de repuestos. La **Workstation** está dedicada con exclusividad a la presentación gráfica de la red supervisada con visualización de alarmas y una evaluación que permita determinar la unidad afectada y que requiere el reemplazo.

2.4- SOFTWARE DE LA TELESUPERVISIÓN

Una función importante del software del sistema es el protocolo de comunicación entre estaciones remotas y central. El modelo de conexión se reduce a 2 capas. En la primera (**capa 1**) se define la interfaz física: par balanceado con velocidad de 64 kb/s -sobremuestreo de 1,2 kb/s- e interfaz **ITU-T V.11**. En la segunda (**capa 2**) se definen las tramas de comunicación y el control de errores. La comunicación se efectúa mediante 2 tipos de tramas:

-**TRAMA DE COMANDO**. Es generada por la estación master. Como se trata de una transmisión half-duplex, transmitiendo alternativamente en la misma vía en distintos tiempos, se disponen de los tiempos L en estado bajo para separación de los grupos de información. Los bits de sincronismo **SYN** corresponden al estado alto. Se disponen de 7 bits **ADD** que indica la estación interrogada y 2 Bytes de datos **DAT**. Un código **CRC** permite el control de errores de la trama.

-**TRAMA DE DATOS**. Es generada por la estación master o remota (es similar a la trama de comando disponiendo de 4 Bytes para datos). La **capa 2** efectúa el proceso de sincronización SYN y de direccionamiento ADD. En capas superiores se involucra el proceso de elaboración de mensajes que contiene la información intercalada como datos DAT.

Como respuesta se indica el ejemplo de transferencia de datos para la evaluación de la calidad del enlace sobre la base de G.821. Se efectúa mediante 4 tramas de datos desde la estación remota a la central. Los 16 Bytes DAT en cuestión llevan la información transmitida una vez por hora, de acuerdo con la **Tabla 01**.

GESTION DE REDES PDH

Tabla 01: Tramas generadas por la Estación Master y Remota.

| | |
|---|--|
| TRAMA DE COMANDO DESDE MASTER | |
| -SYN | 11 bits. Bits de sincronismo más un bit de espacio L. |
| -ADD | 7 bits. Indica la dirección de la estación interrogada. |
| -CR | 1 bit. Indica si es una trama de comando o respuesta (+L). |
| -DAT | 2 Bytes. Datos (+L). |
| .SYN | 5 bits. Temporización. |
| .DAT | 3 bits. Transferencia de datos, autorización a emitir y G.821. |
| .RSV | 8 bits. Reservados. |
| -CRC | 6 bits. Control de paridad (+L) |
| TRAMA DE RESPUESTA DESDE ESTACION REMOTA | |
| -SYN | 4 bits. Bits de sincronismo más un bit de espacio L. |
| -DAT | 4 Bytes. Datos (+L). |
| -CRC | 6 bits. Control de paridad (+L). |
| TRAMA DE RESPUESTA PARA PERFORMANCE | |
| -MEN | 1 Byte. Para la identificación de mensaje. |
| -HOR | 3 Bytes. Para cómputo de horario. |
| -US | 2 Bytes. Para el número de segundos indisponibles (0 a 3600). |
| -CO | 2 Bytes. Para el número de segundos con carry-over. |
| -SES | 2 Bytes. Para el número de segundos con $BER > 10^{-3}$. |
| -DM | 2 Bytes. Para el número de segundos con $BER > 10^{-6}$. |
| -ED | 1 Byte. Para el número de minutos con error (0 a 60). |
| -ES | 2 Bytes. Para el número de segundos con error. |
| -R | 1 Byte. De relleno. |

La CS-master envía la autorización de transmisión a cada una de las estaciones RS (incluso a las CS-listener) mediante la **trama de comando**; al finalizar esta trama la estación identificada envía la trama de datos sobre la misma vía en la misma dirección. De esta forma la información (cada una de las autorizaciones y respuestas) pasa por todas las estaciones RS y CS lo cual permite actualizar los datos.

Cuando la red de datos se corta por alguna causa (falta de la red de transmisión o de alguna RS o CS) otra estación CS toma el control de aquella parte de la red asociada, convirtiéndose en CS-master. La detección de la interrupción de la red se verifica cuando durante un cierto tiempo no se reciben datos en tránsito; al menos la autorización de CS debería estar presente.

GESTION DE REDES SDH

Referido a los sistemas de gestión basados en la estructura de TMN (Telecommunication Management Network) desarrollados para las redes de transporte sincrónico SDH. Referencias al hardware, interfaces y software involucrado.

1- INTRODUCCION A LA GESTION SDH

La tercera generación de sistemas de supervisión permite efectuar las operaciones de la segunda más otras adicionales (por ejemplo, reconfiguración dentro de una red en anillo). Posee una velocidad de comunicación y una capacidad de memoria mayor. A continuación en la **Tabla 01** se comparan ambos sistemas.

Tabla 01: Comparación entre sistemas de gestión PDH y SDH.

| Modelo del sistema de gestión | PDH | SDH |
|-------------------------------|-------------------------|----------------------------|
| Funciones | Telesupervisión | Red TMN |
| Alarmas, Control, G.821 | Si | Si |
| Configuración red | No | Si |
| Protocolo comunicación | Polling | HDLC |
| Velocidad comunicación | 64 kb/s | 192 y 576 kb/s |
| Canal de comunicación | Independiente | SOH en STM-1 |
| Unidad de supervisión | Separada | Integrada |
| Periféricos previstos | RS-232 (VDU+Print+Host) | LAN-Ethernet (workstation) |
| Interfaz y software | Propietario | Normalizados |

Los principios de **TMN** (*Telecommunications Management Network*) se especifican mediante ITU-T **M.3010** con el propósito de normalizar su utilización para las redes sincrónicas SDH.

- En **M.3020** se disponen de las interfaces;
- En **M.3180** la información de gestión;
- En **M.3200** un resumen de los servicios y
- En **M.3300** las facilidades de la interfaz F.

La arquitectura típica del sistema de gestión para las redes sincrónicas (su origen se remonta a 1988) contiene los siguientes componentes:

- Elementos de Red NE. En una red SDH es el multiplexor terminal o Add-Drop, el equipo terminal de línea o repetidor, los circuitos Cross-Connect, el equipo de radioenlace y la fuente de sincronismo. Los elementos de red poseen hacia el exterior la interfaz F y Q que permiten la conexión con el sistema de operaciones. La interfaz F admite la conexión de una PC (*Notebook o Laptop*) como sistema de gestión local.
- Adaptador de interfaz Q. Permite adaptar un elemento de la red NE ya existente a la TMN que se introduce. Los elementos de red SDH ya disponen de las interfaces Q y F. Téngase en cuenta que la interfaz Q3 es normalizada y la Qx es propietaria del fabricante.
- Elemento de Mediación. Permite la conexión entre el elemento de red y el sistema de operaciones mediante un canal de comunicación de datos normalizado.
- Sistema de operaciones. Se trata de componentes informáticos para el proceso y presentación de la información.

Las funciones de una red de gestión se estructuran en 4 niveles (es decir, cada tipo de gestión se realiza en estratos diferentes) de acuerdo con ITU-T **M.3010**:

- Gestión de sistema **BML** (*Business Management Layer*) para modelos de largo plazo, planes de servicios y tarifas.
- Gestión de servicio **SML** (*Service ML*) para la administración de órdenes de servicio.
- Gestión de red **NML** (*Network ML*) para gestión de alarmas, tráfico, performance y configuración de la red.
- Gestión de elemento de red **EML** (*Element ML*) gestión de alarmas, tráfico, performance y configuración del equipo.
- Gestión local del elemento de red **NEL** (*Network Element Layer*) para las funciones locales de gestión.

De esta forma la función de gestión de averías en el elemento de red es detectar alarmas, las cuales son "filtradas" (seleccionada de acuerdo con prioridad y origen) en la gestión de avería de red y presentadas en la gestión de avería de servicio.

GESTION DE REDES SDH

2- COMPONENTES DE LA GESTION SDH

En el presente ítem se hace referencia al sistema de gestión **EM-OS** (*Equipment Management Operation System*) de *Siemens*, sin bien el tratamiento tiene un carácter general para otros diseños similares. Siguiendo los lineamientos de la **Fig 01/02** los componentes que constituyen la red de gestión SDH son los siguientes:

- Unidad de Control y unidad de Gestión del equipo.
- Canal de comunicación hacia la PC que oficia de terminal local.
- Canal de comunicación entre equipos de la misma red.
- Red de comunicación entre distintos equipos en una misma estación.
- Red de comunicación en el Centro de Gestión Regional.
- Red de comunicación entre Centros Regionales con el Centro Nacional Unificado.

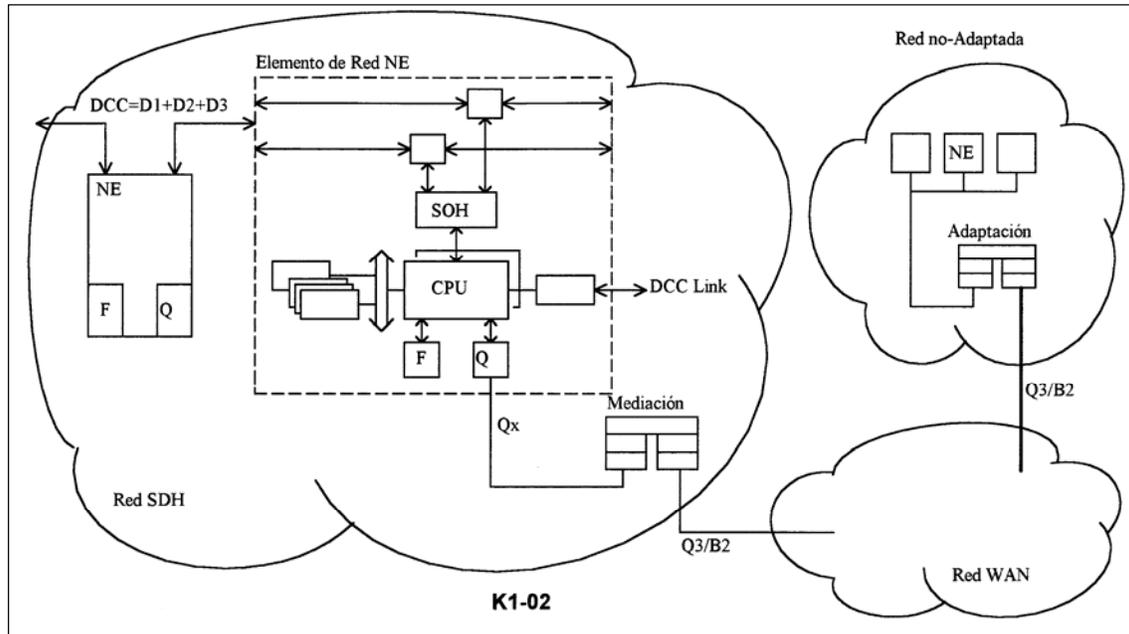


Fig 01. Estructura de enlace para gestión de equipos SDH.

1-UNIDAD DE CONTROL. Un equipo de la red SDH (multiplexor Add-Drop, terminal de línea óptica o radioenlace, Cross-connect, etc) puede visualizarse como una serie de unidades con distintas misiones y funciones. La unidad de control mantiene actualizada la base de datos del equipo y permite la comunicación con el operador del Terminal Local. Sus funciones en particular son:

1.1- Comunicación con las distintas unidades del aparato. Se realiza mediante un canal de comunicaciones cuyo soporte físico (capa 1) es el *Backplane* del bastidor. El protocolo de comunicación de capa 2 es el **LAP-D** (derivado de la red de acceso ISDN). Se trata de un proceso de comunicación del tipo Polling donde la unidad de control interroga en forma periódica a las distintas unidades para actualizar la Base de Datos **MIB**.

1.2- Actualización de la Base de Datos. En esta base de datos se sostiene la información de alarmas, configuración, reportes de performance, etc. El equipo dispone de una memoria EEPROM en cada unidad y otra en el backplane. En la EEPROM de cada unidad se mantiene el software de operación. En la EEPROM del backplane se mantiene la configuración del equipamiento. En caso de falla o corte de energía al reiniciarse el funcionamiento el equipo se autoconfigura con los parámetros memorizados en esta memoria. No se requiere una intervención posterior al cambio de una unidad del equipo.

1.3- Comunicación con el terminal local PC. Esto permite realizar las operaciones de gestión local desde una PC mediante la interfaz F.

1.4- Comunicación con la Unidad de Gestión de red TMN. Entre ambas unidades (Control y Gestión) se puede enlazar al equipo con la TMN.

2-TERMINAL LOCAL. La interfaz F permite comunicar al equipo con una PC (*Notebook* o *Laptop*) exterior de forma tal que pueden realizarse funciones de programación local. Esta función es necesaria en la configuración inicial del equipo

GESTION DE REDES SDH

cuando aún no se han ingresado los parámetros de comunicación de red (direcciones MAC, NSAP e IP) que permiten la conexión remota. Las funciones son:

2.1- Interfaz de conexión F. Corresponde a una conexión hacia el terminal de operaciones (PC) mediante una salida ITU-T **V.24** (similar a RS-232) a 9,6 o 19,2 kb/s. Se trata de un conector tipo-D de 9 pin (DB-9). El diagrama de capas para una Interfaz F incluye el nivel de enlace de datos (capa 2 del tipo HDLC) y el protocolo de aplicación propietario del fabricante.

2.2- Software de aplicación. Permite realizar casi las mismas funciones que la gestión TMN. En la **Tabla 02** se elencan las funciones de gestión TMN. El terminal local permite leer y escribir en la base de datos del equipo, cuya memoria es reducida. Por ello, la capacidad de obtener estadísticas y resúmenes históricos es limitado. Sin embargo, permite las funciones básicas y es de utilidad en la puesta en marcha y reparación de emergencia.

2.3- El software disponible mediante el terminal local es suficiente para operar una red de equipos pequeña. Cuando dicha red es más extensa se puede pensar en el sistema de gestión remoto TMN. Para ello se requiere la función de Unidad de Gestión.

3-UNIDAD DE GESTION. Para efectuar las funciones de gestión remota TMN se requiere de una unidad de gestión que procesa los protocolos de comunicación apropiados (normas ISO para la TMN). Esta unidad puede ser la misma o distinta a la unidad de control. Realiza las siguientes funciones:

3.1- Proceso de comunicación entre estaciones mediante el canal DCC embebido en la trama STM-1.

3.2- Interfaz Q de conexión al exterior. Normalmente se trata de una red LAN-Ethernet.

3.3- Interfaz hacia otros equipos idénticos de la misma estación. Este último caso es disponible en algunos modelos de equipos para facilitar la extensión de la conexión de gestión a otros enlaces similares. Se trata de una extensión del canal DCC (DCC link) o una interfaz serie (bus V) de interconexión.

4-COMUNICACIÓN ENTRE ESTACIONES. La comunicación entre los equipos que forman un enlace SDH ubicados en distintas estaciones se realiza mediante un canal de comunicaciones dedicado en la trama STM-1. Dicho canal se llama **DCC** (*Data Communication Channel*). Las características de esta comunicación son las siguientes:

4.1- Se disponen de dos canales de datos embebidos en el encabezamiento SOH de la trama STM-1:

DCC_R que es accesible en los terminales y repetidores. La transmisión es serie del tipo full-duplex con protocolo HDLC a 192 kb/s (LAP-D). La interfaz al exterior para extensión es del tipo balanceada ITU-T **V.11/RS-422** a 4-hilos, sobre línea de 150 ohm.

DCC_M que es accesible solo entre terminales multiplexores. La transmisión es contradireccional a 576 kb/s y la interfaz es ITU-T V.11. DCC_R utiliza los Bytes D1-D3 de la RSOH y DCC_M los Bytes D4-D12 de la MSOH de acuerdo con el siguiente esquema:

| | | | | | | | | |
|-----------|----|----|-----------|----|----|-----------|----|----|
| A1 | A1 | A1 | A2 | A2 | A2 | J0 | xx | xx |
| B1 | M | M | E1 | M | xx | F1 | xx | xx |
| D1 | M | M | D2 | M | xx | D3 | xx | xx |

D1-D3=DCCR=192 kb/s

| | | | | | | | | |
|----|-----|-----|----|-----|-----|----|----|----|
| H1 | --- | --- | H2 | --- | --- | H3 | H3 | H3 |
|----|-----|-----|----|-----|-----|----|----|----|

| | | | | | | | | |
|------------|----|----|------------|----|----|------------|----|----|
| B2 | B2 | B2 | K1 | xx | xx | K2 | xx | xx |
| D4 | xx | xx | D5 | xx | xx | D6 | xx | xx |
| D7 | xx | xx | D8 | xx | xx | D9 | xx | xx |
| D10 | xx | xx | D11 | xx | xx | D12 | xx | xx |
| S1 | Z1 | Z1 | Z2 | Z2 | M1 | E2 | xx | xx |

D4-D12=DCCM=576 kb/s

4.2- El modelo de capas para el stack de protocolos se encuentra determinado en ITU-T **G.784**.

En la Capa 2 se adopta la recomendación ITU-T **Q.921**. Se trata del protocolo HDLC **LAP-D** usado en el sistema de señalización DSS1 para usuarios de la ISDN. El mismo se utiliza también en la comunicación interna al aparato.

En la Capa 3 se adopta el protocolo de la norma **ISO 8473 (CLNP)**. Es un protocolo IP sin-conexión que permite el enrutamiento mediante la dirección **NSAP**. Este protocolo es equivalente al IP de UNIX-Internet.

La capa 4 de Transporte es **ISO 8073 (TP4)** y realiza funciones de retransmisión de datos.

La capa 5 de Sesión ITU-T **X.215** (kernel dúplex) permite realizar las funciones de aceptación de conexión, rechazo y desconexión, aborto, transporte y segmentación.

La capa 6 de Presentación ITU-T **X.216/226** (kernel ASN.1) entrega las reglas de codificación para sintaxis de transferencia.

GESTION DE REDES SDH

.La capa 7 de Aplicación utiliza las normas ITU-T **X.217** (ACSE), **X.219** (ROSE) y **ISO 9595** (CMIS). Permite la acción del los software de aplicación de cada elemento de red. Una misma plataforma permite visualizar diferentes equipos. El protocolo de comunicación entre CMIS es el CMIP.

5-COMUNICACIÓN ENTRE DISTINTOS EQUIPOS. En una estación pueden coexistir distintos tipos de equipos SDH (multiplexores, terminales de FO, radioenlaces, etc) y distintos enlaces que conforman la red. Para efectuar la interconexión de los mismos se requiere de la interfaz Q desde la Unidad de Gestión.

5.1- INTERFAZ Q1/Q2/Q3. Q1/Q2 se indican en la norma ITU-T **G.771** y Q3 en **Q.513**.

.Q3 se encuentra en la norma ITU-T **G.773** que identifica las capas del modelo ISO. Existen 5 variantes para Q3 propuestas y denominadas A1/A2/B1/B2/B3. La variante **Q3/B2** se usa para comunicación con protocolo X.25 mientras que la variante **Q3/B3** se usa para una salida LAN **Ethernet** (la LAN pertenece al sistema de operación).

.Interfaz Física. La Interfaz Física es del tipo semidúplex con 2 pares balanceados uno en cada sentido de transmisión. La velocidad será de 19,2 o 64 kb/s con código NRZ Invertido. La capa 2 se determina en base a ITU-T X.25 (LAP-B) para la transferencia de datos por paquetes (interfaz y conector V.11/X.21) en Q3/B2. En el caso de Q3/B3 se trata de la IEEE 802.2 para la red de área local LAN tipo CSMA/CD (Ethernet). La capa 3 se encuentran conforme a X.25 en Q3/B2 y a ISO-8473 en el segundo. Se adopta, para X.25, el funcionamiento en módulo 8 y módulo 128 como opcional. La longitud máxima por trama es de 131 y 256 Byte.

5.2- LAN ETHERNET. Normalmente los equipos SDH disponen de una interfaz física de conexión **AUI** que permite acceder al equipo mediante una LAN (10BaseT o 10Base2). En esta interfaz se conecta un transceptor Ethernet con conexión coaxial BNC (10Base2) o RJ45 (10BaseT). Todos los equipos a ser gestionados por la TMN deben ser interconectados mediante esta LAN. El protocolo de capa 2 es el definido en IEEE 802.3 (MAC y LLC). Para configurar correctamente la LAN se debe programar a cada equipo con una dirección **MAC** distinta.

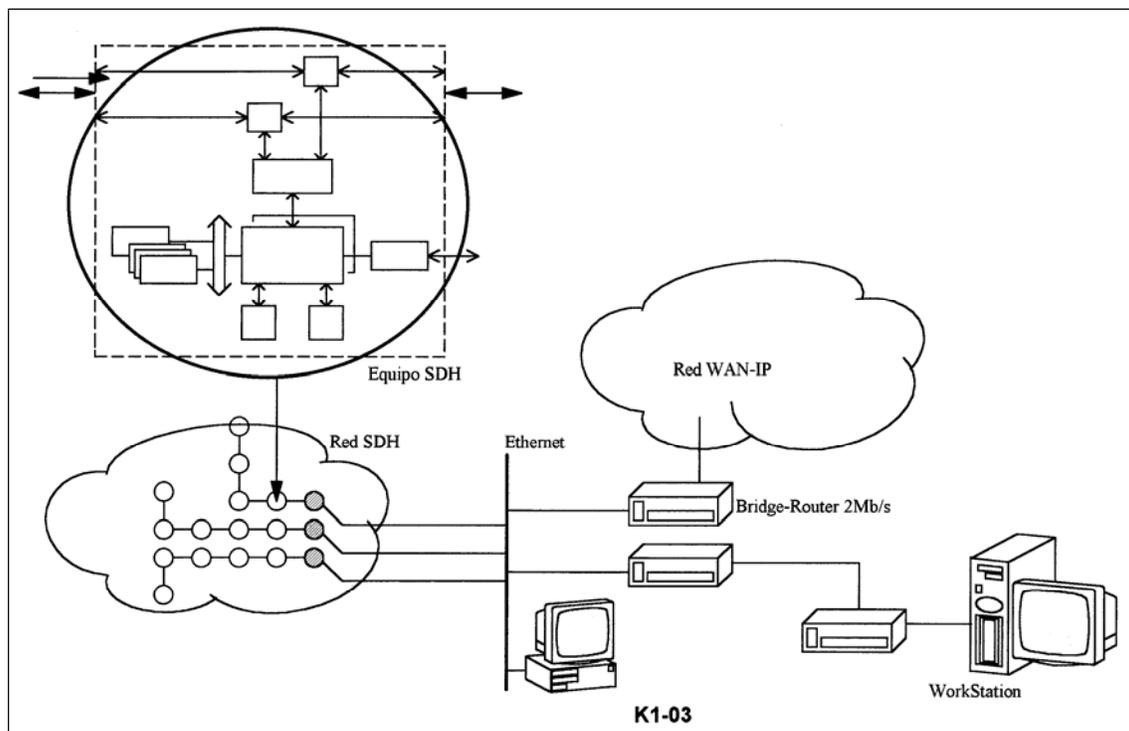


Fig 02. Componentes de una red de gestión SDH.

6-ELEMENTO DE ADAPTACION. Permite la conexión entre un equipo no adaptado a la red TMN y que desea ser gestionado por el mismo sistema de operaciones mediante un canal de comunicación de datos normalizado. El proceso de adaptación involucra las siguientes funciones de comunicación entre el elemento de red y el sistema de operaciones:

6.1- Control de la comunicación: interrogación secuencial para recopilación de datos, direccionamiento y encaminamiento de mensajes, control de errores. Conversión de protocolos y tratamiento de datos: concentración de usuarios, compresión y recopilación de datos, formateo y traducción de información. Transferencia de funciones:

GESTION DE REDES SDH

secuenciación y eventual envío de alarmas, reporte de los resultados de las pruebas, carga de informes de estado. Proceso para toma de decisiones: fijación de umbrales de alarma, encaminamiento de datos, funciones de seguridad, y selección de circuitos. Almacenamiento de datos: configuración de redes, copia de memorias, identificación de equipos, etc.

6.2- INTERFAZ Q2. Conecta al elemento de red con el elemento de adaptación. La Capa 1 se trata de un bus o anillo, dúplex o semidúplex, mediante pares apantallados balanceados de 120 ohm (interfaz V.11). La velocidad es de 19,2 a 64 kb/s en código NRZ Invertido. La Capa 2 determina el protocolo LAP-B de X.25 con un 1 byte de direcciones. El campo de información tiene una longitud máxima de 128 o 256 Byte.

7-CENTRO DE GESTION REGIONAL. En el Centro de Gestión Regional se concentra la gestión remota de los equipos en un sector de la red. Se trata de una red LAN del tipo Ethernet (10Base2 o 10BaseT) que interconecta los siguientes elementos:

7.1- Equipos de red SDH. Se trata de los extremos de enlaces que confluyen en la estación central regional. Conexión mediante la interfaz AUI.

7.2- SISTEMA DE OPERACIONES. Está constituido por una o más (por razones de seguridad) estaciones de usuario **WS** (*WorkStation*). Esta WS puede funcionar con varios terminales **X-Terminal** para abastecer a diversos operadores simultáneamente. El hardware involucrado típico es:

- .Sistema controlador **WS** (HP9000): capacidad de memoria RAM (64 a 256 MBytes);

- .Sistema operativo UNIX; lenguaje de programación C++;

- .Interfaz gráfica X-windows basado en **OSF/Motif** (*Open Software Foundation*).

- .Monitor color: resolución (1280x1024 pixels de 256 colores) e impresora (salida RS-232-C a 9600 b/s).

- .Disco de memoria: sistema operativo y el software (2,6 Gbytes interno y 40 Gbytes externo);

- .Conexión a LAN (Ethernet a 10 Mb/s): interfaz Q3/B3 para varias gateway de red;

7.3- BRIDGE. Permiten interconectar distintas LAN del mismo tipo o generar varias desde una misma. Permite una mayor disponibilidad al generar LAN autosuficientes. Reduce el tráfico entre secciones de red LAN. Permiten solucionar problemas de congestión de paquetes mediante aislación de tráfico. Introduce retardo para medios de acceso de menor velocidad. Con dos bridge es posible abrir la red LAN del centro de gestión regional para disponer de acceso por ejemplo en el edificio de equipos de comunicaciones y el administrativo simultáneamente.

7.4- SWITCH. Funciona en el ámbito de capa 2a (MAC), procesan direcciones y no modifican el contenido. Inspecciona la dirección de fuente y destino del paquete para determinar la ruta. La tabla de rutas es dinámica. Contiene suficiente memoria buffer para los momentos de demanda máxima (cola de espera). El overflow del buffer produce descarte de paquetes.

7.5- ROUTER. Funciona en el ámbito de capa 3 y por ello requiere un análisis del protocolo correspondiente IP (ISO o UNIX). Debe soportar distintos tipos de protocolos; por ejemplo ISO para la comunicación entre equipos SDH y TCP/IP de UNIX para la comunicación entre elementos informáticos. Interconectan LAN entre sí o una LAN con WAN (mediante protocolos punto-a-punto, X.25, Frame Relay o ATM). En una red de gestión el router dispone de salidas de 2 Mb/s hacia la red de transmisión. Permiten mejorar la eficiencia de la red ya que tolera distintos caminos dentro de la red WAN (protección mediante múltiples posibles trayectos). El Router puede segmentar datagramas muy largos en caso de congestión.

8-CENTRO DE GESTION NACIONAL. Este centro de gestión se comunica con todos los otros centros de gestión regionales mediante una red extensa WAN generada con routers. El protocolo de comunicación es el TCP/IP de UNIX. El canal de comunicación es una señal tributaria de 2 Mb/s (noestructurada) que se envía dentro de la misma red SDH. La protección del tráfico se logra mediante una malla entre router por distintas vías.

8.1- GATEWAY. Se denomina así a la WorkStation que funciona en el ámbito de todo el modelo de capas para convertir los protocolos de ISO a UNIX. Interconectan redes de características diferentes con simulación de protocolos.

8.2- ROUTING. Se entiende por *routing* el proceso que permite la interconexión de redes. Se efectúa mediante los Router por lo que se requiere la configuración para interpretar la dirección IP de capa 3. Bridge y Router son elementos que "aprenden de la red". Como analizan la dirección de cada paquete pueden formar una tabla de direcciones (MAC para el bridge e IP o NSAP para el router). Cuando se conecta un nuevo terminal a la red este envía un paquete indicando la activación con lo que puede integrarse a la tabla de direcciones. El Router debe poseer un set de direcciones IP. Tiene la capacidad de enrutamiento para optimizar el camino del paquete de datos (analiza el costo; retardo de tránsito; congestión de red y distancia en número de Router en el trayecto). La tabla de ruta (*Routing Table*) contiene solo el "próximo paso" en la red. Se han definido 2 tipos de protocolos para Router: en

GESTION DE REDES SDH

interior y exterior. Se denomina sistema autónomo (sistema interior o dominio) a un conjunto de sub-redes y Router que utilizan el mismo protocolo y el mismo control administrativo.

8.3- SISTEMA INFORMATICO. Posee características similares a la del Centro Regional. Mediante sucesivos *Password* es factible administrar las funciones que pueden ser desarrollados por ambos tipos de Centros.

9-DIRECCIONAMIENTO. La configuración inicial de la red de Gestión involucra la programación de los parámetros de comunicación. Se trata de las capas 2/3/4. Se disponen de tres estructuras de suite de protocolos: LAN, ISO y UNIX. Las direcciones disponibles en UNIX (IP) e ISO (NSAP) son distintas:

9.1- DIRECCION IP. Disponible para direccionamiento entre componentes informáticos (Workstation, X-Terminal, Routers, Impresoras, etc). La dirección IP ocupa 32 bits (4 Bytes). Permite identificar la red y el host individual. Normalmente las direcciones IP de una red de gestión no están normalizadas. El formato de las direcciones puede ser de 5 tipos.

.Clase A. 0+7bit+24bit. Corresponde a un número de dirección de Network (7 bit asignados por IAB) y otro número para el Host (24 asignados por el administrador de la red). Aplicable solo para grandes redes. El IAB solo puede designar 128 (2^7) redes de este tamaño. Numera desde 0.0.0.0 hasta 127.255.255.255. Por ejemplo, La dirección de HP de Argentina es del tipo 15.59.x.y. En tanto que, la dirección MAC de HP es 08-00-09 (la dirección MAC de Siemens es en cambio: 08-00-06).

.Clase B. 10+14bit+16bit. Aplicable a redes medianas y numera desde 128.0.0.0 hasta 191.255.255.255. Por ejemplo, la empresa Telefónica de Argentina tiene asignado un número de este tipo de red: 168.226.x.x (los dos bytes finales son asignados por el operador de la red).

.Clase C. 110+21bit+8bit. Para pequeñas redes. Se trata de 4 Bytes: los 3 primeros Bytes indican la dirección de red y el último Byte numera el Host dentro del nodo. Un router de red IP se identifica mediante los 3 primeros Bytes (dados por IAB) y sus puertas con el Byte final. En esta configuración el primer valor válido es 192.0.0.0 y el último es 223.255.255.255.

.Clase D. 1110+28 bits. Ocupa la numeración 224.0.0.0 hasta 239.255.255.255.

.Clase E. 11110+27 bits. Ocupa desde 240.0.0.0 hasta 247.255.255.255.

9.2- DIRECCION NSAP. Esta dirección está normalizada por ISO y permite el direccionamiento entre equipos de la red SDH. Trabaja sobre el protocolo de capa 3 de ISO/ITU-T **CLNS** (*ConnectionLess Network Service*). Las funciones de router en este caso son desarrolladas por la Unidad de Gestión. La tabla de ruta (*Routing Tabla*) se actualizan en forma automática. El protocolo que permite actualizar esta Tabla es TCP/IP se denomina RIP y para el modelo ISO se denomina IS-IS. La dirección **NSAP** (*Network Service Access Point*) consiste en una secuencia jerárquica de bytes (generalmente entre 14 a 17 bytes, máximo 20 bytes).

El significado es el siguiente:

.Identificador de formato de dirección **AFI**: norma ISO 6523 (hexadecimal 47), ISO 3166 (39), X.121 (37 o 53).

.Identificador de dominio inicial **IDI**.

Parte específica de dominio: Identificador de dominio **DID** y de sistema **SID**. Incluye la dirección MAC.

Selector de NSAP (valor hexadecimal fijo 01).

9.3- DIRECCIÓN MAC. El enrutamiento dentro de una LAN contiene 2 direcciones: una LLC y otra MAC. La dirección MAC identifica la estación sobre la red LAN (punto físico de la red, número de hardware que identifica al fabricante y serie del aparato) y la dirección LLC identifica al usuario. En LLC pueden estar conectados varios usuarios sobre la misma dirección MAC (MAC es una dirección en *firmware* mediante una memoria EPROM). La dirección puede ser individual, a un grupo *multicast* o *broadcast*. El formato de dirección MAC de 2 Bytes ocupa 1 bit para indicar una dirección individual o un grupo. La codificación FFFF (hexadecimal) señala la operación en broadcast para todas las estaciones activas en la LAN.

En el formato de 6 Bytes contiene: Un bit que indica una dirección individual o grupo. Un bit indica si se trata de direcciones administradas localmente o el formato universal (asignado por IEEE e ISO). El universal consiste en 22 bits asignados por IEEE al organismo que lo solicita (ejemplo, hexa 08.00.20 para computadores Sun). Los 24 bits restantes son administrados localmente por el operador de la red LAN.

10-RESUMEN DE REDES. Siguiendo a la **Fig 03** se pueden observar las siguientes redes y protocolos de comunicación:

10.1- RED ENTRE EQUIPOS SDH. Consiste en la capa física DCC dentro de la trama STM-1. El protocolo de enlace de datos es el LAP-D. Los protocolos de capa superior son los ISO (TP4/IP). Comunica a los distintos equipos **NE** con la estación WorkStation. El direccionamiento se efectúa mediante direcciones NSAP; la función de routing la realiza la Unidad de Gestión del equipo SDH.

GESTION DE REDES SDH

10.2- RED LAN. Consiste en la capa física 10Base2 o 10BaseT. El protocolo de enlace de datos es el MAC-LLC. En las capas superiores trabaja con los protocolos ISO o UNIX. Permite interconectar distintos equipos en una estación. En el Centro de Gestión interconecta los equipos SDH con los componentes del Sistema de Gestión (WorkStation, Printer, etc.). El direccionamiento se realiza mediante direcciones MAC.

10.3- SISTEMA DE GESTION. La capa física y de enlace de datos es la red LAN y WAN mediante routers. Utiliza los protocolos UNIX (TCP/IP) para las capas superiores. Permite la interconexión de varios Centros Regionales con el Centro Nacional. La interconexión se realiza mediante una red extensa conmutada por routers. El direccionamiento se efectúa mediante direcciones IP.

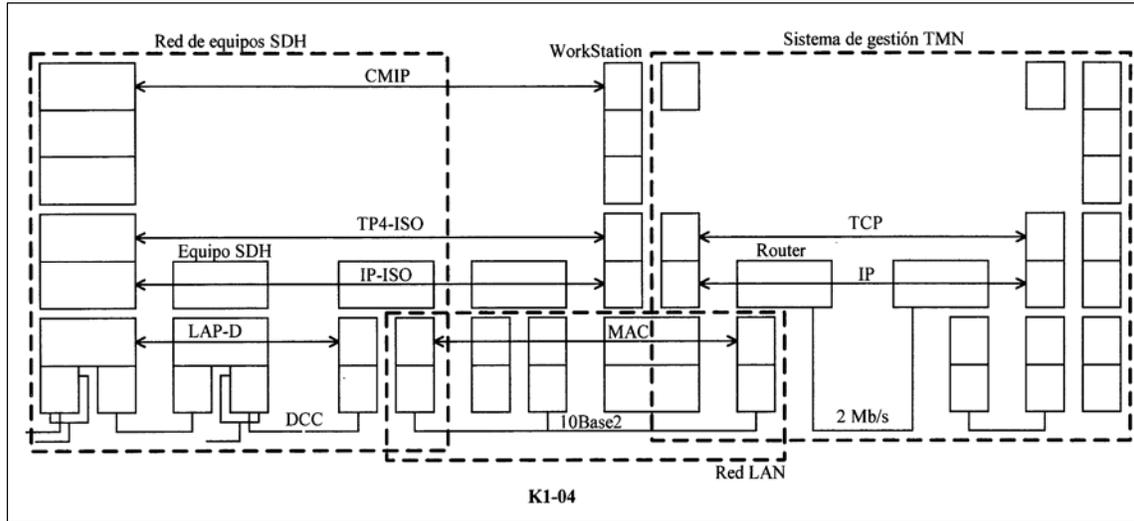


Fig 03. Diagrama de capas para la red de gestión SDH.

3- SOFTWARE DE APLICACION

El diseño e implementación del sistema de operaciones OS se basa en un software diseñado con la técnica orientada-al-objeto. Consiste en definir Objetos abstractos cuyas características dinámicas se modelan y definen mediante el Comportamiento (*behavior*). En una red real la función completa envuelve la interacción de todos los objetos asociados. La totalidad de los objetos se la conoce como base o modelo de datos-información de gestión.

La **Tabla 02** enumera las funciones típicas de las redes de gestión para sistemas SDH.

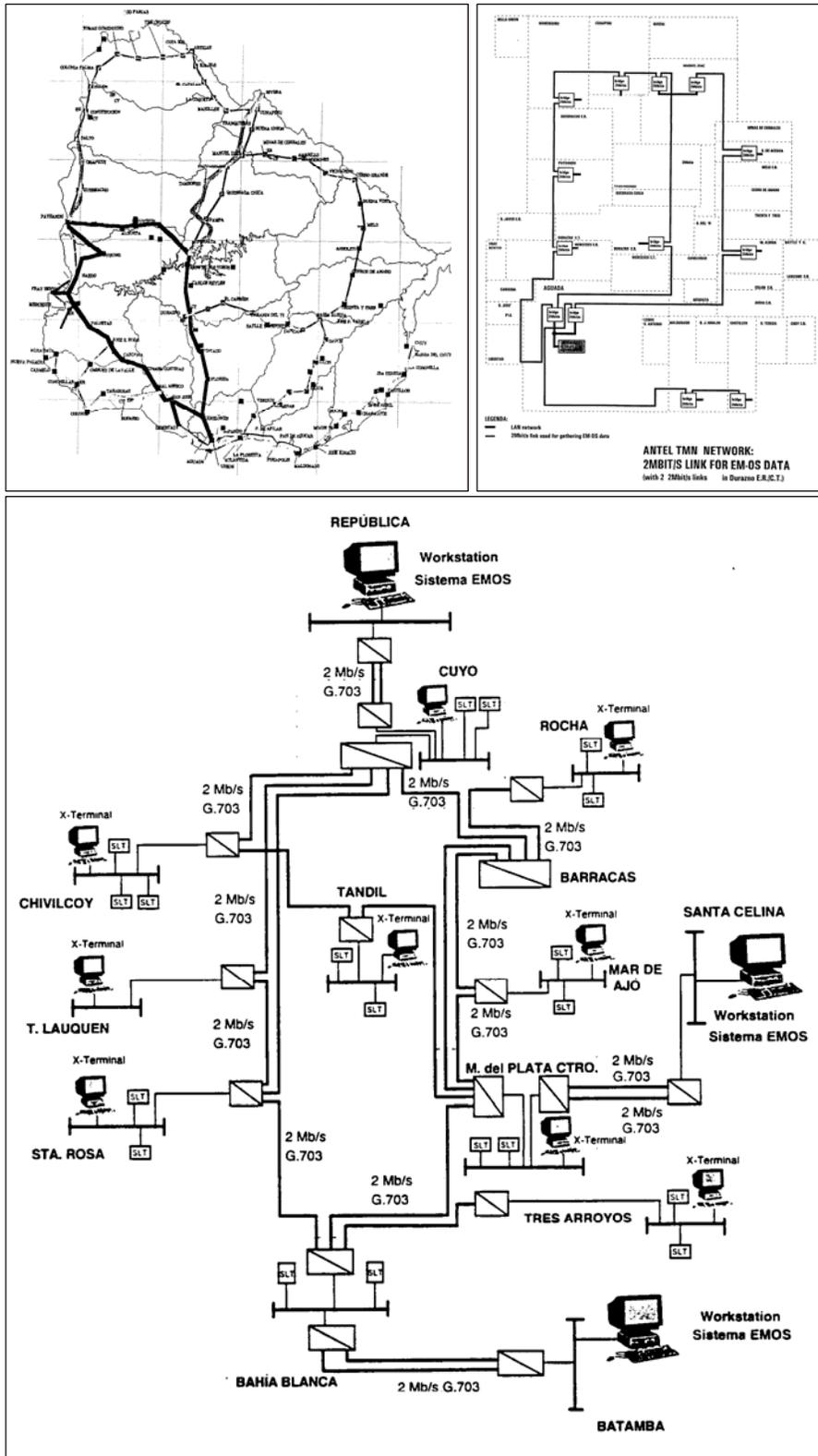
GESTION DE REDES SDH

Tabla 02: Modelo de la gestión SDH. Funciones de aplicación.

| | |
|----------------------------------|---|
| -SEGURIDAD | <p>(para asegurar el acceso al sistema de gestión):</p> <ul style="list-style-type: none"> .<i>Login/Logout</i>: Inicio de sesión para obtener acceso al sistema y salida del mismo. .<i>Password</i>: Derecho de acceso mediante autenticación. Varios niveles de usuarios. .Inactividad automática por tiempo. .Alarma de seguridad en caso reiterado acceso no válido. .Posibilidad de <i>Backup/Restore</i>. |
| -NIVEL DE CONTROL DE RED. | <ul style="list-style-type: none"> .Posibilidad de generar un diagrama topográfico de la red. .Posibilidad de generar circuitos <i>end-to-end (Trail)</i>. .Funciones de construcción, provisión y bloqueo. .Posibilidad de re-enrutamiento automático. .Posibilidad de crear, copiar, pegar elementos de red dentro del sistema general. .Carga de nuevo software, re-inicialización, audit de datos, impresión, etc. |
| -CONFIGURACIÓN | <p>(para realizar la programación inicial del equipo):</p> <ul style="list-style-type: none"> .Definición de inventario y reporte de ausencia de unidades. Up-grade del equipo. .Interfaz de entrada de tributario (PDH y SDH), velocidad y temporización. .Sincronismo del equipo: <ul style="list-style-type: none"> .Selección: entradas externas, desde línea o tributario. .Designar la prioridad y alternativas. .Reversibilidad y tiempo de espera (<i>Wait To Restore</i>). .Configuración del Byte S1 (MSOH). .Sobre multiplexores ADM: <ul style="list-style-type: none"> .Configuración de unidades y matriz de conmutación .Protección de tributarios por caminos duplicados. .Tipo de conmutación automática o bloqueada.. .Sobre terminales de línea de fibra óptica: <ul style="list-style-type: none"> .Corte automático del láser (<i>Shutdown Laser</i>). .Sobre radioenlaces SDH: <ul style="list-style-type: none"> .Control automático de potencia ATPC: habilitación y cambio de umbrales. .Programación de umbral de alarmas de tasa de error rápida Fast-BER. .Sobre la conmutación automática: <ul style="list-style-type: none"> .Conmutación uni-direccional o bi-direccional. .Conmutación automática y manual. Inhibición de conmutación. .Activación de un canal ocasional en la reserva. .Conmutación reversible y tiempo de espera (<i>wait-to-restore</i>). .Umbrales de conmutación por BER. |
| -AVERÍAS | <p>(para visualizar el estado de alarmas y la historia de las mismas):</p> <ul style="list-style-type: none"> .Vigilancia de alarmas y localización de averías. .Estado actual e histórico de alarmas. .Posibilidad de separación entre alarma y estado (conmutación, sincronismo, test). .Posibilidad de actuar sobre alarmas audibles. Reconocimiento de alarmas. .Pruebas a solicitud o periódicas. Posibilidad de <i>Loopback</i> para pruebas de circuitos. .Cambio de categoría de alarmas (urgente, no-urgente, indicativa). .Filtro de alarmas: inhabilitación de alarmas y estaciones. .Estadística e historia de alarmas (tiempo de duración y número de veces de eventos) |
| -CALIDAD O PERFORMANCE | <p>(para mediciones de calidad del servicio):</p> <ul style="list-style-type: none"> .Mediciones analógicas: .Sobre radioenlace: potencia de transmisión y recepción. .Sobre sistemas ópticos: potencia del láser y corriente de polarización. .Monitoreo de BER, análisis de la performance mediante G.821/G.826. .Configuración de atributos: Cambio de umbrales, filtro temporal de mediciones, etc. .Gestión de tráfico y de red, observación calidad de servicio. |
| -CONTABILIDAD: | <ul style="list-style-type: none"> .Conteo de eventos: conmutaciones y actividad de punteros. .Medir el uso del servicio de la red. .Determinar costos. Funciones de facturación. |

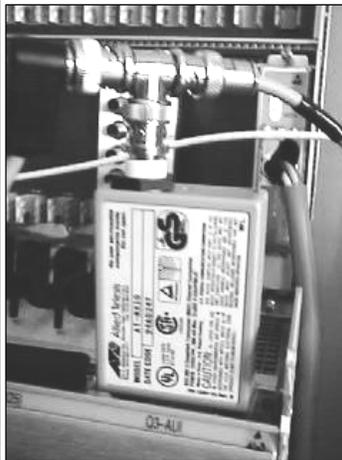
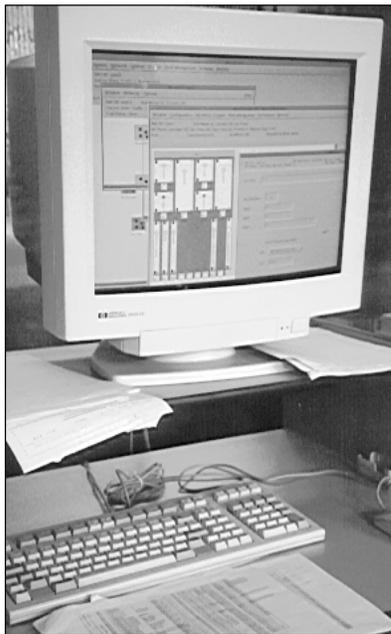
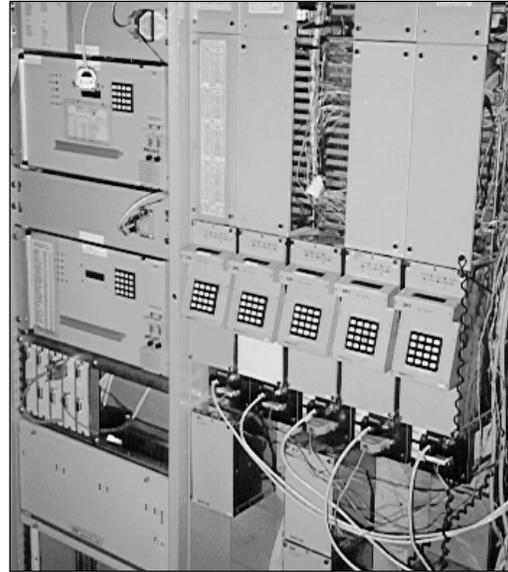
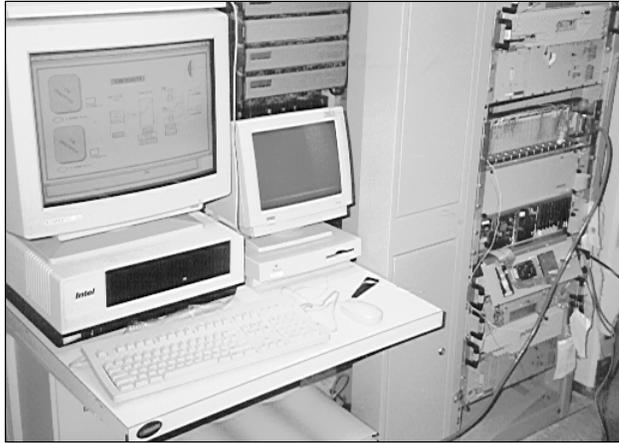
GESTION DE REDES SDH

LAMINA. GESTION SDH-01. Ejemplo de red de gestión SDH. En las figuras anexas se muestra la red de gestión para la red SDH de transmisión interurbana en Uruguay. Un plano de la red al año 1997 y un esquema de interconexión de los Centros Regionales. Además se muestra la primera etapa de gestión para Telefónica de Argentina (año 1995).



GESTION DE REDES SDH

LAMINA. GESTION SDH-02. Se muestra el sistema de telesupervisión DAS64 de Siemens-Italtel. A la derecha estaciones centrales de polling en la red de Antel-Uruguay. A la izquierda el software del sistema de gestión en la red de Intel-Panama. Debajo a la derecha se muestra el sistema de gestión local para el equipo SMA de Siemens-GPT y a la izquierda el sistema de gestión remoto EMOS para radioenlaces SRT de Siemens-Italtel en Antel-Uruguay.



RELOJES PARA TEMPORIZACION

Referido a los tipos de relojes disponibles para la temporización de redes sincrónicas. Sobre los relojes de Cesio, Rubidio y Cuarzo. La distribución GPS de temporización.

"De tres cosas depende la belleza: en primer lugar, de la integridad y la perfección, y por eso consideramos feo lo que está incompleto; luego, de la justa proporción, o sea de la consonancia; por último de la claridad y la luz, y, en efecto, decimos que son bellas las cosas de colores nítidos."

Umberto Eco-1980

1- DIGRESIÓN: TIEMPO, RELOJES y SINCRONISMO

1.1- CONCEPTO DEL TIEMPO

Tanto **Aristóteles** (principal referente de la ciencia antigua hasta el renacimiento) como **Newton** creían en el tiempo absoluto. Ambos pensaban que podía medirse un intervalo de tiempo entre sucesos sin ambigüedad, y que dicho intervalo sería el mismo para cualquier observador. El tiempo era independiente y separado del espacio.

O.C.Roemer-1676, en una observación de eclipses de las lunas de Júpiter encontró que la velocidad a la que viaja la luz es finita. **A.Michelson y E.Morley**-1887, encontraron que la velocidad de la luz era independiente de la dirección y velocidad del observador que la mide. Independientemente y con diferencia de algunas semanas, **A.Einstein y H.Poincaré** en 1905, declararon que debía abandonarse la idea del tiempo absoluto; cada observador medirá un tiempo diferente con el reloj que dispone y en las condiciones que se encuentra. Se trata de la **teoría de la Relatividad**.

Einstein al advertir que la masa y energía son equivalentes extendió el principio gravitatorio de los objetos dotados de masa a las distintas formas de energía (incluidas la luz y las microondas). **A.Eddington**-1919, durante un eclipse de Sol pudo medir la desviación de la luz de las estrellas producida por la gravedad y confirmar la Relatividad.

Otra predicción de la Relatividad es que el tiempo debe transcurrir más lentamente cerca de un cuerpo de gran masa. Esto se debe a la relación entre la longitud de onda y la energía. Cuando la luz viaja hacia abajo en el campo gravitatorio terrestre incrementa la energía y la longitud de onda disminuye. Un observador en la superficie de la Tierra encuentra que el tiempo transcurre más lentamente que lejos de la misma. En 1962 se verificó dicho efecto mediante relojes de Cesio ¹).

1.2- RELOJES ATÓMICOS

Los tipos de relojes evolucionaron lentamente en los últimos milenios: En 4000 aC, los egipcios podían medir el día en 12 horas iguales mediante un **reloj de sol** (en 700 aC este reloj tomó la forma de reloj de sol actual). En 270 aC, Ctesibio de Grecia, inventó el *clepsidra* o **cronómetro de agua** (medición de tiempo mediante el goteo de agua entre dos depósitos). En 1335, en Milán se instaló el primer **reloj mecánico** (mediante pesas accionadas por la gravedad). En 1504, se desarrolló un muelle lo suficientemente pequeño para accionar un reloj de bolsillo. Fue **Galileo**-1581 quien descubrió el péndulo en la catedral de Pisa; en tanto que **Huygens**-1656 obtuvo el primer **reloj de péndulo**, útil para aplicaciones científicas. También escribe el primer libro referido a osciladores: *Horologium Oscillatorium*. En 1676 se construyen 2 relojes de péndulo de 4 mts de altura y de 2 seg de período para el Observatorio de Greenwich.

TIEMPO ATÓMICO INTERNACIONAL IAT. Fue **H.Lyons**-1949 quien desarrolló el primer **reloj atómico** basado en el amoníaco (vibración de la estructura cristalina de tetraedro regular a 24 GHz). Posteriormente se usó un proceso similar del Criptón (patrón de frecuencia en 1960) y en 1967 de Cesio. El **BIPM** (*Bureau of International Weights and Measures*) establece el estándar de tiempo actual. Lo define mediante el IAT basado en un proceso atómico invariante del átomo de Cesio (isótopo Cs-133). En efecto, la 13a Conferencia de Pesos y Medidas-1967 indica que el segundo es la duración de 9.191.631.770 períodos de la radiación correspondiente a la transición entre dos niveles hiperfinos del estado bajo del átomo de Cs-133. El BIPM dispone en realidad de una comparación de 100 relojes atómicos distribuidos en el mundo. El BIPM no entrega un tiempo estándar solo provee una comparación de los relojes que recibe desde distintas naciones.

¹) La diferencia de tiempo medida en una latitud de 40 grados el reloj cambiará en $+1,091 \cdot 10^{-13}$ seg/km de altura. En la cúspide del Cerro Aconcagua corresponde a 30 μ seg/año más rápido que a nivel del mar. Por otro lado, un móvil que se mueve a 270 m/s a una altura de 9 km se mueve a $-4,96 \cdot 10^{-13}$. Esta observación resulta de importancia debido a que los sistemas de navegación que trabajan por satélite (GPS) pueden entregar diferencias de tiempo y longitudes apreciables si no se toma en cuenta este efecto.

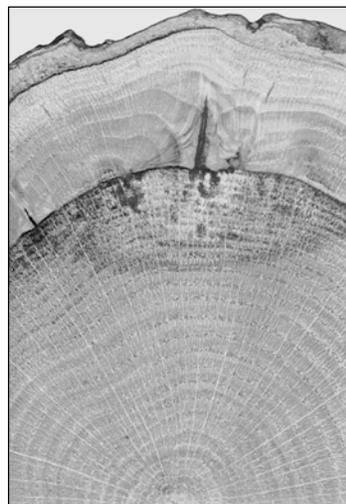
RELOJES PARA TEMPORIZACION

TIEMPO UNIVERSAL COORDINADO UTC. Es el anteriormente denominado **GMT** (*Greenwich Meridian Time*) y se toma en base al medio día de la ciudad de Greenwich ²⁾. La coordinación entre el IAT y UTC se obtiene por adición y sustracción de segundos (segundos «bisiestos» que se colocan el 30/06 o 31/12 de cada año). El UTC se obtiene de los estándar entregados por el **NIST** (*National Institute of Standards and Technology*), antes denominado **NBS** (*National Bureau of Standards*) y por el **USNO** (*US Naval Observatory*) desde 160 relojes y 10 patrones primarios de Cs independientes. El **IERS** (*International Earth Rotation Service*) es el responsable de determinar el **UT1** sobre la base de la rotación terrestre.

Mediante el UTC y la frecuencia de la USNO se obtiene el sistema **LORAN-C** para distribución en aplicaciones militares y de navegación. Mediante el UTC y la frecuencia del NBS se obtiene la radio estación **WWV** para distribución de tiempo comercial desde 1960 (**ITU-R I.518-5**). Debido a que podemos medir con mayor precisión el tiempo que el espacio, el metro se define como la distancia recorrida por la luz en 3,335640952 nseg medidos por un reloj de Cesio. Este número en particular corresponde a la separación entre marcas existente en una barra de platino que se guarda también en París. Anteriormente se utilizaron unidades de medida de longitud derivadas de valores prácticos: Yarda (distancia desde la nariz a la punta del pie del dedo anular del brazo del rey Eduard de Inglaterra) y Pulgada (longitud de la última falange del pulgar del mismo rey). El metro se definió originalmente por el gobierno revolucionario francés como 10^{-7} de la circunferencia de la Tierra desde el polo al ecuador.

CRONOLOGÍA HISTÓRICA C-14. Un tipo especial de reloj atómico lo descubrió **W.Libby**-1949. Se encontró que los rayos cósmicos al ingresar en la atmósfera da lugar a fragmentos nucleares. Un átomo de nitrógeno al chocar con un neutrón producido de esta forma pasa a un estado inestable, emite un protón y se convierte de C-14. El C-14 reacciona para formar la molécula de CO₂ e ingresa en el ciclo de la vida. El C-14 es un isótopo radiactivo y se desintegra (pasa a convertirse en nitrógeno debido a la pérdida de un electrón; equivalente a la conversión de un neutrón en protón). La fecha de 1950 se ha definido en el ámbito de la arqueología como el inicio de la era actual **BP** (*Before Present*) debido al descubrimiento del reloj de C-14.

La vida media del C-14 es de 5730±30 años (la materia orgánica que acaba de morir tiene una tasa de desintegración de 14 moléculas por minuto por gramo; luego de 5730 años la tasa de desintegración es la mitad). Permite medir la edad de la materia orgánica (hasta 40.000 años) mediante el proceso denominado **Datación de radiocarbono**. Sin embargo, como la tasa de radiación y de C-14 no fue estable a lo largo del tiempo este método requiere una corrección basada en la **dendrocronología**. Se trata de la medición de tiempo encontrada en 1916 en base a los anillos de crecimiento de los árboles. En especial el *Pinus Aristata* vive más de 4900 años en California y es el ser vivo de mayor longevidad.



MÉTODO DE DATACIÓN POTASIO-ARGÓN. El potasio K-40 se forma en una proporción 1/10.000 átomos de potasio en rocas volcánicas. El tiempo medio de vida de K-40 es de 1300 millones de años. El K-40 pierde un protón y resulta en Argón A-40 (un gas noble no reactivo con otros elementos). Se lo utiliza para dataciones superiores a 50.000 años; resultando complementario al radiocarbono. Ha sido de especial utilidad para la datación de los antecesores del hombre actual: Australopithecus, Homo Habilis y Homo Erectus en el Rift Valley-Olduvai en Tanzania. Otro método de datación atómico se basa en la desintegración del Uranio (U-238 y U-235) pertenecientes a las rocas de carbonato de calcio y que se desintegran en Torio Th-230 y Protactinio Pa-231.

²⁾ El Observatorio de Greenwich fué fundado por la Royal Society en 1675 con el objetivo de "averiguar la longitud, para una correcta navegación".

RELOJES PARA TEMPORIZACION

1.3- SINCRONIZACIÓN

Nuestra disciplina es menos rica que las mencionadas anteriormente; se ocupa del sincronismo de temporización de equipos de comunicaciones. En 1959 la **Bell Labs** desarrolló el proyecto **Essex** (*Experimental Solid State Exchange*) consistente en una central de conmutación digital con concentradores PCM y transmisión digital. Uno de los problemas descubiertos desde aquella época es la sincronización de los centros de la red (pleisiócronos mutuamente). Por **sincronizar**³⁾ se entiende el proceso de hacer esclavo (*slave*) un reloj desde otra señal.

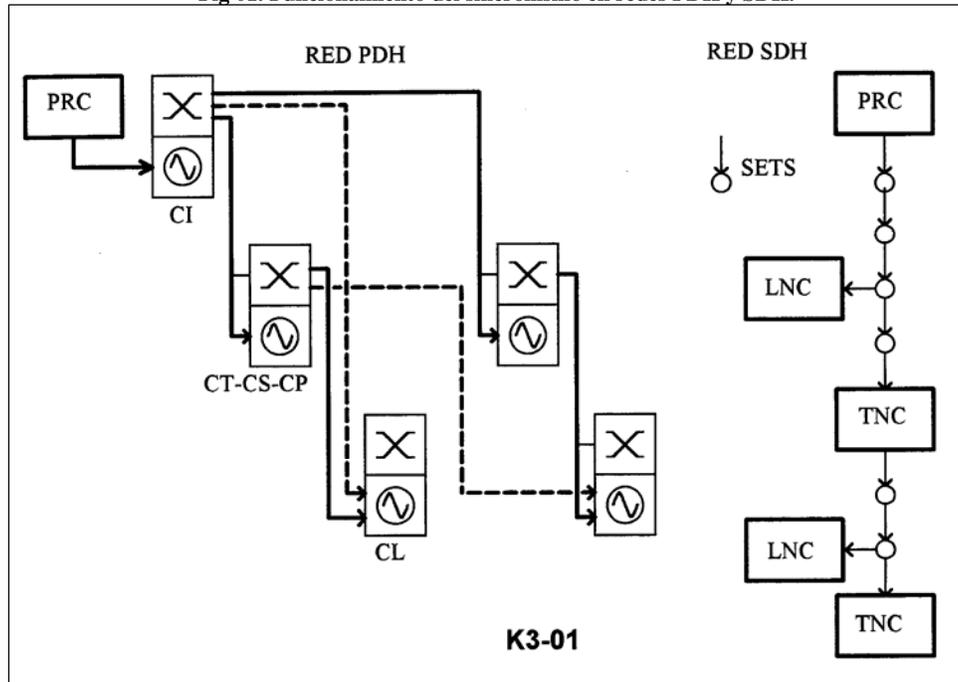
MÉTODOS DE SINCRONIZACIÓN. En las redes digitales se mezclan las áreas internamente sincrónicas conectadas con áreas pleisiócronas entre sí. Una clasificación de las formas de operación es la siguiente:

- Operación síncrona despótica: subordinado, jerárquico o externo.
- Operación síncrona mutua: con control uniterminal o control biterminal.

La sincronización despótica ocurre cuando un reloj asume el poder sobre los otros. En el método subordinado, conocido también como amo-esclavo, uno de los relojes actúa de maestro (*master*). En el método jerárquico existe un orden entre los relojes para ocupar la función de maestro en caso de falla. En el caso de reloj externo la sincronización se recibe desde afuera de la red.

La sincronización mutua permite eliminar el reloj maestro y hacer que cada uno de los relojes se sincronice con el valor promedio de todos los relojes entrantes al nodo. En el caso del control uniterminal se toma el valor medio entre los relojes entrantes y el local. El problema de la sincronización mutua uniterminal es la imposibilidad de compensar los efectos de la fluctuación de fase lenta. El control biterminal en cambio, transmite la diferencia de fase medida en un nodo al otro, obteniéndose un control enlazado en ambos extremos. Se observan que las redes pueden ser sincronizadas mediante una combinación compuesta por centros de conmutación internacionales que funcionan con sincronización pleisiócrona entre sí con relojes de alta estabilidad y memorias buffer para reducir el número de deslizamientos; centros nacionales regionales con sincronización despótica o pleisiócrona jerarquizada y centros locales con sincronización despótica. Los relojes de estrato superior se sincronizarán mediante receptores GPS.

Fig 01. Funcionamiento del sincronismo en redes PDH y SDH.



Dos son las posturas actualmente en uso. Por un lado, se crea una pirámide jerárquica de niveles de sincronización denominado **Plan de Sincronización**. En la **Fig 01** se muestra un ejemplo de dicha estructura. Por otro la red de sincronismo se divide en sectores, cada uno obteniendo el sincronismo desde el sistema GPS. Las PTT europeas adoptan la estructura jerárquica en tanto que en USA se prefiere la dependencia del GPS. Los europeos no están dispuestos a depender de un sistema de sincronismo administrado por el Departamento de Defensa de USA.

³⁾ Sincronismo y cronómetro provienen del dios griego *Chronos* (representante del tiempo secuencial). Los griegos tenían otro dios *Kairos* que representaba el tiempo y la oportunidad.

RELOJES PARA TEMPORIZACION

El funcionamiento de distintas redes se puede determinar de la siguiente forma:

- Modo Sincrónico; poseen el mismo reloj.
- Modo Pseudo-sincrónico. Se trata de 2 redes con reloj de estrato 1 en ambos casos.
- Modo Plesiócrono. Los elementos se encuentran en Holdover o Free running.
- Modo Asincrónico. El valor de offset de frecuencia es elevado (20 ppm para AIS).

RELOJES PARA TEMPORIZACION

2- RELOJ DE REFERENCIA PRIMARIO PRC

2.1- FUNCIONAMIENTO DE RELOJES DE REFERENCIA

CANDIDATOS A RELOJES DE REFERENCIA. Se pueden mencionar los tipos de relojes de la **Tabla 01** como candidatos para referencia de sincronización primaria **PRC** (*Primary Reference Clock*) o reloj de estrato 1.

Tabla 01. Tipos de relojes de referencia PRC.

| | |
|------------------|---|
| Hidrógeno | El Maser de Hidrógeno permite una estabilidad de 10^{-15} . El efecto de amplificación por emisión estimulada más se produce en la frecuencia de 1.420.405.752 Hz. El efecto solo dura algunos días. Se lo usa en navegación espacial y para orientación de telescopios. Se aplica en GPS Block II. |
| Cesio | El reloj atómico de Cesio (Cs-133) emite en la frecuencia 9.191.631.770 Hz. El tiempo medio entre fallas MTBF es de 5 años debido al agotamiento del Cesio. La estabilidad es mejor que 10^{-11} . Es por ello, el reloj de estrato 1 por excelencia. |
| Rubidio | El reloj atómico por bombeo óptico de Rubidio (Rb-87) trabaja en la frecuencia de 6.834.682.613 Hz. La estabilidad es de 10^{-10} . El costo es inferior al Cesio y el tiempo entre fallas MTBF es de 10 años ⁴). |
| Cuarzo | El reloj con cristal de Cuarzo se lo encuentra dentro de un oscilador controlado por tensión PLL. Genera una frecuencia dependiente de la estructura física del cristal. Estos relojes permiten estabilidades de estrato 2 y 3, dependiendo del control de temperatura implementado. |

MÁSER DE HIDROGENO. En aplicaciones científicas se requieren frecuencias de referencia de alta estabilidad. Por ejemplo para mejorar la precisión en experimentos de relatividad se requiere 10^{-16} , mientras que para mediciones de deriva continental se requieren valores de 10^{-15} .

El primer Maser atómico se construyó en 1953 con amoníaco. **H.Ramsay**-1960 lo aplicó al átomo de Hidrógeno. Los átomos de H se focalizan mediante un campo magnético e ingresan en una cavidad. En ella se dispone de un campo de microondas de 1420 MHz. A esta frecuencia el H emite fotones alimentando el campo. Los átomos que han reaccionado con el campo son nuevamente focalizados y detectados. Con esto se logra un factor de selectividad Q de 10^9 . Sin embargo, la alta estabilidad lograda de 10^{-15} solo dura en tanto el efecto Maser se mantiene, por algunos días. Un Maser de H es preferible por su estabilidad solo para aplicaciones de pocos días (el Block II del sistema GPS utiliza relojes de H en combinación con relojes de Cesio).

RELOJ ATÓMICO DE CESIO-133. Es el más común en el estrato 1. En la **Fig 02** se observa un diagrama a bloques del funcionamiento. El reloj se fundamenta en un VCO a cristal y un filtro basado en una bomba de átomos de **Cs¹³³**. El efecto físico es cuántico e invariante en el tiempo. Se denomina «Resonancia en fase atómica» (**Ramsay**-1949).

Un reservorio contiene los átomos de Cs a 100°C. Por un orificio se permite la salida de un haz atómico que se focaliza mediante un selector magnético. En la cavidad los átomos reaccionan con un **campo de microondas** de 9.191 MHz (*frecuencia de Bohr*). Para aislar la cavidad del exterior se la sumerge en un campo magnético uniforme. Los átomos que reaccionan producen una **transición de energía** que los coloca en un estado de alta excitación. Los átomos que han reaccionado con el campo se separan del resto mediante un selector magnético colocado a la salida de la bomba. Los mismos son detectados y se genera una corriente eléctrica proporcional al número de átomos incidentes en el detector.

De esta manera, si el campo de microondas cambia de frecuencia la corriente de salida disminuye. Externamente a la bomba de Cs se dispone de un amplificador, ya que la corriente que entrega el detector es de algunos picoAmper. La transferencia de la cavidad (corriente vs corrimiento de frecuencia Δf) sigue el patrón de resonancia Ramsay.

Luego se dispone del verdadero oscilador, ya que la bomba funciona simplemente para indicar un corrimiento de frecuencia (filtro de frecuencia) igual que el Maser de H. El factor Q del filtro es de 10^8 . El oscilador VCXO se encuentra estabilizado por un cristal funcionando a 5 MHz. El bucle de fase se controla mediante la salida de la bomba. Los 5 MHz que entrega el oscilador en su conjunto son multiplicados convenientemente para obtener la frecuencia de microondas. De esta forma el reloj atómico de Cesio presenta al exterior una frecuencia de salida de 5 y 10 MHz (puede seleccionarse también 2048 y 1544 kHz) con la estabilidad a corto plazo del cristal de Cuarzo y a largo plazo de la bomba de Cesio.

RELOJ DE RUBIDIO-87. En el caso del **reloj de Rubidio** se trata de aprovechar la resonancia atómica del Rb⁸⁷ para controlar un VCO a cristal similar a la **Fig 02**. Una señal de microondas se obtiene desde el VCO y se aplica a una celda de vapor de Rb. La celda contiene otros átomos para impedir que el Rb colisione con las paredes produciendo ruido de fase.

⁴) En 1814 Fraunhofer descubrió las líneas espectrales. G.Kirchoff en 1960 descubrió el Cesio y el Rubidio mediante datos de espectroscopía. La palabra Cesio deriva del latín "cielo azul" y Rubidio de "rojo" debido al color de las rayas espectrales.

RELOJES PARA TEMPORIZACION

La luz procedente de una lámpara Láser pasa por la celda e ilumina a un fotodetector. Cuando la microonda aplicada corresponde a la resonancia del Rb (6834 MHz) la luz es absorbida y cambia la corriente de salida con la que se controla al VCO. El factor Q logrado es de 10^7 ; menor al Cesio. En cambio, el costo es inferior y el tamaño del tubo también lo es (20 cm contra 50 cm). Si bien el reloj patrón de células de gas de Rubidio no es el mejor, puede resultar una solución económicamente útil en muchas aplicaciones (su costo es cercano a 1/5 del valor del reloj de Cesio). Si de comparación en función del factor Q del filtro se trata, digamos que el Mercurio-199 tiene un Q de 10^{12} para una transición hiperfina en 40,5 GHz. Pero permanece aún sin aplicación comercial.

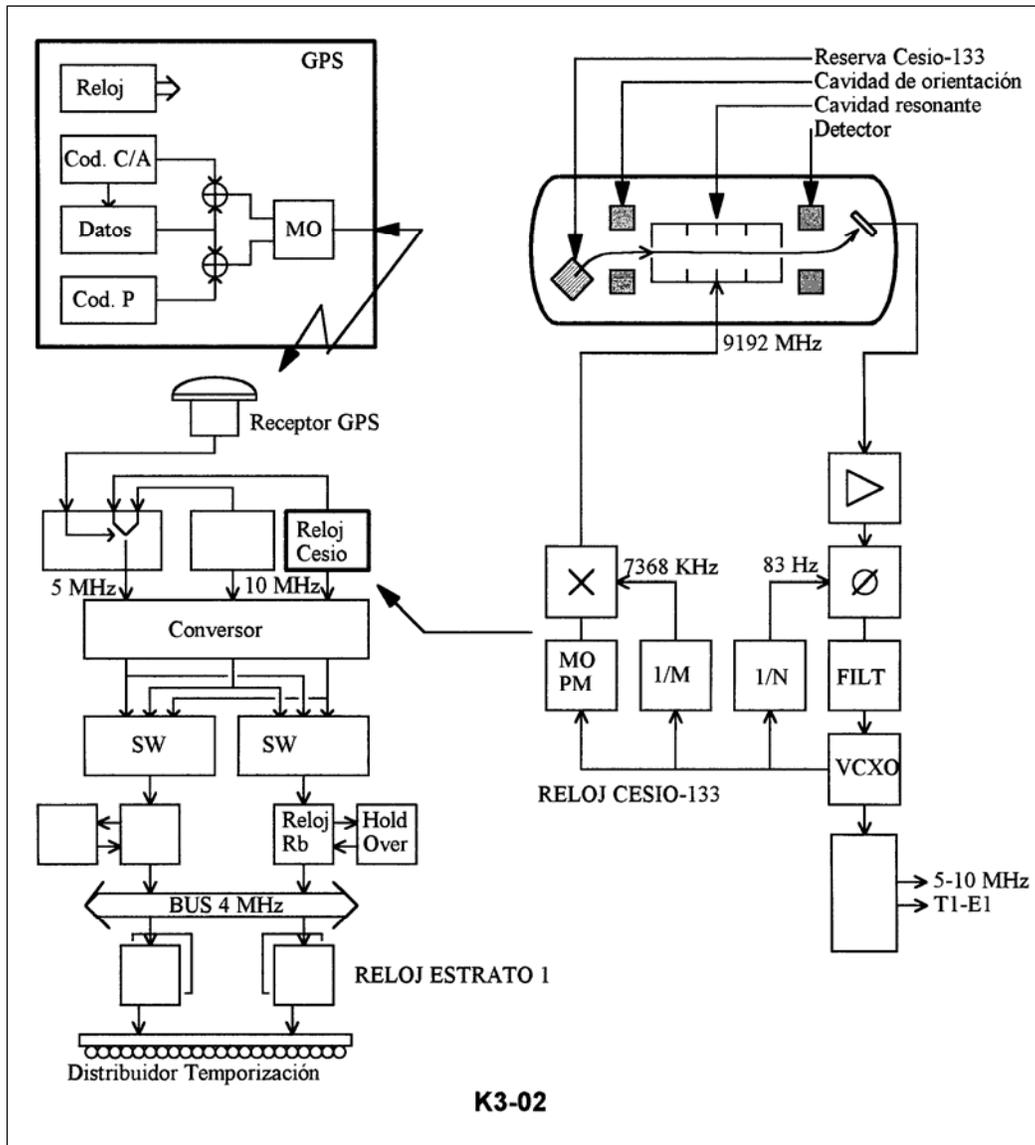


Fig 02. Reloj de estrato 1 y reloj de Cesio.

RELOJ CON CRISTAL DE CUARZO. El primer reloj de cuarzo data de **W.Morrison-1930**. Se fundamenta en la propiedad piezo-eléctrica: una deformación mecánica del cristal produce una tensión eléctrica y viceversa. La frecuencia de vibración depende de la forma y dimensiones del cristal (resonancia natural a 32768 Hz). En cuanto a la **fiabilidad** el reloj de Cuarzo es mejor que el de Cesio, que dispone de un tiempo medio entre fallas MTBF del orden de 3 a 5 años (**ITU-R I.898**). Los relojes de cuarzo tienen valores superiores a 20 años y los de Rubidio de 5 a 10 años. El menor costo de los relojes de Cuarzo y la confiabilidad los hacen ideales colocados en osciladores controlados por tensión mediante un bucle de fase **VCXO-PLL**. Otra variante son cristales de cuarzo estabilizados en cámara térmica (**OCXO**) con procesamiento numérico y con filtrado digital (**Fig 03**).

RELOJES PARA TEMPORIZACION

En la misma **ITU-R I.898** se mencionan las pruebas de calificación que deben cumplir los relojes comerciales. Además de la estabilidad y otros valores relacionados, el MTBF debe relacionarse con las condiciones ambientales (temperatura, vibración, choque, humedad, presión atmosférica, campos magnéticos e interferencias).

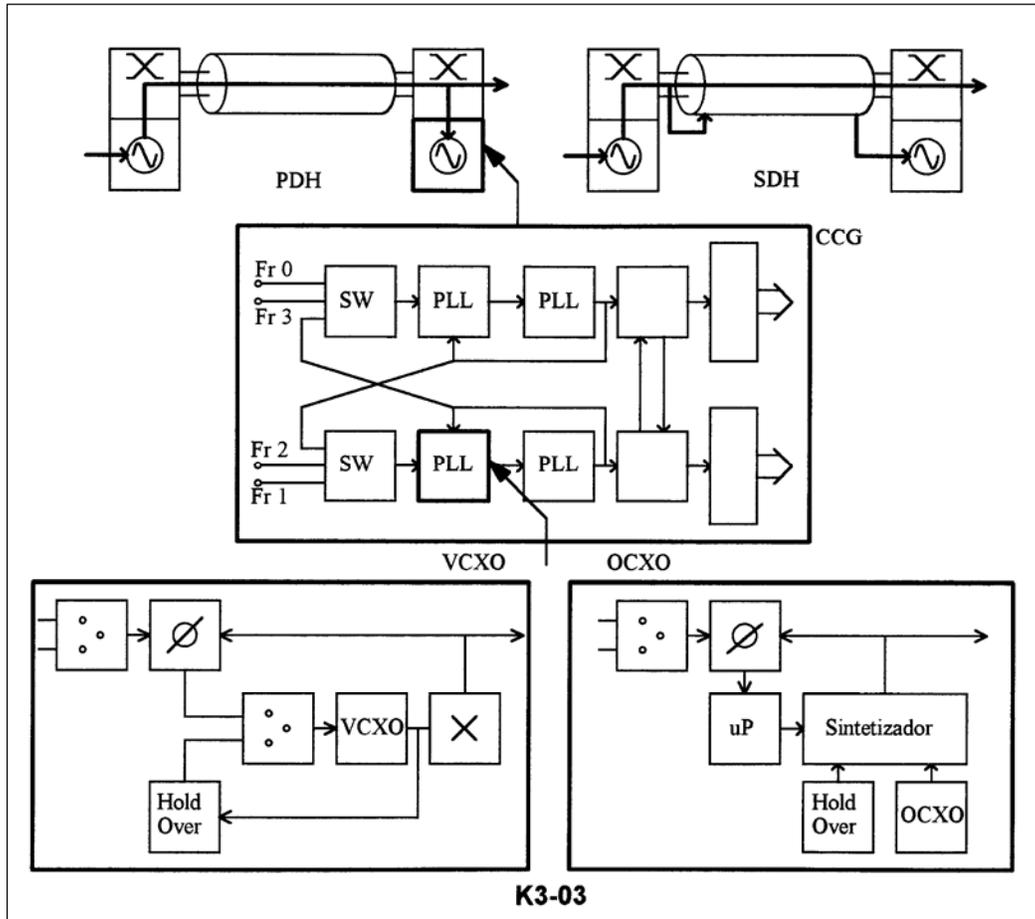


Fig 03. Formato de distribución de reloj en PDH y SDH.

2.2- DISTRIBUCIÓN DE TIEMPO

LORAN-C. El sistema más antiguo de distribución de tiempo es LORAN-C (*Long-Range Navigation*) que se puso en práctica a fines de la década de 1950 y es operado por la Guardia Costera de USA. Consiste en recibir (3 a 5) transmisiones de baja frecuencia de radio a 100 ± 10 kHz y de alta potencia, que disparan señales de temporización (trenes de 8 pulsos con 1 mseg entre pulsos) en lugares fijos del planeta y en tiempos muy precisos. En la actualidad el sistema tiene 3 relojes de Cesio en cada localización y permiten una incertidumbre inferior a 1 μ seg hasta los 2000 Km de distancia.

La recepción de al menos 3 transmisores permite el cálculo de la posición de la estación receptora mediante el criterio de **navegación hiperbólica**. La recepción de solo una estación Loran-C permite determinar cambios de tiempo o frecuencia. El receptor para el sistema Loran-C es de bajo costo pero su señal no está disponible por igual en todo el planeta. Permite una corrección de frecuencia pero no entrega el valor del tiempo real. En diversas aplicaciones el sistema Loran-C es actualmente reemplazado por sistemas de distribución mediante satélites. Desde 1962 se realiza la distribución horaria por satélite. En aquel año se compararon los relojes de USNO en USA y de **RGO** (*Royal Greenwich Observatory*) intercambiando impulsos de 5 μ seg de duración con un ritmo de 10 Hz mediante el satélite de telecomunicaciones Telstar.

Un sistema, denominado **Transit**, opera desde el año 1965 hasta por lo menos 1997. Dispone (1990) de 7 satélites en órbita polar lo cual impide una cobertura permanente. Recibe apoyo de la Marina de USA y se referencia con el UTC (USNO) permitiendo una precisión de ± 10 μ seg. Cada satélite transmite un mensaje continuo en la portadora de $400,1 \text{ MHz} \pm 25 \text{ kHz}$ (UHF). El mensaje contiene 6103 bits en 156 palabras de 39 bits con 19 bits adicionales. De los 39 bits se disponen de 36 datos y 3 bits de paridad, telemetría y corrección de error. Algunos avances especiales se introducen con el **Nova Spacecraft** del programa Transit desde 1975.

RELOJES PARA TEMPORIZACION

El costo de un receptor para el sistema Loran-C se encuentra entre 1000 y 10000 \$us; mientras que para el sistema Transit es de 15000 \$us y para el GPS de 25000 \$us. Los relojes atómicos de Cesio locales tienen la dificultad del alto costo (entre 35.000 y 45.000 \$us).

SISTEMA DE POSICIONAMIENTO GLOBAL. Uno de los más conocidos sistemas de distribución de tiempo es el **GPS** mediante satélites que trabaja en la frecuencia 1575,42 MHz. Fue desarrollado por el Departamento de Defensa de USA mediante los satélites **Navstar**. Operó inicialmente para la transferencia de señales horarias y luego como sistema de navegación. La ex-URSS dispone de un sistema similar al GPS denominado **Glonass** (*Global'naya Navigatsionnaya Sputnikovaya Sistema*).

Las principales características de GPS son:

- GPS (Block I)** consta de una cobertura global desde 1991. Son 21 satélites y 3 de reserva ubicados en 6 planos orbitales.
- Planos orbitales son: 272,8 W; 332,8 W; 32,8 W; 92,8 E; 152,8 E; 212,8 E.
- La inclinación de las órbitas es de 55° sobre ecuador y altura de 20183 km. El período orbital es de 12 horas.
- Con la visibilidad de 3 satélites se obtiene la posición horizontal y con 4 satélites se obtiene la altura sm.
- Cada satélite tiene relojes patrón (2 de Cesio 10^{-14} /día y 2 de Rubidio 10^{-13} /día).
- El sistema **GPS (Block II)** se inicia en 1995 y lleva a bordo relojes de Hidrógeno (10^{-15} /día).
- Los satélites transmiten en 1575,42 MHz con distinto código (*Spread Spectrum*).

- GPS brinda los servicios **SPS** (*Standard Positioning Service*) para uso civil y el **PPS** (*Precise PS*) para uso militar.
- El error en PPS es de 22 m en el plano horizontal y 27,7 m en el vertical (95% de probabilidad).
- El error en SPS es de 100 m y 156 m respectivamente.
- Los errores de GPS se deben a: error de efemérides (4,2 m); efectos relativistas (2,7 m); efectos atmosféricos (4,3 m); ruido del receptor (1,5 m); fading multipath (1,2 m); estabilidad del reloj (4,0 m); otros (1,9 m).

En la **Tabla 02** se mencionan los principales componentes de la señal en GPS, el diagrama a bloques se encuentra en la **Fig 02**. Se sugiere ver también el Capítulo referido a sistemas satelitales móviles. Se disponen de 2 códigos que transmiten ambos la misma secuencia de datos. El código corto C tiene aplicaciones civiles, en tanto que el código largo P se lo utiliza para aplicaciones militares. Se lo somete a cambios periódicos diarios para evitar su reconocimiento por fuerzas no autorizadas.

Tabla 02. Componentes de la señal emitida por los satélites del sistema GPS.

| | |
|-------------------|---|
| Código P | El primer código es un código largo P (<i>Protected</i>) y es el mismo para todos los satélites. Tiene una velocidad de 10,23 Mb/s (frecuencia del reloj) y un período de 7 días ($6,19 \times 10^{12}$ chips). Cada satélite tiene el mismo código pero con distinto corrimiento para aprovechar la auto-correlación. Esto es preferible para evitar falsas sincronizaciones en caso de interferencias |
| Código W | Se trata de un código para criptografiar al código P (protección <i>antispoofing</i>). El código W es desconocido y genera con conjunto el código P el código Y . Glonass no está criptografiado. La criptografía sobre el código P reduce la precisión desde 10 mts a 100 mts. Mediante la detección diferencial con varios receptores se pueden lograr precisiones inferiores al metro. |
| Código Y | Para evitar el <i>jamming</i> intencional y permitir el servicio en aplicaciones militares. Este sistema criptográfico se denomina <i>antispoofing</i> . |
| Código C/A | El segundo código corto C/A (<i>Clear/Access</i>) es un código Gold, distinto para cada satélite de 1,023 Mb/s. Gold-1964 señaló el algoritmo para seleccionar pares de códigos preferidos. El período de chips es de 1 mseg (1023 chips), polinomio generador $X^{10} + X^3 + 1$. Se aprovecha la correlación cruzada (preferible para acceso CDMA). Este código sirve para el sincronismo inicial (búsqueda y detección secuencial por corrimiento de 1 bit). |
| Datos | Ambos códigos son compuestos mediante una función Or-exclusiva con una señal de datos de 50 b/s. Los datos llevan paridad para corrección de errores, mensajes de navegación espacial, UTC y otros. El mensaje de navegación (total 37500 bits) lleva las efemérides del satélite (parámetros de órbita kepleriana para corrección de perturbaciones de órbita causa por gravitación), datos de reloj y almanaque. Los parámetros de órbita elíptica kepleriana son: semieje mayor y excentricidad de elipse, inclinación del plano de órbita, argumento de perigeo, tiempo de satélite desde el perigeo y ascensión en órbita. El tiempo y calendario GPS se toma desde USNO (inicio 6/1/1980) y es actualizado por stuffing con UTC. |
| MOD | La modulación usada es la QPSK con portadoras de $L1 = 1575$ MHz (154 veces la frecuencia del reloj). La fase en cuadratura (I para el código corto y Q para el código largo) llevan una atenuación de 3 dB. La misma secuencia larga se transmite en BPSK sobre $L2 = 1227$ MHz (120 veces la frecuencia del reloj). |

RELOJES PARA TEMPORIZACION

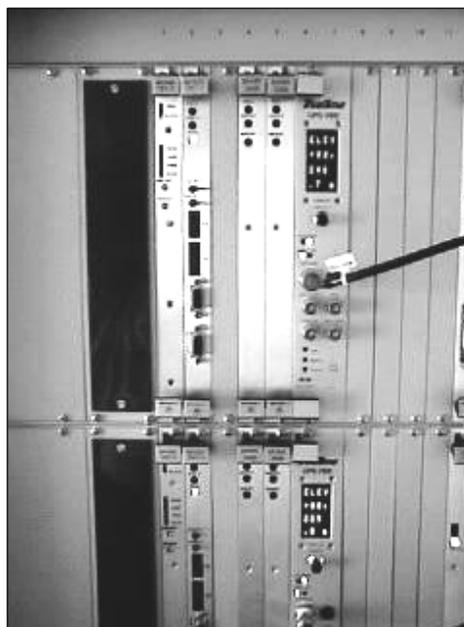
2.3- EJEMPLO DE RELOJ PRC DE ESTRATO 1

En la **Fig 02** se muestra un esquema en bloques de una instalación de reloj de sincronización. Se trata de un conjunto de etapas que combinan las estabilidades de distintos tipos de reloj. En la red de comunicaciones de Argentina se disponen de 2 relojes de este tipo ubicados en Buenos Aires para la región norte y sur del país. Se trata de una combinación de relojes de Cesio y GPS que subordinan a relojes de Rubidio con la función Hold-over. Los componentes involucrados se mencionan en la **Tabla 03** (referencia *Telecom Solution*).

Un reloj TNC de estrato 2 involucra un diagrama simplificado donde los relojes de Cesio no existen. Los relojes de Rubidio son subordinados desde entradas externas (provenientes del medio de transmisión) o desde el GPS. En un LNC de estrato 3, en cambio, el reloj de Rb se reemplaza por VCXO (cristal de cuarzo en doble cámara térmica) con referencias externas y Hold-over pero sin GPS. Un reloj típico de un centro de conmutación se indica en la **Fig 03**.

Tabla 03. Componentes de un reloj de referencia primario PRS de estrato 1.

| | |
|---------------------|---|
| CESIO | Son dos relojes de Cesio que actúan como referencia libre, independientes y redundantes por seguridad. Estos relojes pueden entregar 4 frecuencias: 5 MHz, 10 MHz sinusoidal, E1 y T1 en formato G.703 de reloj. |
| GPS | El receptor GPS obtiene la referencia desde el sistema satelital. Una señal de 4 kHz proveniente del receptor junto a la antena (unidad <i>out-door</i>). Se utiliza para promediar las señales de 5 MHz desde los relojes de Cesio. Se obtiene de esta forma la señal también de 5 MHz ajustada desde los relojes Cs mediante el GPS. |
| Converter | Un conversor de frecuencia convierte la señal de 5 MHz del GPS y dos señales de 10 MHz del Cesio. La salida son 6 señales de 2048 kHz. |
| Switch | Estas señales se distribuyen a dos conmutadores de señal de referencia con prioridades distintas. De esta forma se intenta no disponer de la misma prioridad sobre ambos conmutadores. |
| RUBIDIO | Las señales que se obtienen desde ambos conmutadores se entregan a dos relojes de Rubidio . Estos relojes son subordinados por la señal entrante. Se combina entonces la estabilidad a corto plazo del Rubidio con la de largo plazo de Cesio. El Rubidio tiene la función de <i>hold-over</i> para mantener la estabilidad con falla de referencias primarias. En un estrato 2 el Rb es subordinado desde entradas externas o desde el GPS. |
| BUS 4 kHz | Permite llevar la temporización desde el conjunto generador de reloj hasta las unidades de distribución. Se disponen de 2 bus uno para cada reloj duplicado. |
| Distribución | El distribuidor de temporización permite entregar señales de reloj en distintas formas. La señal de 2 MHz en onda rectangular o sinusoidal es usada para los equipos de transmisión SDH. Los centros de conmutación requieren de una señal de 2 Mb/s con trama normalizada. Otras señales, como ser 64 kb/s, están disponibles para ser utilizadas en otros equipos. |



OBJETIVOS DE TEMPORIZACION

Sobre la estabilidad de los relojes en las redes sincrónicas. Definición de la estabilidad, el error de intervalo de tiempo, los deslizamientos, el jitter y el wander.

1- DEFINICIONES

CONEXIÓN FICTICIA DE REFERENCIA (ITU-T G.801). Los distintos objetivos que se deben lograr en una red digital se encuentran establecidos sobre la base de la conexión ficticia de referencia **XFR**. La XFR es de 27.500 Km de longitud y está compuesta de 13 centros de conmutación. En la **Fig 01** se observa la XFR con 5 centros de conmutación internacionales CCI y 4 centros nacionales (local, primario, secundario y terciario) en cada extremo.

DEFINICIONES (ITU-T G.811). Los objetivos de temporización se fundamentan en las definiciones de la **Tabla 01**. En la **Fig 01** se muestra un ejemplo del valor ΔT en función del tiempo. El valor de TIE en un período de S segundos es la diferencia de retardo medido al final y al inicio del período. En términos matemáticos se expresa como $TIE = \Delta(t+T) - \Delta(t)$.

COMPARACIÓN. En la **Tabla 02** (Referencia: *OSA-Osciloquartz*) se ha tabulado una comparación entre relojes de Cesio, Rubidio, Cuarzo e Hidrógeno. En la **Fig 01** se han mostrado los resultados de esta tabla en forma gráfica y comparativa con los objetivos del ITU-T. Obsérvese la mejor calidad del cuarzo en cortos períodos de tiempo y la corta duración del efecto Másér de H.

Tabla 01. Definiciones utilizadas para los objetivos de temporización.

| | |
|---------------------|--|
| -Estabilidad | Es el grado por el cual la frecuencia de un reloj será la misma durante un período de tiempo de observación. |
| -Precisión | Es el grado por el cual la frecuencia de un reloj corresponde a un estándar primario. Se mide en términos de \pm ppm (partes por millón). |
| -TIE | <i>(Time Interval Error)</i> El Error de Intervalo de Tiempo se define en función del período de observación. La unidad de medida es en segundos para un reloj de referencia o para un nodo de comunicaciones. Es la variación ΔT de retardo de una señal de sincronización respecto del valor de referencia en S segundos. |
| -MTIE | <i>(Maximun TIE)</i> Se define dentro de un intervalo de tiempo y corresponde a la diferencia entre máximos. Es efectivo en caracterizar movimientos de fase pico-a-pico. |
| -MTIE/S | La estabilidad a largo plazo es el valor medio en un largo período de observación. Se expresa como $MTIE/S = \Delta f/f$. Donde S es el tiempo de observación en seg y MTIE en μ seg. El valor de $\Delta f/f$ se denomina desviación de frecuencia normalizada y se expresa en ppm (partes por millón). Por ejemplo, con $MTIE = 0,08 \mu$ seg en un tiempo de observación $S = 0,02$ seg se tiene estabilidad de 4 ppm. |
| -TDEV | <i>(Time Deviation)</i> El MTIE se relaciona con el máximo de la desviación de tiempo en un intervalo. TDEV se relaciona con el valor promedio rms del mismo corrimiento de fase. TDEV es el valor rms del TIE filtrado mediante un filtro pasa-banda con frecuencia central $F_o = 0,42/\tau$. Donde τ es el tiempo de integración de la medida. TDEV es insensible al offset de frecuencia (corrimiento de fase constante). Es además poco sensible a las transiciones de fase ocasionales. |
| -TVAR | TDEV es la raíz cuadrada de TVAR (<i>Time Variance</i>). Caracteriza la componente variable del ruido de fase. Se calcula sobre todos los valores de TIE medidos en el intervalo de tiempo de medida. |

Tabla 02. Comparación entre relojes de estrato 1 comerciales.

| <i>Estabilidad MTIE/Se</i> | <i>Cs-133</i> | <i>Rb-87</i> | <i>Cuarzo</i> | <i>Hidrógeno</i> |
|---|------------------|------------------|------------------|------------------|
| 0,1 seg | $\pm 2.10^{-11}$ | $\pm 4.10^{-11}$ | $\pm 1.10^{-12}$ | |
| 1 seg | $\pm 3.10^{-11}$ | $\pm 7.10^{-12}$ | $\pm 1.10^{-12}$ | $\pm 3.10^{-13}$ |
| 10 seg | $\pm 4.10^{-12}$ | $\pm 1.10^{-12}$ | $\pm 4.10^{-14}$ | |
| 100 seg | $\pm 5.10^{-12}$ | | | $\pm 5.10^{-15}$ |
| 1000 seg | $\pm 2.10^{-12}$ | | | $\pm 2.10^{-15}$ |
| día | | | $\pm 2.10^{-11}$ | $\pm 2.10^{-15}$ |
| mes | | $\pm 4.10^{-11}$ | $\pm 5.10^{-10}$ | |
| año | $\pm 3.10^{-12}$ | $\pm 2.10^{-10}$ | $\pm 5.10^{-9}$ | |
| Ruido de fase a 1 Hz de F_o | -80 dBc/Hz | -90 dBc/Hz | -115 dBc/Hz | |
| a 10 Hz | -120 dBc/Hz | -120 dBc/Hz | -140 dBc/Hz | |
| a 100 Hz | -140 dBc/Hz | -130 dBc/Hz | -150 dBc/Hz | |

OBJETIVOS DE TEMPORIZACION

2- OBJETIVOS DE ESTABILIDAD TIE (ITU-T G.810/811).

Se determina una desviación de frecuencia o estabilidad a largo plazo inferior a 10^{-11} con respecto al **Tiempo Universal Coordinado UTC** para un reloj primario de estrato 1. Para los relojes actuales de alta estabilidad es posible que el umbral de desviación a largo plazo se lleve desde 10^{-11} a $7 \cdot 10^{-12}$. Este objetivo se traduce en una tasa de deslizamientos inferior a 1 deslizamiento cada 70 días. Un retardo igual a una trama (256 bits a 2048 kb/s) equivale a 72 días con 10^{-11} . Los deslizamientos son la pérdida de datos (bits, byte o tramas) por llenado de la memoria buffer o la ganancia debido al vaciado de la misma.

El **objetivo de MTIE** (ITU-T G.811) se determina como $(0,01 \cdot S + 10000)$ nseg cuando $10000 \leq S$ seg. Para valores de S seg ≤ 10000 nseg el objetivo está en estudio. Con el tiempo S medido en segundos. El margen de 10000 nseg en el largo plazo se destina a prevenir el envejecimiento y los efectos ambientales. En **ITU-T G.812** se determina el máximo error relativo en el intervalo de tiempo MRTIE. Se define para un reloj subordinado referido al reloj de estrato 1 en lugar del UTC. La **Fig 01** representa en forma gráfica tres regiones con los objetivos. Obsérvese que por debajo de 0,05 seg se prevé un límite inferior de 61 nseg correspondiente a la octava parte de un Intervalo Unitario UI de una señal de 2048 kb/s. En este caso el UI es de 488 nseg y el valor UI/8 es de 61 nseg.

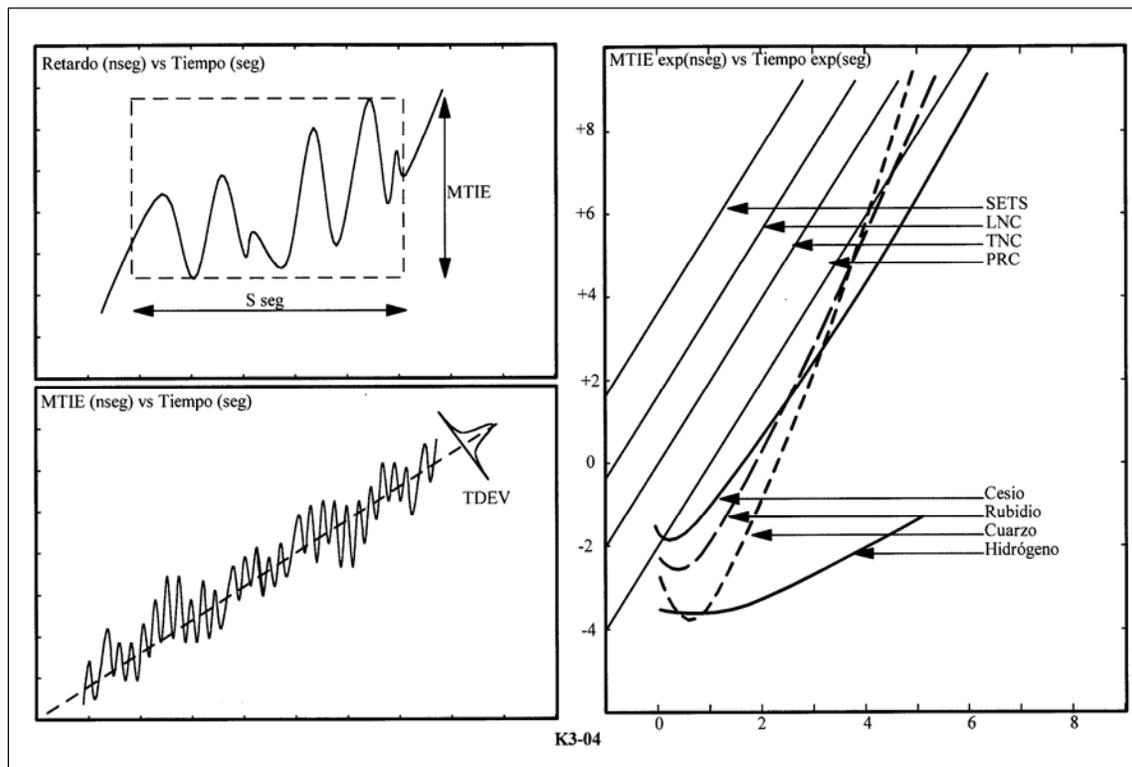


Fig 01. Definiciones de estabilidad y relojes comerciales.

COMPARACION. Los objetivos previstos por ANSI en USA y por ITU-T se indican en la **Tabla 03**. El objetivo de estrato 1 es en ambos casos 1×10^{-11} . Mediciones del estrato 1 determinan una estabilidad real de $3 \cdot 10^{-13}$ para el reloj de Cesio. Equivalente a un corrimiento de 25 nseg/día. Cuando el estrato 1 se sincroniza con GPS la estabilidad se degrada a 200 nseg/día. El denominado estrato 4 corresponde al objetivo previsto en centrales privadas PABX, banco de canales y concentradores remotos.

Tabla 03. Los objetivos de estabilidad a largo plazo

| ANSI | | ITU-T | |
|-----------|----------------------|--------------------------------------|----------------------|
| Estrato 1 | 1×10^{-11} | PRC (Primary Reference Clock) | 1×10^{-11} |
| Estrato 2 | 1×10^{-10} | TNC (Transit Node Clock) | 1×10^{-9} |
| Estrato 3 | $3,7 \times 10^{-9}$ | LNC (Local Node Clock) | 2×10^{-8} |
| Estrato 4 | 32 ppm | SETS | $4,6 \times 10^{-6}$ |

OBJETIVOS DE TEMPORIZACION

3- OBJETIVOS DE DESLIZAMIENTOS

3.1- DEFINICIONES.

El funcionamiento pliesícrono, donde los relojes de los distintos centros funcionan en forma independiente con un estrecho margen de estabilidad, produce **Deslizamientos** (*Slip*) cada cierto tiempo. Los deslizamientos se producen en las **memorias elásticas** o **buffer** que se incorporan a la entrada de los centros o nodos de conmutación para compensar la diferencia entre el reloj de la señal entrante y el reloj local. El buffer de entrada equivale a 2 tramas (2x256 bits). En este caso un deslizamiento es la pérdida o repetición de una tramas. Para el usuario que recibe la señal se trata de una pérdida o repetición de un octeto (Byte).

CAUSAS DEL DESLIZAMIENTO. Los deslizamientos se clasifican en **controlados** e **incontrolados**. Los deslizamientos controlados se deben a diferencias entre los relojes y los incontrolados a variaciones en el tiempo de transmisión. Por ejemplo, la variación en la posición del satélite, cambios en la longitud de los conductores metálicos por variación de temperatura, variaciones del índice de refracción en la atmósfera para los enlaces radioeléctricos o cambios en la longitud de onda de los Láser para fibras ópticas, producen variaciones en el tiempo de transmisión. Los cambios de fase rápidos, por encima de los 10 Hz, se denominan **JITTER** o fluctuación de fase rápida y son reducidos por las memorias elásticas. En cambio, los movimientos de fase lentos, denominados **WANDER**, no lo son y por ello debe preverse el uso de relojes de estrato 2 y buffer a la entrada de cada nodo de gran volumen. Cuanto mayor es la longitud del buffer mayor será el tiempo que transcurra hasta el deslizamiento.

EFFECTOS DEL DESLIZAMIENTO. Un deslizamiento puede producir los siguientes efectos sobre las señales de usuario:

- TELEFONÍA. Se pierden octetos (muestras codificadas) que producen un impulso de ruido muchas veces inaudible debido a la elevada redundancia de la información existente en la comunicación telefónica.
- DATOS DIGITALES. Se produce la pérdida de una trama de datos y obliga a la retransmisión de acuerdo con el protocolo de la red de datos que se trate. Esto produce interrupciones o demoras en la transmisión y congestión en el enlace.
- MODEM DE DATOS. El efecto es más importante; un deslizamiento produce un salto de fase y provoca varios segundos de demora para recuperarse de la pérdida de fase de portadora.
- FACSIMIL DE GRUPO 3. A la velocidad de 9600 b/s se producen espacios en blanco de hasta 2 mm de altura por cada deslizamiento.
- VÍDEO DIGITAL. En este caso se pueden producir varios segundos de «congelamiento» de la imagen. El tiempo es dependiente del proceso y profundidad de la compresión utilizado.

TASA DE DESLIZAMIENTOS (ITU-T G.822). La diferencia de relojes produce deslizamientos de datos. El valor recomendado es inferior a uno cada 70 días para cada nodo (con estabilidad de 10^{-11} se obtiene un período de 145 días en un buffer equivalente a una trama de 2048 kb/s). Si se toma en cuenta que la XFR tiene 13 nodos se llega a un valor máximo de un deslizamiento cada 5,8 días para 64 kb/s en la XFR de 27.500 Km. Sin embargo, como una parte de los nodos funcionarán en forma sincrónica internamente no existirán deslizamientos y por ello la proporción será inferior.

Los objetivos de tasa de deslizamientos se deben distribuir en la XFR entre la parte local, nacional e internacional de la red. La asignación prevista es:

- 8% para la parte internacional,
- 6% para la parte nacional por extremo y
- 40% para la parte local por extremo.

Como es de suponer, la red local (estrato 3) tiene asignada la mayor parte del objetivo debido a que se trata de la parte de la red con inferiores prestaciones.

En un circuito de 27500 Km a 64 kb/s se esperan los siguientes porcentajes de tiempo y tasa de deslizamientos:

- más del 98,9% del tiempo con una tasa menor a 5 deslizamientos cada 24 hs.
- menos del 1% del tiempo con una tasa entre 5 des/24 hs y 30 des/1 hs.
- menos del 0,1% del tiempo con una tasa superior a los 30 des/1 hs.

3.2- DEFINICIÓN DE JITTER/WANDER

DEFINICIÓN. Se entiende por **fluctuación de fase** a las pequeñas variaciones del reloj respecto de la posición ideal en el tiempo. En efecto, se lo puede caracterizar mediante la demodulación de fase de la señal digital y se puede obtener un valor de tensión proporcional al corrimiento de fase. Desde el punto de vista de una definición es interesante el espectro asociado a esta señal demodulada. En base al espectro, la fluctuación de fase se divide en lenta (**wander**) y rápida (**jitter**). El umbral se encuentra en 10 Hz.

UNIDAD. La amplitud es el segundo para el wander y el Intervalo Unitario **UI** (*Unit Interval*) correspondiente al ancho de un bit (360° de fase del reloj) para el jitter. Es decir una fluctuación de fase de 0,5 UIpp significa un corrimiento total entre

OBJETIVOS DE TEMPORIZACION

extremos de medio bit. Se usan unidades equivalentes al UI; tal es el caso de 360 grados y el tiempo expresado en nseg (equivale a 488 nseg en 2 Mb/s)

CAUSAS DE WANDER. Existen varias causas de fluctuación de fase. Producen fluctuaciones de fase lenta (Wander) las variaciones del vínculo de transmisión. Por ejemplo, las modificaciones del índice de refracción en la atmósfera que producen variaciones de velocidad de propagación en los radioenlaces. La modificación de la temperatura produce variaciones en la longitud de los conductores metálicos; también la variación de temperatura produce corrimientos en la longitud de onda de los Láser para fibras ópticas. Los movimientos del satélite en órbita introducen modificaciones del retardo en las comunicaciones satelitales por efecto Doppler (los satélites geo-estacionarios dibujan una figura de "8" de 75 km de diámetro a 36000 km de altura -equivalente a 0,01 grados-).

CAUSAS DE JITTER. La inestabilidad del reloj a corto plazo (Jitter) se denomina **ruido de fase** del oscilador. El ruido de fase se observa como una modulación sobre armónicas del oscilador cuya envolvente se identifica con la densidad de potencia. Una causa importante de jitter es el proceso de armado de tramas (**jitter de justificación y puntero**). Cuando se multiplexan canales digitales se agrega información adicional. Esto produce que en la demultiplexación los datos son emitidos en forma no periódica. Una memoria elástica permite memorizar los datos en la escritura y leerlos en forma periódica mediante un reloj cuya velocidad es el valor promedio de la escritura. Se denomina jitter de justificación. En los sistemas SDH los cambios de punteros producen corrimientos de 3 Bytes, es decir 24 bits (UIpp) simultáneos.

CONSECUENCIAS DEL JITTER. El jitter produce la incorrecta regeneración de la señal digital (errores) debido a que en tanto los datos se corren de fase, el reloj absorbe el jitter y no se mueve. Además se producen deslizamientos en las memorias buffer y la consiguiente pérdida de alineamiento de trama si el corrimiento es lento (wander) y de gran amplitud.

3.3- OBJETIVOS DE FLUCTUACIÓN DE FASE.

En **ITU-T G.732/742/751/823** (PDH) y **G.783/958/825** (SDH) se encuentran los objetivos que en materia de fluctuación de fase deben cumplir los sistemas y equipos digitales. Los objetivos se dividen en los correspondientes a la señal de datos y los que corresponden al reloj.

MÁXIMO JITTER/WANDER EN UNA INTERFAZ. Consiste en demodular la señal digital para obtener el corrimiento de fase, filtrar la señal demodulada y obtener el valor máximo. Se admiten valores mayores de fluctuación de fase en frecuencia bajas que en altas. Esto se debe a que la fluctuación de fase de menor frecuencia es tolerada por los equipos y compensada por las memorias elásticas en mayor medida que las de alta frecuencia. Las frecuencias del filtro para medir **Jitter** y el valor aceptado dependen de la velocidad de transmisión.

Por ejemplo, para una velocidad de **155 Mb/s** con filtro $F1=200$ Hz a $F4=3,5$ MHz la amplitud máxima de jitter es $B1=1,5$ UIpp. Mientras que con $F3=10$ kHz a $F4=3,5$ MHz la amplitud es $B3=0,075$ UIpp. Los valores a obtener en una sección digital se encuentran en **ITU-T G.921**. El valor de **Wander** se mide en términos de MEIT máximo excedido en un intervalo de medida de S seg. Debe ser $(0,01.S+10000)$ nseg, que corresponde a 10^{-11} con más de 10^7 seg de medida.

MÁXIMO JITTER EN UNA SALIDA DIGITAL. También conocido como jitter propio de un equipo. Se trata del jitter de salida cuando en la entrada de un equipo no se ingresa fluctuación de fase. El valor máximo se mide en la salida de un equipo aislado o en la salida de una sección digital. Las frecuencias del filtro y el valor aceptado dependen de la velocidad de transmisión.

Por ejemplo, para una velocidad de **140 Mb/s** con filtro $F1=200$ Hz a $F4=3,5$ MHz la amplitud máxima de jitter de un equipo individual es $B1=1,5$ UIpp y en una sección digital es $B3=0,75$ UIpp. Mientras que entre $F3=10$ kHz a $F4=3,5$ MHz la amplitud de jitter máximo en una sección es de $B4=0,075$ UIpp.

MINIMO JITTER/WANDER TOLERADO POR LA ENTRADA. En un equipo los valores máximos permitidos en una interfaz se transforman en los valores mínimos que debe soportar la entrada de cualquier equipo digital. De esta forma generando un jitter/wander sinusoidal se deben exceder los valores máximo señalados para una interfaz sin que el equipo genere errores o deslizamientos.

Por ejemplo, en una interfaz de **2 Mb/s** el jitter/wander tolerado debe ser superior a una plantilla que une los siguientes puntos:

- Frecuencia $1,2 \cdot 10^{-5}$ Hz y wander de 36,9 UIpp.
- Frecuencia 20 Hz y jitter/wander de 1,5 UIpp.
- Frecuencia 600 Hz y jitter de 1,5 UIpp.
- Frecuencia 3 kHz y jitter de 0,2 UIpp.
- Frecuencia 20 kHz y jitter de 0,2 UIpp.

OBJETIVOS DE TEMPORIZACION

MÁXIMA GANANCIA DE JITTER/WANDER. Cuando a la entrada de un equipo se ingresa un valor de jitter/wander de UI_{in} , el ITU-T recomienda el valor máximo de salida UI_{out} . Se expresa como la ganancia máxima permitida entre la entrada y salida:

$$G \text{ dB} = 20 \log (UI_{in}/UI_{out}).$$

Por ejemplo, entre la entrada y salida de **2 Mb/s** la ganancia de jitter/wander debe ser inferior a +0,5 dB hasta 40 Hz. Luego debe atenuarse de forma que en 400 Hz la atenuación sea superior a -19,5 dB.

JITTER/WANDER TOLERADO POR LA ENTRADA DE RELOJ. En un equipo SDH la fuente de temporización SETS debe tolerar una entrada externa con jitter/wander. En **ITU-T G.81s** se indica la plantilla de jitter tolerado en la entrada como UI_{pp} en función de la frecuencia (1 Hz a 1 MHz). También se indica el wander en términos de MTIE y TDEV (*Time Deviation*) en función de la frecuencia (0,1 Hz a 1 kHz).

JITTER/WANDER MÁXIMO EN LA SALIDA DE RELOJ. Se indica el jitter máximo que puede tener la salida al exterior del reloj SETS. Entre las frecuencias de 20 Hz a 100 kHz debe ser inferior a $0,05 UI_{pp}$ (tiempo de medida 60 seg). El wander de salida se entrega como una plantilla de MTIE y TDEV en función del tiempo de medida para el modo bloqueado y no-bloqueado de funcionamiento.

PLAN DE SINCRONISMO DE RED SDH

Con referencia a la red de temporización, la distribución del sincronismo y la reconfiguración en caso de fallas.

1- TEMPORIZACIÓN DE REDES

El Plan de Sincronismo de una red involucra estratos de temporización. Estos estratos se definen en la **Tabla 01**. Localmente la temporización del estrato 1 o reloj de referencia primario **PRC** puede obtenerse desde relojes atómicos de Cesio. En condiciones ideales se pueden obtener estabilidades mucho mejores a 10^{-11} ; equivalente a 1 segundo de error cada 30 mil años ¹⁾. Sin embargo, se requieren 2 o más unidades localizadas en el mismo lugar a fin de dar suficiente redundancia y confiabilidad. Pueden ser subordinados a un receptor de temporización satelital **GPS**. Los relojes de estrato 2 y 3, denominados de tránsito y local **TNC-LNC**, se realizan mediante Rubidio o Cuarzo (doble cámara térmica). Los relojes distribuidos en los equipos de transmisión son realizados mediante VCO de cuarzo. A continuación, y antes de describir en detalle las particularidades de sincronismo en una red sincrónica, se ofrecen algunos ejemplos de redes actuales.

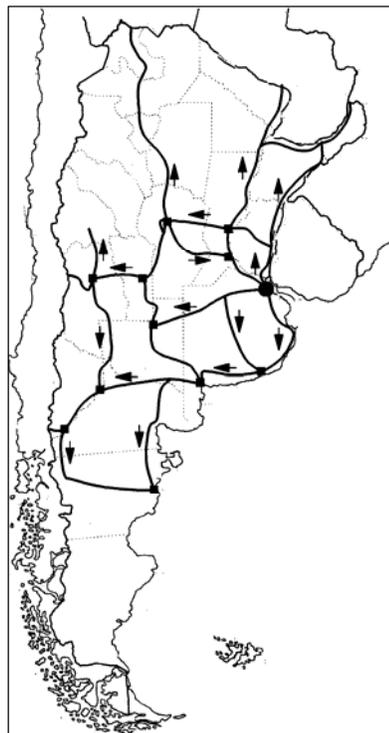
EJEMPLO AT&T. (J.Abate-1989). La antigua jerarquía de AT&T en USA disponía de un reloj maestro en Hillsboro-Missouri y era distribuido por la red analógica. La estabilidad del reloj de cuarzo era de 10^{-12} . La nueva jerarquía sincrónica se encuentra dividida en 4 estratos o niveles. El estrato 1 consiste en relojes de Cesio, Rubidio subordinados al GPS. Se tienen 16 relojes de estrato 1 para un número idéntico de regiones (incluyendo Hawaii y Puerto Rico).

EJEMPLO US-Sprint. (L.Thomas-1991) La frecuencia de referencia de US-Sprint en USA se toma desde el sistema Loran-C (referencia primaria) y del sistema GPS o desde un reloj atómico (referencias secundarias). Entre ambos se obtiene un estándar de frecuencia disciplinado responsable de la estabilidad a corto plazo, que además puede ser corregido mediante una entrada remota (interfaz IEEE 488 bus).

EJEMPLO PDVSA. La red de comunicaciones de Petróleos de Venezuela consiste desde 1990 en 3 regiones. Cada una de ellas dispone de una central nodal (Cabimas, Caracas y Anaco) con un reloj de cuarzo de alta estabilidad subordinado a un receptor GPS. Se trata de una red con 3 regiones cuasi-síncronas unidas mediante enlaces de radio PDH a 140 Mb/s y derivaciones a 34 Mb/s.

EJEMPLO TELEFÓNICA-TELECOM. En la red de Argentina desde 1995 se disponen de dos relojes primarios de estrato 1 (PRC), ambos se ubican en Buenos Aires y se utilizan para la región norte y sur del país. Se trata de 2 relojes de Cesio subordinados al GPS y dos relojes de Rubidio para ofrecer la función Holdover. La red es SDH por fibras ópticas STM-16 formando anillos para enrutar tráfico mediante operadores Cross-connect DACS. En la **Fig 01** anexa se muestra la red de sincronización de Argentina que complementa con relojes de estrato 2 (Rubidio y GPS), subordinados a la señal de recepción en línea óptica.

En caso de corte del enlace, Telefónica recurre al receptor GPS para la subordinación del estrato 2, en tanto que Telecom confía en la estabilidad Hold-over del reloj de rubidio. Se observa una combinación de una red jerárquica con un reloj de estrato 1 y una red con varias referencias secundarias sincronizadas con una referencia universal (GPS). Se dispone de estrato 3 en los centros de conmutación intermedios (distribuidores de sincronismo **BITS-SSU**). En este caso los relojes de cuarzo (compensados en temperatura en cámara térmica) son subordinados a la señal de recepción por



¹⁾ El ciclo de vida del universo iniciado en el Big Bang puede ser cerrado. De ser esta teoría cierta, ha sido estimado por **A.Sandage**-1965 en 82.000 millones de años momento en que se produce la implosión, en este período de tiempo un reloj de Cesio acumularía 75 horas de error.

PLAN DE SINCRONISMO DE RED SDH

el sistema de transmisión. En condiciones normales, las centrales actuales obtienen la temporización promediando varios tributarios de recepción y con 2 relojes de cuarzo de referencia libre en caso de falla.

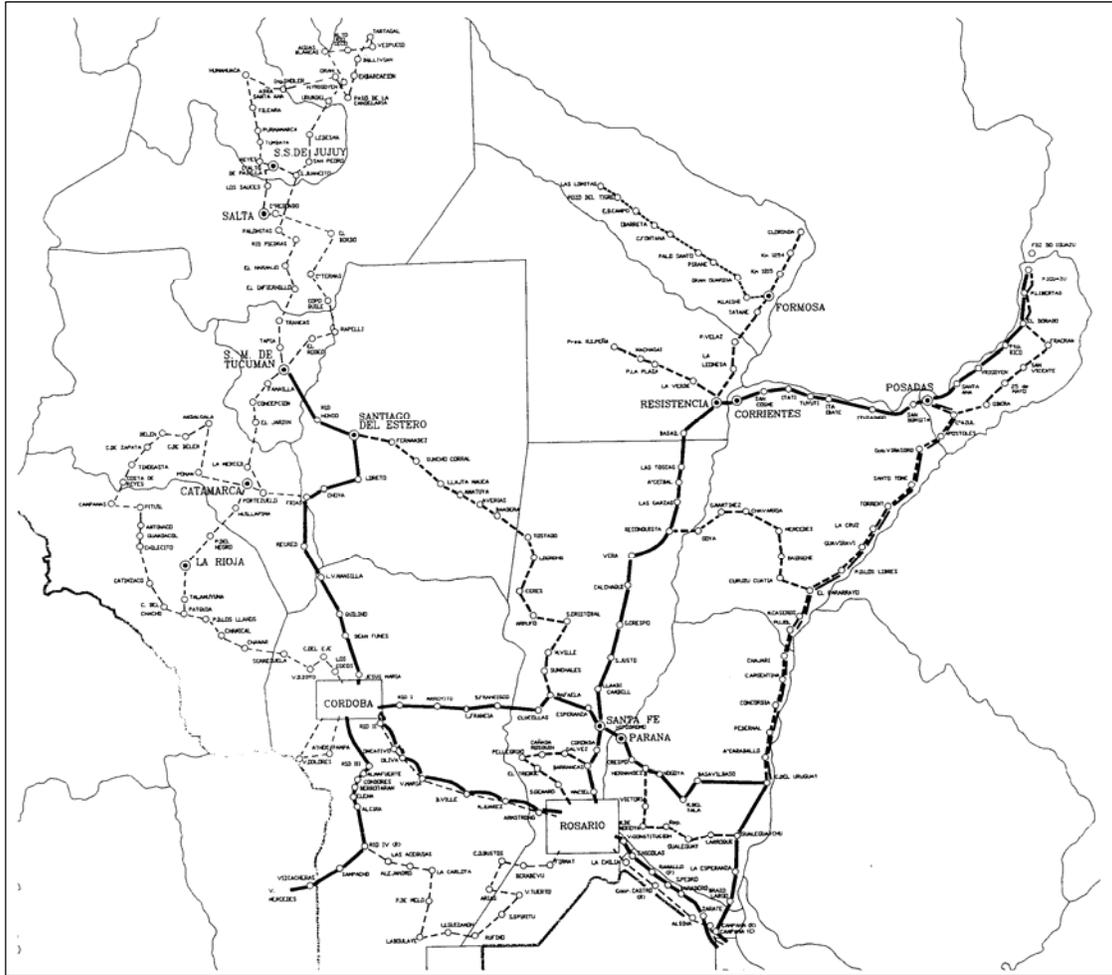


Fig 01. Plan de sincronismo SDH para el año 1995 en Telecom-Argentina.

PLAN DE SINCRONISMO DE RED SDH

2- SINCRONISMO INTRA-ESTACIÓN

El Plan de distribución del sincronismo en una red parte desde los relojes primarios y mediante enlaces o anillos PDH/SDH se propaga hacia el exterior. Sin embargo, por razones de redundancia, se requieren relojes distribuidos y la reconfiguración en caso de corte. El plan de sincronismo toma en cuenta:

- El sincronismo dentro de una oficina de comunicaciones.
- La programación del sincronismo de los equipos de transmisión.
- La propagación de la temporización y reconfiguración de la red.

2-1. SINCRONISMO EN EDIFICIOS.

La Bellcore en 1993 ha definido los conceptos temporización de *inter-office* e *intra-office*. La parte *inter-office* se ocupa de la propagación del sincronismo; en tanto que *intra-office* incorpora un bastidor que realiza las funciones de recuperación, limpieza y composición de una referencia secundaria (reloj maestro de estación) respaldado por un oscilador propio.

El bastidor *intra-office* se trata de un complejo donde el oscilador local puede ser un par de relojes de rubidio o de cuarzo y distribuye la temporización a toda la sala de equipos. A este bastidor se lo denomina:

- BITS** (*Building Integrated Time Supply*) por Bellcore y
- SSU** (*Synchronization Supply Utility*) por el ITU-T.

El SSU puede ser PRC, TNC o LNC, de acuerdo con el reloj incorporado. En la **Tabla 01** se resumen algunas características de la jerarquía de relojes.

Tabla 01. Relojes involucrados en una red de sincronismo.

| | |
|-------------|---|
| SSU | Es un reloj de tipo PRC, TNC o LNC. Con SSU el sincronismo pasa a formar parte de la estación de comunicaciones. Este concepto facilita la operación del sincronismo y su gestión. Se sincroniza desde una o dos entradas externas, en este caso por distinto camino. Todos los equipos de la estación adoptan la temporización desde el SSU. La central de conmutación también es dependiente del SSU. |
| PRC | (<i>Primary Reference Clock</i>) Es un reloj de Cs o Rb (subordinado o no al GPS) con estabilidad 1×10^{-11} . PRC debe cumplir con la norma ITU-T G.811 . |
| TNC | (<i>Transit Node Clock</i>) En el estrato 2 se adopta un concepto SSU con estabilidad 1×10^{-9} . Se realiza mediante relojes de cuarzo en doble cámara térmica o mediante Rb. Debe cumplir la norma ITU-T G.812 . El número máximo de relojes TNC debe ser 10. El TNC se encuentra ubicado en una extremo de la línea de sincronismo. Puede recibir también sincronismo desde 2 líneas distintas (provenientes desde el PRC). Puede disponer de un receptor GPS para subordinar al TNC en caso de falla. En ausencia total de subordinación se autoconfigura en la función Hold-over. Debe evitarse una larga cadena en cascada de relojes LNC entre TNC (máximo de 2). LNC recibe temporización desde ambos extremos (TNC). |
| LNC | (<i>Local Node Clock</i>) Es el estrato 3 con estabilidad de 2×10^{-8} . Se realiza mediante relojes de cuarzo compensado en temperatura. En este caso se dispone de dos alternativas un VCXO (<i>Voltage Control Cristal Oscillator</i>) o OCXO (con control numérico y filtrado digital). Debe cumplir con G.812 . |
| SETS | (<i>Synchronous Equipment Timing Source</i>) Los equipos de transmisión SDH llevan una fuente de reloj interno que determina una estabilidad de 4,6 ppm. La norma es ITU-T G.81s . El número máximo de SETS entre SSU debe ser 20 (G.803). En G.81s se determinan las características de Jitter y Wander de un reloj de equipo SDH (SETS). |

En la **Tabla 02** se describen las definiciones que determinan la calidad de los relojes SSU. Por ejemplo, para un SETS (G.81s) se espera un free-run, Pull-in y Pull-out de 4,6 ppm.

Tabla 02. Características de un reloj TNC y LNC.

| | |
|------------------|--|
| Free-run | Estabilidad en oscilación libre. |
| Hold-over | La estabilidad en hold-over es desde el momento que se pierde la referencia y por 24 horas. El pasaje desde Hold-over al estado normal requiere un tiempo (superior a 10 seg) para verificar la validez (determinar que se trate de una referencia correcta y estable). La conmutación produce un salto de frecuencia denominado <i>Return-from-Holdover</i> . |
| Pull-in | Rango de captura. Definido como el rango dentro del cual el reloj captura el enclavamiento. El valor debe ser tan grande como la precisión en oscilación libre. Esto garantiza que un reloj es capaz de sincronizarse con el mismo estrato o superior. |
| Hold-in | Rango de enclavamiento. Es el rango donde se mantiene enclavado mientras la señal varía lentamente. Hold-in debe ser mayor a Pull-in. |

EJEMPLO NFR2001. (*Node Frequency Reference*) Este equipo de *Siemens* es una variante del reloj de una central de conmutación y posee las características de un SSU-TNC:

PLAN DE SINCRONISMO DE RED SDH

- Es un nodo de tránsito TNC (G.812) para aplicaciones intra-estación.
- Recibe hasta 3 referencias externas, con prioridad y conmutación automática.
- Las entradas de referencia externa son 2 Mb/s (HDB3) o 10 Mb/s (senoidal).
- La conmutación ocurre sobre distintas entradas, entre unidades duplicadas y a Holdover.
- Las unidades redundantes son: unidad de supervisión central, de Input/output y PLL.
- El PLL es una unidad de cristal de cuarzo a 8192 kHz.
- La estabilidad en holdover es 10^{-9} /día y en free running de $5 \cdot 10^{-10}$.
- La configuración incluye: definición de unidades de hardware, prioridades y RTIE.
- Las alarmas son: LOS, LOF, AIS, MTIE (intervalo de medida de 10^{-3} seg) y SD (BER= 10^{-5}).

Una central de conmutación posee un reloj interno cuya estabilidad es similar a un estrato 2 o 3. Por ejemplo en la central EWSD de Siemens se dispone de dos loop de fase **PLL**. El conjunto se denomina **CCG** (*Central Clock Generator*). El primer PLL (duplicado) sirve para la generación del reloj y se sincroniza con señales externas de 2048 kb/s con trama. El segundo PLL (también duplicado) sirve para el sincronismo cruzado de los relojes generadores. La última etapa es la distribución de temporización. Este reloj efectúa una prueba diaria entre las 04:00 y 04:05 AM de cada una de las etapas.

2-2. SINCRONISMO DE EQUIPOS

JERARQUÍA PDH. Esta jerarquía tiene la particularidad que cada nivel de multiplexación (8, 34, 140, 565 Mb/s) posee un reloj independiente de los demás. Esta operación plesiócrona se repite entre transmisión y recepción. Los tributarios de entrada a cada nivel de multiplexación son embebidos dentro de la trama mediante el mecanismo de justificación positiva (*stuffing*). Las variantes de sincronismo se presentan en la **Tabla 03**.

Tabla 03. Variantes usadas para sincronizar los equipos de la jerarquía PDH.

| | |
|-------------------|---|
| Externo | Tomado desde el distribuidor de estación SSU. Solo es posible en multiplexores de 2 Mb/s. |
| Loop | Tomado desde la señal de recepción. Se usa para subordinar un extremo al otro en multiplexores de primer orden 2048 kb/s. Es la única posibilidad para usuarios digitales que ingresan a la red (los 64 kb/s no poseen justificación dentro de la trama de 2048 kb/s). |
| Interno | Denominado funcionamiento plesiócrono <i>free-running</i> . Es el caso típico aplicado a los niveles de jerarquía de 8 Mb/s o superior. Se trata de transmitir en ambos sentidos con relojes distintos y por lo tanto se tiene una velocidad distinta de transmisión y recepción. |
| Tributario | Este es el caso, adoptado en los equipos de transmisión por radioenlace y fibra óptica. La etapa de transmisión toma el reloj desde el último nivel jerárquico de multiplexación. |

El plan de sincronismo en la red PDH tenía en cuenta un PRC en el centro internacional y una distribución jerárquica entre los nodos de conmutación. En la red sincrónica SDH no existe tal relación entre los relojes PRC-TNC-LNC y el centro internacional, de tránsito y local.

JERARQUÍA SDH. En tanto en PDH lo normal es el sincronismo interno, los equipos SDH se configuran para recibir la temporización desde el exterior en condiciones normales de funcionamiento. Solo en caso de falla se pasa al sincronismo interno. Una particularidad de gran importancia en SDH es que todos los equipos multiplexores y de transmisión se encuentran sincronizados desde la misma fuente. La **Tabla 04** resume las alternativas de sincronismo de los equipos en la jerarquía sincrónica **SETS**.

Tabla 04. Alternativas de sincronismo en el SETS.

| | |
|----------------------|---|
| Clock Sistema | <ul style="list-style-type: none"> -Fuente externa desde una entrada de 2048 kHz: <ul style="list-style-type: none"> -Desde un SSU de estrato 1/2/3. -Desde la salida externa de otros equipos. -Sincronismo desde las entradas tributarias: <ul style="list-style-type: none"> ...Desde 2 Mb/s para el multiplexor STM-1. ...Desde STM-1 para el mutiplexor STM-N. -Sincronismo desde la señal de recepción (STM-N). <ul style="list-style-type: none"> ...Sincronismo en loop (transversal hacia atrás) y ...Sincronismo longitudinal hacia adelante (en repetidores). -Sincronismo desde el demodulador (enlaces de radio STM-1). |
| Salida Clock | -Se trata de la salida de reloj hacia otro equipo o al SSU. Las alternativas son: <ul style="list-style-type: none"> -Reloj de sistema, entrada de tributario o <i>sqelch</i> (silenciamiento de la señal de salida). |
| Clock Interno | <ul style="list-style-type: none"> -Holdover. Para el caso de falla de las distintas fuentes de entrada. Es el promedio de los últimos estados de frecuencia memorizados. Entrega una estabilidad de $\pm 4,6$ ppm por 24 horas. -Free-run. Para el caso de falla del estado hold-over. Es un reloj interno de cristal con estabilidad de ± 15 ppm o mejor. |

PLAN DE SINCRONISMO DE RED SDH

PROGRAMACIÓN DEL SINCRONISMO. Cada equipo puede tener varias alternativas de sincronismo. Las características de la gestión del sincronismo son:

- Se programa el reloj de sistema y la salida del reloj al exterior por separado.
- La **prioridad** entre distintas fuentes de sincronismo se programa por software (PC *laptop* en interfaz F RS-232 de 9 pin).
- La **SALIDA DE RELOJ** puede encontrarse en condición *squelch* para silenciamiento.
- La alternativa típica es el reloj de recepción (sistema).
- Se programan alternativas y prioridades de sincronismo para el **RELOJ DE SISTEMA**.
- Se selecciona en forma **automática** la fuente de sincronismo en caso de falla.
- Se puede programar si la conmutación de fuente de sincronismo es **reversible** (retorno a fuente primaria).
- Se puede programar un tiempo de espera para dicha reversión en seg (*Wait-to-Restore*).
- Se configura el Byte S1 para la reconfiguración del sincronismo en caso de falla.
- La conmutación entre alternativas de sincronismo provoca un inevitable salto de fase.
- Con el propósito de reducir el salto de fase, se programa la **constante de tiempo** (velocidad de adaptación de fase).

PLAN DE SINCRONISMO DE RED SDH

3- SINCRONISMO INTER-ESTACIÓN

3-1. PROPAGACIÓN DE LA TEMPORIZACIÓN.

En los equipos PDH el proceso de justificación produce un corrimiento de fase de 1 bit por trama. El corrimiento de punteros en SDH produce en cambio una variación de fase de 3 Bytes simultáneos. Ambos casos deben ser compensados por las memorias elásticas. El corrimiento en SDH se torna intolerable si existen cambios de punteros frecuentes en el mismo sentido. Algunos equipos dimensionan las memorias elásticas para soportar 2 corrimientos de punteros sucesivos en el mismo sentido. Por esta razón, se hace necesario sincronizar todos los equipos SDH para reducir el movimiento de punteros. Por razones de acumulación de jitter el ITU-T ha limitado el número de relojes SSU a 10, desde un reloj primario. El número máximo de SETS es de 20 entre SSU y 60 en total desde un reloj primario. En USA este número de SETS se ha reducido a 8.

PROPAGACIÓN EN PDH. De esta forma la propagación del sincronismo en tramos de enlace PDH se realiza de la siguiente forma:

-Se toman como referencia los tributarios de 2 Mb/s incluidos (embebidos) en la trama de orden jerárquico superior. Esta trama de 2 Mb/s se lleva hasta el SSU (TNC-LNC) o al reloj de la central de conmutación.

-Cuando la señal que transporta la sincronización es una trama de 2 Mb/s en los tramos PDH, puede ser conveniente no cargarla con tráfico. Se evita que por razones de operación (contingencia de tráfico) se modifique el enrutamiento por descuido en un cross-connect o add-drop intermedio.

PROPAGACIÓN EN SDH. En este caso para evitar el jitter introducido por el salto de punteros la propagación de la temporización cumple las siguientes reglas:

-En los tramos de red SDH la temporización se extrae desde la trama STM-N de línea óptica (o desde STM-1 en un radioenlace). Se debe tomar desde la señal de línea en lugar desde un tributario de 2 Mb/s incluido en la trama.

-Los equipos disponen de una salida de reloj hacia el exterior el cual se utiliza para llegar hasta el SSU o la central de conmutación.

-En las redes ATM, cuyo medio de transporte es la red SDH, se disponen de celdas de justificación para operaciones plesiócronicas o compensación de wander. Debido a que una celda posee 53 Bytes el proceso de justificación introduce un corrimiento de fase elevado y no es conveniente extender la temporización de red mediante los tributarios de celdas ATM. Nuevamente, el sincronismo debe extenderse desde la línea óptica SDH.

En la **Fig 02** y **Tabla 05** se muestran diversos casos de sincronización de equipos SDH. Se trata de una secuencia de equipos que incluyen distintas posibilidades de programación.

Tabla 05. Casos de sincronismo en estaciones SDH.

| | |
|------------------|--|
| Terminal | Se trata de un equipo terminal sincronizado desde la entrada exterior CK-IN , proveniente desde un reloj de estrato PRC o TNC. Es el inicio de la línea de distribución. La segunda alternativa tiene previsto el sincronismo desde la recepción. |
| Repetidor | Estación repetidora pura. El sincronismo se toma desde la señal de recepción en forma longitudinal. Es la única alternativa de sincronismo. En caso de falla se pasa a hold-over. |
| DobleTER | Estación doble terminal. En este caso la central de conmutación local y el terminal de transmisión se toman desde la salida de sincronismo hacia el exterior CK-OUT . En el sentido West-a-East la prioridad 1 se toma desde la entrada exterior CK-IN y la prioridad 2 desde recepción (loop). En el otro sentido las prioridades se invierten. De esta forma el sincronismo normal es de W-a-E y el alternativo desde E-a-W. |
| Add-Drop | Una estación Add-Drop posee una distribución similar al doble terminal. En condiciones normales el sincronismo desde el lado West temporiza a ambos transmisores. En caso de falla la alternativa 2 es temporizar desde el lado East. |
| SSU (LNC) | Esta estación doble terminal dispone de un distribuidor de temporización SSU de estrato 3 (LNC). Las prioridades del LNC son West y East respectivamente. El LNC entrega el sincronismo a otros equipos y a la central de conmutación. |
| SSU (TNC) | En esta estación se dispone de un SSU con reloj de estrato 2 (TNC de Rubidio y GPS). Las prioridades sobre este estrato 2 son: el reloj disponible en CK-OUT desde el lado West, la subordinación al receptor de GPS y la condición Hold-Over. En esta estación se interrumpe la secuencia lineal de sincronismo. En caso de falla del sentido West-a-East la línea óptica pasa a sincronizarse desde el TNC ubicado en East. |

PLAN DE SINCRONISMO DE RED SDH

3-2. LOOP DE SINCRONISMO

Al desarrollar el **Plan de Sincronismo** hay que evitar los posibles loop cerrados de temporización. Se destacan las siguientes particularidades:

- Los loop de sincronismo produce regiones aisladas de temporización con inestabilidades causadas por la realimentación.
- Para evitar el loop de sincronismo pueden usarse los mensajes de gestión (Byte S1) y relojes TNC con Hold-over.
- En una estructura en anillo deben existir al menos 2 nodos con relojes TNC. Las vías de acceso a ellos deben ser distintas.
- La subordinación a GPS permite disponer de varias referencias primarias distribuidas.

Un loop de sincronismo puede derivarse desde la **Fig 02**, en tanto que la presencia de los estratos 2 TNC en los anillos Telefónica/Telecom se obtiene desde la **Fig 01**. El loop se produce cuando debido a la pérdida de la referencia primaria un equipo Add-Drop conmuta desde el sincronismo externo al estado de sincronismo interno. La siguiente estación continúa sincronizada con la señal de recepción y se forma un loop. Para evitarlo se utiliza el mensaje de sincronismo **SSM** (Byte S1).

El autor ha podido comprobar, en experiencias realizadas en Argentina, que el loop de sincronismo produce un paulatino corrimiento de frecuencia del reloj del loop respecto al resto de la red. De este modo el número de cambio de punteros se incrementa paulatinamente, lo cual a su vez se traduce en picos de jitter y en errores en el usuario. También se comprobó en forma práctica que, provocar un loop de sincronismo sobre equipos que tienen largos períodos de tiempo sincronizados correctamente, el loop de sincronismo se corre de frecuencia más lentamente que cuando dicha estabilidad no ha estado presente.

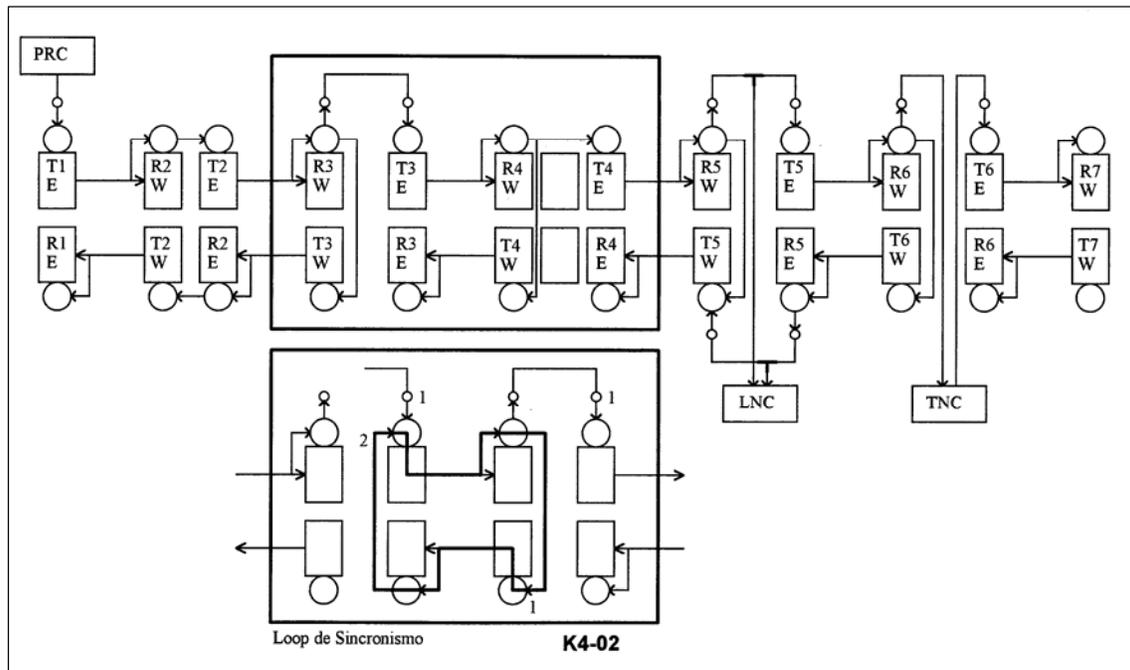


Fig 02. Propagación del sincronismo en la red SDH.

BYTE S1. Este byte se ubica en la posición (9,1,1) en MSOH. Está definido en G.708 desde 1992. Identifica la calidad de la fuente de sincronismo externo del equipo corresponsal. El mensaje transportado ocupa 4 bits (5...8) y se denomina **SSM** (*Synchronization Status Message*). En la **Tabla 06** se muestran las posibilidades de nivel de calidad **QL**.

Tabla 06. Mensajes SSM sobre el Byte S1 para sincronismo.

| | | | | | |
|------|---------------|------|---------------------------------------|-------------|-------------------------|
| -QL0 | Hexadecimal 0 | 0000 | Calidad desconocida | | |
| -QL1 | Hexadecimal 2 | 0010 | Entrada externa de $1 \cdot 10^{-11}$ | PRC | reloj primario G.811 |
| -QL2 | Hexadecimal 4 | 0100 | Entrada externa de $1 \cdot 10^{-9}$ | TNC | reloj de tránsito G.812 |
| -QL3 | Hexadecimal 8 | 1000 | Entrada externa de $2 \cdot 10^{-8}$ | LNC | reloj local G.812 |
| -QL4 | Hexadecimal B | 1011 | Hold-over $4,6 \cdot 10^{-6}$ | SETS | equipo SDH G.81s |
| -QL5 | Hexadecimal F | 1111 | No usar para sincronismo | | |

El equipo que recibe la señal STM-N determina si dicha fuente es aceptable para tomarla como referencia (sincronismo en recepción) o es preferible la función hold-over para el generador de temporización. Se puede programar por software (interfaz F/Q) el **umbral mínimo** aceptado antes de pasar a hold-over.

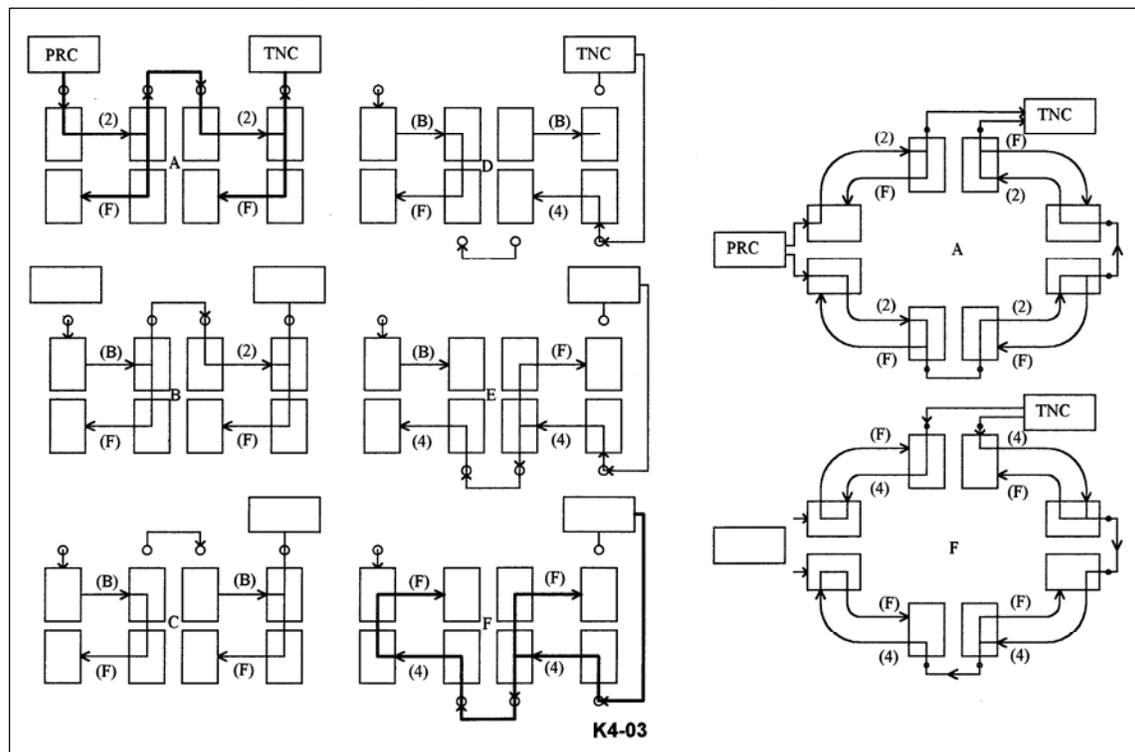
PLAN DE SINCRONISMO DE RED SDH

El proceso de cambio involucra un tiempo elevado (algunos minutos) por ello el número de estaciones entre TRC debe ser limitado. Siguiendo la **Fig 03** y **Tabla 07** se observa el proceso por el cual se procede al cambio de fuente de temporización evitando el loop de sincronismo. Se trata de dos secciones (terminal-terminal) concatenadas. El primer terminal se sincroniza desde el PRC; el sincronismo se propaga hacia la derecha y subordina a un reloj de estrato 2 TNC.

Tabla 07. Proceso de cambio de dirección del flujo de reloj.

| | |
|-------------------|--|
| A-Normal | En condiciones normales se emite hacia adelante el mensaje de fuente PRC (hexadecimal 2). Hacia atrás se recibe el mensaje de no utilizar para sincronismo (hexa F). Dichos mensajes se repiten en ambos enlaces, dando lugar a una secuencia 2/F-2/F . |
| B-Corte | En caso de pérdida de la referencia externa PRC se conmuta a sincronismo Holdover y se envía el mensaje de no utilizar para sincronismo (hexa B). No se toma el sincronismo en recepción debido al mensaje (hexa F). Se tiene la secuencia B/F-2/F . |
| C-Squelch | El segundo terminal ignora la señal de recepción como fuente de referencia y se anula la salida de temporización hacia el exterior (<i>sqelch</i>). En tal caso, el equipo siguiente conmuta a Holdover (hexa B). Se tiene la secuencia B/F-B/F . Un nuevo squelch se produce en el tercer terminal y el TNC pasa a operar con una segunda referencia. Tal situación permite un "efecto dominó" donde una pérdida de referencia se propaga hacia adelante hasta encontrar un estrato 2 (TNC). |
| D/E-Cambio | Desde este momento se procede a restaurar el sincronismo pero en sentido contrario. El tercer terminal se sincroniza con la alternativa 2 desde el TNC y se emite el mensaje (hexa 4). La secuencia es B/F-B/4 . |
| F-Cambio | El segundo terminal se sincroniza con el tercero y la secuencia es B/F-F/4 . Se habilita la salida de reloj y se sincroniza hacia la izquierda; la secuencia es B/4-F/4 . Por último, el primer terminal se sincroniza con el segundo y se tiene la secuencia F/4-F/4 . |
| A/F-Anillo | En un anillo la configuración es similar en ambos sentidos. Se asegura la presencia de dos relojes distintos (PRC o TNC) para efectuar la reconfiguración del sincronismo en caso de falla. |

Fig 03. Reconfiguración del sincronismo en una red y un anillo.



CLASIFICACION DE MEDICIONES

Referido a los distintos tipos de mediciones realizadas sobre sistemas de transmisión.
Clasificación y notas de la experiencia.

Usted dirá que la realidad no tiene la menor obligación de ser interesante. Yo replicaré que la realidad puede prescindir de esa obligación, pero no las hipótesis.

Jorge Luis Borges-1942

DIGRESION HISTORICA. El primer trabajo referido a documentar los instrumentos de medida es la obra de Ptolomeo "Almagesto". Se trata de una relación detallada de los instrumentos en el imperio de Alejandro Magno. Las primeras unidades de medida se basaban en el cuerpo humano. En Egipto se usaban unidades de longitud como palmo, codo, braza y pie. Las longitudes variaban entre distintos lugares; el codo egipcio valía 52,3 cm, el codo sumerio era de 49,5 cm y el codo asirio de 64,2 cm. En Inglaterra Enrique I determinó en 1305 el "codo patrón" como la distancia entre el codo y la punta de sus dedos y la "yarda patrón" como la distancia entre la nariz y la punta de sus dedos y permanece en la actualidad. El "pie patrón" se supone basado en el pie de Carlomagno. La Revolución Francesa fue la impulsó el sistema de medidas decimal que se aplica actualmente.

En 1958 el Comité de Pesas y Medidas introdujo las raíces griegas para los múltiplos y la raíz latina para los submúltiplos. Por ejemplo, del griego *chilioi* que significa mil es el kilo, *hecatón* es el cien y *deka* el diez. También del latín *mille* que significa mil es el mili, *centum* significa cien y deriva el centi y *decem* significa diez. De raíces griegas derivan *teras*, *gigas*, *mezas*, *chilioi*; y del latín derivan *mille*, *mikros*, *nanos*. El prefijo *pico* deriva del español; en tanto que *femto* y *atto* derivan de palabras danesas.

NECESIDAD DE LA TEORIA DE LA MEDIDA (en la fotografía, el autor con instrumentos de medición digitales del año 1983). El objetivo y las limitaciones de los siguientes trabajos, reunidos en la Serie M, son los derivados del hecho que las mediciones son asociadas normalmente a una actividad práctica alejada de la teoría. Este grave error se descubre cuando las mediciones no entregan los resultados deseados.



Algunas observaciones generales a los Capítulos de esta Sección:

-No se pretende enseñar a utilizar los instrumentos de medición. Cada uno posee ciertas particularidades especiales y de interés específico. Solo se entregan algunas imágenes de mediciones prácticas.

-Se discute sobre qué debe medirse, porqué y cómo. La pretensión es entregar al operador de una red una guía de las mediciones a efectuar, con el instrumental involucrado. Algunas fotografías pueden ser de utilidad a tal efecto.

-Un buen sistema para tomar puntería cuando se está a punto de aventurarse en territorios inexplorados es desarrollar una medición trivial, para la cual se conoce la respuesta. Muchas veces consiste en un loop entre instrumentos de transmisión-recepción.

-Siempre resulta muy conveniente hipotizar una respuesta antes de efectuar la medición real; si ésta es similar a la hipótesis se puede decir que se tiene dominio del experimento. En caso contrario es necesario revisar tanto la hipótesis inicial como la medición. Descubrir ciertas fallas en equipos o redes tiene mucho de trabajo de detective. Con respecto a las hipótesis puede seguirse la frase de Borges.

-Normalmente cuando un operador se encuentra frente a un nuevo instrumento difícilmente lo estudia antes de usarlo, por regla general lo trata de conocer directamente en la aplicación, manoseando las teclas de operación. Esto es natural y casi todos los seres humanos actúan de esta manera. Sin embargo, la teoría de la medida y del instrumento son necesarias más adelante, sin opciones deben ser conocidas.

CLASIFICACION DE MEDICIONES

-Los instrumentos de medida han mejorado su manejo, reduciendo la artesanía involucrada en la medición, pero permanece la esencia. Por ello es que la teoría de la medición es tan importante: medir es muy fácil, lo difícil es la interpretación de los resultados. Este hecho está ligado directamente al uso de software en los instrumentos. Usar una computadora es muy fácil (un teclado y un mouse) lo difícil es que hacer con ella.

-Cuando se hace referencia a la artesanía en las mediciones se tiene en cuenta aquellos aspectos que son variables de una medición a otra: posición de un potenciómetro, ajuste de un conector o su limpieza, temperatura, etc.

-Un buen consejo, pocas veces aplicado, es tomar nota de todas las condiciones de medida, documentar lo más posibles cada ensayo. Es decir aplicar el método científico de análisis. De esta forma será posible en la fase de análisis una mejor comprensión de los resultados. Gran cantidad de veces se efectúa la misma medida varias veces solo por insuficiente documentación de las anteriores.

-Se describe entonces en los siguientes trabajos, el fundamento de la medición y se comentan las conclusiones de mediciones prácticas. Conocer la teoría de la medida debe preceder a la medición. Esta regla pocas veces se cumple. Reducir los efectos de este error es el objetivo de estos trabajos.

En la **Tabla 01** se entrega un listado completo de mediciones a ser realizadas en las distintas partes de sistemas digitales de transporte. No se incluyen las pruebas triviales (verificación de puntos de tensión, frecuencia, funcionamiento de alarmas, análisis de trama, etc). Se señala por otro lado, cuando se realiza normalmente dicha medición; en fábrica, en proceso de instalación o durante la operación normal del sistema.

CLASIFICACION DE MEDICIONES

Tabla 01: Listado de mediciones sobre sistemas de transmisión digital.

| | Fábrica | Instalación | Operación |
|---|---------|-------------|-----------|
| A- Mediciones en canal telefónico analógico | | | |
| .Ganancia vs Frecuencia | X | X | |
| .Ganancia vs Nivel | X | X | |
| .Distorsión total (S/Nq vs Nivel) | | X | X |
| B- Mediciones en interfaz de línea eléctrica | | | |
| .Frecuencia y nivel de tensión | | X | X |
| .Formato del pulso rectangular HDB3/CMI | X | X | |
| .Fluctuación de fase (Jitter) | X | X | |
| .Estabilidad de relojes (Wander) | | X | X |
| C- Mediciones de Calidad de la transmisión digital | | | |
| .Tasa de error BER (G.821) US/SES/ES/DM | | X | X |
| .Objetivos de calidad (M.2100) | | X | X |
| D- Mediciones sobre el Modulador/Demodulador | | | |
| .Diagrama de ojo, vectorial y de constelación | | X | X |
| .Característica BER vs C/N o BER vs PRx | | X | X |
| .Signatura del demodulador | | X | |
| .Frecuencia de oscilador y Nivel de IF | X | X | X |
| .Espectro de IF | | X | X |
| E- Mediciones sobre Transmisor/Receptor | | | |
| .Frecuencia de oscilador y Nivel de Tx | X | X | X |
| .Espectro de RF | | X | X |
| .Intermodulación | | X | |
| .Linealidad y Retardo de grupo | | X | X |
| F- Medición del alimentador de antena | | | |
| .Ancho de banda de filtro de RF | | X | |
| .Pérdida de retorno de coaxial o guía de ondas | | X | |
| G- Mediciones en interfaz de línea óptica | | | |
| .Atenuación espectral de la fibra óptica | X | | |
| .Diagrama reflectométrico OTDR | | X | X |
| .Dispersión cromática de la fibra óptica | X | | |
| .Potencia de emisión del Láser | X | X | X |
| .Emisión espectral del Láser | X | | |
| .Sensibilidad del detector | | X | X |

MEDICIONES DEL CANAL DIGITAL

Sobre las mediciones en la conversión PCM, las características eléctricas de la señal digital y el Jitter y Wander (fluctuación de fase).

1- CARACTERÍSTICAS DEL CANAL ANALÓGICO

1.1- CANAL TELEFÓNICO ANALÓGICO.

Las mediciones que se efectúan sobre un canal telefónico digital pueden realizarse en 4 formas posibles: A/A, A/D (entrada analógica y salida digital), D/A y D/D. Generalmente se realizan con el equipo conectado en loop y a "4 hilos" (un par de transmisión y otro de recepción) en la forma A/A. El conjunto de características que debe cumplir el canal de 64 kb/s para telefonía está determinadas en ITU-T (antes CCITT) **G.712** para circuitos de 4 hilos y en **ITU-T G.713** para 2 hilos. A continuación, en la **Tabla 01**, se presenta un resumen.

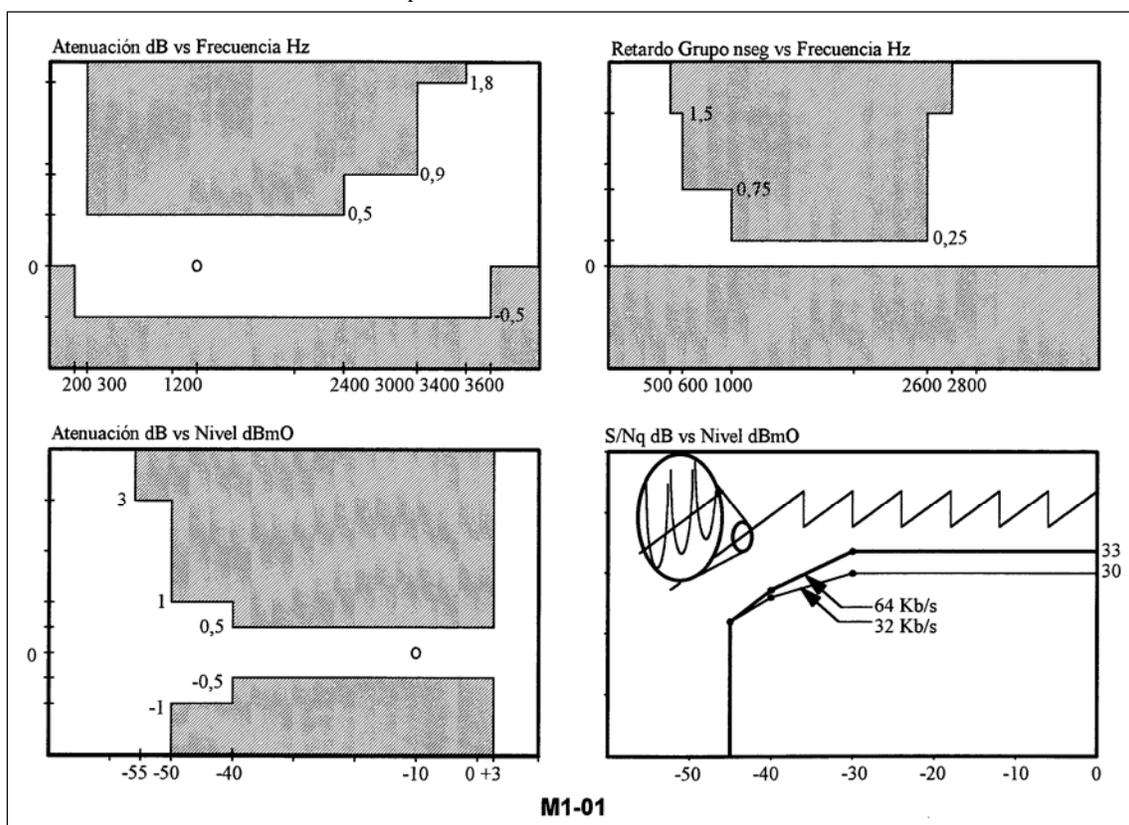


Fig 01. Distorsiones en el canal PCM.

MEDICIONES SOBRE CANALES PCM

Tabla 02. Mediciones sobre un canal telefónico con codificación PCM.

-Niveles relativos de entrada-salida.

Se refiere a los niveles de entrada y salida del canal telefónico de acuerdo con **ITU-T G.232**. Se indica el ajuste inicial de los niveles.

-Estabilidad a corto y largo plazo.

Se refiere a la estabilidad de niveles de salida de una señal senoidal debido a la deriva térmica y a variaciones en la tensión de alimentación. Se especifica -10 dBmO a 1020 Hz con tolerancia de 0,2 dB en 10 minutos y 0,5 dB en un año.

-Distorsión de amplitud en función de la frecuencia.

Se refiere a la variación de la ganancia en función de la frecuencia dentro de la banda del canal telefónico. Se entrega una plantilla dentro de la cual se debe encontrar dicha variación. La señal de prueba es de -10 dBmO a 1020 Hz y la plantilla se encuentra en la **Fig 01**.

-Variación de la ganancia en función del nivel de entrada.

Se refiere a la característica ganancia en función del nivel de señal. Los métodos de medida son una señal senoidal de 700 o 1100 Hz a -10 dBmO o mediante ruido de espectro plano. La plantilla se muestra en la **Fig 01**.

-Retardo de grupo.

Se refiere a la deriva de la pendiente de la característica de fase en función de la frecuencia. Se define el valor máximo de retardo de grupo absoluto y la distorsión de fase en función de la frecuencia. La señal de prueba es de -10 dBmO a 1020 Hz y el resultado será inferior a 0,25 mseg entre 1000 y 2600 Hz.

-Pérdida de retorno sobre los terminales de entrada.

Los terminales son pares simétricos de 600 ohm a 4 hilos y se define la pérdida de retorno máxima admitida debido a la desadaptación de impedancias. Se especifica un umbral de 20 dB entre 300 y 3400 Hz.

-Ruido en el canal en reposo.

Se refiere al ruido ponderado con un filtro psfométrico y medido dentro del canal telefónico. El ruido máximo debe ser inferior a -65 dBmOp a una determinada frecuencia en medición selectiva.

-Discriminación con señales fuera de banda.

Se refiere a la introducción de una señal senoidal fuera de la banda del canal telefónico (desde 4,6 a 150 kHz con nivel a -25 dBmO) y al nivel de salida de cualquier frecuencia imagen dentro de la banda del canal con atenuación superior a 25 dB.

-Señales parásitas fuera de banda. Se refiere a la introducción de una señal senoidal dentro de la banda del canal telefónico (300 a 3400 Hz con nivel de 0 dBmO) y al nivel de salida de cualquier frecuencia imagen fuera de la banda atenuada más de 25 dB.

-Señales parásitas dentro de banda.

Se refiere al nivel de señales parásitas dentro del canal telefónico producida por una señal senoidal entre 700 y 1100 Hz con nivel de 0 dBmO. Las señales parásitas se encontrarán entre 300 y 3400 Hz con un nivel selectivo inferior a -40 dBmO.

-Diafonía entre canales.

Se refiere al nivel de salida de cualquier canal dentro de la banda del canal telefónico debido a la diafonía producida por una señal senoidal dentro de banda (700 a 1100 Hz con 0 dBmO). Se indica la telediafonía máxima producida en -65 dBmO.

-Diafonía entre distintos sentidos.

Se refiere al nivel de salida de un canal dentro de banda en el sentido de retorno producida por una señal senoidal dentro de banda en el sentido de ida (300 a 3400 Hz con 0 dBmO). La paradiafonía será inferior a -60 dBmO.

-Productos de intermodulación.

Se refiere al nivel de los productos de intermodulación a la salida producido por dos frecuencias senoidales a la entrada no relacionadas armónicamente entre 300 y 3400 Hz. El nivel es de -4 a -21 dBmO a la entrada y la intermodulación $2f_1-f_2$ atenuada más de 35 dB.

-Interferencia causada por la señalización.

Se refiere al nivel máximo de interferencia (-60 dBmOp) admitido en un canal con señalización simultánea en todos los canales.

-Distorsión total.

Se refiere a la distorsión sobre la señal de salida introducida por el sistema incluyendo el **Ruido de Cuantificación**. Se proporcionan dos métodos de medida: mediante una señal senoidal (820 o 1020 Hz) o mediante ruido blanco. Se entrega la plantilla de medida de la **Fig 01**. De todas estas características la más importante se refiere a la distorsión total ya que incluye el ruido de cuantificación. La particularidad de este ruido es que existe solo en presencia de señal, de allí la dificultad para aislar a ambos.

MEDICIONES SOBRE CANALES PCM

1.2- RELACIÓN S/Nq PARA LA LEY A

Las distintas pendientes que se adoptan en la transferencia análogo-digital permite identificar que cada segmento dispone de 16 niveles pero que las amplitudes de señal codificada es distinta. Las señales grandes tienen proporcionalmente menos niveles disponibles.

Cada segmento tiene asociada una S/Nq distinta. El primer segmento tiene una pendiente equivalente al uso de $n=12$ bits de codificación, mientras que el último segmento corresponde a $n=6$ bits. La característica que relaciona a S/Nq con el nivel de S se representa en la **Fig 01**. Cada vez que la señal se reduce en 6 dB (la mitad de tensión en la transferencia del codificador) se cambia de segmento. Cada segmento mejora la S/Nq en 6 dB ya que aumenta en un bit el valor de n. La **relación teórica** lleva a infinito el valor de S/Nq cuando la muestra coincide con el nivel de cuantificación. Con instrumentos muy selectivos se pueden seguir estas variaciones dentro de un segmento.

En **ITU-T G.712** se entrega una plantilla sobre la cual se debe encontrar el valor de la medición efectuada. En la misma **Fig 02** se muestra la plantilla prevista por el **G.721** para la codificación ADPCM a 32 kb/s. La medición consiste en aplicar una señal de excitación en una parte de la banda y medir el ruido en otra. El Nq se distribuye prácticamente en forma uniforme dentro del canal y puede considerarse independiente de la forma de la señal. Como señal de prueba puede usarse un tono senoidal pero una señal de ruido simula mejor a un canal telefónico resultando ser más práctico y efectivo. Se genera la señal de prueba entre 300 y 550 Hz para medir el ruido entre 850 y 3400 Hz. El nivel del ruido se corrige posteriormente para el ancho de canal completo.

MEDICIONES SOBRE CANALES PCM

2- MEDICIONES EN EL CANAL DIGITAL

En los distintos órdenes jerárquicos digitales se efectúan mediciones relacionadas con las características eléctricas de la interfaz; la tasa de error BER y la fluctuación de fase. Con referencia a las características eléctricas se tiene un resumen en la **Tabla 01**. En la **Fig 02** se muestran las plantillas de los pulsos en código HDB3 para las velocidades del primero al tercer orden según **ITU-T G.703**. En la misma **Fig 02** se muestran las plantillas para la velocidad STM-1 en código CMI para el 0 y 1 binario.

Tabla 02: Interfaz eléctrica y óptica para sistemas PDH y SDH.

| Jerarquía PDH | Canal | Primera | Segunda | Tercera | Cuarta | | | | |
|----------------------|--------------------|--------------------|--------------------|--------------------|---------------|--------------|--------------|---------------|---------------|
| Velocidad kb/s | 64 | 2048 | 8448 | 34368 | 139264 | | | | |
| Tolerancia ppm | ±100 | ±50 | ±30 | ±20 | ±15 | | | | |
| Tensión Vpp | ±1 | ±2,37 | ±2,37 | ±1 | ±0,5 | | | | |
| Tolerancia % | 10 | 10 | 10 | 10 | 10 | | | | |
| Código de línea | Co-Dir. | HDB3 | HDB3 | HDB3 | CMI | | | | |
| Ancho pulso nseg | | 59 | 14,55 | 7,18 | | | | | |
| Impedancia Ohm | 120 | 75 | 75 | 75 | 75 | | | | |
| Alternativa | | 3V/120 | | | | | | | |
| Ecuilización dB/Hz | 3/128K | 6/4M | 12/17M | 12/70M | | | | | |
| Secuencia prueba | 2 ¹¹ -1 | 2 ¹⁵ -1 | 2 ²³ -1 | 2 ²³ -1 | | | | | |
| Jerarquía SDH | | | | | | STM-1 | STM-4 | STM-16 | STM-64 |
| Velocidad kb/s | | | | | | 155.520 | 622.080 | 2488.320 | Futuro |
| Tolerancia ppm | | | | | | ±20 | ±20 | ±20 | |
| Tensión Vpp | | | | | | ±0,5 | óptico | óptico | |
| Tolerancia % | | | | | | 10 | | | |
| Código de línea | | | | | | CMI | NRZ | NRZ | |
| Ancho pulso nseg | | | | | | 6,43 | 1,61 | 0,402 | |
| Impedancia Ohm | | | | | | 75 | F.Optica | F.Optica | |
| Ecuilización dB/Hz | | | | | | 12,7/77 | | | |

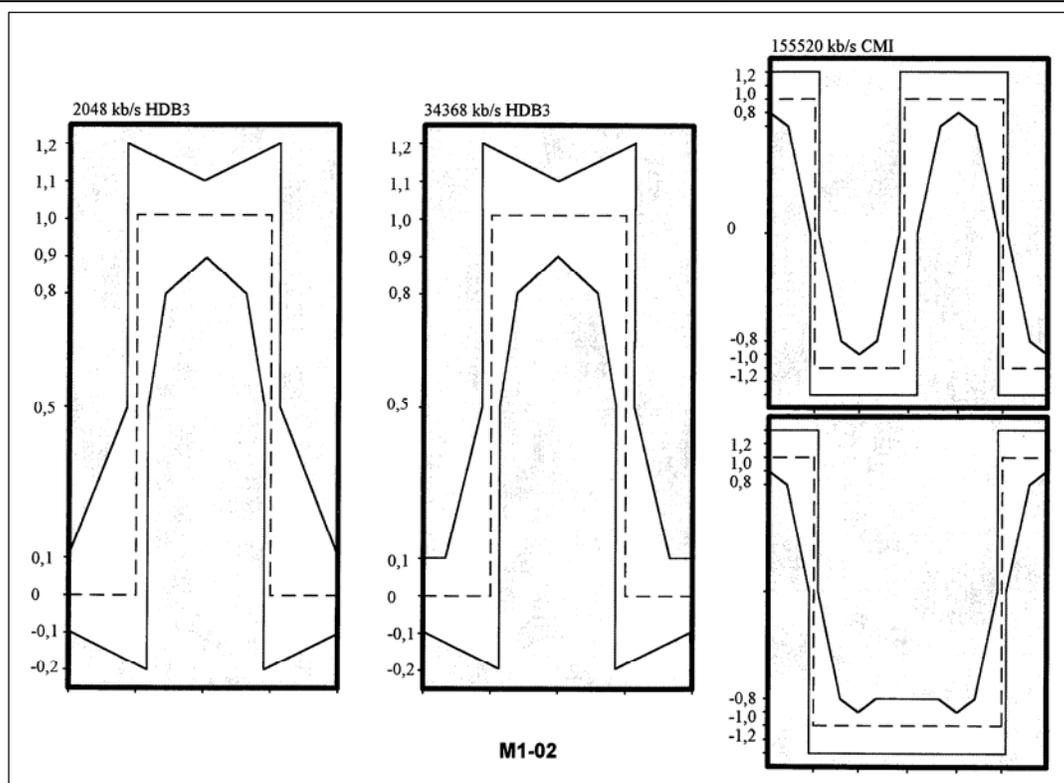


Fig 02. Plantillas para señales digitales.

3- MEDICIÓN DE FLUCTUACIÓN DE FASE

3.1- GENERALIDADES DE LA FLUCTUACIÓN DE FASE

DEFINICIÓN. El ITU-T se ocupa de los objetivos de temporización en cuanto hace a estabilidad del reloj y los nodos y al número de deslizamientos que esta estabilidad determina. Un objetivo asociado a la temporización es la fluctuación de fase. Se entiende por **fluctuación de fase** las pequeñas variaciones del inicio o fin del bit respecto de la posición ideal en el tiempo. A tal efecto ver la **Fig 03**.

El corrimiento de fase se puede observar en el osciloscopio como un movimiento horizontal (en tiempo o fase) del pulso. En efecto, se lo puede caracterizar mediante la demodulación de fase de la señal digital y obtener un valor de tensión proporcional al corrimiento de fase. Desde el punto de vista de una definición es más interesante el espectro asociado a esta señal demodulada. Por espectro se entiende la amplitud de fluctuación de fase en función de la frecuencia.

UNIDAD DE JITTER. La unidad de la amplitud es el **Intervalo Unitario UI** correspondiente al ancho de un bit (inicialmente se usó también como unidad 360° ; equivalente a un ciclo de reloj). Otra forma de unidad es el nseg (1 UIpp equivale a 488 nseg en un tributario de 2 Mb/s). Es decir una fluctuación de fase de 0,5 UIpp significa un corrimiento total entre extremos de medio bit. Pueden darse valores de UI_{+P} o UI_{-P} , correspondientes al valor superior e inferior de desviación máxima. En base al espectro, la fluctuación de fase se divide en lenta o de baja frecuencia (*wander*) y rápida o de alta frecuencia (*jitter*). El umbral de división se encuentra en los 10 Hz.

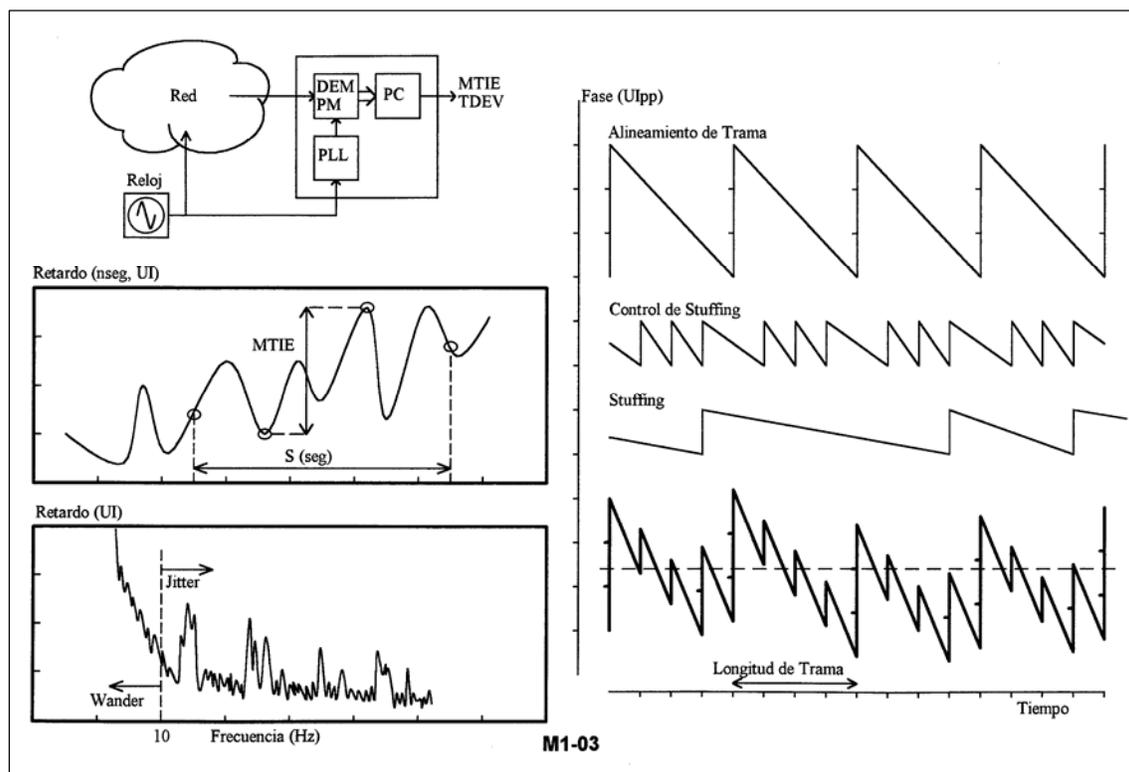


Fig 03. Definición de Jitter/Wander.

CAUSAS DE WANDER. La **inestabilidad del reloj** se interpreta como un corrimiento de fase de muy baja frecuencia (*wander*). Producen fluctuaciones de fase lenta las variaciones del vínculo de transmisión. Por ejemplo, las modificaciones del índice de refracción en la atmósfera que producen variaciones de velocidad de propagación en los radioenlaces; la modificación de la temperatura produce variaciones en la longitud de los conductores metálicos; también la variación de temperatura produce corrimientos en la longitud de onda de los Láser para fibras ópticas; los movimientos del satélite introducen modificaciones del retardo en las comunicaciones satelitales.

CAUSAS DE JITTER. El jitter se clasifica en:

- sistemático (por interferencia intersímbolo y fluctuación de la recuperación de reloj);
- no sistemático (ruido de fase, interferencias y diafonía);

MEDICIONES SOBRE CANALES PCM

-jitter de justificación (proceso de armado de tramas, justificación y punteros).

En el corto plazo se puede identificar el denominado **ruido de fase**. El ruido de fase se observa como una modulación sobre la armónica del oscilador cuya envolvente se identifica mediante la densidad de potencia. Por ejemplo un oscilador a cristal de cuarzo tiene -120 dBc/Hz medido a 10 Hz de la frecuencia de oscilación y -160 dBc/Hz a 100 Hz. El dBc es el valor en dB referido a la portadora C.

Una causa importante de fluctuación de fase rápida es el proceso de **armado de tramas**. Cuando se multiplexan canales digitales se agrega información adicional. Esto produce que en la demultiplexación los datos salgan en forma no periódica. Una memoria elástica permite memorizar los datos en la escritura y leerlos en forma periódica mediante un reloj cuya velocidad es el valor promedio de la escritura.

En la **Fig 03** se muestra el corrimiento de fase producido en una señal de 2 Mb/s a la salida de la demultiplexación de 8 Mb/s. Las componentes se deben a la palabra de alineamiento de trama, a los bits de control de justificación y a los bits de relleno de justificación. Cuando se tiene fluctuación de fase se observa que cada componente espectral tiene una distribución de modulación superpuesta. Es decir se trata del espectro de la fluctuación de fase.

CONSECUENCIAS. Obsérvense los picos de fluctuación debidos a los saltos de fase periódicos señalados en la **Fig 03**. La particularidad de este tipo de fluctuación es que no es aleatoria sino periódica, porque periódica es la estructura de trama. La fluctuación de fase se puede entonces observar con el analizador de espectros. Si la fluctuación es de baja amplitud aparece como una modulación de amplitud y la separación entre armónicas de las bandas corresponde a la frecuencia de la modulación.

Si se observa la fluctuación sobre un espectro de señal AIS las armónicas se encuentran separadas por la frecuencia de la señal senoidal que modula a la señal digital y la amplitud de la primer armónica es proporcional a la amplitud de la fluctuación de fase. Las **consecuencias de la fluctuación de fase** son los errores al regenerar la señal digital fuera del centro del pulso y el *overflow* de la memoria elástica de entrada al equipo debido a variaciones rápidas de gran amplitud en la escritura de datos.

3.2- OBJETIVOS DE FLUCTUACIÓN DE FASE

En **ITU-T G.732/742/751/823** (PDH) y **G.783/958/825** (SDH) se encuentran los objetivos que en materia de fluctuación de fase deben cumplir los sistemas y equipos digitales. Los objetivos se dividen en 4 etapas:

- La máxima fluctuación de fase que se puede medir en una interfaz cualquiera de la red.
- El máximo de fluctuación de fase que se puede encontrar en una salida digital.
- El mínimo de fluctuación de fase que debe soportar la entrada de un equipo digital.
- El máximo de ganancia entre la fluctuación de fase de entrada y salida en un equipo.

Para evitar errores de correlación debe seleccionarse una secuencia pseudo-aleatoria de prueba con longitud no común al scrambler del equipo. En la medición de jitter es suficiente el reloj interno del instrumento de medida para la comparación de fase. En cambio, para la medición de wander se requiere un reloj externo obtenido desde una fuente de temporización más precisa.

1-MÁXIMO JITTER EN UNA INTERFAZ. En una interfaz digital cualquiera se puede medir la fluctuación de fase. En la **Fig 04** se muestra el diagrama de medición. Los valores a ser medidos se indican en la tabla siguiente. Se debe tener en cuenta que la fluctuación de fase medida con un filtro pasa banda entre f_1 - f_4 debe ser inferior a B1 mientras que con f_3 - f_4 debe ser inferior a B3. Ver la **Tabla M1-03**.

En **G.823** se encuentran los valores máximos que se pueden medir en la interfaz para dos bandas de frecuencias. Por ejemplo, en una interfaz de 2048 kb/s si se mide en la banda desde $f_1=20$ Hz a $f_4=100$ kHz el máximo de fluctuación de fase pico a pico es de 1,5 UIpp. Mientras que si se mide con un filtro entre $f_3=18$ kHz y $f_4=100$ kHz el valor máximo permitido es de 0,2 UIpp.

Se nota que se admiten valores mayores de fluctuación de fase en frecuencias bajas que en frecuencias altas. Esto se debe a que la fluctuación de fase de menor frecuencia es tolerada por los equipos y compensada por las memorias elásticas en mayor medida que las de alta frecuencia.

Los instrumentos de medida se encuentran normalizados por **ITU-T O.171**. Consisten en un demodulador de fase que se sincroniza con la señal digital en la interfaz. La fluctuación de fase demodulada es filtrada mediante una combinación de filtros pasa-altos y pasa-bajos con lo que se obtiene un filtro pasa-banda.

MEDICIONES SOBRE CANALES PCM

2-WANDER EN UNA INTERFAZ. La medición de wander (fluctuación de fase lenta) se realiza como el jitter. La diferencia radica que, en tanto en el jitter la estabilidad del reloj interno del instrumento de medida es suficiente para la demodulación, en el wander se requiere una referencia externa. En general es necesario alimentar con una referencia de reloj externo idéntica a la de los equipos bajo medida. Los instrumentos entregan el corrimiento de fase máximo en el tiempo de medida **MTIE**. Se trata del wander pico-a-pico en un período de S seg. El valor promedio rms del TIE filtrado es la desviación de tiempo **TDEV**. Los valores de TDEV según ANSI T1.101 para la velocidad de 155 Mb/s (OC-3=STM-1) deben ser inferiores a 10 nseg en un período de medida comprendido entre 0,05 y 1,73 seg. Las definiciones y características son indicadas en la **Tabla 04**.

Tabla 04. Definiciones para Wander.

| | |
|----------------|---|
| -TIE | <i>(Time Interval Error)</i> El Error de Intervalo de Tiempo se define en función del período de observación. La unidad de medida es en segundos para un reloj de referencia o para un nodo de comunicaciones. Es la variación ΔT de retardo de una señal de sincronización respecto del valor de referencia en S segundos. |
| -MTIE | <i>(Maximum TIE)</i> Se define dentro de un intervalo de tiempo y corresponde a la diferencia entre máximos. Es efectivo en caracterizar movimientos de fase pico-a-pico. |
| -MTIE/S | La estabilidad a largo plazo es el valor medio en un largo período de observación. Se expresa como $MTIE/S = \Delta f/f$. Donde S es el tiempo de observación en seg y MTIE en μseg . El valor de $\Delta f/f$ se denomina desviación de frecuencia normalizada y se expresa en ppm (partes por millón). Por ejemplo, con $MTIE = 0,08 \mu\text{seg}$ en un tiempo de observación $S = 0,02 \text{ seg}$ se tiene estabilidad de 4 ppm. |
| -TDEV | <i>(Time Deviation)</i> El MTIE se relaciona con el máximo de la desviación de tiempo en un intervalo. TDEV se relaciona con el valor promedio rms del mismo corrimiento de fase. TDEV es el valor rms del TIE filtrado mediante un filtro pasa-banda con frecuencia central $F_0 = 0,42/\tau$. Donde τ es el tiempo de integración de la medida. TDEV es insensible al offset de frecuencia (corrimiento de fase constante). Es además poco sensible a las transiciones de fase ocasionales. |
| -TVAR | TDEV es la raíz cuadrada de TVAR (<i>Time Variance</i>). Caracteriza la componente variable del ruido de fase. Se calcula sobre todos los valores de TIE medidos en el intervalo de tiempo de medida. |

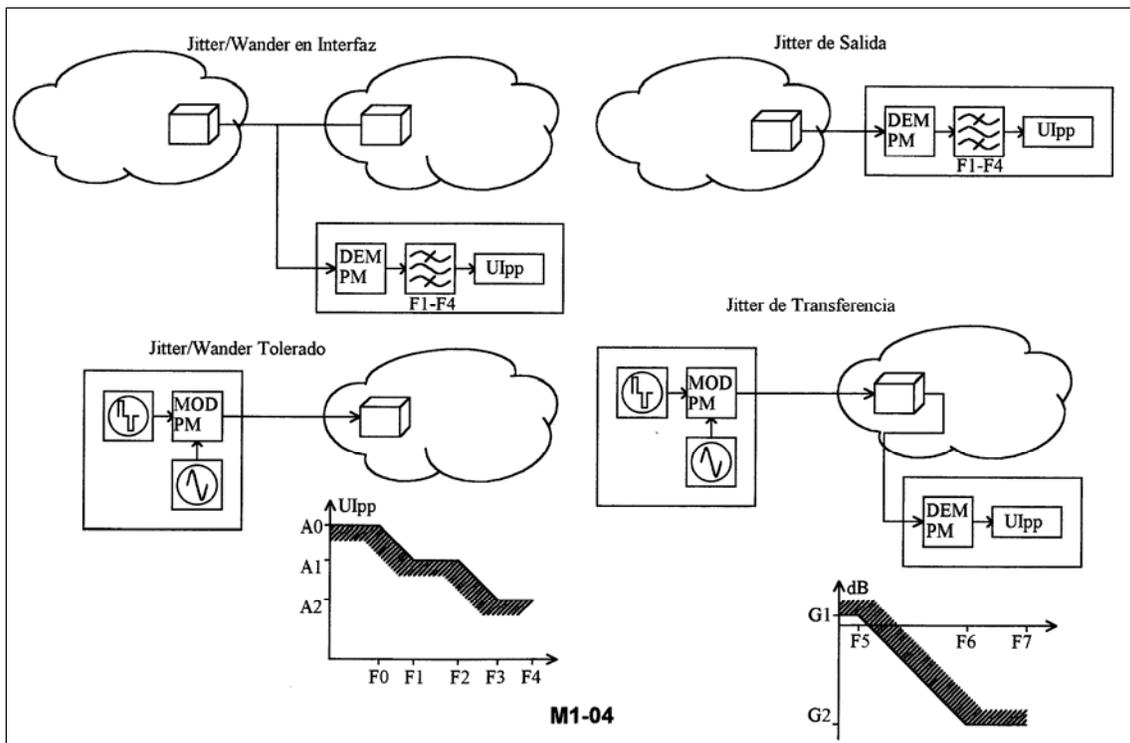


Fig 04. Mediciones de Jitter/Wander.

3-MÁXIMO JITTER DE SALIDA. Cuando a la entrada de un equipo no se ingresa fluctuación de fase se determina el valor máximo que puede generar el equipo aislado (jitter propio). Esta medición es similar a la anterior pero solo considera el equipo bajo prueba. En **G.732** y **G.751** se encuentran los valores para la fluctuación de fase de salida y para la transferencia. En la **Fig 04** se muestra el método de medida y en la **Tabla 05** los valores implicados.

MEDICIONES SOBRE CANALES PCM

La medición de fluctuación de fase de salida se realiza mediante un filtro pasa-banda (f_1 a f_4) y el valor máximo permitido es de 0,05 UIpp. Con esta medición se supervisa tanto el funcionamiento del reloj interno del equipo como, y principalmente, el funcionamiento de la memoria elástica de salida que elimina el corrimiento de fase luego de la demultiplexación de señales.

En **G.921** se determina la fluctuación máxima a la salida de una sección digital. Los valores tienen en cuenta la acumulación de fluctuación de fase. Obsérvese que el valor para la sección (50 Km para 2 y 8 Mb/s y 280 Km para 34 y 140 Mb/s) es más alto que para los equipos individuales. Para el equipo individual es 0,05 UIpp y para la sección es 0,75 UIpp.

4-MÍNIMO JITTER TOLERADO A LA ENTRADA. Los valores máximos permitidos en una interfaz se transforman en los valores mínimos que debe soportar la entrada de cualquier equipo digital. El método de medición es el siguiente.

-Se genera una señal digital de velocidad y código apropiados para el equipo a medir. La secuencia pseudoaleatoria está de acuerdo con **ITU-T O.151/152**. Se usa una periodicidad de $2^{23}-1$ para 34 y 140 Mb/s; $2^{15}-1$ para 2 y 8 Mb/s y $2^{11}-1$ para 64 kb/s.

-Se modula el reloj del generador con una señal senoidal con lo que se genera una fluctuación de fase (wander o jitter) selectiva en frecuencia. Luego se incrementa la amplitud de fluctuación de fase de entrada al equipo hasta que a la salida del mismo (conectado en bucle) se comienzan a detectar errores. Los errores se producen debido a que el corrimiento del reloj es tan amplio que el circuito de recuperación de reloj no puede seguir las variaciones; comienza entonces a regenerar la señal de entrada ya no en el centro del bit sino en los costados y se cometen errores.

-En **G.823** se entrega la plantilla del valor mínimo que debe soportar la entrada del equipo. En esta plantilla se dan valores para la fluctuación de fase de baja frecuencia (wander) mientras que para frecuencias mayores (jitter) corresponden a los determinados para una interfaz. La plantilla se reproduce en la **Fig 04** y en la **Tabla 05**.

El circuito que recupera el reloj cuando las variaciones de fase son lentas puede seguir grandes amplitudes. Por ejemplo, en 2 Mb/s para frecuencias hasta $f_0=1,2 \cdot 10^{-5}$ (equivalente a 1 día) debe tolerar amplitudes superiores a 36,9 UIpp. Los valores de baja frecuencia se relacionan directamente con los objetivos de sincronización: estabilidad de los relojes y variaciones en el tiempo de propagación del enlace.

En otras palabras, en la medida que se incrementa la frecuencia de la fluctuación se observa una menor tolerancia de amplitud. El producto de la frecuencia y la amplitud tiende a ser un valor relacionado con la constante de tiempo (entendida como la inercia) del circuito de recuperación del reloj. La plantilla tiene dos puntos de inflexión señalados como f_1 y f_3 . El valor de f_1 depende del factor Q del circuito de extracción del reloj; en general, un factor Q alto. El valor de f_3 depende del factor Q del circuito de enganche de fase de la memoria elástica; en general, un factor Q bajo.

5-TRANSFERENCIA DE JITTER. Cuando a la entrada de un equipo se ingresa una fluctuación de fase determinada, se recomienda el valor máximo de salida, expresado como la ganancia máxima permitida entre la entrada y salida. En este caso la medición consiste en ingresar una fluctuación de fase de entrada y medir la fluctuación de salida. Se define como transferencia a la ganancia entre la salida y entrada expresada en dB:

$$G \text{ [dB]} = 20 \log \frac{\text{UIpp salida} - \text{UIpp intrínseco}}{\text{UIpp entrada}}$$

La medición es selectiva para cada punto del espectro de fluctuación de fase de acuerdo con la **Fig 04** y la **Tabla 05**. Se observa que se espera una atenuación a la salida respecto de la entrada. Solo a bajas frecuencias (por ejemplo, en 2 Mb/s por debajo de los 40 Hz) se encuentra permitida una pequeña ganancia de +0,5 dB. En muy baja frecuencia la memoria elástica no reduce la fluctuación de fase.

La ganancia se produce cuando existen equipos producidos en serie, por ejemplo una cadena de regeneradores. Ciertas armónicas pueden llegar a tener ganancias debido a las características homogéneas de los equipos. La medición de fluctuación de fase con una señal real es algo mayor que la medida con una secuencia pseudoaleatoria ya que aquella no es determinista y genera una gama más grande de amplitudes. Por ejemplo, en 2 Mb/s cuando se mide fluctuación de fase con la secuencia $2^{15}-1$ se propone un coeficiente de incremento de 1,5 para llegar al valor de una señal real.

Se debe asegurar que el **contenido espectral de la secuencia** se encuentra en relación con el ancho de banda de la fluctuación de fase del sistema. Por ello se incrementa la longitud de periodicidad de la secuencia de prueba con el aumento de velocidad. Si la fluctuación de fase fuese aleatoria la acumulación a lo largo de N repetidores es: $J_N = J \cdot N^{1/4}$. Pero como la señal es la misma, la fluctuación se encuentra correlacionada y se tiene: $J_N = J \cdot (2 \cdot N)^{1/2}$.

MEDICIONES SOBRE CANALES PCM

Tabla 05. Valores recomendados para las mediciones de Wander y Jitter.

MÁXIMO JITTER PERMITIDO EN UNA INTERFAZ DIGITAL.

| Velocidad kb/s | Frecuencia | | Jitter | Frecuencia | | Jitter |
|----------------|------------|---------|---------|------------|---------|---------|
| | F1 Hz | F4 Hz | B1 UIpp | F3 Hz | F4 Hz | B3 UIpp |
| 64 | 20 Hz | 20 kHz | 0,25 | 3 kHz | 20 kHz | 0,05 |
| 2048 | 20 Hz | 100 kHz | 1,5 | 18 kHz | 100 kHz | 0,2 |
| 8448 | 20 Hz | 400 kHz | 1,5 | 3 kHz | 400 kHz | 0,2 |
| 34368 | 100 Hz | 800 kHz | 1,5 | 10 kHz | 800 kHz | 0,15 |
| 139264 | 200 Hz | 3,5 MHz | 1,5 | 10 kHz | 3,5 MHz | 0,075 |
| 155520 | 10 Hz | 3,5 MHz | 1,5 | 10 kHz | 3,5 MHz | 0,075 |

MAXIMO JITTER PROPIO EN LA SALIDA DE UN EQUIPO.

| Velocidad kb/s | Frecuencia | | | Jitter | | |
|----------------|------------|--------|---------|---------|---------|---------|
| | F1 Hz | F3 Hz | F4 Hz | B1 UIpp | B3 UIpp | B4 UIpp |
| 64 | | | | | | |
| 2048 | 20 Hz | 18 kHz | 100 kHz | 0,05 | 0,75 | 0,2 |
| 8448 | 20 Hz | 3 kHz | 400 kHz | 0,05 | 0,75 | 0,2 |
| 34368 | 100 Hz | 10 kHz | 800 kHz | 0,05 | 0,75 | 0,15 |
| 139264 | 200 Hz | 10 MHz | 3,5 MHz | 0,05 | 0,75 | 0,075 |
| 155520 | 200 Hz | | 3,5 MHz | 0,05 | | |

Nota: B1 corresponde a un equipo y se mide con F1-F4. Los valores B3 (F1-F4) y B4 (F3-F4) corresponden a una sección.

MINIMO WANDER Y JITTER TOLERADO POR LA ENTRADA DEL EQUIPO.

| Velocidad kb/s | Frecuencia | | | | | Jitter | | |
|----------------|---------------------|--------|---------|--------|---------|---------|---------|---------|
| | F0 | F1 | F2 | F3 | F4 | A0 UIpp | A1 UIpp | A2 UIpp |
| 64 | $1,2 \cdot 10^{-5}$ | 20 Hz | 600 Hz | 3 kHz | 20 kHz | 1,15 | 0,25 | 0,05 |
| 2048 | $1,2 \cdot 10^{-5}$ | 20 Hz | 2,4 kHz | 18 kHz | 100 kHz | 36,9 | 1,5 | 0,2 |
| 8448 | $1,2 \cdot 10^{-5}$ | 20 Hz | 400 Hz | 3 kHz | 400 kHz | 152 | 1,5 | 0,2 |
| 34368 | | 100 Hz | 1 kHz | 10 kHz | 800 kHz | | 1,5 | 0,15 |
| 139264 | | 200 Hz | 500 Hz | 10 kHz | 3,5 MHz | | 1,5 | 0,075 |
| 155520 | | 10 Hz | 500 Hz | 10 kHz | 3,5 MHz | | 1,5 | 0,075 |

MAXIMA GANANCIA DE JITTER ENTRE LA ENTRADA Y SALIDA DE UN EQUIPO.

| Velocidad kb/s | Frecuencia | | | Ganancia | |
|----------------|------------|--------|---------|----------|-------|
| | F5 | F6 | F7 | G1 dB | G2 dB |
| 64 | | | | | |
| 2048 | 40 Hz | 400 Hz | 100 kHz | 0,5 | -19,5 |
| 8448 | 100 Hz | 1 kHz | 400 kHz | 0,5 | -19,5 |
| 34368 | 300 Hz | 3 kHz | 8 kHz | 0,5 | -19,5 |
| 139264 | | | | | |
| 155520 | | | | | |

PERFORMANCE EN CIRCUITOS DIGITALES

Sobre el análisis de la performance en los circuitos digitales. Análisis de las normas del ITU-T G.821, G.826 y M.2100.

1- CONTROL DE ERRORES

1.1- DEFINICIÓN

Prácticamente todas las señales digitales producidas en la actualidad llevan asociadas un proceso de fundamental importancia: el control de errores para evaluar la calidad del vínculo de enlace y eventualmente la corrección. Los errores pueden ser de bit, código o bloques. Los errores de bits corresponden a evaluar bit a bit la calidad de la señal, mientras que errores de bloques consiste a contar un bloque errado sin importar el número de errores en el bloque de datos. Los errores de código se entienden como violaciones a las reglas de codificación.

El primer paso es reconocer la existencia de los errores; es decir, debemos disponer de métodos que permitan la evaluación del número de errores **BE** (*Bit Error*). Posteriormente el número de errores se expresa como una Tasa de Error de Bit **BER** (*Bit Error Rate*). Luego de reconocida la existencia de errores puede ser posible la identificación del mismo y la corrección. Para ello se han generado métodos correctores de errores. Existen varias formas de detectar errores. La más usada es la que recurre a los bit (o byte) de paridad.

Tabla 01. Formas de evaluar errores en sistemas digitales.

| | |
|-------------------------------|--|
| Forma de onda. | Este tipo de monitoreo consiste en formar el diagrama de ojo, vectorial o la constelación de fases de la señal demodulada. Se trata de una medición cualitativa que no permite obtener un valor numérico de errores. |
| Seudoerrores. | Consiste en colocar 2 umbrales de decisión para la definición de un error. Por ejemplo; el umbral 0,3 y 0,7 en reemplazo de 0,5. Como el número de seudoerrores es substancialmente superior al de errores el tiempo de conteo puede reducirse. El mismo factor de multiplicación implica una incertidumbre en la medida. Se utilizó en equipos de radioenlace a finales de los '70. |
| Señal de Prueba. | Consiste en generar mediante un instrumento apropiado una secuencia periódica o pseudoaleatoria PRBS (2^N-1). En el receptor la secuencia recibida se compara con una generada localmente y se cuenta el número de diferencias. Se trata de un conteo exacto de errores pero requiere ocupar el canal con la señal de prueba. Se lo usa en la puesta a punto del sistema. |
| Errores de Código. | Se trata de evaluar las violaciones al código de línea de la señal que se transmite. Por ejemplo, 3 bits consecutivos con igual polaridad en el código HDB3. Es un método de conteo usado en sistemas de 2 Mb/s por pares metálicos. |
| Alineamiento de Trama. | Consiste en contar los errores que se producen en la palabra de alineamiento. Se trata de una secuencia conocida y repetitiva, pero proporcionalmente de corta duración por lo que el conteo no es exacto y más lento. Si bien no es conveniente usar señales de control periódicas para evitar errores secuenciales, se las utiliza en los equipos multiplexores. |
| Bits de Paridad. | Sobre la señal a transmitir se agregan bits de paridad que son recalculados en el receptor. Si el número de bits de paridad es suficientemente alto se puede conocer el bit errado y corregirlo. El método de la palabra de alineamiento de trama se suele usar en los multiplexores digitales de la jerarquía plesiócrona y el de bits de paridad en la jerarquía sincrónica y en los multiplexores de 2048 kb/s. |

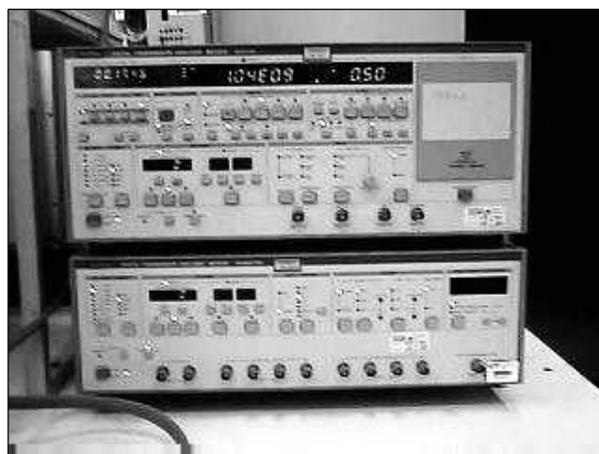
1.2- BITS DE PARIDAD

CHEQUEO REDUNDANCIA CÍCLICA CRC. Es utilizado para el cálculo de los bits de paridad. Para ilustrar la forma de cálculo nos referimos a **ITU-T G.705**. El primer bit de cada trama de 2 Mb/s se utiliza para colocar una trama de CRC de 16 bits de periodicidad consistente en:

0 C1 0 C2 1 C3 0 C4 1 C1 1 C2 E C3 E C4

PERFORMANCE EN CIRCUITOS DIGITALES

La secuencia 001011 oficia de alineamiento para la CRC. Los bits E indican una alarma al terminal remoto de detección de errores (E=0 error). Cada 8 tramas se calculan los bits de paridad C1 a C4. Cada bloque de paridad se reporta mediante la indicación remota de error (bit E, equivalente a FEBE). En general, cuando se menciona el cálculo mediante CRC se indica solo el polinomio generador, que en este caso es X^4+X+1 . Por ejemplo, en el Sistema de Señalización CCS7 y en la red X.25 se usa una verificación de redundancia cíclica con polinomio generador $X^{16}+X^{12}+X^5+1$.



BYTES DE PARIDAD -BIP-. El control de errores que se efectúa en la trama STM-1 (jerarquía SDH) divide la misma en M grupos de N bits y controla cada grupo mediante un bit de paridad. Se tiene así formado un control de tipo BIP-(N,M). Por ejemplo: resulta que los 3 Bytes B2 contienen 24 bits y por ello el número de grupos N es 24. El número de Bytes controlados es la carga útil (261x9) más los punteros y la MSOH (9x6); un total de 2403 Bytes; es decir 19224 bits. Resultando entonces en 24 grupos de 801 bits cada uno; se pueden detectar entre 0 y 24 errores.

Para las distintas variantes de paridad de la trama STM-1 se tiene la **Tabla** anexa (N es el número de bits de paridad y M el número de bits controlados por cada bit de paridad). Se dispone de la evaluación de errores mediante una señal patrón (mediciones instrumentales; norma G.821) y mediante bits de paridad (CRC-N o BIP-N. Norma G.826).

Principales características del control BIP.

| | Paridad | N/M | Bits | Nombre |
|-------|-----------|--------|-------|--------------|
| MSOH | 3 Byte B2 | 24/801 | 19224 | BIP-(24,801) |
| RSOH | 1 Byte B1 | 8/2430 | 19440 | BIP-(8,2430) |
| POH | 1 Byte B3 | 8/2349 | 18792 | BIP-(8,2349) |
| TU-12 | 2 bit V5 | 2/560 | 1120 | BIP-(2,560) |

PERFORMANCE EN CIRCUITOS DIGITALES

2- CONEXIÓN FICTICIA DE REFERENCIA

Tanto el **ITU-T** (antes CCITT) como el **ITU-R** (antes CCIR) han determinado los objetivos que deben cumplir los enlaces digitales. Las Recomendaciones de ITU-T y ITU-R no son regulaciones ni convenciones, tampoco son leyes invulnerables, quedando a cargo de cada Administración de Telecomunicaciones adoptar objetivos diversos de planeamiento y comportamiento. Las Recomendaciones pretenden facilitar la interconectabilidad de sistemas en enlaces internacionales.

Para el estudio de las degradaciones de la transmisión digital y de los parámetros de funcionamiento se prevén modelos de red de transmisión digital. Se trata de entidades (conexión, circuito o trayecto) ficticias o hipotéticas, de una longitud y composición definidas y que se usan como referencia para establecer objetivos de disponibilidad, calidad, jitter y deslizamientos.

En **ITU-T G.801** se determina la Conexión Hipotética de Referencia **CHR** cuya longitud total es de 27.500 Km y se muestra en la **Fig 01**. Se trata de una conexión con extremos a 64 kb/s a la que se accede a través de un centro local, primario, secundario y terciario hasta la red internacional. En total son 13 centros de conmutación; 5 de ellos son internacionales.

De acuerdo con **ITU-T G.821** el CHR se divide en 3 grados:

-Grado alto. Corresponde a la parte del enlace internacional y aquella parte del enlace nacional de alta capacidad. Es el grado más exigente desde el punto de vista de los objetivos.

-Grado medio. Corresponde a gran parte del enlace nacional desde el centro local hasta probablemente el centro internacional. La división entre grado medio y alto no se encuentra claramente identificado como un punto de la red.

-Grado local. Corresponde al enlace entre el usuario y el centro local. Es el grado menos exigido por las Normas debido a la pobre calidad de la red de distribución. La longitud del grado alto es de 25.000 Km, mientras que el grado local y medio en conjunto ocupan 1250 Km en cada extremo de la conexión.

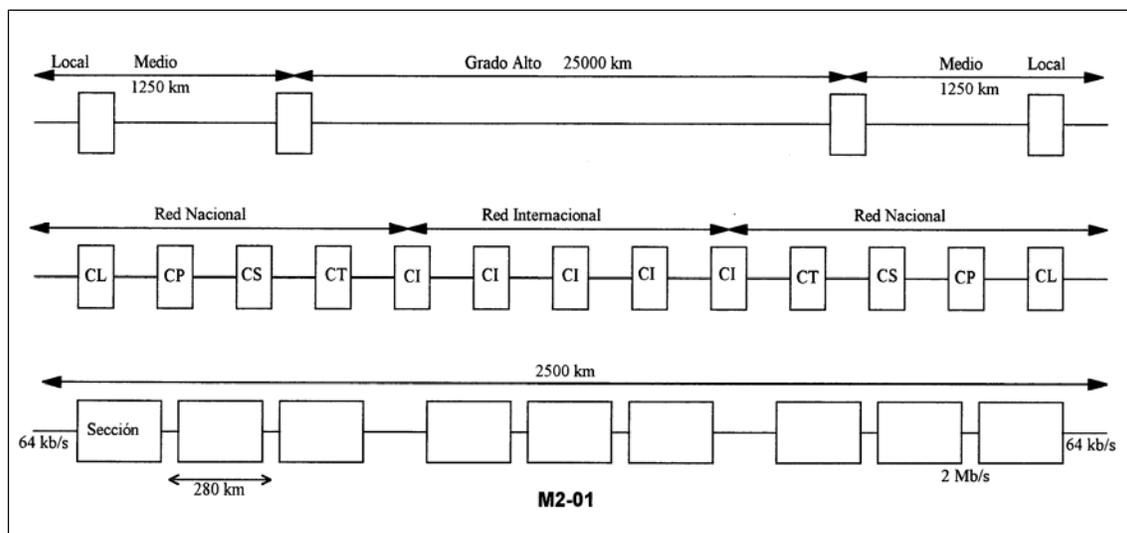


Fig 01. Circuito Hipotético de Referencia.

Si se dispone de un **trayecto satelital** se le asigna una longitud fija e independiente de la posición de las antenas terrestres. Se asignan 12.500 Km, correspondiente al 50 % del grado alto. Basado en esto, en **ITU-R Rc.556-1** se entrega un Trayecto Ficticio de Referencia **TFR** para los sistemas de relevadores radioeléctricos con una capacidad superior o igual a 8448 kb/s. Se muestra el mismo en la **Fig 01**.

El **TFR** de 2500 Km de longitud se aplica al grado alto de la **CHR**. Contiene 9 secciones de 280 Km cada una. Cada sección deriva la señal a 2 Mb/s y se encuentra integrado por un número no determinado de repetidoras. Las secciones se encuentran agrupadas en 3 sub-trayectos donde se dispone de la señal a 64 kb/s. Para enlaces de grado medio se ha definido trayectos de referencia de 280 y 50 Km.

En **ITU-T G.826** se determinan los parámetros para redes con **PDH, SDH o ATM**. Se trata de normas coherentes con G.801 y G.821. El circuito de referencia consiste de 27500 km dividido en una **parte nacional y parte internacional**. La división se encuentra en el centro de conmutación de ingreso al país. Se disponen de objetivos de calidad de acuerdo a la

PERFORMANCE EN CIRCUITOS DIGITALES

ITU-T G.821 (para circuitos de extremos a 64 kb/s) y la **ITU-T G.826** (para trayectos a 2 Mb/s o superior). Las mediciones se refieren a períodos mensuales (el peor mes del año).

En la **ITU-T M.550** se hace referencia al nivel de calidad exigido en distintos instantes de tiempo:

- El nivel de calidad de referencia (x1) (período de medición mensual);
- El nivel de puesta en servicio (x10 del nivel de referencia para mediciones en 4 días en una sección de cable; x2 en 3 días sobre un enlace y para una sección de radioenlace);
- El nivel de mantenimiento (x8 del nivel de referencia) y el nivel de control de equipos.
- Estos valores son actualizados en la norma **M.2100** para mediciones del tipo G.821/826.

También se observa que los niveles de referencia se dan para mediciones mensuales o anuales; cuando se efectúan mediciones en algunos días los niveles se ven incrementados; por ejemplo, en 10 veces para la puesta en servicio sobre una sección de cable. Durante la operación normal los valores de referencia se reducen a 0,1 antes de intervenir sobre el sistema.

3- OBJETIVOS DE DISPONIBILIDAD

3.1- DEFINICIÓN

De acuerdo con lo mencionado en **ITU-T G.106** el comportamiento de los servicios digitales se manifiesta mediante:

- La servibilidad: accesibilidad a la red y retenibilidad de la comunicación;
- La logística del servicio y la integridad del servicio;
- La fiabilidad en el uso del enlace de comunicaciones;
- La **disponibilidad**: mantenibilidad del sistema;
- Logística de mantenimiento y fiabilidad de funcionamiento;
- La **calidad del enlace**: características de la transmisión.

La disponibilidad del enlace se encuentra ligada directamente a la falla de equipos (identificada a través del tiempo medio entre fallas **MTBF** y el tiempo medio de reparación **MTTR**) y a las ráfagas de errores producidas en los momentos de propagación adversa.

En **ITU-R I.930-1** se presenta una propuesta del Reino Unido, soportado en estudios de la década de los '70, que relaciona la tasa de error de bit **BER** con el tiempo de duración. En la **Fig 02** se presenta el diagrama con las siguientes zonas:

- La zona 3 corresponde a una ráfaga de errores cuya duración es tan alta que tiene una probabilidad inadmisiblemente alta de producir indisponibilidad del enlace.
- La zona 1 tiene una probabilidad despreciable de producir indisponibilidad y la zona 2 se encuentra en una condición intermedia.
- Los límites indicados con A, B y C se relacionan con los criterios de calidad de señalización, mientras que los indicados con C y D tienen que ver con los criterios subjetivos de la calidad de la señal vocal. En base a esta experiencia se definió el umbral de indisponibilidad del enlace con el punto identificado por $BER = 10^{-3}$ y $t = 10$ seg.

3.2- OBJETIVOS DEL ITU-R (CCIR)

Definimos período de indisponibilidad como aquellos intervalos de tiempo igual o mayor de 10 seg con corte del enlace o **BER** superior a 10^{-3} . Para la evaluación se divide el tiempo en segundos, como se muestra en la **Fig 02**, y se evalúa la **BER** en cada intervalo. El tiempo de indisponibilidad comienza con el primer segundo de una secuencia de 10 o más segundos con $BER > 10^{-3}$ y finaliza en el primer segundo de una secuencia de 10 o más segundos consecutivos con $BER < 10^{-3}$.

En términos matemáticos, y denominando **US** (*Unavailability Second*) al número de segundos comprendidos en la definición anterior, se puede definir la indisponibilidad como:

$$US \% = (N^{\circ}US / N^{\circ}S) \cdot 100$$

En palabras; es el porcentaje de tiempo de segundos indisponibles respecto del tiempo total de la medida en segundos.

El ITU-T no ha determinado el objetivo de **US** sobre el **CHR** de 27.500 Km; mientras que en **ITU-R Rc.557** se menciona el objetivo de **US** para el **TFR** de grado alto de 2500 Km. En el **ITU-R I.1052** se dan los valores para grado medio.

Los objetivos esperados a lo largo de un año de evaluación son:

- | | | | |
|--------------------|-------------------|---------|------------|
| a) $US < 0,3 \%$ | para grado alto | | en 2500 Km |
| b) $US < 0,033 \%$ | para grado medio- | clase 1 | en 280 Km |
| 0,05 % | | clase 2 | en 280 Km |
| 0,05 % | | clase 3 | en 50 Km |
| 0,1 % | | clase 4 | en 50 Km |

OBSERVACIONES.

1- El objetivo de grado medio se dividió en 4 clases. Cada una menos exigente que la anterior. La clase 1 es el equivalente proporcional a la longitud del grado alto.

2- El porcentaje se distribuye en forma proporcional a la longitud **L** para el grado alto entre 280 y 2500 Km. Si el enlace tiene menos de 280 Km se asigna el valor de 0,0336 %. En términos matemáticos se puede expresar como:

$$US \% = 0,3 \% \cdot (L/2500) \quad \text{con } 280 < L < 2500 \text{ Km}$$

PERFORMANCE EN CIRCUITOS DIGITALES

Sin embargo, en **ITU-T G.921** se interpreta que la asignación proporcional a la distancia es sobre múltiplos enteros de 280 Km y no como una distribución continua entre 280 y 2500 Km. Por ello sigue siendo válida la expresión anterior con $L = 280, 560, \dots, 2500$ Km.

3- Para grado medio el objetivo no es proporcional a la distancia del enlace real.

4- El objetivo de US debe cumplirse en el trámite de un año y toma en cuenta todos los cortes producidos por falla de equipos o humanas, además de los problemas producidos por la mala propagación o lluvia.

PERFORMANCE EN CIRCUITOS DIGITALES

4- OBJETIVO DE CALIDAD: ITU-T G.821

Durante el tiempo que la conexión se encuentra disponible es posible definir la calidad del enlace. No se puede hablar de calidad cuando el enlace se encuentra cortado. Los objetivos de calidad se dan en términos similares al de disponibilidad. Se trata de:

- Segundos Severamente Errados **SES (BER > 10⁻³)**
- Segundos Errados **ES**
- Minutos Degradados **DM (10⁻⁶ < BER < 10⁻³)**
- Tasa de Error Residual **RBER**

4.1- SEGUNDOS SEVERAMENTE ERRADOS

Los segundos severamente errados o segundos con muchos errores **SES (Several Error Second)** se definen como aquellos intervalos de 1 seg donde la BER > 10⁻³ y se encuentran agrupados hasta en 9 segundos consecutivos. En la **Fig 02** se muestra un ejemplo para la definición. En términos matemáticos:

$$\text{SES \%} = [\text{N}^{\circ}\text{SES} / (\text{N}^{\circ}\text{S} - \text{N}^{\circ}\text{US})] \cdot 100$$

En palabras; los SES corresponden al número de segundos contados de acuerdo con la definición y expresados como porcentaje del tiempo sin considerar el tiempo de indisponibilidad (US).

En la misma **Fig 02** se muestra un diagrama gráfico que relaciona la BER y el tiempo. Se trata de una interpretación que no responde completamente a la definición pero permite identificar a los SES en un plano en conjunto con los demás objetivos. La zona ocupada por los SES se desarrolla entre 1 y 9 segundos ya que para 10 o más segundos se convierten en US. Se ha recomendado el siguiente objetivo en **ITU-T G.821** para el caso del circuito telefónico a 64 kb/s de 27.500 km.

- ➔1- Porcentaje de tiempo máximo de SES: el 0,2 % para cualquier mes del año en el CHR de 27.500 Km.
 - ➔2- Porcentaje asignado al **grado alto**: el 20 % del objetivo total para los 25.000 Km, correspondiente a 0,04 %. Distribuido en forma proporcional a la longitud.
 - 3- Porcentaje asignado al **grado medio**: el 7,5 % para cada extremo, correspondiente a 0,015 %. Este valor es unitario; no se distribuye en forma proporcional a la longitud.
 - 4- Porcentaje asignado al **grado local**: el 7,5 % para cada extremo, correspondiente a 0,015 %. Es un valor unitario.
 - ➔5- El 50 % restante constituye un margen unitario para las categorías de grado medio y alto para momentos de propagación adversa en sistemas de transmisión (0,1 %).
 - ➔6- Porcentaje asignado a un **trayecto satelital**: el 50 % del objetivo de grado alto, equivalente a 0,02 % del tiempo. Es un valor unitario. Adicionalmente se puede asignar el 10 % para momentos de mala propagación, equivalente a 0,01 %. Obsérvese que los **sistemas radioeléctricos** tienen asignado la mitad del objetivo total para cubrir los momentos de mala propagación. Además, el grado local tiene asignado la mayor proporción de tiempo comparado con su corta longitud debido a que se trata de la parte más expuesta y de menor calidad técnica.
- Otro detalle a tener en cuenta es que la estadística de calidad se desarrolla en términos mensuales. El "peor mes del año", el "mes más desfavorable" o "cualquier mes del año" son términos equivalentes. Basado en el ITU-T se determinaron los objetivos para el TFR del **ITU-R Rc.594/Rc.634** para enlaces radioeléctricos.
- ➔7- Porcentaje asignado al **grado alto**: el 0,054 % del tiempo de cualquier mes del año; asignado en forma proporcional a la longitud (entre 2500 y 280 Km). Corresponde a 0,004 % del grado alto para la relación 2500/25000 (ítem 2-) más el 0,05 % como valor unitario para momentos de mala propagación para un extremo del enlace (0,1 % en total, ítem 5-).
 - ➔8- Porcentaje asignado al **grado medio-clase 1**: el 0,006 % del peor mes del año sobre un trayecto de 280 Km de longitud. Es un valor unitario que no se distribuye con la longitud en forma proporcional. El grado medio se encuentra en el **ITU-R I.1052**
 - 9- Porcentaje asignado al **grado medio-clase 2**: el 0,0075 % del peor mes del año sobre 280 Km. Es un valor unitario.
 - 10- Porcentaje asignado al **grado medio-clase 3**: el 0,002 % del peor mes del año en un trayecto de 50 Km. Es un valor unitario.
 - 11- Porcentaje asignado al **grado medio-clase 4**: el 0,005 % del peor mes del año en un trayecto de 50 Km. Es también un valor unitario.

PERFORMANCE EN CIRCUITOS DIGITALES

→ 12- Porcentaje asignado al **grado local**: el 0,015 % como valor unitario del mes más desfavorable de acuerdo con **ITU-R I.1053**. Obsérvese que el grado medio-clase 1 corresponde al objetivo de grado alto con la relación de longitudes 280/2500. Solo el grado alto distribuye el porcentaje en forma proporcional a la longitud del trayecto real. El grado medio y local son valores independientes de la longitud. En **ITU-T G.921** se indica que los objetivos de **ITU-T G.821** se asignan en forma proporcional a la longitud como múltiplos enteros de 280 Km para el grado alto y la clase 1 de grado medio y múltiplos enteros de 50 Km para la clase 2 del grado medio.

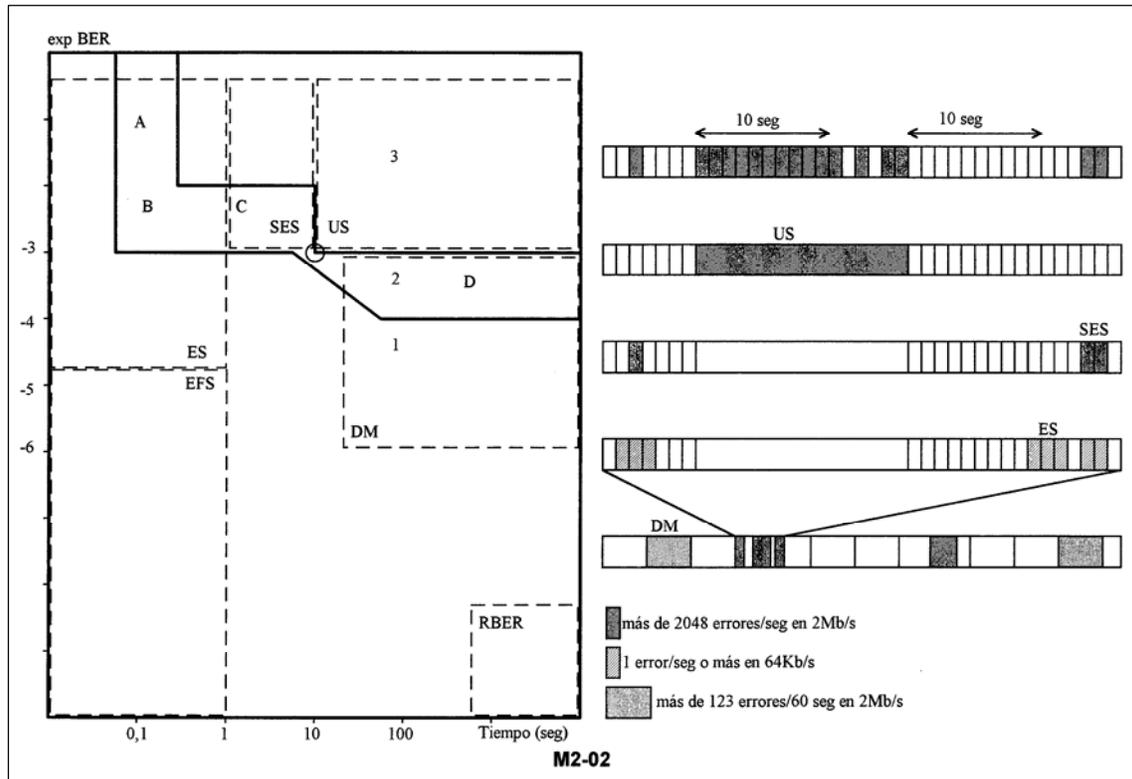


Fig 02. Definición de parámetros de performance según G.821.

4.2- SEGUNDOS ERRADOS

Los segundos errados o segundos con errores **ES** (*Errored Second*) permite evaluar el porcentaje de tiempo de segundos que han tenido al menos un error. Como en los demás objetivos de calidad los ES se miden en condiciones de disponibilidad y por ello se descuenta del intervalo de medición los US. En términos numéricos:

$$ES \% = [N^{\circ}ES / (N^{\circ}S - N^{\circ}US)] \cdot 100$$

Para un canal de 64 kb/s el hecho que en un segundo se tenga un error equivale a un umbral de $BER = 1,56 \cdot 10^{-5}$. Sin embargo, cuando la medición se efectúa a 2048 kb/s por ejemplo, el umbral cambia a $5 \cdot 10^{-7}$. Por tal razón se requiere una corrección en la medición. Como los objetivos se refieren a **64 kb/s** cuando se mide ES a una velocidad distinta se utiliza el coeficiente de corrección siguiente (corrección denominada Anexo D):

$$\{ \sum_j (n_i/N) \} / j$$

Donde j es el número total de segundos evaluados excluyendo los US; N es el número de veces que se tiene un canal de 64 kb/s en la velocidad bajo prueba y n_i es el número de errores en cada segundo evaluado. La relación n_i/N nunca debe ser superior a 1.

Por ejemplo, en un canal de 2 Mb/s el valor de N es 32 y la sumatoria se efectúa para cada segundo de medida. El valor de n_i/N se ha limitado a 1, debido a que se considera como máximo un ES por cada segundo de medida; de lo contrario se tiene una distorsión de cálculo. Siguiendo la numeración y el orden del punto anterior, los objetivos del ITU-T y ITU-R son:

PERFORMANCE EN CIRCUITOS DIGITALES

➔1- Porcentaje de tiempo máximo de ES: el 8 % para cualquier mes del año en el CHR de 27.500 Km. Equivalente al 92 % de segundos sin error **EFS**.

➔2- Porcentaje asignado al **grado alto**: el 40 % del objetivo total para los 25.000 Km, correspondiente a 3,2 %. Distribuido en forma proporcional a la longitud.

3- Porcentaje asignado al **grado medio**: el 15 % para cada extremo, correspondiente a 1,2 %. Este valor es unitario, no se distribuye en forma proporcional a la longitud.

4- Porcentaje asignado al **grado local**: el 15 % para cada extremo, correspondiente a 1,2%. Es un valor unitario.

➔5- No se asigna un porcentaje para el tiempo de mala propagación.

➔6- Porcentaje asignado a un **trayecto satelital**: el 50 % del objetivo de grado alto, equivalente a 1,6 % del tiempo. Es un valor unitario. Nuevamente se repiten las observaciones respecto a la consideración mensual de los objetivos. Basado en el ITU-T se determinaron los objetivos **ITU-R Rc.594/Rc.634** para enlaces radioeléctricos:

➔7- Porcentaje asignado al **grado alto**: el 0,32 % del tiempo de cualquier mes del año; asignado en forma proporcional a la longitud (entre 2500 y 280 Km).

➔8- Porcentaje asignado al **grado medio-clase 1**: el 0,036 % del peor mes del año sobre un trayecto de 280 Km de longitud. Se trata de un valor unitario que no se distribuye en forma proporcional a la longitud. El grado medio se encuentra en el **ITU-R I.1052**.

9- Porcentaje asignado al **grado medio-clase 2**: el 0,16 % del peor mes del año sobre 280 Km. Es un valor unitario.

10- Porcentaje asignado al **grado medio-clase 3**: el 0,16 % del peor mes del año en un trayecto de 50 Km. Valor unitario.

11- Porcentaje asignado al **grado medio-clase 4**: el 0,4 % del peor mes del año en un trayecto de 50 Km. Es también un valor unitario.

➔12- Porcentaje asignado al **grado local**: el 1,2 % como valor unitario del mes más desfavorable de acuerdo con **ITU-R I.1053**.

4.3- MINUTOS DEGRADADOS

Este objetivo fue eliminado a principios de los años 90, sin embargo, debido a que permanecen en los instrumentos de medida se incluyen en este trabajo. Con el propósito de evaluar la calidad de la señal degradada con BER comprendida entre los umbrales de 10^{-6} y 10^{-3} se definen los Minutos Degradados **DM** (*Degraded Minuted*). Consiste en un período de 60 segundos (eliminando de la cuenta los US y SES cuya BER supera el umbral de 10^{-3}) cuya BER es mayor a 10^{-6} . Cada grupo de 60 segundos se caracteriza por el número de errores. Si en un canal de 64 kb/s se cuentan 4 errores en 60 segundos la BER equivalente es $1,042 \cdot 10^{-6}$. Se dice que un grupo de 60 seg es DM si el número de errores es 5 o más sobre un canal de 64 kb/s. En términos matemáticos:

$$DM \% = [(60 \cdot N^{\circ}DM) / (N^{\circ}S - N^{\circ}US - N^{\circ}SES)] \cdot 100$$

Es decir: el número de grupos de DM expresados en segundos dividido por el número de segundos con $BER < 10^{-3}$, expresado en porcentaje. En la **Fig 02** se muestra una interpretación gráfica de los DM. La medición de SES y DM no requiere corrección como en el caso de los ES.

En cuanto hace a los objetivos del ITU-T y ITU-R se tienen los siguientes valores:

➔1- Porcentaje de tiempo máximo de DM: el 10 % para cualquier mes del año en el CHR de 27.500 Km.

➔2- Porcentaje asignado al **grado alto**: el 40 % del objetivo total para los 25.000 Km, correspondiente a 4 %.

3- Porcentaje asignado al **grado medio**: el 15 % para cada extremo, correspondiente a 1,5 %. Este valor es unitario.

4- Porcentaje asignado al **grado local**: el 15 % para cada extremo, correspondiente a 1,5 %. Es un valor unitario.

➔5- No se asigna un porcentaje para el tiempo de mala propagación.

➔6- Porcentaje asignado a un **trayecto satelital**: el 50 % del objetivo de grado alto, equivalente a 2 % del tiempo. Es un valor unitario. Basado en el ITU-T se determinaron los objetivos **ITU-R Rc.594/Rc.634** para enlaces radioeléctricos:

➔7- Porcentaje asignado al **grado alto**: el 0,4 % del tiempo de cualquier mes del año; asignado en forma proporcional a la longitud (entre 2500 y 280 Km).

PERFORMANCE EN CIRCUITOS DIGITALES

➔8- Porcentaje asignado al **grado medio-clase 1**: el 0,045 % del peor mes del año sobre un trayecto de 280 Km de longitud. Es un unitario que no se distribuye en forma proporcional a la longitud. El grado medio se encuentra en el **ITU-R I.1052**

9- Porcentaje asignado al **grado medio-clase 2**: el 0,2 % del peor mes del año sobre 280 Km.

10- Porcentaje asignado al **grado medio-clase 3**: el 0,2 % del peor mes del año en un trayecto de 50 Km.

11- Porcentaje asignado al **grado medio-clase 4**: el 0,5 % del peor mes del año en un trayecto de 50 Km.

➔12- Porcentaje asignado al **grado local**: el 1,5 % como valor unitario del mes más desfavorable de acuerdo con **ITU-R I.1053**.

4.4 TASA DE ERROR RESIDUAL

El ITU-R, en un esfuerzo por caracterizar la calidad de un enlace radioeléctrico en condiciones de buena propagación, ha definido la tasa de error residual **RBBER** (*Residual BER*). La RBBER se mide en condiciones de buena propagación y disponibilidad. Es decir, en la evaluación se eliminan los US y SES. Se evalúa la tasa de error en intervalos de 900 seg evitando de la cuenta los US. De la totalidad de valores de BER se elimina la mitad con valores más altos donde se supone que existe mala propagación incluyendo los SES. Se define RBBER al valor de BER más alto del 50% de valores restantes.

El ITU-R determina un objetivo de RBBER de $5 \cdot 10^{-9}$ para el trayecto de referencia de 2500 Km para el grado alto. El 50% del tiempo nos encontramos debajo del umbral. Dicho umbral se distribuye en forma proporcional a la distancia:

$$RBBER = 5 \cdot 10^{-9} \cdot (L/2500) \quad \text{con } 280 < L < 2500 \text{ Km}$$

No se hace referencia en el ITU-T a la RBBER para el CHR de 27.500 Km, ni tampoco en el ITU-R para grado medio y local. En la **Tabla 02** se presenta un resumen de todos los objetivos de calidad y disponibilidad del ITU-T y ITU-R para los distintos grados del CHR.

Tabla 02: Objetivos de calidad de los sistemas digitales ITU-T G.821.

| Organismo ITU-T (CCITT) | Recomendación G.821 | | | | |
|--------------------------------|----------------------------|-------|----------|-------|----------|
| | Total | Alto | Medio | Local | Satélite |
| Grado de aplicación | 27500 | 25000 | (2x)1250 | --- | 12500 |
| Circuito CHR [Km] | --- | --- | --- | --- | --- |
| Segundos indisponibles US% | 0,2 | 0,04 | 0,015 | 0,015 | 0,02 |
| Seg. Sev. Errados SES% | --- | +0,05 | 0,05 | --- | --- |
| Asignado para radioenlace | 8 | 3,2 | 1,2 | 1,2 | 1,6 |
| Segundos errados ES% | 10 | 4 | 1,5 | 1,5 | 2 |
| Minutos degradados DM% | | | | | |

| Organismo ITU-R (CCIR) | Rc. 634 | I.1052 - Medio | | I.1053 | | |
|-------------------------------|-------------------|-----------------------|-------|---------------|-------|-------|
| | Alto | M-1 | M-2 | M-3 | M-4 | Local |
| Grado de aplicación | 2500 | 280 | 280 | 50 | 50 | |
| Circuito CHR [Km] | 0,3 | 0,033 | 0,05 | 0,05 | 0,1 | |
| Segundos indisponibles US% | 0,004 | 0,006 | 0,007 | 0,002 | 0,005 | 0,015 |
| Segundos Sev. Errados SES% | +0,05 | --- | | | | |
| Asignado para radioenlace | 0,32 | 0,036 | 0,16 | 0,16 | 0,4 | 1,2 |
| Segundos errados ES% | 0,4 | 0,045 | 0,2 | 0,2 | 0,5 | 1,5 |
| Minutos Degradados DM% | | | | | | |
| Tasa residual RBBER | $5 \cdot 10^{-9}$ | | | | | |

PERFORMANCE EN CIRCUITOS DIGITALES

5- OBJETIVOS DE CALIDAD. ITU-T G.826

En **ITU-T G.821** se han determinado los objetivos que las redes digitales deben cumplir cuando se evalúan desde el circuito de 64 kb/s. Para el caso de efectuar mediciones desde el nivel primario de 2048 kb/s se determinó la **ITU-T G.826** (año 1993). En el primer caso se requiere la evaluación de errores mediante una secuencia patrón; en el segundo la evaluación es mediante bits de paridad CRC-N o BIP-N.

G.826 se aplica a trayectos digitales con soporte PDH, SDH o ATM. La calidad de una conexión ATM global se indica en **ITU-T I.356**. La G.826 garantiza el cumplimiento de la G.821 para mediciones a 64 kb/s. El trayecto hipotético de referencia **HRP** (*Hypothetical Reference Path*) es de 27500 km y se divide en la parte nacional en cada extremo (2x1250 km) y la parte internacional (25000 km).

En la **Tabla 03** se realiza una comparación entre las normas G.821 y G.826. Obsérvese que los radioenlaces disponían de una asignación extra para los SES en la G.821, mientras que en G.826 no se dispone de dicha benevolencia. Si un enlace de radio desea cumplir con la norma G.826 debe tener igual performance que la fibra óptica.

Tabla 03: Comparación entre la norma G.821 y G.826.

| Norma ITU-T | G.821 | G.826 |
|-----------------------------------|-------------------|------------------------|
| Década | 1980 (PDH) | 1990 (SDH) |
| Velocidad de medición | 64 kb/s | 2048 kb/s o mayor |
| Señal de prueba | Patrón PRBS | Paridad CRC/BIP |
| Tipo de medición | Fuera de servicio | En servicio |
| Detección de errores | Bit a bit | Bloques de paridad |
| Tasa de errores | BER de bit | EBR de bloques |
| Objetivos de calidad | ES/SES | ESR/SESR |
| Señal degradada | DM | BBER |
| Trayecto de referencia | Alto/Medio/Local | Internacional/Nacional |
| Asignación extra para radioenlace | Si para los SES | No |

5.1- EVENTOS DE ERRORES

La calidad en G.826 se monitorea sobre la base de bloques de datos en lugar de bits individuales. Un bloque es verificado mediante bits de paridad según dos técnicas posibles: chequeo de redundancia cíclica **CRC** (bit 1 en el TS:0 de la trama de 2048 kb/s) o paridad entrelazada de bits **BIP-N** (en STM-1). Tanto CRC-4 como BIP-8 son códigos detectores de error que permiten asegurar que la probabilidad de no detectar un error es cercano al 10%.

En la **Tabla 04** se dispone de las definiciones involucradas en esta norma.

Tabla 04. Definiciones referidas a la norma G.826.

| | |
|------------|--|
| EB | <i>(Error Block)</i> . Se trata del número de bloques errados por unidad de tiempo (1 seg). Se debe tener en cuenta que un código del tipo BIP-8 constituye 1 único bloque y no 8 aislados. De este se deriva la Tasa de Bloques Errados EBR (<i>EB Rate</i>). |
| ES | <i>(Error Second)</i> . Es un segundo donde al menos un bloques tiene uno o más errores. Lo cual da lugar a la Tasa de segundos con error ESR (<i>ES Rate</i>); |
| SES | <i>(Severely Error Second)</i> . Es un segundo con más de 30% de bloques con error o al menos un período SDP . SDP (<i>Severely Disturbed Period</i>) es un período de 4 bloques consecutivos con una BER > 10 ⁻² . La persistencia de SDP durante varios segundos puede producir la desconexión de canales conmutados. Se desprende entonces la Tasa de segundos con muchos errores SESR (<i>SES Rate</i>). |
| BBE | <i>(Background Block Error)</i> . Estos bloques con error no forman parte de SES (inferior al 30%). Se obtiene la tasa de error de bloque de fondo BBER (<i>BBE Rate</i>) (excluyendo los bloques con SES y US). |
| US | <i>(Unavailability Second)</i> . Se cuenta desde 10 SES consecutivos hasta 10 segundos seguidos sin SES. La indisponibilidad se considera cuando ocurre el efecto en uno o ambos sentidos. Los ESR, SESR o BBER solo se evalúan en estado de disponibilidad. |

Obsérvese que las definiciones son similares a las G.821. Los tiempos de evaluación sigue siendo de 1 seg para ES y SES y de 10 seg para US. Sin embargo, el umbral de BER = 10⁻³ para G.821 cambia por el 30% de bloques errados en G.826.

El umbral de SES, de acuerdo con G.704, se define en base a CRC-4 de la trama de 2 Mb/s. Se disponen de 1000 bloques CRC-4 por segundo; se trata de 2048 bits por bloque; cuando se supera el umbral de 805 bloques con error se determina un **SES**. En G.826 el umbral del 30% con error no coincide y probablemente no se aplicará para este tipo de mediciones. Es decir, a 2 Mb/s se medirá mediante G.821 y sobre enlaces SDH mediante G.826.

PERFORMANCE EN CIRCUITOS DIGITALES

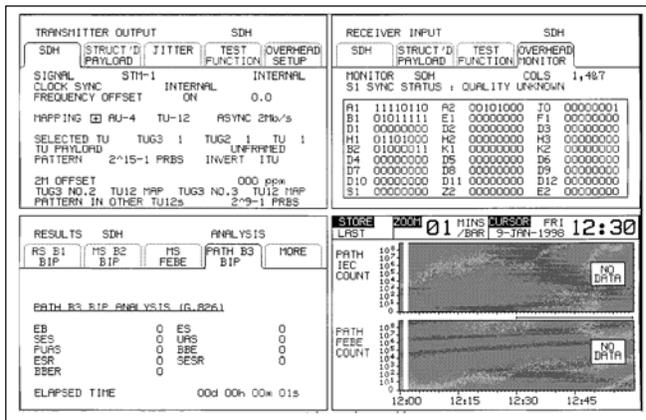
Cuando el umbral de SES mediante G.826 se relaciona con el BIP-N en la trama STM-1 se disponen de los siguientes umbrales:

- para VC-12 el umbral es de 600 bloques con error para SES y
- para VC-4 y SOH el umbral es de 2400 bloques con error.

Los indicadores remotos de servicio (alarmas FEBE existentes en la trama STM-1 de SDH) se usan para estimaciones de ES, BBE, SES y SDP del extremo distante. En la **Tabla 05** se relacionan los Bytes de la trama STM-1 que se disponen para la evaluación local y remota de errores.

Tabla 05. Bytes involucrados en el proceso de control de errores en STM-1.

| | |
|-------------|--|
| -B1. | (1 Byte). Se envía en el RSOH. Se pueden detectar entre 0 y 8 errores. Controla la trama completa STM-1 (270x9 Bytes; 19440 bits; 8 grupos de 2430 bits). Se trata de bits de paridad par del tipo BIP-N (<i>Bit Interleaved Parity</i>) para el monitoreo entre repetidores. Es calculado sobre toda la trama anterior ya aleatorizada y colocado antes de la aleatorización. |
| -B2. | (3 Bytes). Enviado en MSOH. Contienen 24 bits, el número de grupos N es 24. Los Bytes controlados es la trama STM-1 menos la RSOH (2403 Bytes; 19224 bits; 24 grupos de 801 bits). Detecta de 0 a 24 errores. |
| -M1 | (4 bits). Está propuesto como señal FEBE para informar al terminal remoto el número de errores en B2. |
| -B3. | (1 Byte). Se envía en POH de VC-4. Controla la carga útil (261x9 Bytes; 18792 bits; 8 grupos de 2349 bits). |
| -G1 | La alarma FEBE de G1 en el POH indica el número de errores hacia el terminal remoto. |
| -V5. | (1 Byte). Se emite en VC-12. Son 2 bits de paridad PP en V5 (PPEX LLLF). Controla 4 tramas de 35 Bytes (1120 bits). V5 lleva la alarma FEBE (bit E) hacia el terminal remoto (0 para ausencia de errores y 1 para errores). |



5.2- OBJETIVOS Y ASIGNACIÓN POR TRAMO

Los objetivos que se determinan para el trayecto de 27500 km y que deben ser evaluados en el periodo de un mes se muestran en la **Tabla 06**. Los valores son distintos en algunos casos para distintas velocidades.

Tabla 06: Objetivos de calidad de acuerdo con G.826.

| | | | | | |
|------------------------|-------|------|------|---------|---------|
| Velocidad del canal | Mb/s | 2 | 34 | 140-155 | 622-2,5 |
| Segundos indisponibles | US% | | | | |
| Segundos Sev. Errados | SESR% | 0,2 | 0,2 | 0,2 | 0,2 |
| Segundos errados | ESR% | 4 | 7,5 | 16 | |
| Errores Bloque Fondo | BBER% | 0,03 | 0,02 | 0,02 | 0,01 |

La distribución de los objetivos en el circuito de referencia es la siguiente:

- Cada **tramo nacional** es del 17,5% del valor total para cada extremo.
- Se establece una distribución de 1% adicional por cada 500 km de longitud adicional.
- Cada **tramo internacional** tiene asignado un 2% por país intermedio y 1% para cada extremo del trayecto.
- Se establece una asignación adicional de 1% por cada 500 km.
- Cada **salto satelital** tiene asignado el 35% de los objetivos.

Obsérvese:

PERFORMANCE EN CIRCUITOS DIGITALES

- G.821 entrega para SES un porcentaje de 0,2% total, lo que equivale a 0,04% para el grado alto. Un valor adicional de 0,5% se asignaba al radioenlace.
- G.826 indica un valor total de 0,2% lo que equivale para el tramo internacional a 0,1% (0,02% fijo más 0,02% por cada 500 Km). No hay asignación adicional para el radioenlace.

PERFORMANCE EN CIRCUITOS DIGITALES

6- DISTRIBUCION DE OBJETIVOS: M.2100

La norma **ITU-T M.2100** permite distribuir los objetivos de referencia de 27500 km en un enlace de longitud real y el tiempo de medida de un mes en algunos días. Esta norma se relaciona con las condiciones de puesta en servicio **BIS** y de mantenimiento. Se trata de una extensión de **M.550**.

6.1- LA NORMA ITU-T M.2100

Para aplicar esta norma se parte de G.821/826 y se aplican los siguientes pasos.

1º- PO (Performance Objective). Esta norma toma en cuenta un período de medición inferior al peor mes del año indicado en G.821/826. Por ello el objetivo a cumplir en una medición que varía entre 15 minutos y 7 días será el 50% del objetivo total a un mes. Es decir, M.2100 es el doble de exigente.

De acuerdo con lo mencionado más arriba, para un circuito de 64 kb/s y 2 Mb/s se adopta la norma G.821 y para los enlaces SDH se adoptan los valores de G.826. No se toman en cuenta los valores adicionales para enlaces radioeléctricos (terrestre y satelital) para los momentos de mala propagación. Es decir:

-Para 64 kb/s ES= 4% SES= 0,1 %
 -Para STM-1 ES= 8% SES= 0,1 %

2º- Asignación en un trayecto. Esta norma también distribuye los porcentajes de tiempo a cada porción del trayecto nacional (tránsito en un país) o internacional (conexión entre países). La suma de los componentes da lugar al porcentaje **A%**; este valor no debe superar el 40% para el enlace internacional en el circuito de referencia de 27500 km.

El valor asignado para una porción de enlace nacional de cable o radioenlace que realiza tránsito entre países y del enlace internacional es en general proporcional a la longitud. En la siguiente Tabla se observan dichas distribuciones.

| Enlace Nacional | | Enlace Internacional | |
|------------------------|--------|-----------------------------|-------|
| Cable o Radioenlace | | Cable o Radioenlace | |
| < d < 500 km | 2,0 % | d < 300 km | 0,5 % |
| 500 < d < 1000 km | 3,0 % | Enlace satelital | 20 % |
| 1000 < d < 2500 km | 4,0 % | | |
| 2500 < d < 5000 km | 6,0 % | Enlace FO submarino | |
| 5000 < d < 7500 km | 8,0 % | d < 500 km | 1 5 % |
| 7500 < d | 10,0 % | 500 km < d | 2,5 % |

OBSERVACIONES. En el enlace nacional se toma en cuenta un valor proporcional a la longitud. Es el mismo valor para cable óptico y para radioenlace. En el enlace internacional los tramos terrestres entre países es mediante cable o radioenlace de 300 km como máximo. El enlace satelital es independiente de la longitud. El enlace submarino posee solo dos alternativas.

3º- Límite de puesta en servicio. Se trata de obtener el valor de SES y ES para la puesta en marcha de un sistema **BIS (Bringing Into Service)**. Este valor será la mitad del objetivo asignado al trayecto para mediciones de referencia **RPO (Reference Performance Objective)**. Es decir, el objetivo es el doble de exigente debido a un margen de envejecimiento entre el momento de puesta en servicio y el tiempo de vida útil:

$$BIS = RPO/2$$

El valor de RPO se calcula en función de la asignación **A** del ítem 2º para el trayecto real, el período de medida **TP (Time Period)** en seg y el objetivo de calidad **PO** del ítem 1º.

$$RPO = A \cdot TP \cdot PO$$

Se definen dos umbrales adicionales para asegurar el cumplimiento o no de las normas G.821/826:

- S2. Si el valor de SES y ES supera el valor $S2 = BIS + D$ será muy poco probable de cumplir los objetivos a largo plazo.
- S1. Un valor inferior a $S1 = BIS - D$ asegurará probablemente el cumplimiento de dichos objetivos.

Este margen **D** se calcula mediante:

$$D = 2 \cdot (BIS)^{1/2}$$

PERFORMANCE EN CIRCUITOS DIGITALES

6.2- EJEMPLO DE APLICACION.

Sea un trayecto internacional medido a la velocidad de 64 kb/s. El trayecto acumula un total de asignación A% del 36%. Se ha considerado un salto satelital (20%), dos tramos submarinos (2,5%) y tres tramos terrestres nacionales (11%); dando un total de $A = 0,36$. Se considera un período de medición de 1 día (expresado como $TP = 86400$ seg).

Los pasos a seguir son:

- El objetivo de referencia de performance **PO** para 64 kb/s según ITU-T G.821 son $SES = 0,01$ y $ES = 0,04$.
- La asignación para el trayecto real es de $A = 0,36$.
- El período de medida **TP** es de 86400 seg.
- Los objetivos de performance de referencia **RPO** son $ES = 1244$ y $SES = 31$.
- Los valores de puesta en servicio **BIS** son $ES = 622$ y $SES = 16$.
- Los umbrales **S1** son $ES = 572$ y $SES = 8$.
- Los umbrales **S2** son $ES = 672$ y $SES = 23$.
- Por ello, si $ES < 572$ y $SES < 8$ se considera que el circuito cumplirá las normas G.821 en mediciones de 1 mes.