

# **CODEC: TELEFONIA PCM**

Con referencia a la codificación de señales de telefonía en formato PCM. Sobre el muestreo y la cuantificación.

## **1- PRESENTACION**

### **1.1- DIGRESION: HISTORIA DE LOS 64 Kb/s.**

La codificación **PCM** (*Pulse Code Modulation*) fue patentada por **A.Reeves-1939**. **K.Cattermole-1962** fue quien propuso la **ley A** de codificación para PCM. Cuando se inició la aplicación comercial de los codificadores PCM, se pensaba en una red mixta de transmisión digital y centros de conmutación analógicos. Esto requería de conversores A/D y D/A (*Codec*) en cada sección de transmisión. En USA se resolvió colocar un máximo de 4 Codec en línea a lo largo de un trayecto. El CCITT en 1968 determinó en cambio un Circuito de Referencia de 7 Codec en línea. Para mantener una relación señal a ruido de cuantificación S/Nq acotada a valores inaudibles luego de 7 pasos es necesario llevar el valor de S/Nq para cada Codec individual a 33 dB.

Se resolvió entonces utilizar 8 bits de codificación para cada muestra. En el caso de la **ley  $\mu$**  en particular, cada 6 muestras se transmite una de ellas con solo 7 bits, el octavo y menos significativo de los bits se lo utiliza para señalización. El resultado es la velocidad de 64 kb/s, teniendo en cuenta la frecuencia de muestreo de 8 kHz y la codificación en 8 bit por muestra. Hoy día, se piensa en cambio en una red totalmente digital que solo requiere un conversor en cada extremo telefónico, el valor de S/Nq = 33 dB es excesivo; bastaría con menos bits para obtener una prestación similar.

En aplicaciones satelitales y celulares, donde el costo del ancho de banda es mucho mayor que en enlaces terrestres, se aplican métodos para el aprovechamiento de los 64 kb/s mediante varios canales de velocidad inferior. Aparece entonces la codificación Diferencial PCM Adaptativa (**ADPCM**) que permite codificar canales telefónicos con velocidades de 16, 24 y 32 kb/s; aplicado para enlaces satelitales. También se dispone de varios tipos de codificación predictiva lineal **LPC** para telefonía celular.

### **1.2- TEORÍA DE LA INFORMACIÓN**

Los **mensajes** tienen la siguiente característica: un mismo mensaje aporta distinta información en diferentes circunstancias; es decir, cuanto menos se conoce y menos probable es un hecho, un dato aporta mayor información. Con esta propiedad se puede concluir que la **información de un evento** es función inversa de la probabilidad de ocurrencia. Es decir:

$$I = \log_2 1/P$$

donde I es la **información** y P la **probabilidad** de ocurrencia. La unidad es el **bit** (*binary digit*). Si la probabilidad es 0,5 cada dígito aporta 1 bit de información. Se denomina tasa de información R a la cantidad de bits que se emiten por segundo. La cantidad de configuraciones N de un mensaje de  $\mu$  símbolos y una longitud n es  $N = \mu^n$ . Se denomina **capacidad de información C** de un canal a la máxima cantidad de bits que se pueden transmitir por él.

Si se supone una señal de  $\mu$  símbolos con una duración t para cada símbolo y de longitud total T. La longitud del mensaje es T/t. La cantidad de mensajes distintos es  $\mu^{T/t}$ . Si cada mensaje es equiprobable la probabilidad de aparición de cada uno de ellos es  $1/(\mu^{T/t})$  y la información será:

$$I = \log_2 \mu^{T/t}$$

La **tasa de información** es:

$$R = I/T = 1/t \cdot \log_2 \mu = S \cdot \log_2 \mu \leq C$$

Donde S es la velocidad de señal. En palabras, la capacidad de un canal debe ser superior al valor de la tasa de información.

## CODEC: TELEFONIA PCM

Del concepto de muestreo se sabe que el valor de S debe ser inferior a 2.B (B es el ancho de banda en Hertz). Por otro lado, **Shannon y Hartley**-1949 probaron que la capacidad de un canal de transportar información está ligada a la relación señal a ruido S/N mediante:

$$C = B \cdot \log_2 (1 + S/N)$$

donde N es la potencia media del ruido y S/N se expresa en número de veces. Comparando la expresión  $[S \cdot \log_2 \mu \leq C]$  con  $[C = B \cdot \log_2 (1 + S/N)]$  se puede concluir que:

$$\mu^2 = 1 + S/N$$

Resulta ser que el número de niveles se relaciona con la S/N. Este argumento introduce un límite teórico a la **eficiencia espectral Ee** de un canal. Se denomina eficiencia espectral al cociente entre la velocidad de transmisión y el ancho de banda ocupado C/B:

$$Ee = \log_2 (1 + S/N)$$

El número de niveles de modulación y la relación S/N no pueden mejorarse en forma indefinida y simultánea. Esta conclusión es coherente con del principio de indeterminación de la física cuántica.

**NOTA.** Ludwig Boltzmann determinó la segunda ley de la termodinámica como  $S = k \cdot \log P$ ; donde S es la entropía, k la constante de Boltzmann y P la probabilidad de estado. Como los estados de la materia son sucesivamente más improbables se concluye que la entropía total aumenta. Para Shannon la inversa de S es la información y para Schrodinger es la negentropía.

### 1.3- CODIFICACION VOCAL Y MULTIMEDIA

Los algoritmos de codificación que se estudian es el presente Capítulo son resumidos en la siguiente **Tabla 01**.

**Tabla 01. Formatos de codificación de señal vocal, audio y sonido.**

<b>PCM</b>	<i>(Pulse Code Modulation)</i> . Codifica la forma de onda con una precisión de N bits por muestra. La ley A de distribución cuántica de códigos permite mejorar la relación señal-a-ruido con 8 bit/muestra. Se trata de la codificación básica de la telefonía pública a 64 kb/s.
<b>DPCM</b>	<i>(Diferencial PCM)</i> . Se fundamenta en la predicción de muestras mediante la memorización en el tiempo. Se realiza la codificación de la diferencia entre la muestra y la predicción. La predicción es un algoritmo autoadaptativo dependiente de la actividad de la señal vocal. Se utiliza en conexiones internacionales a 16/24/32 kb/s dependiendo de la carga de tráfico.
<b>Delta</b>	Se trata de una forma especial de codificación DPCM. No tiene aplicaciones extendidas. La velocidad de muestreo es 64 kb/s y la codificación es 1 bit por muestra.
<b>LPC</b>	<i>(Linear Predictive Codec)</i> Se basa en una estimación lineal de la fuente. Se codifican un grupo de muestras; por ejemplo 160 muestras en 20 mseg. Se aplican en sistemas celulares para alta compresión de la información vocal (menos de 10 kb/s).
<b>ATC</b>	<i>(Adaptative Transform Coding)</i> . Este tipo de codificador trabaja en el dominio de la frecuencia. Recurre a la transformada discreta coseno DCT de exitosa aplicación en señales de vídeo.
<b>AC-3</b>	Se utiliza como canal de sonido en la televisión digital DTV. Se trata de 6 canales de audio a una velocidad total de 384 kb/s.

**2- MUESTREO Y CUANTIFICACIÓN**

**ESPECTRO DE LA SEÑAL RECTANGULAR.** De acuerdo con la teoría de las funciones de **J.B. Fourier**, cualquier señal periódica puede descomponerse en una suma de funciones seno y coseno. El espectro asociado a una señal rectangular de ancho  $\tau$  y con período  $T$  es una serie de armónicas separadas por  $1/T$  y cuya envolvente es la función sinc  $f$  (equivalente a  $\text{senf} / f$ ) que se anula en múltiplos de  $1/\tau$ .

Los casos límites se producen cuando el período tiende a infinito (espectro continuo) y cuando el tiempo de duración tiende a cero (espectro plano). Para el caso de señales de largos períodos o pseudoaleatorias el espectro se puede asimilar a un espectro continuo.

Suelen efectuarse las siguientes observaciones:

- El espectro de una señal digital rectangular es infinito.
- Una señal limitada en el tiempo tiene un espectro no limitado en ancho de banda.
- En cambio, un espectro limitado en banda tiene asociada una señal no limitada en tiempo.
- En una señal pseudoaleatoria, si la escala de frecuencia es amplia, se pueden observar las armónicas individuales.

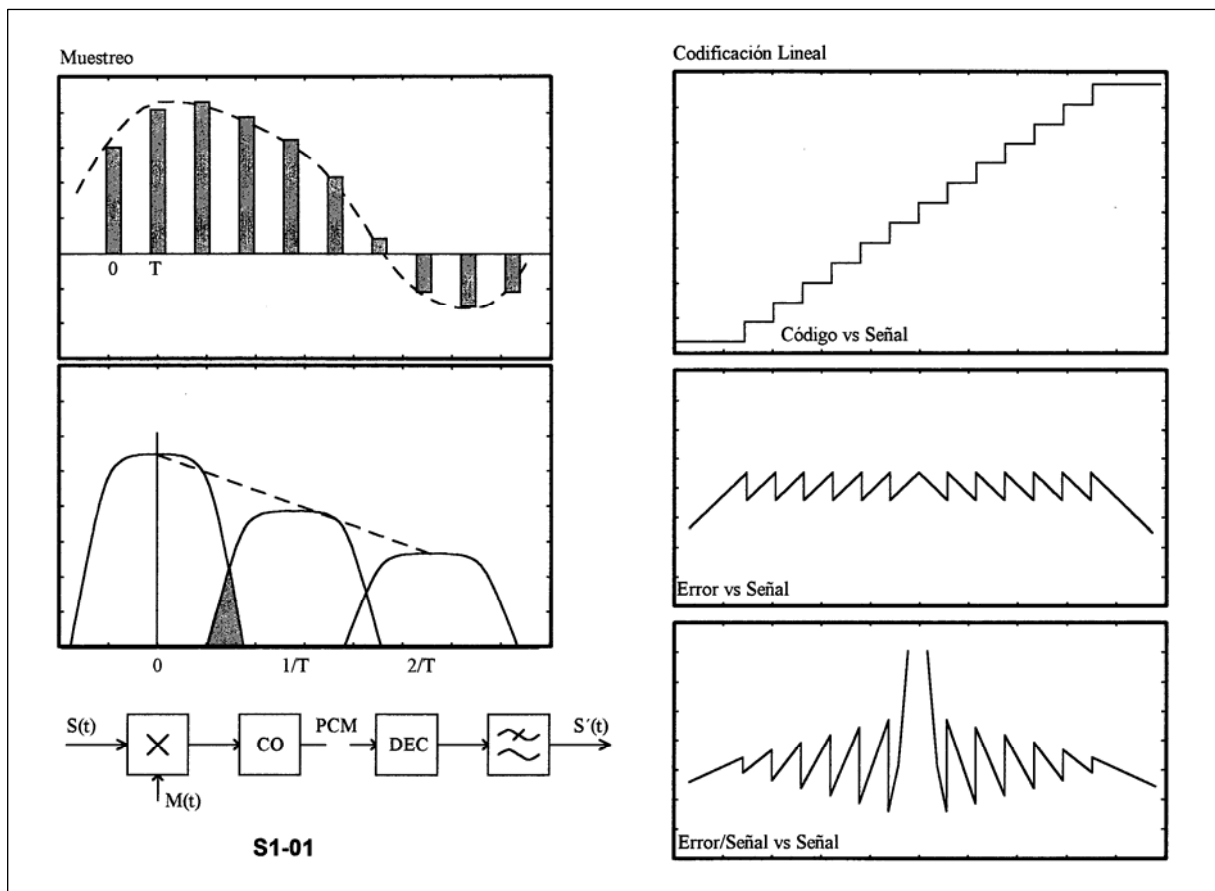


Fig 01. Proceso de muestreo y error de cuantificación.

**2.1- MUESTREO DE UNA SEÑAL LIMITADA EN BANDA**

Se trata del producto (dominio del tiempo) de la señal analógica  $S(t)$  por una señal de muestreo  $M(t)$  consistente en pulsos periódicos. En la **Fig 01** se muestran ambas señales. El producto de  $S(t).M(t)$  en el dominio del tiempo equivale a la convolución en el dominio de la frecuencia  $S(f)*M(f)$ ; «espectro de la señal  $S(f)$  en convolución con el espectro de la señal de muestreo  $M(f)$ ». Este último espectro consiste de una serie de armónicas. El resultado consiste en la repetición del espectro  $S(f)$  sobre cada armónica de  $M(f)$ .

**Nota:** La modulación de amplitud o de fase se realiza mediante el producto de señales en el tiempo y la convolución de los espectros en la frecuencia. El filtrado consiste en el producto del espectro con la transferencia del filtro en el dominio de la frecuencia y por lo tanto en el dominio del tiempo se tiene la convolución de señales.

## CODEC: TELEFONIA PCM

### OBSERVACIONES AL MUESTREO.

-Para un muestreo eficiente se requiere que la señal  $S(t)$  se encuentre limitada en amplitud y que el espectro  $S(f)$  se encuentre limitado en el ancho de banda. De otra manera, se produce la superposición de espectros en el muestreo y no se puede recuperar la señal original (efecto denominado *aliasing*).

-Esta condición asegura que entre muestras no pueden existir saltos abruptos; entre dos muestras el circuito de recuperación debe seguir el camino más "suave" (filtro pasabajos).

-El **muestreador** es un circuito de producto en el dominio del tiempo; mientras que en el receptor se recurre a un filtro pasabajos para recuperar el espectro  $S(f)$  original; es decir, el producto en el dominio de la frecuencia.

-Para una correcta recuperación de  $S(f)$  la frecuencia de muestreo debe ser tal que  $1/T=2.w$ , donde  $w$  es la máxima frecuencia del espectro  $S(f)$ ; y además, el ancho del pulso de muestreo debe ser pequeño para evitar la distorsión de amplitud producida por la caída del espectro  $M(f)$ .

-Esta última condición se cumple con el muestreo y retención (*sample & hold*) que consiste en mantener constante el nivel de la muestra correspondiente al valor inicial.

-Un muestreo demasiado lento produce aberraciones. En la señal de vídeo un movimiento más rápido que el número de cuadros puede pasar inadvertido. Una rueda que gira hacia adelante rápidamente parece girar hacia atrás. La frecuencia de muestreo se toma siempre por encima de la condición indicada. Para un canal de telefonía que ocupa la banda de 300 a 3400 Hz se determinó la frecuencia de 8 kHz; mientras que para un canal de vídeo que ocupa una banda de hasta 6 MHz la frecuencia de muestreo es de 13,5 MHz.

### 2.2- CUANTIFICACIÓN UNIFORME

El muestreo es la primer operación que se efectúa para la digitalización. Sin embargo, la señal de muestras toma valores analógicos de amplitud. Esta señal se denomina **PAM** (Modulación por Amplitud de Pulsos). Existen otras formas de manipular las muestras denominadas **PWM** (Modulación por Ancho de Pulsos), **PPM** (Modulación por posición de Pulsos) y **PCM** (Modulación por Pulsos Codificados). Este último caso corresponde a una señal digitalizada. Para efectuar la operación se requiere de un cuantificador y codificador. La cuantificación consiste en aproximar la muestra a una escala de valores (niveles de cuantificación) igualmente espaciados. Cada nivel tiene asignado un código de bits.

El convertor A/D consiste en un registro de aproximaciones sucesivas de N bits (2N niveles de cuantificación). La codificación comienza en el estado 10...0 y se compara el valor analógico correspondiente a la muestra  $M(t)$  con la del registro  $R(t)$ ; si  $M(t)=R(t)$  el bit más significativo permanece en 1 de lo contrario se cambia por 0. Al paso siguiente se coloca en 1 el segundo bit más significativo y se vuelve a comparar. El registro de aproximaciones sucesivas requiere tantos pasos de comparación como bits de codificación. El convertor D/A se trata de una serie de etapas resistivas que aportan niveles de tensión por mitades sucesivamente ( $V/2$ ,  $V/4$ , ...,  $V/2^N$ ) sobre un amplificador diferencial. Cada etapa es administrada por un bit y la salida es un valor de tensión analógico proporcional al código de entrada.

**RUIDO DE CUANTIFICACIÓN  $N_q$ .** Se muestra en la **Fig 02**. Se trata de un error que no puede recuperarse en la etapa de decodificación y por lo tanto debe ser lo más pequeño posible. Esto se logra incrementando el número de niveles de cuantificación (número de bits por cada muestra), con lo que se determina un incremento de la velocidad de transmisión.

El  $N_q$  tiene la particularidad de poseer un valor máximo acotado por la separación entre niveles. Esto produce que la relación señal a ruido ( $S/N_q$ ) se incrementa en la medida que la señal aumenta. En términos matemáticos es posible identificar el  $N_q$  mediante la relación:

$$N_q = d^2/12 \quad \text{y} \quad d = 2 \cdot V_{\max}/2^N$$

Donde  $d$  es la separación entre niveles cuánticos,  $N_q$  la potencia de ruido de cuantificación por unidad de carga y  $V_{\max}$  el nivel de señal máximo. La relación entre la señal y ruido es entonces:

$$S/N_q = \frac{12 \cdot S \cdot 2^{2N}}{4 \cdot V_{\max}^2} \quad \text{que expresado en dB resulta} \quad S/N_q = S + 6 \cdot N + 5 \text{ dB}$$

Donde,  $S$  es el valor de la señal de muestreo expresada en dBo (referido al nivel máximo de señal posible) y  $N$  es el número de bits de codificación. En palabras, la  $S/N_q$  mejora en forma lineal en la medida que el nivel de  $S$  se incrementa. La cuantificación no uniforme reduce el efecto de esta variación de  $S/N_q$  en función de  $S$ .

**3- CODIFICACIÓN NO UNIFORME (PCM ley A)**

**3.1- LEYES DE CODIFICACIÓN ( $\mu/A$ )**

En ITU-T G.711 se proponen dos tipos de codificación no uniforme: la ley  $\mu$  (usada en USA y Japón) y la ley A (Europa y Sudamérica). El número de bits definido en ambos casos es 8, lo cual determina, con una frecuencia de muestreo de 8 kHz, una velocidad binaria de 64 Kb/s. En ambos casos se produce una compresión de la curva de transferencia entre el nivel de la muestra S y la salida cuantificada Q. La compresión óptima fue encontrada por K.Cattermole-1962 pero es de imposible realización práctica ya que cuando S es pequeño el valor de Q es negativo. Se han propuesto:

Teórica  $Q = k \cdot \ln S + 1$

Ley  $\mu$   $Q = \frac{\ln(1+\mu \cdot S)}{\ln(1+\mu)}$  con  $0 \leq S \leq 1$  y  $\mu = 255$

Ley A  $Q = \frac{A \cdot S}{1 + \ln \mu}$  con  $0 \leq S \leq 1/A$  y  $A = 87,6$

$Q = \frac{1 + \ln(A \cdot S)}{1 + \ln A}$  con  $1/A \leq S \leq 1$  y  $A = 87,6$

Los valores teóricos indicados son aproximados por 8 segmentos para la ley  $\mu$  y 7 segmentos para la ley A (los dos primeros son colineales). El primer segmento es común para señales positivas y negativas; se suele decir que se tienen 15 y 13 segmentos respectivamente. En la Fig 02 se muestra la aproximación obtenida para la ley A.

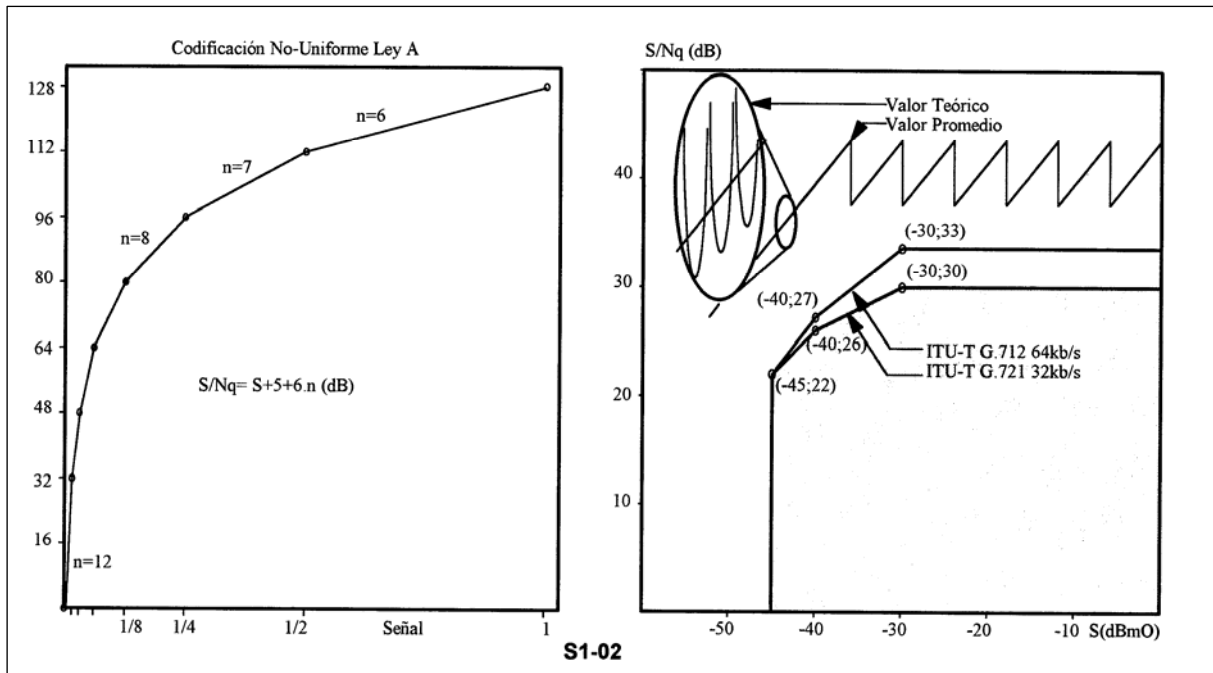


Fig 02. Efecto del ruido de cuantificación  $N_q$ .

Cada codificación en 8 bits responde a la secuencia binaria PSSS NNNN. Donde el primer bit indica la polaridad (P=1 para niveles positivos y P=0 para negativos); 3 bits de segmento para codificar las 8 divisiones (000 corresponde al primer segmento y 111 al segmento superior) y 4 bits para codificar los 16 niveles dentro de cada segmento.

**3.2- RELACIÓN S/Nq**

Las distintas pendientes que se adoptan en la transferencia permite identificar que cada segmento dispone de 16 niveles pero que las amplitudes de señal codificada son distintas. Las señales grandes tienen proporcionalmente menos niveles disponibles. Cada segmento tiene asociado una S/Nq distinta; respondiendo a la expresión anterior se asigna un valor distinto N a cada segmento. 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.

## CODEC: TELEFONIA PCM

La característica que relaciona a  $S/N_q$  con el nivel de  $S$  se representa en la **Fig 02**. 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  $S/N_q$  en 6 dB ya que aumenta en un bit el valor de  $N$ , con lo que se equilibra la  $S/N_q$ .

La **relación teórica** lleva a infinito el valor de  $S/N_q$  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. La conversión de compresión desde la codificación uniforme a 12 bits hacia la codificación no-uniforme de 8 bits se efectúa según la **Tabla 02**.

**Tabla 02: Compresión de 12 a 8 bits para telefonía con Ley A.**

<i>Segmento</i>	<i>Nivel</i>	<i>Ley A</i>	<i>Ley <math>\mu</math></i>	<i>Uniforme 12 bits</i>			<i>No-Uniforme 8 bit</i>
7	128	1	1	1WXY	Z1 0 0	0 0 0 0	P111 WXYZ
6	112	0,5	0,4979	0 1WX	YZ1 0	0 0 0 0	P110 WXYZ
5	96	0,25	0,2470	0 0 1W	XYZ1	0 0 0 0	P101 WXYZ
4	80	0,125	0,1215	0 0 0 1	WXYZ	1 0 0 0	P100 WXYZ
3	64	0,0625	0,0587	0 0 0 0	1WXY	Z1 0 0	P011 WXYZ
2	48	0,03125	0,02733	0 0 0 0	0 1WX	YZ1 0	P010 WXYZ
1	32	0,015625	0,01164	0 0 0 0	0 0 1W	XYZ1	P001 WXYZ
1	16	0,007812	0,0038	0 0 0 0	0 0 0W	XYZ1	P000 WXYZ

# COMPRESIÓN VOCAL, AUDIO y SONIDO

A cerca de los compresores vocales para señales de telefonía, sonido y audio de alta calidad.

## 1- COMPRESION VOCAL

### 1.1 CLASIFICACIÓN

La historia comienza con la codificación del canal vocal a 64 Kb/s; sin embargo, esta velocidad no es la más apropiada para muchas aplicaciones debido a la elevada tasa de datos. Se pueden aprovechar las características de la señal vocal para comprimir la velocidad:

- Distribución de probabilidad de amplitud no-uniforme.
- Correlación no-cero entre muestras sucesivas.
- Existencia de ráfagas de muestras (períodos de silencio).
- Cuasi-periodicidad de la señal vocal.

Los tipos de algoritmos de codificación vocal se codifican mediante los siguientes algoritmos:

- Los codificadores de forma de onda en el dominio del tiempo: PCM, ADPCM, Delta.
- Codificadores de forma de onda en el dominio de la frecuencia: **ATC** (*Adaptative Transform Coding*).
- Los codificadores Vocoders (LPC, IMBE) y los híbridos (RPE, VSELP, CELP).

El ATC utiliza la técnica de Transformada Discreta Coseno DCT utilizada normalmente en codificadores de vídeo. En el vocoder se codifican los parámetros relacionados con la percepción. El codificador híbrido es del tipo análisis-y-síntesis de la señal. El orden cronológico y comparativo de las recomendaciones se indica en las **Tabla 01**.

**Tabla 01a: Historia de la codificación digital de la palabra.**

<i>Año</i>	<i>Organismo</i>	<i>Codificación</i>
1972	CCITT G.711	Canal telefónico PCM a 64 kb/s.
1984/90	ITU-T G.721-723-726	Canal telefónico ADPCM a 16, 24, 32 y 40 kb/s.
1988	ITU-T G.722	Canal audio <i>Wideband</i> ADPCM a 48, 56 y 64 kb/s.
1988	ETSI-GSM	Telefonía celular RPE-LTP a 13 kb/s.
1990	EIA-TIA	Canal vocal celular IS-54 VSELP a 7,95 kb/s para sistema dual celular.
1993	EIA-TIA	Canal celular IS-95 QCELP para sistema CDMA a 0,8 a 8,5 kb/s.
1995	ITU-T G.728/729	Telefonía celular LD-CELP a 16 kb/s y CS-ACELP a 8 kb/s.

**Fig 01b. Comparación entre sistemas de codificación.**

<b>Codificación</b>	<b>Velocidad kb/s</b>	<b>Norma</b>	<b>Año</b>	<b>MOS</b>	<b>Tamaño trama mseg</b>
PCM	64	G.711/712	1972	4,3	0,125
ADPCM	32	G.721	1984	4,1	0,125
ADPCM	16, 24, 32, 40	G.726	1990		0,125
LD-CELP	16	G.728	1992	4,0	0,625
CS-CELP	8	G.729	1995		10
MPC-MLQ	5,3 y 6,4	G.723.1	1995		30
RPE-LTP	13	GSM	1991	3,5	20
VSELP	8	IS-54	1993	3,5	20
IMBE	6,4	Inmarsat-M	1993	3,4	
QCELP	1...8	IS-95	1993	3,4	20
CELP	4,8	FS-1016	1991	3,2	30
LPC-10	2,4	FS-1015	1984	2,3	22,5

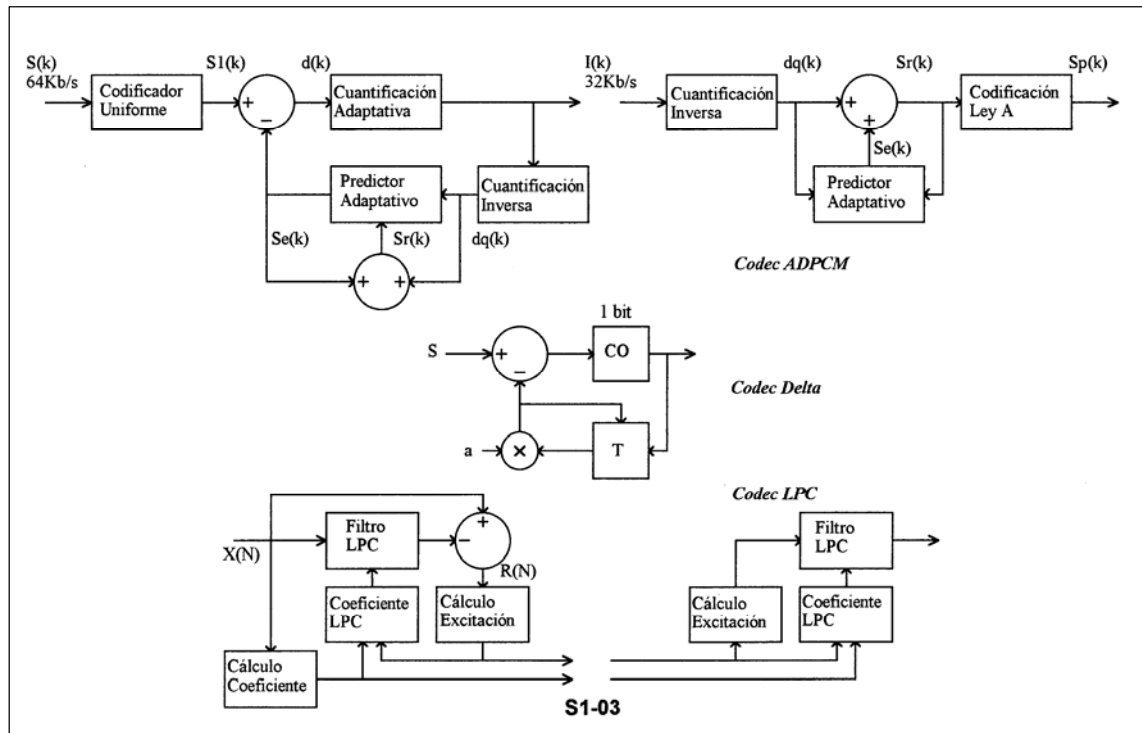
## COMPRESIÓN VOCAL, AUDIO y SONIDO

**Fig 01c. Standard desarrollados para aplicaciones de multimedia.**

Network	ISDN	PSTN	Ethernet	ATM	IP
Standard	H.320	H.324	H.322	H.310/321	H.323
Vocal	G.711/728	G.723.1/729	G.711/G.728	G.711/G.728	G.711/723.1/729
Velocidad	16 a 64 kb/s	5,3 a 8 kb/s	16 a 64 kb/s	16 a Nx64 kb/s	5,3 a 64 kb/s
Vídeo	H.261	H.261/263	H.261	H.261/262	H.261/263
Datos	T.120	T.120	T.120	T.120	T.120
Múltiplex	H.221	H.223	H.221	H.221/222	H.225
Control	H.242	H.245	H.242	H.242/245	H.245
Señalización	Q.931		Q.931	Q.931/2931	Q.931

**ADPCM** (Diferencial PCM Adaptativa). Consiste en una codificación PCM donde se transmite codificada la diferencia entre la muestra y un valor de predicción. En general, la diferencia entre muestras tiene una distribución de amplitudes más concentrada que las propias muestras. Se dice que las muestras se encuentran fuertemente correlacionadas entre sí; en otras palabras, existe redundancia en la señal vocal.

El **predicor** y la distribución de niveles de cuantificación del codificador se realizan en forma adaptativa de acuerdo con la variación de la señal. En la **Fig 01** se muestra un diagrama esquemático del Codec ADPCM. Obsérvese la presencia del circuito predictor que calcula una predicción de la muestra sobre la base de los valores anteriores, es decir, a la historia de la señal. Este método se utiliza para codificar canales telefónicos satelitales y para señales de vídeo. Permite una considerable ganancia de velocidad a cambio de una complejidad mayor a PCM.



**Fig 01. Codificadores de señales en banda vocal.**

**CODIFICACIÓN DELTA.** Es un caso especial de ADPCM. El número de bits de codificación por muestra es 1 y el predictor es un integrador; en cambio, la velocidad de muestreo es mucho más alta (32 o 64 kHz). La frecuencia de muestreo debe ser suficiente para impedir el efecto de **sobrecarga** en la pendiente. En la **Fig 01** se muestra el diagrama a bloques. La mayor pendiente de crecimiento de la señal senoidal se produce en el cruce por cero y vale  $2\pi \cdot f \cdot A$  ( $f$  la frecuencia y  $A$  la amplitud). Con una frecuencia de muestreo  $f_s$  y un escalón de altura  $S$  la pendiente de la codificación es  $S \cdot f_s$ . La **sobrecarga** se produce cuando  $(2\pi \cdot f \cdot A) \geq (S \cdot f_s)$ . El valor de frecuencia de muestreo  $f_s$  se obtiene de esta desigualdad.

Siempre que se detecta una **sobrecarga** se puede recurrir al cambio de amplitud conforme a un algoritmo predeterminado; esto implica la codificación **Delta Adaptativa**. En la codificación delta no se requiere una trama para reconocer los octetos



## COMPRESIÓN VOCAL, AUDIO y SONIDO

como en PCM ya que cada muestra se codifica con un solo bit. Es simple y de baja eficiencia. Se ha usado para codificar canales de servicio de mantenimiento, no tiene actualmente otras aplicaciones importantes.

### 1.2- TELEFONÍA ADPCM

En **ITU-T G.721** se determina la forma de codificación para reducir la velocidad de 64 kb/s (8 bits por muestra), mediante la técnica Diferencial PCM Adaptativa a una velocidad de 32 kb/s (4 bits por muestra). Pudiéndose usar velocidades aún menores (En **ITU-T G.726** se dispone de información referida a las velocidades de 40/32/24/16 kb/s). A cambio de la reducción de velocidad se tiene una inferior S/Nq. Por ejemplo, mientras en una codificación PCM ley A la S/Nq es mejor que 33 dB en una amplia gama de señal de entrada, en el caso de ADPCM a 32 kb/s se reduce a 30 dB.

En la **Fig 01** se presenta el diagrama a bloques de funcionamiento. Cada muestra es convertida en una codificación uniforme de 12 bit. Se pasa entonces de la señal  $S(k)$  a  $S1(k)$ . Con  $k$  se identifica una muestra genérica. Se calcula la señal de predicción  $Se(k)$  y se obtiene la diferencia entre ambos  $d(k)$ . Luego se procesa la señal  $d(k)$  mediante un codificador adaptativo no-uniforme de 16 niveles de cuantificación (4 bit). La señal de salida  $I(k)$  consta de un bit de signo y 3 de magnitud.

Para calcular el valor de **predicción  $Se(k)$**  se parte de la señal  $I(k)$  y mediante un cuantificador inverso se obtiene la señal  $dq(k)$ . La predicción se calcula mediante la siguiente expresión:

$$Se(k) = \sum^2 a_i(k-1) \cdot Sr(k-i) + \sum^6 b_i(k-1) \cdot dq(k-i)$$

En palabras: la señal  $Se(k)$  tiene en cuenta 6 diferencias anteriores  $dq$  y 2 muestras anteriores de  $Sr(k)$ . La señal  $Sr(k)$  es la muestra reconstruida por la suma de la predicción y la señal transmitida ( $Sr+dq$ ). (Se puede asimilar a predecir el tiempo meteorológico de un cierto día en base al estado del tiempo de los 2 días anteriores y el error de predicción de los 6 anteriores).

El **cuantificador es adaptativo**; es decir, cambia el factor de escala de acuerdo con las características de la señal muestreada. El factor de escala tiene dos posibles estados: el modo rápido y el modo lento. El primer caso ocurre con señales que tienen grandes fluctuaciones (señales de telefonía) y el segundo ocurre con señales de pequeñas fluctuaciones (señales de datos en la banda de frecuencia vocal). La **transcodificación** desde la ley A a ADPCM a 32 kb/s produce una distorsión pequeña en telefonía, nula en facsímil del grupo 3 y elevada en conexiones de datos a velocidad por encima de 4800 b/s mediante modem de datos.

## COMPRESIÓN VOCAL, AUDIO y SONIDO

### 2- CODIFICACIÓN PARA TELEFONIA CELULAR

#### 2.1- TELEFONÍA VOCODER

Una forma más eficiente de codificación es la predicción lineal **LPC** (*Linear Predictive Coders*) o **LPAS** (*Linear Prediction Analysis-by-Syntesis*). Es útil para señales que pueden modelarse como un sistema lineal. Mientras que PCM-ADPCM-Delta son «técnicas de codificación de forma de onda», LPC se basa en la «estimación lineal de la fuente». En la **Fig 01** se muestra un diagrama a bloques del funcionamiento del LPC. Las muestras  $X(n)$  se determinan como una función lineal de una **Secuencia de Excitación  $V(n)$**  (señal de pulsos) y una predicción en base a las muestras anteriores  $X(n-i)$ . Matemáticamente:

$$X(n) = A \cdot V(n) + \sum^N a_i \cdot X(n-i)$$

El **orden de cálculo N** es el valor total de muestras  $X(n-i)$  usadas en la predicción. Los valores de  $A$  y  $a_i$  se codifican y transmiten en lugar de la muestra  $X(n)$ . Para reducir el número de bits se toman varias muestras y se transmiten los parámetros  $A$  y  $a_i$ . En lugar de codificar cada muestra individual se codifican los parámetros de un grupo de ellas (parámetros del sistema lineal). Este tipo de codificación da lugar a diferentes métodos de reducción de velocidad en sistemas de telefonía móvil. Algunos detalles adicionales se encuentran en los trabajos referidos a sistemas radioeléctricos móviles.

**CODEC VSELP** (*Vector Sum Excited Linear Predictive*). Es una versión de codec desarrollado por Motorola. Se utilizan 3 fuentes de excitación al filtro de síntesis LPC. Uno de ellos utiliza un código de largo plazo adaptativo (*code-book*). Los restantes son conjuntos de códigos de 128 vectores cada uno. Las 3 señales se multiplican por la ganancia para obtener la amplitud adecuada y se suman para ingresar al filtro de síntesis. El resultado se utiliza para actualizar al código adaptativo. El filtro de síntesis es de orden 10. Actúa sobre 40 muestras de entrada en 5 mseg. Es usado en el sistema celular dual americano D-AMPS (IS-54) y en Iridium a una velocidad de 7,95 kb/s.

Las características de codificación son:

-La codificación **VSELP** tiene una tasa de muestreo de 8 kHz y la codificación inicial es de 13 bits por muestra. Las muestras se reúnen en tramas con longitud de 160 muestras (20 mseg). La trama se divide en 4 sub-tramas de 40 muestras (5 mseg). El filtro de síntesis digital es un predictor **LPC** con señal de excitación de corto y largo plazo y de orden 10. La tasa de información de la codificación es 7950 b/s y corresponde a 159 bits/trama. Este proceso introduce un retardo de 100 mseg y entrega una calidad MOS cercana a 3.

**Tabla 02. Contenido de la trama VSELP.**

<b>R0</b>	(5 bits). Energía de trama. Señala el nivel de energía promedio de las muestras.
<b>LPC</b>	(38 bits). Coeficientes de predicción del filtro de corto plazo. Son 10 coeficientes LPC con longitud desde 6 a 2 bits. Se trata de un filtro de síntesis Predictivo Lineal.
<b>LAG</b>	(28 bits). Retardo del predictor a largo plazo con 7 bits para cada una de las 4 sub-tramas.
<b>CODE</b>	(56 bits). Se usan 2 secuencias de códigos ( <i>codebook</i> 1 y 2) y se cambian en cada subtrama. Identifica al bloque usado. Son 2 palabras de códigos para cada una de las 4 subtramas (2x4x7 bits).
<b>GSPO</b>	(32 bits). Identifica la ganancia con 8 bits/subtrama.

-Protección contra errores: La secuencia de 159 bits de la trama son protegidos contra errores mediante la codificación convolucional. Los bits se separan en dos grupos 77+82 bits (clase I y II). Los 82 bits de clase II no se someten a la protección. A los 77 bits de clase I se le añaden 7 bits de control CRC con el polinomio generador 10110111. A los 84 bits resultantes se le agregan 5 bit de *Tail* y se los someten a una codificación convolucional del tipo 1/2. Los polinomios generadores para FEC-1/2 son 111101 y 101011. El conjunto de bits de clase I es 178 bits. El conjunto de clase I y II forma una secuencia de 260 bits por trama. Para reducir el efecto de las ráfagas de errores se aplica un codificador *interleaver*. El interleaver es una matriz de 26x10 bits que afecta a dos tramas sucesivas y distribuye los datos en el tiempo. La velocidad final es **13 kb/s**.

**RPE-LTP** (*Regular Pulse Excitation-Long Term Prediction*). Este código combina las propuestas de Francia RELP y de Alemania MPE-LTP. El proceso agrupa las muestras en intervalos de 20 mseg. Luego se realiza una predicción a corto plazo y a largo plazo. Se transmite el código de error residual. Es usado en GSM y DCS1800 a una velocidad de 13 Kb/s.

**CELP** (*Code Excited Linear Prediction*). En este caso se dispone de un *Codebook* de señales de excitación al filtro. Por cada grupo de muestras se busca el código que genera la mejor aproximación como excitador. Se transmite el índice del código seleccionado. Es una codificación muy compleja, que requiere 500 millones de operaciones al segundo y entrega elevada calidad con una tasa de 2,4 Kb/s. Es usado en CDMA (IS-95) con un ajuste de velocidad de acuerdo con el nivel de ruido desde 9,6 Kb/s a 2,4 Kb/s. Fue desarrollado por Qualcomm.

## COMPRESIÓN VOCAL, AUDIO y SONIDO

El CELP se aplica en la norma G.729 para aplicaciones de voz sobre protocolo IP (VoIP). La variante es **CS-CELP** (*Conjugate Structure-CELP*) que es un vocoder del tipo **LPAS** (*Linear Predictive Analysis-by-Synthesis*). Por vocoder se entiende un análisis/síntesis en el dominio de la frecuencia; esto puede ser realizado mediante la emisión de los parámetros de vocoder, mediante filtros DTF (*Discrete Fourier Transform*) o por LPC. Una comparación entre métodos se indica en la siguiente **Tabla 03**.

**Tabla 03a. Comparación entre sistemas de compresión vocal para multimedia y VoIP.**

Standard	ITU-T G.729	ITU-T G.729.A	ITU-T G.723.1
Velocidad en kb/s	8	8	5,3 a 6,3 kb/s
Longitud de trama	10 mseg	10 mseg	30 mseg
Subtrama	5 mseg	5 mseg	7,5 mseg
Retardo	15 mseg	15 mseg	37,5 mseg
MIPS	20	10	14 a 20
RAM necessary	5,2 kByte	4 kByte	4,4 kByte
Calidad MOS	3,5	3,5	3,5

**Tabla 03b. Elementos de comparación de calidad vocal.**

CM5	Calidad excelente.
CM4	Calidad buena, señal con algo de ruido.
CM3	Calidad fallada, requiere algunas repeticiones.
CM2	Calidad pobre, requiere repeticiones permanentes.
CM1	Calidad insatisfactoria, no se reconoce la señal vocal.
MOS4 a MOS4,5	Circuito PCM de 64 kb/s y ADPCM de 32 kb/s.
MOS3 a MOS4	Para un canal digital de tipo ADPCM de 16 kb/s.
MOS2,5 a MOS3	Para la codificación del tipo LPC a 2,4 kb/s.

### 2.2- COMPARACION DE SISTEMAS DE CODIFICACION

Los atributos de los codificadores vocales se comparan mediante los siguientes parámetros:

-Velocidad de codificación: en términos de kb/s.

-Retardo de codificación: consiste en el algoritmo de codificación, el análisis vocal y el retardo de comunicación.

-Complejidad: medido en millones de instrucciones por segundo (**MIPS**) y tamaño de memorias ROM y RAM.

Por ejemplo ITU-T G.723 requiere para 6,3 kb/s una trama de 30 mseg con un retardo de algoritmo de 37,5 mseg; requiere entre 14 y 20 MIPS y 4,4, kByte de memoria RAM. En cambio la ITU-T G.729 para 8 kb/s requiere una trama de 10 mseg y un retardo de algoritmo de 15 mseg; son 20 MIPS y 5,2 kByte de memoria RAM.

**CRITERIOS DE PERFORMANCE.** La calidad vocal de un sistema celular se mide sobre la base de un criterio subjetivo de la señal. Se trata de la cifra de mérito **CM** (*Circuit Merit*). El valor obtenido mediante el promedio de evaluación de usuarios se denomina **MOS** (*Mean Opinion Score*). Un criterio de calidad adicional es el **GOS** (*Grade Of Service*) definido como la posibilidad de acceso al sistema. La definición de CM y MOS tienen los valores indicados en la **Tabla 03**.

Uno de los problemas típicos de la compresión vocal es la pérdida del “tinte de la voz” de forma que resulta dificultoso distinguir quien es el que habla. La detección de actividad vocal y la interrupción de la codificación que involucra es otro problema clásico: resulta difícil de entender la mención de números sucesivos con intervalos de tiempo cortos, debido a que el tiempo para recomenzar la transmisión es una fracción importante del tiempo de duración. La detección del umbral entre ruido y señal vocal se dificulta cuando se realiza desde medios móviles donde el nivel de ruido es normalmente elevado.

## COMPRESIÓN VOCAL, AUDIO y SONIDO

### 3- SONIDO DE ALTA CALIDAD

**COMPARACIÓN.** Los canales de audio, sonido (asociado a señales de vídeo o para programas de calidad profesional) y CD, disponen de las características de la **Tabla 04**.

**Tabla 04: Comparación entre sistemas de codificación de alta calidad.**

Canal Codificado	Telefonía	Audio	Sonido	Disco CD <sup>1)</sup>	Dolby AC-3
<b>Inicio de banda</b>	300 Hz	50 Hz	40 Hz	15 Hz	3 Hz
<b>Final de banda</b>	3400 Hz	7000 Hz	15000 Hz	24000 Hz	20000 Hz
<b>Fm de muestreo</b>	8000 Hz	16000 Hz	32000 Hz	48000 Hz	48000 Hz
<b>Tolerancia</b>	50 ppm	50 ppm	50 ppm		
<b>Conversión lineal</b>	12 bits	14 bits	14 bits	16 bits	16 bits
<b>Compresión</b>	G.712	G.722	J.41	ISO	ATSC
<b>Codificación</b>	PCM	DPCM-4 bits	PCM	PCM	AC-3
<b>Bits de paridad</b>	No	No	1 bit	BCH-RS	CRC-16
<b>Velocidad total</b>	64 kb/s	64 kb/s	2x384kb/s	2x768kb/s	5ch: 384 kb/s

#### 3.1- CANAL DE SONIDO.

Se trata del canal asociado a señales de TV analógica comercial o radios FM. El valor de 384 Kb/s coincide con 6x64 Kb/s que corresponde a un común denominador de los sistemas de 1544 (24x64) y 2048 (30x64) Kb/s. En **ITU-T J.41** se entrega la curva de compresión de 14 a 11 bits (1 bit de polaridad, 3 bits de segmento, 7 bits de código y 1 bit de paridad). Se trata de la ley A de compresión con 7 grupos de 128 niveles cada uno y 6 segmentos (el primero es común para los 2 primeros grupos). La resolución efectiva de los segmentos varía desde 9 a 14 bits/muestra.

Por lo general, la distribución del ruido es uniforme dentro de la banda, pero la distribución de energía del canal no lo es. Por lo tanto en **ITU-T J.17** se presenta una curva para el pre-énfasis del canal de radiodifusión. La misma tiene los valores de inserción de la **Fig 02**. La medición del nivel de tensión de ruido en un canal de radiodifusión sonora debe concordar con pruebas subjetivas. En la norma **ITU-R (CCIR) Rc 468** se determina la red de ponderación para dicha medida. La curva posee el nivel de referencia en 1 kHz, el máximo en 6,3 kHz.

Frecuencia	Ponderación	Preénfasis
0 Hz		18,75 dB
100 Hz	-19,8 dB	
800 Hz	- 1,9 dB	13,10 dB
1 kHz	0 dB	
2 kHz	+ 0,6 dB	6,98 dB
8 kHz	+11,4 dB	1,01 dB
10 kHz		0,68 dB
12,5 kHz	0 dB	
16 kHz	-11,7 dB	
31,5 kHz	-42,7 dB	

La **Fig 02** indica por otra parte, el funcionamiento del bit de paridad que acompaña a los 11 bits de información. Obsérvese que un error en el bit de paridad obliga a repetir la muestra anterior. Cuando se detectan con error 3 o 4 paridades en 4 muestras consecutivas se atenúa hasta el **silenciamiento** del canal de sonido. Cuando se reciben 5 códigos correctos consecutivos se repone el canal eliminando la atenuación.

En **ITU-T J.21** se determina las **mediciones** a efectuar sobre el circuito radiofónico:

- Impedancia (600 ohm simétrica) y niveles (máximo +9 dBmOs);
- Respuesta de amplitud vs frecuencia ( $\pm 0,5$  dB entre 0,125-10 kHz);
- Respuesta de amplitud vs nivel ( $\pm 0,5$  dB entre -6 y +6 dBmOs);
- Ruido en el canal en reposo (máximo -51 dBqOps);
- Variación de retardo de grupo; Diferencia de ganancia y fase entre canales estéreo.
- Distorsión de armónica, intermodulación, diafonía;

<sup>1)</sup> La grabación de un CD se efectúa mediante un disco de 120 mm de diámetro y 1,2 mm de espesor con la superficie de aluminio y una cubierta plástica transparente. La información se graba como pequeños relieves codificados (1 lógico cambia el relieve y 0 lo mantiene). La capacidad del disco es cercana a 500 MByte de datos (75 minutos de grabación). La corrección de errores BCH-RS permite eliminar un máximo de 14000 errores en ráfaga equivalente a una surco en la superficie de 2 mm de diámetro.

## COMPRESIÓN VOCAL, AUDIO y SONIDO

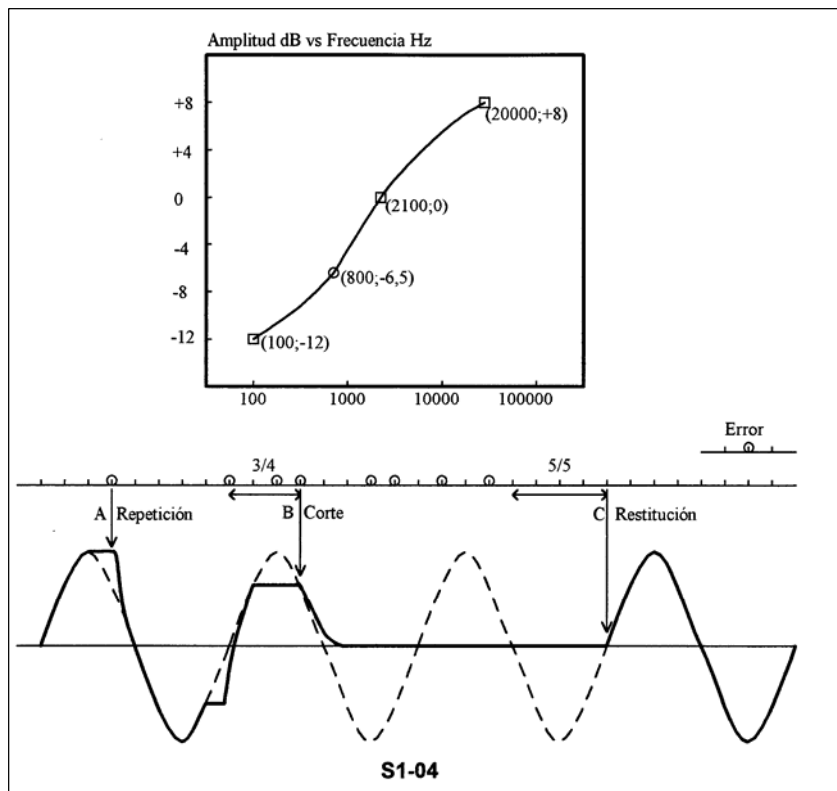
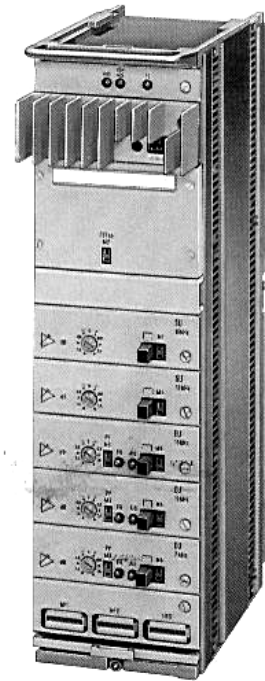


Fig 02. Codificación del canal de sonido de alta calidad.



### 3.2- CODIFICACION EN SUB-BANDA

Este proceso convierte las muestras de la señal de audio en el dominio de la frecuencia mediante la Transformada Discreta de Fourier **DTF** (*Discrete Fourier Transform*). La expresión matemática de la DTF de una secuencia  $X_n$  de longitud  $N$  es:

$$C_k = 1/N \cdot \sum^N X_n \cdot \exp(-j2\pi kn/N)$$

Esta señal se descompone en frecuencias cuyas características corresponden a estudios subjetivos humanos. El proceso de separación se denomina *Filtering*. Este tipo de circuito se realiza mediante filtros **FIR** (*Finite Impulse Response*). El resultado es un banco de filtro de análisis que pueden estar solapados o no entre sí. Los resultados se codifican en forma exponencial en una mantisa y el exponente.

Mediante un proceso denominado *Bit Allocation* se procede a seleccionar la mejor forma de cuantificación final de los resultados. Este proceso es dinámico autoadaptativo y corresponde a estudios de tipo subjetivos. En la **Tabla 03** se disponen de dos normas que utilizan este proceso.

**ITU-T G.722.** Esta norma codifica la palabra con una banda de 7 kHz y una frecuencia de muestreo de 16 kHz. Cada muestra se codifica en 14 bits de codificación uniforme. Esto se pasa por un juego de filtros de 14 coeficientes. La salida de los filtros es submuestreado con una tasa de dos (mitad de muestras) y se codifica en ADPCM. La banda baja (hasta 4 kHz) ocupa 48 kb/s y la banda alta (desde 4 a 7 kHz) ocupa los 16 kb/s restantes para obtener un total de 64 kb/s.

**AUDIO PARA DTV-ATSC.** La codificación de la señal de audio para el sistema Digital de TeleVisión DTV (norma ATSC) se denomina **AC-3** (*Audio Compresor*). Se disponen de 6 canales de sonido para el sistema DTV; los mismos son: izquierdo, central y derecho normales; izquierdo y derecho Surround; **LEF** (*Low Frequency Enhancement*). El ancho de banda de los canales de sonido es de 3Hz-20 kHz con excepción del LEF que tiene 120 Hz para efectos especiales de baja frecuencia.

El codec de sonido trabaja en el dominio de la frecuencia debido a que permite una mejor compresión sicoacústica. La frecuencia de muestreo es de 48 kHz para soportar una banda de 20 kHz de los canales de sonido. La codificación se

## COMPRESIÓN VOCAL, AUDIO y SONIDO

realiza en forma uniforme a 16 bits antes de ser comprimida. Los pasos de codificación para la reducción de la velocidad son los siguientes:

1- Banco de filtro de análisis: Trabaja con un total de 256 muestras de audio las que se convierten desde el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia. Para esta operación se utiliza una variante de la transformada rápida de Fourier **FFT** (*Fast Fourier Transform*) que permite remover el 100% de la redundancia. Como resultado se obtienen 256 coeficientes de frecuencia. Cada uno de los coeficientes es representado en notación exponencial (con valor máximo 1): mantisa y exponente.

2- Codificación de envolvente espectral: Los exponentes de la notación exponencial anterior se codifican para obtener la envolvente espectral. Esta información será enviada hacia el decodificador junto con la mantisa y además alimenta una rutina que determina la cantidad de bits necesarios en la codificación de la mantisa. Esta rutina se basa en un modelo sicoacústico para determinar la S/N óptima para cada coeficiente de frecuencia.

3- Cuantificación de mantisa. Cada mantisa se codifica desde 0 a 16 bits de acuerdo con el algoritmo anterior.

4- Formación de la trama AC-3: La información de la envolvente espectral y de la mantisa de los 6 canales de audio se ingresan en una trama. Esta trama contiene 1536 muestras de audio; son 6 canales de audio por 256 muestras. Contiene además información de sincronismo para alineamiento **SI** (*Sync Information*); información de servicio indicando el tipo de codificación utilizado **BSI** (*Bit Stream Information*); y paridad para control de errores del tipo CRC-16.

### 3.3- COMPACT-DISC.

El diseño del disco compacto **CD** se debe a **Philips-Sony-1979**. La frecuencia de muestreo es de 44,1 kHz y la codificación del sonido es en 16 bits (2 Bytes). Utiliza dos procesos de importancia: corrección de errores **FEC-RS** Reed-Solomon e interleaver. Ambos permiten:

-Máxima longitud de bits corregibles: 4000. Esto equivale a una marca de 2,5 mm.

-Máxima longitud de bits interpolables: 12000. Lo cual equivale a 8 mm.

-Interpolación: 1000 muestras/minuto ( $BER=10^{-3}$ ). Error no detectado: 1 cada 750 hs a  $BER=10^{-3}$ .

Cada muestra tiene 2 Byte por cada canal estéreo. Se llevan a una trama de 24 Bytes (período de 6 muestras). El conjunto se somete a 3 etapas de interleaver y a dos etapas de corrección de errores RS. Las 5 etapas de codificación son las siguientes:

**Tabla 05. Etapas de codificación de la señal digital en CD.**

<b>A</b>	Se dispone una primer etapa de interleaver. Son 6 muestras de 2 Bytes y para 2 canales estéreo (L-R). Los 24 Bytes se intercalan de a 4 Bytes (LLRR): 4 Bytes sin retardo, 4 Bytes con 2 tramas (24 Bytes) de retardo.
<b>C1</b>	<i>Inner Code</i> . Se agrega un codificador FEC RS de 4 Bytes para los 24, llegando a 28 Bytes en total.
<b>D*</b>	Interleaver convolucional donde cada Byte se retarda un tiempo distinto.
<b>C2</b>	<i>Outer Code</i> . Se agrega un codificador FEC RS de 4 Bytes para los 28, llegando a 32 Bytes en total.
<b>D</b>	Se dispone una tercera etapa de interleaver. Intercalado cruzado entre Bytes pares de una trama y Bytes impares de la próxima.

De esta forma los FEC-RS(28,24) y RS(32,28), permiten la corrección de errores y los interleaver permiten la distribución de los datos a lo largo de las pistas del CD. Un hueco sobre el disco no produce ráfagas de error. En caso de tener una muestra irreconocible se inserta una muestra estimada (proceso de interpolación). Cuando 48 o más tramas se detectan con ráfagas de errores o si 2 o más muestras consecutivas son irreconocibles se produce un corte de la señal (proceso soft *blacked-out*). Si esto dura menos de 5 mseg es imperceptible para el oído humano.

# CODIFICACIÓN DE FACSIMIL

Sobre la codificación de documentos en facsímil. Grupos 3 y 4 del ITU-T.

## 1- GENERALIDADES

Uno de los servicios de transmisión de datos de mayor crecimiento en los últimos años es el facsímil. La razón de dicho éxito se puede encontrar en una normalización mundial por parte del ITU-T lo que ha permitido una conexión global a cualquier punto de la red telefónica conmutada. La primer máquina de facsímil data de XeroxLabs-1961.

La **exploración** de los documentos se efectúa mediante componentes optoelectrónicos **CIS** (*Contact Image Sensor*). La **reproducción** de los documentos se puede realizar mediante al menos 4 técnicas:

- Térmico; realizado mediante un papel recubierto de material termosensible coloreado por puntos conductores.
- Electromagnético; realizado con un papel de registración recubierto de carbónico.
- Electrostático; realizado mediante la carga electrostática de la zona negra para atraer partículas de un polvo "toner".
- Reproducción Láser; previsto su uso para el grupo 4 de facsímil:

Los grupos definidos por el ITU-T son los siguientes:

**Tabla 01. Grupos de facsímil definidos en ITU-T.**

-Grupo 1	(ITU-T T.2) Se transmite mediante modulación de frecuencia. El grupo 1 y 2 se estandarizaron en 1976. El tiempo de transmisión para la página A4 normalizada de 6 minutos.
-Grupo 2	(ITU-T T.3) Trabaja a 2,4 kb/s transmitido mediante una modulación de amplitud AM. La señalización es mediante tonos de frecuencia. El tiempo de transmisión de la página normalizada es de 3 minutos.
-Grupo 3	(ITU-T T.4) Es el más usado y conocido como técnica (de transmisión) analógica. Trabaja desde 2,4 a 9,6 kb/s con modulación de fase PM. La señalización es digital a 300 b/s. El tiempo de transmisión es de 1 minuto y se normalizó en 1980.
-Grupo 4	(ITU-T T.5/T.6) Es la técnica (de transmisión) digital a una velocidad de 64 kb/s para las redes digitales. El tiempo de transmisión es de algunos segundos. Se normalizó en 1984.

El ITU-T determina una hoja de prueba tamaño A4 para verificar la calidad de la transmisión en T.21. A continuación se describen las técnicas de digitalización de documentos para la transmisión por facsímil.

## CODIFICACIÓN DE FACSIMIL

### 2- TÉCNICA DE TRANSMISIÓN ANALÓGICA -GRUPO 2/3-

#### 2.1- DIGITALIZACIÓN POR PELS.

En el caso de la técnica analógica el documento que se desea digitalizar se divide en puntos de color blanco o negro con una densidad de 1728 elementos de imagen (denominados pels) por cada línea. La resolución vertical es de 3,85 líneas/mm para la **versión estándar** y de 7,71 líneas/mm en la versión de **alta resolución**. Cada pel tiene un ancho de 0,11 mm y una altura de 0,26 o 0,13 mm respectivamente. Se considera un tamaño de hoja normalizado según el estándar **ISO A4** cuyo ancho es 210 mm y la altura de 294 mm con tolerancia del  $\pm 1\%$ . Se garantiza una reproducción de esta hoja normalizada de 196,5 mm de ancho y 281,46 mm de altura. El estándar A0 es un rectángulo de 1 m<sup>2</sup> de 841x1189 mm (relación  $1:\sqrt{2}$ ) del cual deriva el estándar A4.

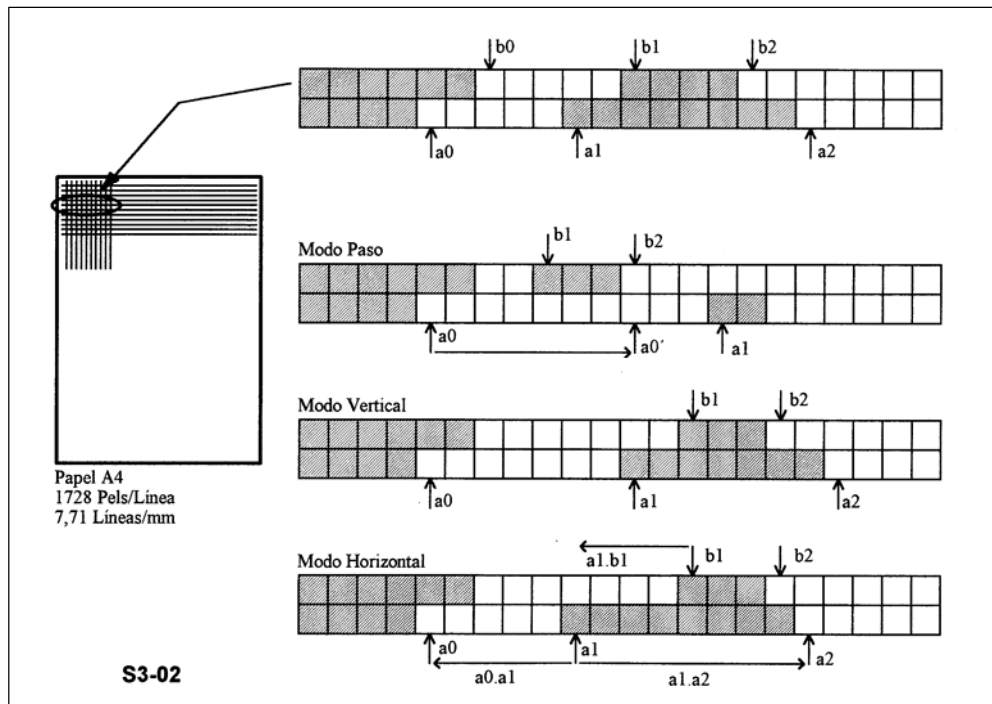
El procedimiento de transmisión consiste en separar los datos de cada línea mediante un código que indica el término de la misma **EOL** (*End of Line*) consistente en una secuencia de 12 bit (000..01). El término de la página se indica con otra secuencia **RTC** (*Return to Control*) consistente en 6 códigos EOL consecutivos. La secuencia de datos se transmiten como el número de pels de color blanco y negro alternados. Por razones de sincronismo siempre se comienza cada línea con color blanco; por lo tanto, se requiere la posibilidad de codificar una secuencia de cero pels blancos cuando el primer pel es de color negro.

**CODIFICACIÓN.** La codificación de los datos de cada línea se realiza en dos pasos sucesivos (ver Fig 01):

1-Se codifican los puntos (*pels*) negros y blancos mediante elementos binarios 0 y 1. Posteriormente se indica la secuencia de ceros y unos consecutivos en forma alternada. Se sincroniza la línea y la página mediante EOL y RTC. 2- La secuencia de ceros y unos consecutivos se codifica en forma binaria mediante un **código de longitud variable** que permite reducir la cantidad promedio de bits. En la **Tabla 03** se presenta un caso reducido de la codificación de longitud variable de acuerdo con las reglas de **D.H.Huffman**. Esta variante denominada Huffman Modificado permite codificar una longitud de puntos  $64.N+M$  ( $N= 0\dots63$  y  $M= 0\dots27$ ).

**Tabla 02: Huffman modificado facsímil.**

Longitud	Color Blanco	Color Negro
0	00110101	0000110111
1	000111	010
2	0111	11
3	1000	10
4	1011	011
5	1100	0011
6	1110	0010
7	1111	00011
8	10011	000101
--	--	--
64	11011	0000001111
128	10010	000011001000
--	--	--
1728	010011011	0000001100101



**Fig 01. Facsímil grupo 3 y 4.**



## CODIFICACIÓN DE FACSIMIL

El código de mayor probabilidad resulta tener el menor número de bits de codificación de toda la tabla. Se compara el valor de bits necesarios para cada tipo de codificación (longitud constante y variable) definiendo la tasa de bit por código. Queda establecido que esta codificación permite un ahorro de velocidad cuando la señal a transmitir es redundante, es decir, existen secuencias con mayor probabilidad de ocurrencia que otras. La codificación minimiza la tasa de bit/código.

Una codificación de longitud variable no requiere sincronización ya que resulta imposible confundir una secuencia con otra; es decir, una secuencia de bits nunca es repetida como inicio de otra más larga. Esta codificación requiere menor número de bits que la simple emisión de ceros y unos asociados a pels blancos y negros. Por ejemplo, una línea blanca de 1728 pels se codifica solo con 9 bits. Se observa que se espera una mayor probabilidad de secuencias blancas que negras debido a que se le asignan menor número de bits a las primeras. Las longitudes más probables son las de 2 y 3 pels de color negro.

### 2.2- TÉCNICA DIGITAL -GRUPO 4-

Se ha previsto este grupo de facsímil para redes digitales de datos por paquetes (X.25) y para redes de servicios integrados (ISDN). En este caso la transmisión es digital mientras que en el anterior se realiza mediante un modem de datos por la red telefónica. Anexo se muestra una máquina fax grupo 4.

La resolución prevista es de 200x200 pels por cada 25,4 mm (una pulgada) con una tolerancia del  $\pm 1$  %. Se pueden obtener resoluciones opcionales de 240, 300 y 400 pels en ambas dimensiones. El valor de 200x200 equivale a 1728 pels por línea y 2339 líneas por página en la hoja de tamaño ISO A4. Este método iguala la resolución vertical y horizontal en contraposición con el método analógico anterior. Para la codificación se adopta un proceso diferencial con respecto a la línea superior denominado **codificación bidimensional línea a línea**. Por razones de sincronismo la primer línea se supone totalmente compuesta de color blanco y cada línea comienza con el mismo color blanco.

**CODIFICACIÓN BIDIMENSIONAL.** Se la conoce también como **M-READ** (*Modified Relative Element Address Designate*). En la **Fig 01** se detalla la forma de codificación. Sobre la línea a codificar se señalan los puntos a0, a1 y a2 correspondientes a las secuencias de color blanco y negro alternados. Sobre la línea anterior (superior) el punto b1 corresponde a la primer secuencia posterior al punto a0 de color opuesto. Se tienen previstas 3 posibilidades de codificación:

-**Modo vertical** cuando la distancia entre a1 y b1 es igual o inferior a 3. En este caso la línea superior es suficientemente similar a la inferior como para codificar solo la diferencia entre ambas. Se codifica dicha distancia de acuerdo con la siguiente distribución de bits (longitud variable **VLC**):

0 = 1	+1 = 011	-1 = 010
	+2 = 000011	-2 = 000010
	+3 = 0000011	-3 = 0000010

-**Modo de paso** cuando el b2 se encuentra a la izquierda de a1. En este caso se ha producido un salto de una secuencia blanca o negra. Aquí se transmite el código 0001 y se redefine el punto a0 debajo de b2. Se procede luego a la codificación como en el punto anterior.

-**Modo horizontal** cuando la distancia entre a1 y b1 es mayor a 3. En este caso no existe correspondencia entre la línea superior e inferior. Se procede a enviar el código 001, luego la distancia entre a0 y a1 y posteriormente la distancia entre a1 y a2 en un código de longitud variable; es decir, 001 + M(a0-a1) + M(a1-a2). Para la próxima codificación a0 ocupa el lugar de a1 en el modo vertical y de a2 en el modo horizontal. El proceso se repite a lo largo de la línea completa.

## CODIFICACIÓN DE FACSIMIL

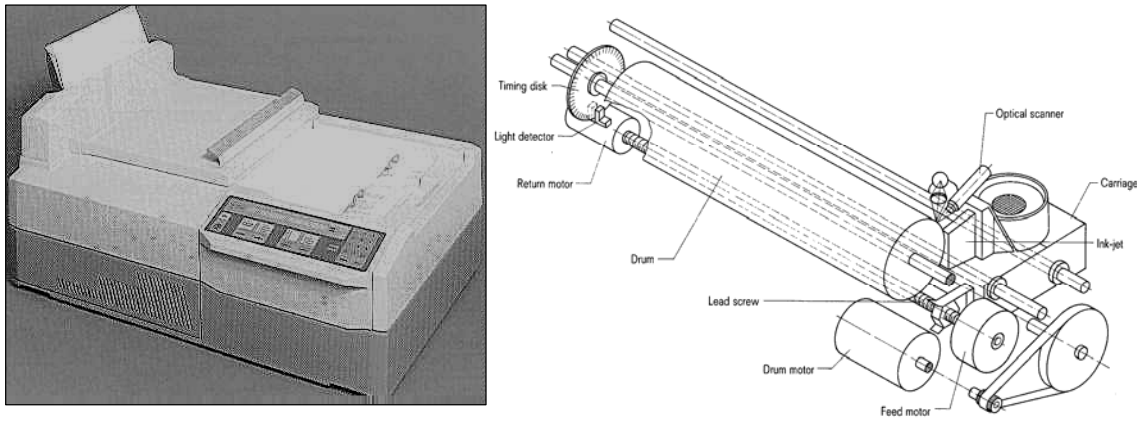


Fig 02. Facsímil grupo 4 y scanner.

### 2.3- TRANSMISIÓN DE LA SEÑAL DE FACSIMIL

Para el caso del grupo 3 se prevé la transmisión analógica mediante un modem de datos de acuerdo con **ITU-T V.27 ter**. Se trata de una velocidad de 2400 o 4800 b/s con tolerancia de  $\pm 0,01\%$ , con una portadora de  $1800 \pm 1$  Hz y modulación 8PSK. Se disponen de aleatorizadores para mejorar la recuperación del reloj y de ecualización automática para la distorsión de amplitud y de fase. Para el grupo 4 en cambio, se prevé una transmisión digital por redes de paquetes (X.25, Frame Relay) o ISDN.

En **ITU-T T.30** se ha definido lo concerniente al establecimiento de la llamada por la red telefónica y los procedimientos para el inicio y el fin del servicio, controles de comando y estado, supervisión y control de línea. El establecimiento de la comunicación puede ser automática o manual. Se determina el procedimiento mediante señales dentro de la banda del canal telefónico con frecuencia y duración de tonos definidos. Para el caso del grupo 4 se acude a un procedimiento de diálogo mediante el protocolo de control de enlace de datos LAP-B o LAP-D (ISDN).

Son 5 las fases de una comunicación mediante el protocolo T.30:

-Establecimiento de la llamada. La conexión a la red PSTN puede realizarse en forma manual (humana) o automática. Cuando es automática la máquina de fax que llama envía un tono a la red **CNG** (*Calling Tone*) inmediatamente después de los dígitos. La máquina de fax llamada retorna a la red un tono conocido como **CED** (*Called Station Identification*)

-Control e intercambio de capacidades. En esta fase se trabaja a baja velocidad (300 b/s). Cada mensaje tiene un preámbulo de 1 seg para condicionar el canal de comunicaciones. La máquina llamada envía el mensaje **DIS** (*Digital Identification Signal*) que contiene la capacidad de la máquina (por ejemplo si soporta V.17 a 14,4 kb/s). Opcionalmente se envían mensajes de facilidades no-standard. La máquina que llama envía el mensaje **DCS** (*Digital Command Signal*) para definir las condiciones de la llamada. En este momento se inicia el funcionamiento a alta velocidad (14,4 kb/s). La máquina llamante envía el mensaje **TCF** (*Training Check Field*) para verificar que el canal de comunicaciones admite dicha velocidad. La máquina llamada envía el mensaje **CFR** (*Confirmation to Receive*) que confirma las facilidades y velocidad acordada.

-Transferencia de páginas. El formato de los datos a intercambiar está de acuerdo con la norma ITU-T T4.

-Señalización de cierre. El mensaje **EOP** (*End of Procedures*) cuando todas las páginas han sido transmitidas. Una señalización **MPS** (*Multipage Signal*) identifica que existen más páginas para transmitir. La confirmación de correcta recepción se realiza mediante el mensaje **MCF** (*Message Confirmation*).

-Desconexión. La máquina que llama emite el mensaje **DCN** (*Disconnect Message*) como certificación de cierre de llamada.

# **CODIFICACIÓN DE DATOS**

Referido a los codificadores de datos: scrambler, interleaver, longitud variable VLC y spread-spectrum para CDMA.

## **1- DIGRESIÓN: LA ESCRITURA Y LOS CÓDIGOS**

### **1.1- LA ESCRITURA**

La primer forma de escritura se remonta a 8500 aC en Tepe Asiab (las ciudades con ladrillos de barro de oriente medio se derrumbaban fácilmente y se reconstruían sobre las ruinas, dando lugar a montículos denominados «Tell» en árabe, «Tepe» en persa y «hüyük» en turco). Se trata de fichas de arcilla cocida (para garantizar la durabilidad) de formatos distintos y moldeados a mano. Hacia el final del período de aplicación llevaban un agujero para enhebrarse o se encerraban en vasijas y mejorar la forma de traslado, orden y seguridad.

La **escritura cuneiforme** data de 3500 aC en Summer al sur de la Mesopotamia; el ejemplo más antiguo se tiene en la ciudad de Uruk con más de 700 signos. Se escribía sobre arcilla blanda efectuando marcas mediante una cuña; existiendo varios signos diferentes para cada palabra (fotografía anexa).



Para el 3000 aC en Egipto se usaba la **escritura jeroglífica** realizadas mediante un pincel sobre delgadas y flexibles láminas extraídas del tronco del papiro y con tinta de negro humo. La escritura determina el inicio de la **Historia** en una civilización (el tiempo anterior se denomina prehistoria). En América solo los Mayas dispusieron de una escritura simbólica (862 signos reconocidos hasta el momento). La escritura jeroglífica pudo ser descifrada por **Champollion**-1822 mediante la piedra negra denominada *Rosetta*. Contenía una inscripción en griego y dos lenguas egipcias del período 197 aC. La escritura cuneiforme pudo ser descifrada por **Rawlinson**-1846 mediante la inscripción en Persia que relata el ascenso al poder de Darío (Ciro y Darío mantuvieron el imperio Persa hasta que cayó en manos de Alejandro Magno-334 aC).

La **criptografía** es el empleo de la escritura para inducir a un error intencional. Se aplicó en Egipto a partir del 700 aC creando infinidad de jeroglíficos (monumental o cursiva) que pierden conexión con la escritura cotidiana (hierática) y permitiendo la lectura solo por parte de la minoría sacerdotal. En el año 170 aC en Pérgamo (Asia menor) se inventó el **pergamino** (pieles tensadas, raspadas y limpias). El lugar de arrollarse sobre si mismos como el papiro se construían códex como los libros de papel. Hacia el año 105 dC, el chino Tsai Lun, inventó el **papel** fabricado con cualquier tipo de celulosa (madera, cáñamo y trapos). No se requería ya del escaso junco de papiro.

El **alfabeto fonético** con menos de 30 letras fue inventado por los canáneos (fenicios para los griegos y púnicos para los romanos) antes del 1600 aC. El alfabeto más antiguo con 27 o 28 letras se redujo en 1300 aC a solo 22. Los dos primeros símbolos «aleph» y «beth» (buey y casa) se transformaron en «alfa» y «beta» para los griegos. Cuando los griegos adoptaron el alfabeto en 1000 aC usaron algunas letras para representar el sonido de las vocales en vez de las consonantes. Si bien existieron infinidad de escrituras donde los símbolos representaban palabras, solo una vez se produjo un alfabeto que asociaba signos a sonidos. Todos los alfabetos actuales derivan del fenicio.

# CODIFICACIÓN DE DATOS

## 1.2- FORMATOS DE CODIFICACIÓN

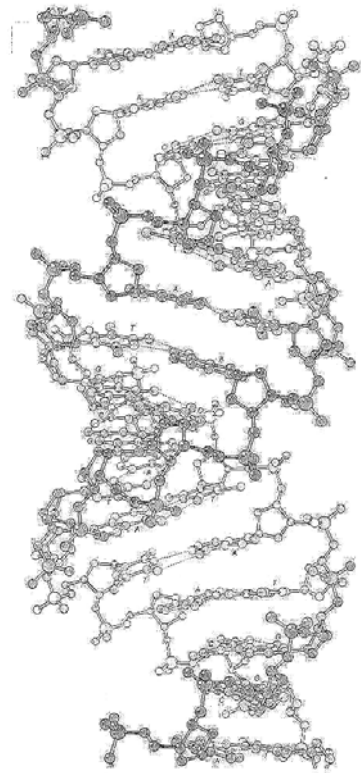
Se recuerda una anécdota de **Julio Cesar**: en cierta ocasión, queriendo amnistiar a uno de sus oficiales, dictó la siguiente orden: "Liberadlo, no ejecutadlo". Su mensaje se transmitió con un pequeño error "Liberadlo no, ejecutadlo". A Cesar también se lo responsabiliza del primer código criptográfico mediante la permutación de letras de abecedario.

La naturaleza se protege contra errores que pueden causar, como en el caso anterior, la muerte. El **mensaje genético** que permite construir un ser vivo está contenido en dos filamentos entrelazados; cada filamento contiene una secuencia de nucleótidos (solo son posibles 4; denominados *Adenina*, *Citosina*, *Guanina*, *Timina*). Entre filamentos existe una relación unívoca del tipo **A-T** y **C-G** y constituyen el **ADN**. El mensaje es redundante, lo que muestra el cuidado y el conservadurismo de la naturaleza. Sin embargo, la cantidad de información genética en el ADN no tiene relación directa con la información; así, en 1983, se encontró que las células de la azucena tiene 30 veces más ADN que las células humanas.

El error de una sola letra en la lectura de la información genética puede producir en el humano enfermedades hereditarias letales como la anemia falciforme, la talasemia y varios cáncer. Otras veces un error permite introducir cambios que llevan a la diferenciación entre especies. No todos los errores son malignos ni beneficios, la mayoría no producen consecuencias.

La información genética (genoma) en un ser humano es de  $3 \times 10^9$  nucleótidos; cada nucleótido lleva 2 bits de información. El genoma se replica cerca de  $10^{12}$  veces para construir un ser humano desde el óvulo fecundado. La **tasa de errores** es de  $10^{-10}$  para cada genoma que contiene  $6 \times 10^9$  bits; por ello equivale a una tasa de errores de bit de  $6 \times 10^{-19}$ .

Dicha tasa de error es considerada difícil de obtener en sistemas de comunicaciones. Las células alcanzan tal fidelidad gracias a 3 mecanismos de control de errores: un complejo enzimático separa ambos filamentos y genera un nuevo filamento complementario al otro; otro complejo enzimático elimina los nucleótidos (letras) erradas en la cadena recién generada mientras un tercero repara los errores detectados.



## CODIFICACIÓN DE DATOS

**Tabla 01: Tipos de procesamientos de la información (Codec).**

<b>-Código de línea</b>	Se lo utiliza para mantener la corriente continua nula en pares metálicos y enviar datos junto con el reloj por el mismo par. Por ejemplo: HDB3 en 2 Mb/s, CMI en STM-1, Manchester en LAN, etc. Otros medios de transmisión como ser la fibra óptica utilizaron los códigos de línea redundantes (por ejemplo, nBmB) como medio de detección de errores y aleatorización. En enlaces radioeléctricos (terrestres, satelitales, celulares) el equivalente del código de línea es la modulación. Los códigos de línea no son tratados en este capítulo.
<b>-Codec vocal</b>	Codificación usada para comprimir la velocidad de 64 kb/s de los canales de telefonía satelital y celular. La codificación DPCM también se aplica para señales de vídeo. La codificación predictiva lineal LPC es más efectiva que DPCM desde el punto de vista de reducción de velocidad a costa de calidad y retardo de procesamiento. DPCM se utiliza en telefonía satelital y LPC en celular.
<b>-Codec audio</b>	La codificación de audio y canales de sonido tiene como objetivo maximizar la calidad en lugar de reducir la velocidad. Se utilizan algoritmos de codificación en el dominio de la frecuencia.
<b>-Codec vídeo</b>	La Transformada Discreta Coseno DCT es aplicable para comprimir las imágenes en JPEG y MPEG. En MPEG para imágenes en movimiento se aplica en conjunto con la Transformada Compensación de Movimiento MCT.
<b>-Código VLC</b>	*La Codificación de Longitud Variable (Huffman) permite la reducción promedio de la velocidad de datos. Es utilizado en facsímil con una relación de compresión de 15:1. También se aplica en JPEG/MPEG y otros procesos.
<b>-Scrambler</b>	*Se trata de componer la señal a transmitir con una secuencia pseudoaleatoria PRBS. En fibra óptica permite la recuperación de reloj (mantener la temporización) y en enlace de radiofrecuencia la distribución espectral de la potencia. Se tienen las variantes auto-sincronizadas y sincrónicas.
<b>-Interleaver</b>	*Es utilizado para la distribución de datos en el tiempo y eliminación de ráfagas de errores. Se disponen de interleaver a bloques y convolucional. Se aplica en conjunto con los codificadores FEC en enlaces celulares, radioeléctricos terrestres y CD-ROM.
<b>-Criptografía</b>	Esta forma de codificación permite encubrir la información enviada bajo un formato de difícil identificación por un detector no autorizado. Se encuentra en aplicaciones como ser CATV, redes de datos y sistemas celulares.
<b>-Diferencial</b>	Permite obtener una demodulación no-coherente en los modems PSK, QAM y TCM. Se encuentra ligada a la codificación trellis (TCM).
<b>-Detección error</b>	Los bits de paridad son utilizados para la detección de errores. Se encuentran las variantes CRC, BIP y checksum. Se aplica en toda señal digital conocida. Solo permite conocer la existencia de errores. La acción siguiente puede ser: informar mediante reportes de alarmas; descartar la información o corregir los errores.
<b>-Corrección error</b>	Los FEC son códigos para corrección de errores. Se disponen de dos tipos de FEC a bloques y convolucional. El FEC a bloques es del tipo Hamming, BCH, RS. El FEC convolucional da lugar al algoritmo de Viterbi. Son aplicados en los servicios satelitales IDR-IBS, telefonía celular, CD-ROM, etc. Otra forma de corregir errores es la retransmisión (ARQ) usada en redes de datos (no aplicable a señales en tiempo real).
<b>-Spread Spectrum</b>	*Es un modo de codificación usado para acceso múltiple por división de código CDMA. Utilizado en aplicaciones satelitales y celulares.

(\*) Aquellos procesos de codificación que se encuentran señalados con asterisco son mencionados en este trabajo.

### 1.3- NOTAS

**NOTA 1.** En comunicaciones prácticamente todas las señales digitales producidas en la actualidad llevan asociados el proceso de detección o corrección de errores. El primer paso es reconocer la existencia de los mismos; es decir, debemos disponer de métodos que permitan la evaluación del número de errores. 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.

Se disponen de diferentes tipos de códigos y de formas para corregir errores: la retransmisión de un paquete de datos (a pedido cuando el receptor detecta la presencia de errores y solicita la retransmisión u obligada repitiendo la transmisión sin necesidad del pedido) y la corrección de errores hacia adelante **FEC** (*Forward Error Correction*) que envía suficiente cantidad de bits de redundancia como para detectar el bit errado. Una guía de los tipos de codificación usados en comunicaciones se indica en la **Tabla 01** (entendemos por **codificación** una manipulación de la información con ciertos objetivos).

**NOTA 2.** Se denomina Codificación de Entropía al código Morse y Huffman-1952. El código Morse utiliza la técnica VLC (las letras más utilizadas requieren menor número de caracteres, por ejemplo e (.) y q (--)). En cambio el código ASCII es de longitud fija **FLC** (*Fixed Length Code*) de 7 bits (por ejemplo la letra a corresponde a 1000011).

## CODIFICACIÓN DE DATOS

**NOTA 3.** El código **Ziv-Lempel LZ** es un formato especial que permite codificar las secuencias repetitivas. La versión del algoritmo del año 1977 se denomina LZ77 y utiliza el siguiente criterio:

- Considerar la secuencia ...abracadabrarrarrad...;
- Resultado inicial: ...da**abracadabrarrarrada**ab... (7,4); donde 7 indica la longitud hacia atrás y 4 la longitud de la copia.
- Es decir, indica la localización de la ocurrencia previa; y la longitud de la secuencia respectivamente.
- Resultado posterior: ...daabracadabr**arrarrada**ab... (3,5).

Un tipo de codificación especial es la basada en diccionarios. Se fundamenta en ciertas secuencias que son más comunes y se guardan en diccionarios que pueden ser estáticos o adaptativos. El algoritmo de 1977 determina el código LZ77 y la versión 1978 se denomina LZ78. La variante de LZ78 debida a Welch se llama **LZW**. LZW se usa en el comando de compresión de UNIX, GIF y V.42bis. **GIF** (*Graphic Interchange Format*) es un formato diseñado por Compuserve para imágenes gráficas. La norma ITU-T V.42 describe la compresión de datos mediante LZW para modems de datos en la red telefónica. Utiliza un tamaño de diccionario mínimo de 512 (9 bits de largo) y recomendado de 2048 palabras.

**NOTA 4.** La codificación se utiliza por razones de:

- Contenido de corriente continua DC en conductores de cobre (por uso de transformadores de capacitores en línea),
- Temporización: para recuperación del reloj (independencia de la fuente y eliminación de jitter),
- Espectro (para reducir la banda de espectro, mejorar la eficiencia espectral y obtener mayor longitud) y
- Performance (detección y corrección de errores, detectar códigos prohibidos, etc).

**NOTA 5. CRIPTOGRAFIA.** La codificación criptográfica permite la protección contra ataques pasivos (sobre la señal de datos PDU) a la comunicación. El término *cipher* y *cryption* se refiere al proceso de “cifrado” o “encriptado” de datos.

**EJEMPLO INTERNET.** La criptografía para Internet se inicia en 1976 por Diffie y Hellman cuando se estableció el concepto de “criptografía de clave pública”. Para realizar este proceso se recurre a un número público ( $g$ ), dos números privados ( $x, y$ ) y un módulo ( $p$ ). El extremo A envía la clave ( $g^x$ ) y el extremo B la clave ( $g^y$ ) en ambos casos módulo- $p$ . En recepción se realizan las operaciones ( $g^x$ ) <sup>$y$</sup>  y ( $g^y$ ) <sup>$x$</sup>  que son iguales y pasan a ser la clave de criptografía secreta y única. El problema de la criptografía de clave pública es la lentitud de cálculo y la posibilidad de ser decifrada mediante el criptoanálisis.

El método standard utilizado en Internet se basa en segmentar la información en bloques fijos de 64 o 128 bits de longitud para realizar una criptografía por bloques. Para reducir la probabilidad de detección se realiza un proceso de concatenación de forma que el resultado de un bloque influye sobre el siguiente. Se denomina **DES** (*Data Encryption Standard*) fundamentado en bloques de códigos conocidos **ECB** (*Electronic Code Book*).

**EJEMPLO TELEFONIA GSM.** Un tipo de Criptografía se aplica en telefonía móvil celular en GSM. Se procede a criptografiar la información para protección de escuchas no autorizadas. El cifrado se realiza sobre pares de grupos de 57 bits con una codificación de interleaver ya realizada. Se tienen algoritmos distintos pero similares para el proceso de autenticación y cifrado de datos de usuario. La red GSM (desde el centro de switching MSC) envía un número random **RAND** de 128 bits. El móvil utiliza a RAND para mezclarlos con un parámetro secreto  $K_i$  disponible en el centro de autenticación. La mezcla se realiza mediante un algoritmo denominado A8 y permite obtener la señal  $K_c$  de 64 bits. El número de trama (22 bits) y  $K_c$  (64 bits) generan, mediante el algoritmo de criptografía A5, la señal S2 de 114 bits. La numeración secuencial de trama se recibe por el canal de control de sincronismo SCH. Esta señal S2 se usa para componer los datos (2x57 bits) a ser transmitidos mediante compuertas exclusive-Or.

## CODIFICACIÓN DE DATOS

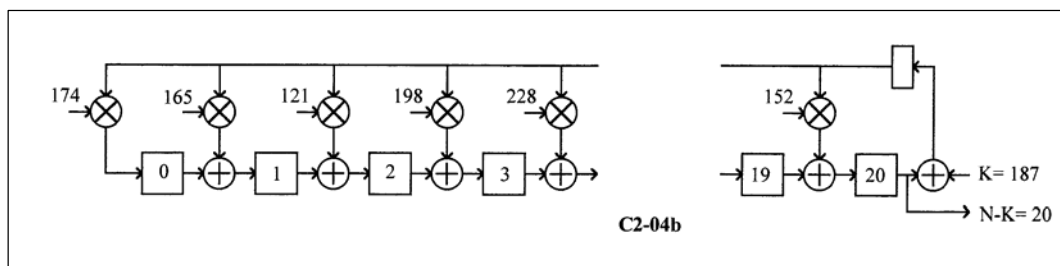
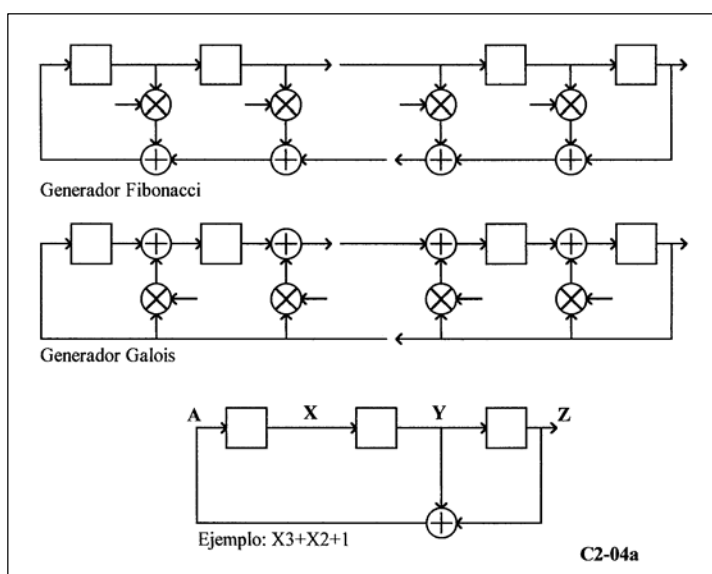
### 2- SCRAMBLER, INTERLEAVER y VLC

#### 2-1 GENERADOR PRBS Y PRN.

Un generador de secuencia **PRBS** (*Pseudo-Random Binary Secuency*) o **PRN** (*PseudoRandom Noise*) se realiza mediante un registro realimentado **LFSR** (*Linear Feedback Shift Register*). En la **Fig C2-04a** se muestran dos tipos de implementaciones: Fibonacci y Galois, los mismos son totalmente equivalentes desde el punto de vista de la secuencia generada. El coeficiente que realiza el producto en cada paso de realimentación vale 0 o 1 si el generador trabaja con bits en serie o fraccional si trabaja con bits en paralelo.

Por ejemplo, en la **Fig 02a** se muestra un generador de Fibonacci con polinomio irreducible  $X^3+X^2+1$  que tiene una longitud  $N= 2^3-1$ . En la **Fig 02b** se muestra un generador de Galois con byte en paralelo donde los coeficientes valen desde 0 a 255 (se trata de un codificador FEC RS(207-107) con polinomio generador:

$$X^{20}+152.X^{19}+185.X^{18}+240.X^{17}+5.X^{16}+111.X^{15}+199.X^{14}+6.X^{13}+220.X^{12}+212.X^{11}+150.X^{10}+69.X^9+36.X^8+187.X^7+22.X^6+228.X^5+198.X^4+121.X^3+121.X^2+165.X+174.$$



**Fig 02. Generadores de polinomios irreductibles.**

#### 2.2- SCRAMBLER.

La aleatorización **SCR** (*scrambler*) se efectúa sobre la señal digital para evitar secuencias periódicas. Este procedimiento consiste en componer la señal a transmitir con una secuencia pseudoaleatoria PRBS, generada por un circuito lógico conocido. La salida tiene entonces un máximo de transiciones posibles. En la **Fig 02a** se presenta el diagrama a bloques de generador PRBS  $2^3-1$ . En la **Fig 03** y en la **Tabla 02** se indica un ejemplo numérico de un codec aleatorizador SCR del tipo autosincronizado.

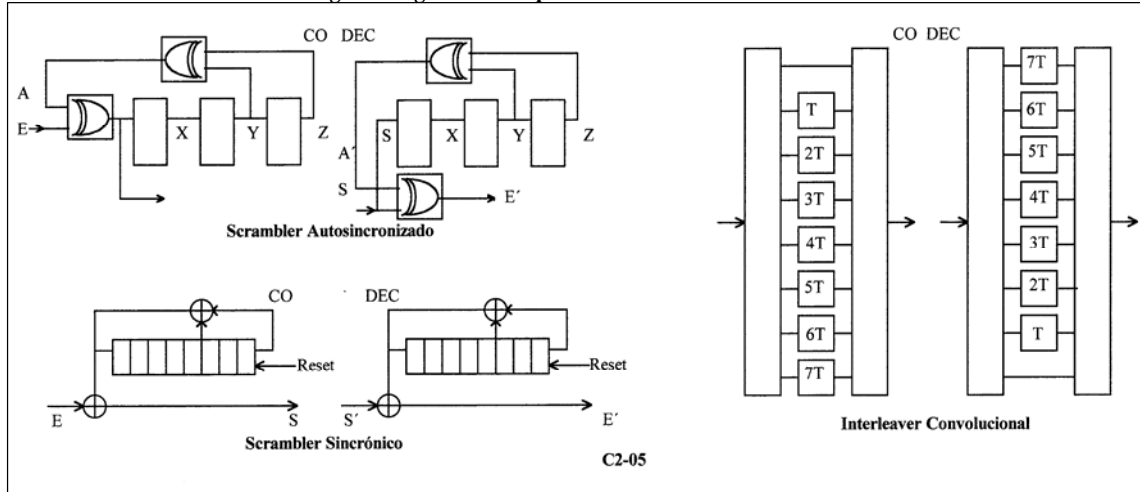
#### OBJETIVOS.

-La aleatorización se usa para transmitir suficientes fluctuaciones de bit. De esta forma, el circuito de recuperación del reloj en el receptor recibe fluctuaciones de señal y puede filtrar la armónica del reloj con mayor facilidad. El circuito de

## CODIFICACIÓN DE DATOS

recuperación del reloj debe permitir recuperar la armónica del clock aún en presencia de fluctuación de fase; es decir, cuando la misma fluctúa en frecuencia.

**Fig 03. Diagrama a bloques del scrambler e interleaver.**



-Por otro lado se usa 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 una periodicidad elevada con un máximo de armónicas y con componentes de potencia espectral baja.

### OBSERVACIONES.

-El registro de desplazamiento realimentado mediante compuertas exclusive-Or se denomina **generador pseudoaleatorio**. Funcionando en forma aislada genera una secuencia de ceros y unos aparentemente aleatoria pero conocida y repetitiva. La periodicidad de esta secuencia es  $2^N - 1$ , donde N es el número de flip-flop del registro. La secuencia máxima de ceros es N-1 y la secuencia máxima de unos es N.

-Cuanto mayor es la longitud del registro de desplazamiento mayor será el tiempo de la periodicidad. En los circuitos aleatorizadores que se colocan por razones de temporización en transmisión por cable basta con un valor N pequeño (7 a 11), mientras que si se coloca por razones de espectro en radioenlaces se requieren valores mayores (15 a 23).

-Cuanto mayor es la velocidad de transmisión mayor debe ser el valor de N, debido a que la periodicidad  $2^N - 1$  en altas velocidades puede corresponder a un período de tiempo de repetición pequeño.

-El aleatorizador de la Fig 03 es del tipo autosincronizado. En recepción, luego de un determinado número de bits necesarios para llenar el registro, la secuencia de salida es igual al código original. Existen también aleatorizadores sincrónicos que se resetean generalmente con la palabra de alineamiento de trama en transmisión y recepción. Este último caso es el de la trama STM-1 en la red SDH.

**Tabla 02. Scrambler Auto-Sincronizado.**

CODIFICADOR						DECODIFICADOR					
E	A	S	X	Y	Z	S	A	E	X	Y	Z
1		1					1				
0		0	1				0		1		
1	1	0	0	1			0		0	1	
0	1	1	0	0	1		1	1	0	0	0
1	0	1	1	0	0		1	0	1	1	0
0	1	1	1	1	0		1	1	0	1	1
1	0	1	1	1	1		1	0	1	1	1
0	0	0	1	1	1		0	0	0	1	1
1	0	1	0	1	1		1	0	1	0	1
0	1	1	1	0	1		1	1	0	1	0
1	1	0	1	1	0		0	1	1	1	0
0	0	0	0	1	1		0	0	0	0	1
1	1	0	0	0	1		0	1	1	0	0
0	0	0	0	0	0		0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	Error	<u>1</u>	0	1	0	0
0	0	0	1	0	0		0	0	0	<u>1</u>	0
0	1	1	0	1	0	Error	1	1	0	0	<u>1</u>
0	1	1	1	0	1	Error	1	1	0	1	<u>0</u>
0	1	1	1	1	0		1	1	0	1	1
0	0	0	1	1	1		0	0	0	1	1
0	0	0	0	1	1		0	0	0	0	1
0	1	1	0	0	1		1	1	0	0	0
0	0	0	1	0	0		0	0	0	1	0
0	1	1	0	1	0		1	1	0	0	1
0	1	1	1	0	1		1	1	0	1	0
0	1	1	1	1	0		1	1	0	1	1
0	0	0	1	1	1		0	0	0	1	1
0	0	0	0	1	1		0	0	0	0	1
0	1	1	0	0	1		1	1	0	0	0
0	0	1	1	0	0		0	0	0	1	0

-El aleatorizador SCR auto-sincronizado produce una multiplicación de errores. Un error a la entrada del decodificador aparece repetido 2 veces más debido a las realimentaciones del registro de desplazamiento. El desaleatorizador se encuentra colocado después del FEC. Debido a que la multiplicación de errores produce una ráfaga de 3 errores cercanos en el tiempo es necesario primero corregir errores y luego desaleatorizar. De esta forma solo se multiplican los errores no corregidos.



## CODIFICACIÓN DE DATOS

-Cuando se trata de radioenlaces donde se accede al modulador mediante varios trenes de datos en paralelo se recurre a secuencias de aleatorización distintas para cada tren de datos. De esta manera se logra una aleatorización tanto en serie (sobre la misma secuencia de datos) como en paralelo (entre secuencias de datos).

**APLICACIONES.** Los aleatorizadores se describen mediante el polinomio generador que indica las realimentaciones del registro de desplazamiento. En la **Fig 03** se tiene el polinomio generador  $X^3+X^2+1$ . En otras oportunidades el fabricante de un equipo se limita a indicar el número N de flip-flop del registro de desplazamiento mediante la expresión  $2^N-1$ . El módulo de transporte sincrónico STM-1 utiliza una aleatorización sincrónica con polinomio  $X^7+X^6+1$ . Los servicios IBS de Intelsat recurren a un aleatorizador sincrónico con polinomio  $X^{15}+X^{14}+1$ . El primero tiene 7 flip-flop en el registro y el segundo tiene 15.

En equipos de radioenlace o para cables de fibras ópticas se suelen indicar solo el número de flip-flop. Son valores típicos  $2^7-1$ ,  $2^{11}-1$  y  $2^{15}-1$ ; generalmente N es un número impar y aumenta para radioenlaces y velocidades altas. En casi todos los casos se trata de aleatorizadores autosincronizados. En la interfaz S de unión entre el terminal de red TR y el terminal de línea TL en la Red Digital de Servicios Integrados ISDN se recurre a la aleatorización  $2^{23}-1$ .

El ITU-T ha determinado, para compatibilidad en las mediciones, las secuencias pseudoaleatorias a ser usadas como secuencia patrón en los instrumentos de medida. En la Rec **ITU-T O.151** se indica el polinomio generador  $X^{23}+X^{18}+1$  para la secuencia  $2^{23}-1$  usada para medir a 34 y 140 Mb/s y el polinomio  $X^{15}+X^{14}+1$  para la secuencia  $2^{15}-1$  usada en mediciones a 2 y 8 Mb/s. En la **O.152** se indica el polinomio  $X^{11}+X^9+1$  para la secuencia  $2^{11}-1$  usada en mediciones a 64 kb/s. En **O.153** se indica el polinomio  $X^9+X^5+1$  para la secuencia  $2^9-1$  usada a velocidades mayores a 14,4 kb/s en transmisión de datos.

### 2.3- CODIFICADOR 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: codificación no-Gray, codificación diferencial, aleatorizador autosincronizado; codificación FEC; propagación por caminos múltiples. Las ráfagas de errores son más difíciles de corregir que los errores distribuidos uniformemente. El circuito de Intercalado (*Interleaver*) introduce una distribución temporal de los datos para evitar que una ráfaga de errores afecte a datos adyacentes. Se trata de una diversidad temporal. Se dispone de 2 tipos de intercaladores: a bloques y convolucional. El Interleaver a bloques consiste en una memoria matricial que se escribe por fila y se lee por columna. El convolucional utiliza un arreglo de retardos; requiere una memoria más pequeña, con idéntica performance.

En la **Fig 03** se muestra un codec interleaver convolucional y en la **Tabla 03** el ejemplo numérico. El intercalador a bloques memoriza todo un bloque y lo intercala. El codificador convolucional fue propuesto por **Ramsey-Forney-1970** y consiste en producir un retardo de la información a transmitir mediante registros de longitud NxM; la escritura de datos y la lectura no disponen de la misma secuencia. De esta forma los errores en bloques recibidos se encuentran distribuidos en el tiempo. En el diagrama a bloques del CO-DEC (longitud M Byte del registro) se observa que una ráfaga de errores en la transmisión (G2.F3.E4.D5.C6.B7) se decodifican con una distribución en el tiempo que interrumpe la ráfaga secuencial.

**Tabla 03. Codec Interleaver convolucional.**

Ingreso:							
A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	A8
B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8
C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8
D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D8
E1	E2	E3	E4	E5	E6	E7	E8
F1	F2	F3	F4	F5	F6	F7	F8
G1	G2	G3	G4	G5	G6	G7	G8
H1	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8
Salida:							
A1	--	--	--	--	--	--	--
B1	A2	--	--	--	--	--	--
C1	B2	A3	--	--	--	--	--
D1	C2	B3	A4	--	--	--	--
E1	D2	C3	B4	A5	--	--	--
F1	E2	D3	C4	B5	A6	--	--
G1	F2	E3	D4	C5	B6	A7	--
H1	<b>G2</b>	<b>F3</b>	<b>E4</b>	<b>D5</b>	<b>C6</b>	<b>B7</b>	A8
--	H2	G3	F4	E5	D5	C7	B8
--	--	H3	G4	F5	E6	D7	C8
--	--	--	H4	G5	F6	E7	D8
--	--	--	--	H5	G6	F7	E8
--	--	--	--	--	H6	G7	F8
--	--	--	--	--	--	H7	G8
--	--	--	--	--	--	--	H8

**EJEMPLO COMPACT-DISC.** A continuación mencionamos un ejemplo de aplicación de corrección de errores e intercalador: el disco compacto CD. El diseño se debe a **Philips-Sony-1979**. La frecuencia de muestreo es de 44,1 kHz y la codificación del sonido es en 16 bits (2 Bytes). Utiliza dos procesos de importancia: corrección de errores FEC Reed-Solomon e interleaver. Ambos permiten:

- Máxima longitud de bits corregibles: 4000. Esto equivale a una marca de 2,5 mm.
- Máxima longitud de bits interpolables: 12000. Lo cual equivale a 8 mm.
- Interpolación: 1000 muestras/minuto (BER=10<sup>-3</sup>). Error no detectado: 1 cada 750 hs a BER=10<sup>-3</sup>.

## CODIFICACIÓN DE DATOS

Como se logra esto? Cada muestra tiene 2 Byte por cada canal estéreo. Se llevan a una trama de 24 Bytes (período de 6 muestras). El conjunto se somete a 3 etapas de interleaver y a dos etapas de corrección de errores RS. En la **Tabla 04** se identifican las 5 etapas de codificación.

**Tabla 04. Etapas de codificación de muestras en un CD.**

<b>Δ</b>	Se dispone una primer etapa de interleaver. Son 6 muestras de 2 Bytes y para cada uno de los 2 canales estéreo (L-R). Los 24 Bytes se intercalan de a 4 Bytes (LLRR): 4 Bytes sin retardo y 4 Bytes con 2 tramas (24 Bytes) de retardo.
<b>C1</b>	<i>Inner Code.</i> Se agrega un codificador FEC RS(28,24) de 4 Bytes para los 24, llegando a 28 Bytes en total.
<b>D*</b>	Intercalado interleaver donde cada Byte se retarda un tiempo distinto.
<b>C2</b>	<i>Outer Code.</i> Se agrega un codificador FEC RS(32,28) de 4 Bytes para los 28, llegando a 32 Bytes en total.
<b>D</b>	Se dispone una tercera etapa de interleaver. Intercalado cruzado entre Bytes pares de una trama y Bytes impares de la próxima.

De esta forma los FEC, RS(28,24) y RS(32,28), permiten la corrección de errores y los interleaver permiten la distribución de los datos a lo largo de las pistas del CD. Un hueco sobre el disco no produce ráfagas de error. En caso de tener una muestra irreconocible se inserta una muestra estimada (proceso de interpolación). Cuando 48 o más tramas se detectan con ráfagas de errores o si 2 o más muestras consecutivas son irreconocibles se produce un corte de la señal (proceso soft *blacked-out*). Si esto dura menos de 5 mseg es imperceptible para el oído humano.

### 2.4- CODIFICADOR VLC (HUFFMAN)

La codificación de longitud variable **VLC** reduce la entropía de los datos. Permite reducir la velocidad promedio de un canal asignando a la secuencia más probable la longitud de código más corta. Se basa en las reglas de **D.Huffman**-1952, que señalan los siguientes pasos:

- Se ordenan de los puntos de acuerdo con la probabilidad de ocurrencia del evento.
- Se toman los 2 eventos de menor probabilidad.
- Se asigna un bit 1 al de menor probabilidad de ambos y 0 al de mayor probabilidad.
- Si tienen la misma probabilidad se asigna en forma indistinta.
- Se suma la probabilidad de los eventos codificados y pasa a la lista de eventos.
- Se toman los eventos de menor probabilidad y se repite la asignación anterior.

Puede observarse que el código con menor probabilidad de ocurrencia tendrá asignada la mayor cantidad de bits y el de mayor probabilidad la menor cantidad. Se puede comparar el valor promedio de bits necesarios para una codificación. En una secuencia de 8 eventos como en la **Tabla 05** el valor promedio para una codificación de longitud constante es 3 bits/código mientras que para la longitud variable es 2,65 bits/código (sumatoria del producto de la probabilidad de ocurrencia por el número de bits involucrados). Por otro lado, no se requiere sincronización ya que ninguna secuencia simula el inicio de otra secuencia distinta.

La codificación VLC requiere conocer la probabilidad de la fuente de señal. Para determinar un procedimiento dinámico se han desarrollado algoritmos de cálculo para modificar en forma adaptativa la tabla de codificación.

**Tabla 05. Codificación Huffman de longitud variable VLC.**

1-	A8 = 0,02	(1)	A7 = 0,03	(0)	A87 = 0,05
2-	A87 = 0,05	(1)	A6 = 0,05	(0)	A876 = 0,10
3-	A876 = 0,10	(1)	A5 = 0,10	(0)	A8765 = 0,20
4-	A8765 = 0,20	(0)	A4 = 0,10	(1)	A87654 = 0,30
5-	A87654 = 0,30	(1)	A1 = 0,30	(0)	A876541 = 0,60
6-	A3 = 0,20	(1)	A2 = 0,20	(0)	A32 = 0,40
7-	A32 = 0,40	(1)	A87654 = 0,30	(0)	A87654321 = 1,00
<b>Probabilidad</b>			<b>Longitud Constante</b>		<b>Longitud Variable</b>
A8= 0,02			111		010111
A7= 0,03			110		010110
A6= 0,05			101		01010
A5= 0,10			100		0100
A4= 0,10			011		011
A3= 0,20			010		11
A2= 0,20			001		10
A1= 0,30			000		00

### 2.5- EJEMPLO DE APLICACIÓN: FACSIMIL

## CODIFICACIÓN DE DATOS

**DIGITALIZACIÓN POR PELS.** En el caso de la técnica analógica el documento que se desea digitalizar se divide en puntos de color blanco o negro con una densidad de 1728 elementos de imagen (denominados pels) por cada línea. La resolución vertical es de 3,85 líneas/mm para la **versión estándar** y de 7,71 líneas/mm en la versión de **alta resolución**. Cada pels tiene un ancho de 0,11 mm y una altura de 0,26 o 0,13 mm respectivamente. Se considera un tamaño de hoja normalizado según el estándar **ISO A4** cuyo ancho es 210 mm y la altura de 294 mm con tolerancia del  $\pm 1$  %. Se garantiza una reproducción de esta hoja normalizada de 196,5 mm de ancho y 281,46 mm de altura. El estándar A0 es un rectángulo de 1 m<sup>2</sup> de 841x1189 mm (relación  $1:\sqrt{2}$ ) del cual deriva el estándar A4.

La codificación de los datos en un facsímil se realiza por cada línea.

Se realiza en dos pasos sucesivos:

- Se codifican los puntos (*pels*) negros y blancos mediante elementos binarios 0 y 1.
- Posteriormente se indica la secuencia de ceros y unos consecutivos en forma alternada.
- Se sincroniza la línea y la página mediante EOL y RTC.
- La secuencia de ceros y unos consecutivos se codifica en forma binaria mediante un código de longitud variable VLC.
- VLC es una variante denominada Huffman Modificado que permite reducir la cantidad promedio de bits.
- Permite codificar una longitud de puntos de  $64 \cdot N + M$  ( $N = 0 \dots 63$  y  $M = 0 \dots 27$ ).

El código de mayor probabilidad resulta tener el menor número de bits de codificación. Queda establecido que VLC permite un ahorro de velocidad cuando la señal a transmitir es redundante, es decir, existen secuencias con mayor probabilidad de ocurrencia que otras. La codificación minimiza la tasa de bit/código. Una codificación de longitud variable no requiere sincronización ya que resulta imposible confundir una secuencia con otra; es decir, una secuencia de bits nunca es repetida como inicio de otra más larga.

Esta codificación requiere menor número de bits que la simple emisión de ceros y unos asociados a pels blancos y negros. Por ejemplo, una línea blanca de 1728 pels se codifica solo con 9 bits. Se observa que se espera una mayor probabilidad de secuencias blancas que negras debido a que se le asignan menor número de bits a las primeras. Las longitudes más probables son las de 2 y 3 pels de color negro.

**EJEMPLO.** Los dibujos de este manual se han realizado en CAD pero se han digitalizado mediante el formato (.tif). Este formato de puntos blancos y negros ocupa cerca de 100 veces mayor memoria que el mismo utilizando la técnica del Grupo 3; en definitiva es la usada para este caso.

## CODIFICACIÓN DE DATOS

### 3- STREAD SPECTRUM

#### 3.1- GENERACIÓN DEL CÓDIGO

El proceso de multiplexación (aprovechamiento compartido de un mismo medio) tiene distintas variantes:

-FDM	Multiplexación por División de Frecuencia (una portadora por usuario).
-TDM	División de Tiempo (asigna un intervalo de tiempo a cada usuario).
-CDM	División de Código (asigna un código distinto por usuario).
-WDM	División de longitud de onda (similar a FDM en sistemas de fibras ópticas).
-PDM	División de Polarización. Radioenlaces (Vertical y Horizontal) y satélites (Circular Derecha e Izquierda).
-SDM	División de Espacio (en enlaces terrestres y satelitales mediante <i>spots</i> distintos).

La codificación denominada Espectro Expandido **SS** (*Spread Spectrum*) se basa en la ley de C.Shannon sobre la capacidad de canal:

$$C = W \cdot \log_2 (1 + S/N).$$

La capacidad C del canal se relaciona con el ancho de banda W y la relación señal a ruido S/N. Puede efectuarse una comunicación con una S/N insignificante a condición de usa una banda W lo suficientemente ancha. Para transmitir 3 kb/s con una relación señal-a-ruido S/N de  $10^{-2}$  se requiere una banda de 200 kHz.

**SS** permite reducir los efectos de las interferencias intencionadas denominadas *Jamming*. Se conocen 3 técnicas de codificación de espectro expandido:

- Secuencia directa **DS-SS**: producto convolucional con un código denominado *Chips*.
- Frecuencia *Hoppers* **FH-SS**: saltos de frecuencia siguiendo una secuencia conocida.
- Frecuencia *Chirp*: pulsos de modulación FM; es usada en radar.

El método más aplicado en comunicaciones es el de secuencia directa **DS**. En **FH-MFSK** (*Frequency Hopping-MFSK*) los datos producen saltos de una portadora sobre toda la banda. Un generador de código sintetiza las frecuencias dentro de banda. En una modulación FM los datos modulan una portadora en forma continua. Al set posible de frecuencias se lo denomina *hopset*. Existen dos anchos de banda, el del canal instantáneo y el del canal hopping. Se define el período de hopping y se obtiene, dependiendo si la tasa de información es menor o mayor, las variantes *Fast* y *Slow*.

**SECUENCIA DIRECTA DS**. Recurre a códigos de baja correlación. Se definen:

-**Autocorrelación**: grado de correspondencia entre un código y si mismo con un desplazamiento T (retardo distinto de cero o múltiplo de la secuencia):

$$S1(t) \times S1(t-T)$$

-**Correlación Cruzada**: grado de correspondencia entre códigos distintos desplazados o no:

$$S1(t) \times S2(t-T)$$

Para denominarse códigos **ortogonales** deben cumplir la siguiente condición general (en funciones continuas) para el coeficiente de correlación  $Z_{ij}$ :

$$Z_{ij} = \frac{\int S_i \cdot S_j \cdot dt}{\int S_i^2 \cdot dt} \quad \text{con } Z_{ij} = 1 \text{ si } i=j \text{ y } Z_{ij} = 0 \text{ si } i \neq j.$$

Para señales de datos binarios esta definición equivale a la siguiente expresión:

$$Z_{ij} = \frac{\text{N}^\circ \text{ bits que concuerdan} - \text{N}^\circ \text{ bits que no-concuerdan}}{\text{N}^\circ \text{ bits totales}} \quad \text{con } Z_{ij} = 1 \text{ si } i=j \text{ y } Z_{ij} = 0 \text{ si } i \neq j.$$

## CODIFICACIÓN DE DATOS

Se disponen de dos formas de generación de códigos ortogonales:  
 -Funciones Walsh  $H_M$  de longitud  $2^M$ , con M un número entero y  
 -Funciones PN (*Pseudo Noise*) consistente en una PRBS desplazada.

Las funciones **Walsh-N** (Hadamard-Walsh) tienen la siguiente secuencia de generación (partiendo desde  $H_0=0$ ):

$$H_1 = \begin{matrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{matrix} \quad \text{en general:} \quad H_{N+1} = \begin{matrix} H_N & H_N \\ H_N & \overline{H_N} \end{matrix}$$

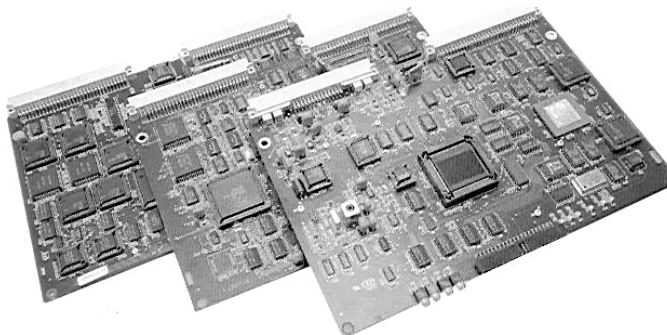
De esta forma una función Walsh-64 requiere 64 bits y posee 64 secuencias distintas. En el cuadro anexo se muestra la secuencia  $H_4$  usada en el ejemplo de la **Fig 04**.

La generación de **PN** se efectúa mediante un registro realimentado **LFSR** (*Linear Feedback Shift Register*). Por ejemplo, mediante el polinomio irreducible  $X^7+X^3+1$  se tiene una longitud  $N=2^7-1$ . Se dispone de las implementaciones de Fibonacci y Galois que son equivalentes mostradas en la **Fig 01**.

00	00	00	00	00	00	00	00
01	01	01	01	01	01	01	01
00	11	00	11	00	11	00	11
01	10	01	10	01	10	01	10
00	00	11	11	00	00	11	11
01	01	10	10	01	01	10	10
00	11	11	00	00	11	11	00
01	10	10	01	01	10	10	01
00	00	00	00	11	11	11	11
01	01	01	01	10	10	10	10
00	11	00	11	11	00	11	00
<b>01</b>	<b>10</b>	<b>01</b>	<b>10</b>	<b>10</b>	<b>01</b>	<b>10</b>	<b>01</b>
00	00	11	11	11	11	00	00
01	01	10	10	10	10	01	01
00	11	11	00	11	00	00	11
01	10	10	01	10	01	01	10

### 3.2- ACCESO POR DIVISIÓN DE CÓDIGO CDMA

El acceso de un usuario a una red de enlaces se puede efectuar mediante **CDMA** (acceso múltiple por división de código). Se trata del acceso sobre la misma portadora de varios usuarios transmitiendo al mismo tiempo. Cada usuario utiliza un código ortogonal distinto. El acceso **CDMA** se propuso para evitar la aglomeración en sistemas militares (original de **M.Rogoff**-1950 en ingeniería de radar y **J.Costas**-1959 para enlaces de radio congestionados y de baja velocidad).



La separación de la señal CDMA en recepción se puede efectuar mediante 2 métodos (para reducir la interferencia entre canales en la misma celda):

-**Tipo Rake**: usa técnicas correlativas disponiendo de un filtro adaptado al código de cada suscriptor. Como cada código es conocido y periódico genera un espectro con rayas espectrales definidas y separables.

-**Tipo detección de unión**: se toma en cuenta el código de los usuarios de la misma celda, suponiendo insignificante la interferencia intercelda (resolviendo en un paso la separación y ecualización). Conocidos todos los códigos que se transmiten en la celda, se puede, por diferencia, obtener uno en particular.

Un problema importante es el sincronismo inicial. Se trata de una búsqueda y detección secuencial sobre un código de corta longitud, mediante sucesivos corrimientos de un bit y comparación. Luego del sincronismo inicial corresponde un seguimiento (*tracking*) de la señal entrante.

### 3.3- EJEMPLOS DE APLICACION

**TELEFONÍA CELULAR CDMA**. La secuencia del canal vocal digitalizado (proceso CELP) con protección contra errores (FEC-1/3 e Interleaver) se codifica mediante funciones Walsh de 64 bits a una velocidad de 1,2288 Mb/s (frecuencia de chips). Se trata de transmitir la secuencia **Walsh-64** para codificar un cero lógico y la secuencia invertida para un uno lógico. El número de símbolos de código (*chips*) por bit de señal se llama ganancia de procesamiento. La norma **IS-95**, propone la codificación mediante funciones ortogonales Walsh (también conocidas como matrices Hadamard) que proporcionan 64 códigos diferentes ortogonales de 64 bits de largo.

## CODIFICACIÓN DE DATOS

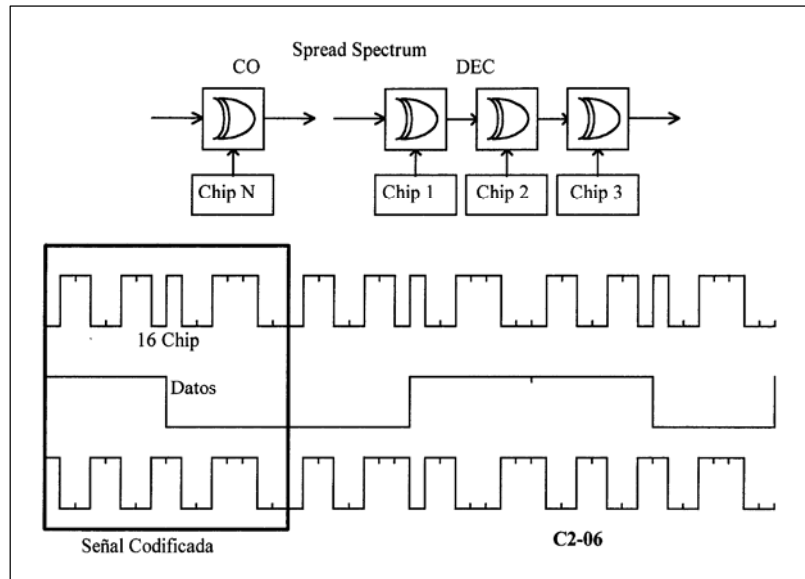


Fig 04. Ejemplo de funcionamiento de spread-spectrum.

El sistema CDMA es una forma de acceso que permite la transmisión de telefonía, datos y facsímil en lo que se denomina el servicio **PCS** (*Personal Communication System*). Una ventaja de CDMA radica en la posibilidad de reuso de frecuencias entre celdas y sectores contiguos (incremento de eficiencia espectral). La estación base trabaja con antenas direccionales de apertura angular de 60°. Cada uno de los 6 sectores dispone de portadoras FDMA (10) y canales CDMA (40). Cada estación base maneja una elevada cantidad de canales (2400).

La alta BER de operación obliga al uso de códigos correctores de errores convolucionales. En la conexión para telefonía celular se pueden tener grandes retardos si la BER es elevada (para  $10^{-1}$  un retardo de 90 mseg) pero requiere solo un cancelador de eco en el extremo de la central **PSTN** (red telefónica pública conmutada). Un problema a resolver es la sincronización de las estaciones base; puede ser apropiado el método de distribución de tiempo satelital GPS. Una señal piloto permite la sincronización de los móviles. De esta forma se sincroniza el reloj y los códigos y se corrige el retardo de propagación.

**SISTEMA DE POSICIONAMIENTO GPS.** Uno de los más conocidos sistemas de distribución de tiempo es el **GPS** por satélite que trabaja en la frecuencia 1575,42 MHz. Fue desarrollado por el Departamento de Defensa de USA. Operó inicialmente para la transferencia de señales horarias y luego como sistema de navegación.

El sistema GPS consta de satélites con una cobertura global desde 1991. Fue proyectado para un total de 21 satélites y 3 de reserva en 6 planos orbitales con inclinación de 55 grados. El período orbital es de 12 horas y varios satélites son visibles desde un mismo punto. Con la visibilidad de 3 satélites se obtiene la posición horizontal y mediante 4 satélites la posición tridimensional. En el caso de GPS (Block II), que inicia el funcionamiento desde 1995, la estabilidad se mejora mediante relojes patrón de Hidrógeno ( $10^{-15}$  /día). GPS transmite una señal derivada desde un reloj de 10,23 MHz ubicado en el satélite. Esta composición de la señal consiste en una señal de espectro expandido (*Spread Spectrum*); todos los satélites transmiten sobre la misma frecuencia pero con distinto código **PN**.

Los códigos involucrados son:

-Dispone de un **Código Largo** denominado **P** (*Protected*). Es el mismo para todos los satélites pero con distinto corrimiento temporal (de esta forma se aprovecha la auto-correlación). Tiene una velocidad de 10,23 Mb/s (frecuencia del reloj) y un período de 7 días ( $6,19 \times 10^{12}$  chips). Esta protegido mediante una criptografía por lo que no está disponible para aplicaciones civiles.

-El segundo código es un **Código Corto C/A** (*Clear/Access*). Se trata de un código Gold, distinto para cada satélite de 1,023 Mb/s (aprovecha la correlación cruzada). El período de chips es de 1 mseg (1023 chips). La auto-correlación es preferible cuando hay probabilidad de simulación mediante interferencias para evitar falsas sincronizaciones. La correlación cruzada se prefiere para el acceso CDMA. El código corto permite el sincronismo inicial y sirve para el sincronismo posterior del código largo.

-Ambos códigos son compuestos mediante una función OR-exclusiva con una **señal de datos** de 50 b/s. Esta es obtenida desde el código corto y lleva información para corrección de errores, mensajes de navegación espacial, UTC y otros.

## **CONTROL DE ERRORES DE DATOS**

Se hace referencia al control de errores. Detección mediante los métodos CRC y BIP y corrección de errores mediante FEC a bloques y convolucional.

### **1- DETECCION DE ERRORES**

En comunicaciones prácticamente todas las señales digitales producidas en la actualidad llevan asociados el proceso de detección o corrección de errores. El primer paso es reconocer la existencia de los mismos; es decir, debemos disponer de métodos que permitan la evaluación del número de errores. 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.

Se disponen de diferentes tipos de códigos y de formas para corregir errores: la retransmisión de un paquete de datos (a pedido cuando el receptor detecta la presencia de errores y solicita la retransmisión u obligada repitiendo la transmisión sin necesidad del pedido) y la corrección de errores hacia adelante **FEC** (*Forward Error Correction*) que envía suficiente cantidad de bits de redundancia como para detectar el bit errado.

#### **1.1- FORMAS DE CONTROL DE ERRORES**

Existen varias formas de detectar errores. La más usada es la que recurre a los bits de paridad.

-SEÑAL DE PRUEBA. Consiste en generar con un instrumento apropiado una secuencia periódica o pseudoaleatoria. En el receptor la secuencia recibida se compara con una generada localmente y se cuenta el número de diferencias. Se trata de una cuenta exacta de errores pero requiere ocupar el canal con la señal de prueba. Se lo usa en la puesta a punto del sistema mediante una secuencia binaria pseudoaleatoria **PRBS** (*PseudoRandom Binary Secuency*). El ITU-T ha determinado, para compatibilidad en las mediciones, las secuencias pseudoaleatorias a ser usadas como secuencia patrón en los instrumentos de medida. En la Rec **ITU-T O.151** se indica el polinomio generador  $X^{23}+X^{18}+1$  para la secuencia  $2^{23}-1$  usada para medir a 34 y 140 Mb/s y el polinomio  $X^{15}+X^{14}+1$  para la secuencia  $2^{15}-1$  usada en mediciones a 2 y 8 Mb/s. En la **O.152** se indica el polinomio  $X^{11}+X^9+1$  para la secuencia  $2^{11}-1$  usada en mediciones a 64 kb/s. En **O.153** se indica el polinomio  $X^9+X^5+1$  para la secuencia  $2^9-1$  usada a velocidades mayores a 14,4 kb/s en transmisión de datos. El generador PRBS es un registro de desplazamiento de N etapas con periodicidad de secuencia  $2^N-1$ . Ver la **Fig 01**.

-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. Es de aplicación reducida en los sistemas actuales.

-ALINEAMIENTO DE TRAMA. Consiste en contar errores que se producen en la palabra de alineamiento. Esta palabra es una secuencia conocida y repetitiva pero de corta duración, por lo que la cuenta no es exacta y más lenta. El método de la palabra de alineamiento de trama se suele usar en los multiplexores digitales de la jerarquía plesiócrona PDH. Permite la emisión de alarmas de BER pero es menos eficiente para la evaluación de la performance de calidad.

-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. Como simple detector de error se utiliza en la jerarquía sincrónica SDH la forma de cálculo **BIP** y en los multiplexores de 2048 kb/s el formato **CRC-4**. Como corrector de error encontramos el formato **FEC** en dos variantes: a bloques y convolucional. El mecanismo de corrección de errores permite emitir una pre-alarma cuando se llega a un umbral de errores corregidos. El control de paridad es más eficiente para la evaluación de la performance de calidad.

#### **1.2- BER MEDIANTE LA PALABRA DE ALINEAMIENTO**

A continuación se indica la relación que existe entre la tasa de error de bit BER y el número de errores cuando el método de conteo de errores es la palabra de alineamiento de trama. La cuenta no es exacta y por ello existe una probabilidad de contar errores. Si los errores están producidos por un ruido gaussiano se encuentran distribuidos en forma aleatoria y uniforme. En este caso el número de errores x en el tiempo T tiene una distribución Poisson. Es decir la probabilidad de contar un número de errores x se expresa como:

$$P(x) = \mu^x \cdot e^{-\mu} / x! \quad (\mu \text{ es el valor promedio de errores}).$$







## CONTROL DE ERRORES DE DATOS

- El número de Bytes controlados es la carga útil (261x9) más los punteros y la MSOH (9x6).
- Es 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.
- El Byte B1 controla la trama completa STM-1 (270x9 Bytes; es decir 19440 bits).
- Se trata de 8 grupos de 2430 bits. Se pueden detectar entre 0 y 8 errores.
- El Byte B3 controla la carga útil (261x9 Bytes; 18792 bits). Se trata de 8 grupos de 2349 bits.
- En los canales de 2048 kb/s se anexan 2 bits de paridad en el Byte V5 para controlar 4 tramas de 35 Bytes (1120 bits).
- El mismo V5 (bit 3) lleva la alarma FEBE hacia atrás al terminal remoto.

El cálculo de los bits de paridad par del tipo **BIP-8** (*Bit Interleaved Parity*) para el monitoreo de la tasa de error del tipo B1 se realiza de la siguiente forma. Es 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).

Téngase en cuenta que las ráfagas de errores afectan a varios bits sucesivos. Por ello, la aplicación de intercaladores (*interleaver*) para distribuir los datos en el tiempo y el cálculo de errores mediante BIP permiten actuar sobre las ráfagas de errores.

## CONTROL DE ERRORES DE DATOS

### 2- CORRECCIÓN DE ERRORES

Los métodos para corrección de errores pueden clasificarse en:

#### **ARQ** (*Automatic Repeat Request*).

Consiste en la retransmisión de la información afectada por errores. ARQ es más simple que FEC y solo retransmite si hay errores. FEC elimina el protocolo a cambio de complejidad en el cálculo. ARQ no permite la transmisión en tiempo real (voz y vídeo) y se tienen las siguientes variantes:

- Stop.and.wait*: para transmisión half-dúplex, requiere el reconocimiento de cada trama.
- Continuous ARQ with pullback*: para full-dúplex, con anulación de tramas subsiguientes.
- ARQ with selective repeat*: para full-dúplex, solo retransmite la trama afectada.

#### **FEC** (*Forward Error Correction*).

Consiste en enviar bits de paridad suficientes para reconocer la información afectada por errores. Existe una gran cantidad de códigos del tipo FEC que permiten corregir errores. Una comparación entre ellos se fundamenta en la relación entre la redundancia (incremento de velocidad), reducción de BER y complejidad del hardware (número de compuertas necesarias). Se dispone de las siguientes variantes:

- FEC a bloques. Las variantes más usadas son BCH y **RS** (*Reed-Solomon*).
- FEC convolucional. Aplica el algoritmo de Viterbi.

### 2.1- FEC A BLOQUES

Se denomina distancia Hamming entre dos códigos al número de símbolos en que se diferencian. La mínima distancia ( $d_{\min} > 2.t+1$ ) donde  $t$  es el número de errores corregidos. Se denomina **Código Cíclico** a un FEC a bloques que utiliza un polinomio generador con un **FSR** (*Feedback Shift Register*).

**CÓDIGO HAMMING.** El código Hamming es estudiado en detalle para luego mencionar el resto de las variantes. Según la codificación Hamming el número de bits de paridad  $P$  necesarios para corregir un error en una secuencia de  $I$  bits de información debe cumplir con la desigualdad:

$$2^P \geq 1 + I + P$$

Los parámetros definidos son:

- Longitud del bloque  $N = 2^M - 1$
- Bits de información  $I = M$
- Distancia mínima  $d = 3$
- Corrección de errores 1 por bloque

**EJEMPLO H(7,4).** En la **Fig 02** se desarrolla un ejemplo donde  $I=4$  y  $P=3$ . A una secuencia de 4 bits de información se le agregan 3 bits de paridad para obtener 7 bits en total. Este código sería llamado **H(7,4)**. En forma genérica:

$$(n,k) = (2^m - 1, 2^{m-m-1}) \text{ con } m \geq 2$$

Para calcular los bits  $P$  se forma una matriz donde cada bit de información es controlado por un juego de 2 o más bits  $P$ . Los juegos deben ser distintos. En el ejemplo de la **Fig 02**, se tiene la matriz  $G$  y  $H$ . Las 3 últimas columnas de  $G$  y las 4 primeras filas de  $H$  corresponden a la Tabla. Matemáticamente hablando, si la información es  $I=1011$  los bits de salida son  $I \times G = 1011010$  (secuencia  $I1.I2.I3.I4 P1.P2.P3$ ).

Conceptualmente, y de acuerdo con el circuito de la **Fig 02**, el bit  $P1$  es la función lógica exclusiva-Or de  $I2=0$ ,  $I3=1$  y  $I4=1$ , luego se tiene  $P1=0$ . En el receptor se calcula el producto de la matriz recibida  $Z$  con  $H$  y se obtiene el resultado denominado síndrome. Por ejemplo:

- si  $Z = 1011010$  luego  $S = Z.H = 111$  no hay error.
- si  $Z = 1001010$  luego  $S = Z.H = 010$  un error en el bit 3.

En palabras: en el receptor se recalculan los bits de paridad en base a los datos recibidos (como  $I=1001$  implica que  $P'=100$ ). Se comparan los bits  $P$  (010) recibidos y los  $P'$  (100) recalculados; se observa que el  $P3$  es correcto y como  $P3$  controla a  $I1.I2.I4$  estos bits de información están correctos. Conclusión: el bit  $I3$  está errado. Cuando existe más de un error no se puede corregir correctamente. Para poder corregir más errores en la secuencia se requieren más bits de paridad. El problema de  $H(7,4)$  es la alta redundancia de información, caracterizada por un incremento de velocidad de  $7/4$  partes. Por ello se recurre a secuencias más largas permitiendo una disminución en la redundancia.

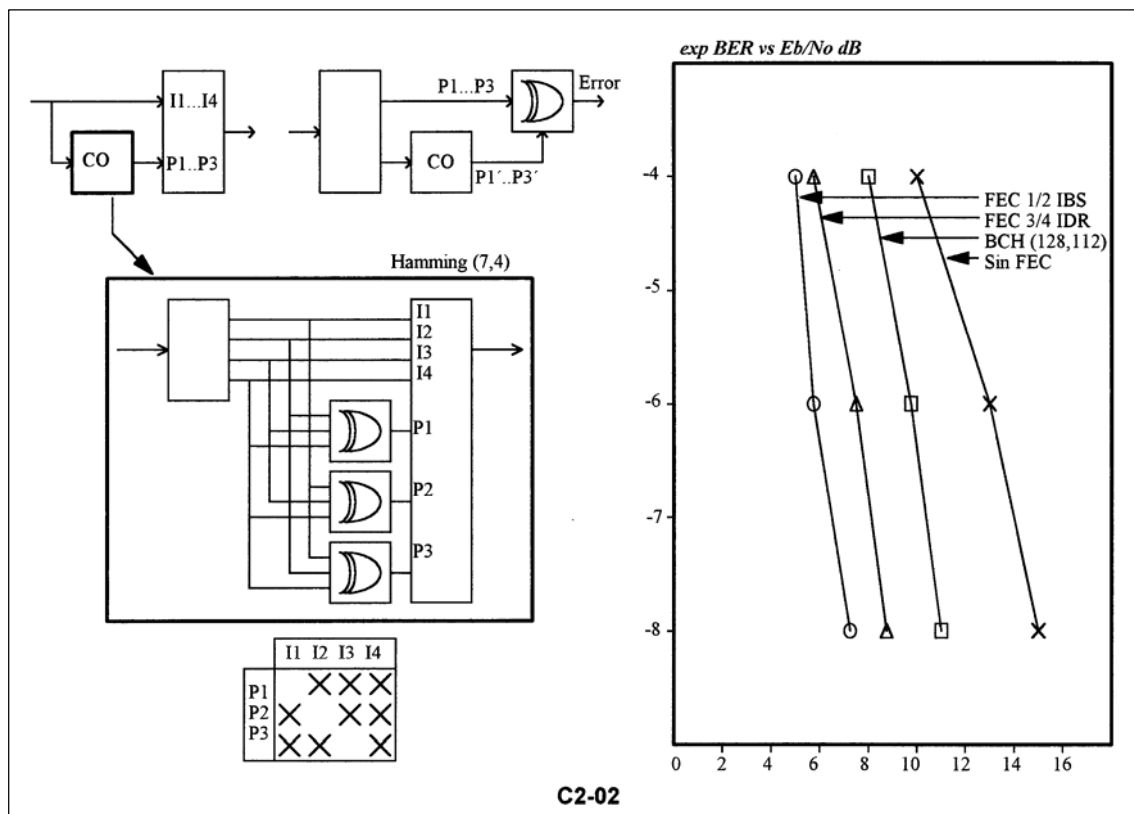
## CONTROL DE ERRORES DE DATOS

**CÓDIGOS FEC BCH y RS.** Como se dijo anteriormente existen variantes del código a bloques; las más usadas son:

→ **Código Hamming H.** Usado en algunos radioenlaces digitales en la década de los años '80. En particular la versión H(555,544) permite corregir 2 errores en la secuencia de 544 bits de información.

→ **Código Bose-Chaudhuri-Hocquenghen BCH.** Es el tipo de código más conveniente para errores independientes. Los parámetros definidos son:

- Longitud del bloque  $N = 2^M - 1 \quad M \geq 3$
- Bits de información  $I = N - M \cdot t$
- Distancia mínima  $d = 2 \cdot t + 1$



**Fig 02. Codificador FEC tipo Hamming (7,4).**

Es usado por ejemplo en telefonía celular analógica AMPS en el canal de control bajo la versión BCH(48,36) y BCH(40,28). En codificadores digitales de TV a 34 Mb/s se utiliza el codec BCH(511,493) para corregir 2 errores por bloque. Otro ejemplo, en el servicio TDMA de Intelsat se usa la versión BCH(128,112); donde  $I=112$ ,  $N=128$ ,  $M=7$  y  $t=1$ . Este código permite corregir un error en el bloque.

→ **Código Reed-Solomon RS.** Es una variante del BCH y la más apropiada para ráfagas de errores. Los parámetros definidos son:

- Bits por símbolo  $m$
- Longitud del bloque  $N = m \cdot 2^m - 1$
- Símbolos de paridad  $(N-I) = m \cdot 2^t$
- Distancia mínima  $d = m \cdot (2 \cdot t + 1)$

En general el número de errores corregidos son  $t$  ráfagas de  $m$  bits en una palabra de código. Por ejemplo, en RS(60,44) se corrigen 2 ráfagas de 4 bits errados. Una aplicación es en radioenlaces digitales de 140 Mb/s en la versión RS(65,62) para corregir 4 errores en 4 bloques.

Otra aplicación es en el sistema de televisión digital DTV (norma ATSC). Se trata de **RS(207,187)**. Este sistema dispone de dos algoritmos de corrección de errores simultáneos: FEC convolucional asociado a la modulación Trellis y FEC a bloques del tipo Reed-Solomon. El FEC convolucional se encuentra luego de un codificador Interleaver. El FEC es del tipo Reed-Solomon RS(207,187) y cumple con la siguiente estructura:

## CONTROL DE ERRORES DE DATOS

-Cada 187 bytes de datos se calculan 20 bytes de FEC. Se obtienen 207 bytes en total.

-El procesamiento (producto y suma) es por byte en paralelo (módulo 256).

-Los bytes de paridad se calculan mediante el polinomio generador siguiente:

$$X^{20}+152.X^{19}+185.X^{18}+240.X^{17}+5.X^{16}+111.X^{15}+199.X^{14}+6.X^{13}+220.X^{12}+212.X^{11}+150.X^{10}+69.X^9+36.X^8+187.X^7+22.X^6+228.X^5+198.X^4+21.X^3+121.X^2+165.X+174$$

**MEJORA INTRODUCIDA.** Una evaluación de la mejora introducida por la corrección de errores mediante el método Hamming se puede expresar mediante la relación entre la energía de bit y la densidad de ruido:

$$E_c/N_o = k/n \cdot E_b/N_o$$

Para el código H(7,4) si la relación  $E_b/N_o$  necesaria para una BER es de 20 dB, para la misma BER con la corrección Hamming es suficiente con una  $E_c/N_o$  de 11,43 dB. En otros términos, como la probabilidad de error se expresa mediante:

$$P_e = \frac{1}{2} \cdot \exp(-\frac{1}{2} E_c/N_o)$$

la tasa de error de  $1,6 \cdot 10^{-3}$  se reduce a  $1,6 \cdot 10^{-5}$ . Otra forma de expresarlo es mediante:

$$BER_c = K \cdot BER^a$$

Por ejemplo, para el caso del código RS(65,62) se tiene una reducción en la BER luego de la corrección de errores donde  $K=97$  y  $a=2$ . En cambio para el BCH(511,493) los valores son  $K=500$  y  $a=3$ . Debido a que cuando la BER es alta la reducción es menos significativa. Se observa que la curva que relaciona la BER vs  $E_b/N_o$  tiene una pendiente más abrupta con sistemas de corrección de errores. Por ejemplo, para una  $BER_c = 97 \cdot BER^2$  el valor de  $BER_c$  es de  $9,7 \times 10^{-11}$  para una entrada de  $10^{-6}$  mientras que es  $9,7 \times 10^{-3}$  para una entrada de  $10^{-2}$ .

### 2.2- FEC CONVOLUCIONAL.

La codificación FEC convolucional se presenta como el método más interesante para el futuro teniendo en cuenta la aplicación como modulación TCM (*Trellis Code Modulation*). En la **Fig 03** se presenta un ejemplo simple de codificación convolucional del tipo 1/2 (un bit se convierte en 2 bits). Además del diagrama a bloques se presenta un esquema de reticulado que permite comprender el funcionamiento.

Mientras la entrada puede ser 0 o 1, la salida será 00-11 o 01-10. Dependiendo del nivel en que se encuentre (A.B.C.D) la codificación de un 0 o 1 de entrada es distinta. En la misma figura se presenta el ejemplo con las señales:

-entrada	0	1	1	0	0	1	1
-salida (FEC1/2)	00	11	10	10	11	11	10
-salida (FEC3/4)	00	1.	.0	10	1.	.1	10

**CORRECCIÓN DE VITERBI.** En la **Fig 03** se presenta la forma de corrección de un error en el receptor. El método, denominado decodificación de máxima probabilidad o algoritmo de **Viterbi-1976** (*Maximun Likelihood Metric* o *Minimum Distance Metric*), consiste en computar a cada camino un peso consistente en el número de diferencias acumuladas. Otro algoritmo de decodificación secuencial es el **Wozencraft-Fano** (alternativo al de Viterbi y no estudiado aquí). Cuando se recibe un error (01 en lugar de 11) se encuentra que dicha secuencia es imposible; solo 2 errores consecutivos pueden simular un camino correcto. Detectado el error es necesario saber cual es; es decir, si se transmitió 00 o 11. Ambos caminos comienzan con un peso 1 (número de errores acumulados).

Al paso siguiente las distintas posibilidades incrementan el valor del peso con excepción de un camino (el de máxima probabilidad) que mantiene el peso en (1). Al cabo de una determinada longitud de análisis se decide el camino de máxima probabilidad (mínimo de errores) y se determina el bit con error, corrigiéndolo. Si existen muchos errores puede ser que varios caminos tengan igual peso; en tal caso se selecciona uno en forma aleatoria.

Se dispone del algoritmo de Viterbi (acercarse en forma asintótica al valor probabilístico más apropiado) con decisión Hard y Soft. La Hard corresponde a configurar los datos en 2 niveles (usado en FEC a bloques), mientras que la Soft (FEC convolucional) la señal se digitaliza en  $2^N$  niveles y se trabaja como una señal analógica hasta corregir el error. Se tiene una mejora de 2 dB en la decisión Soft frente a la Hard.

La representación de la codificación FEC convolucional se puede realizar mediante las siguientes formas (**Fig 03**):

-Conexión del codificador mediante flip-flop y exclusive-Or.

-Generador polinomial ( $X^2+X+1$  y  $X^2+1$ ).

-Diagrama de estados (existen 2 caminos posibles entre los 4 estados).

## CONTROL DE ERRORES DE DATOS

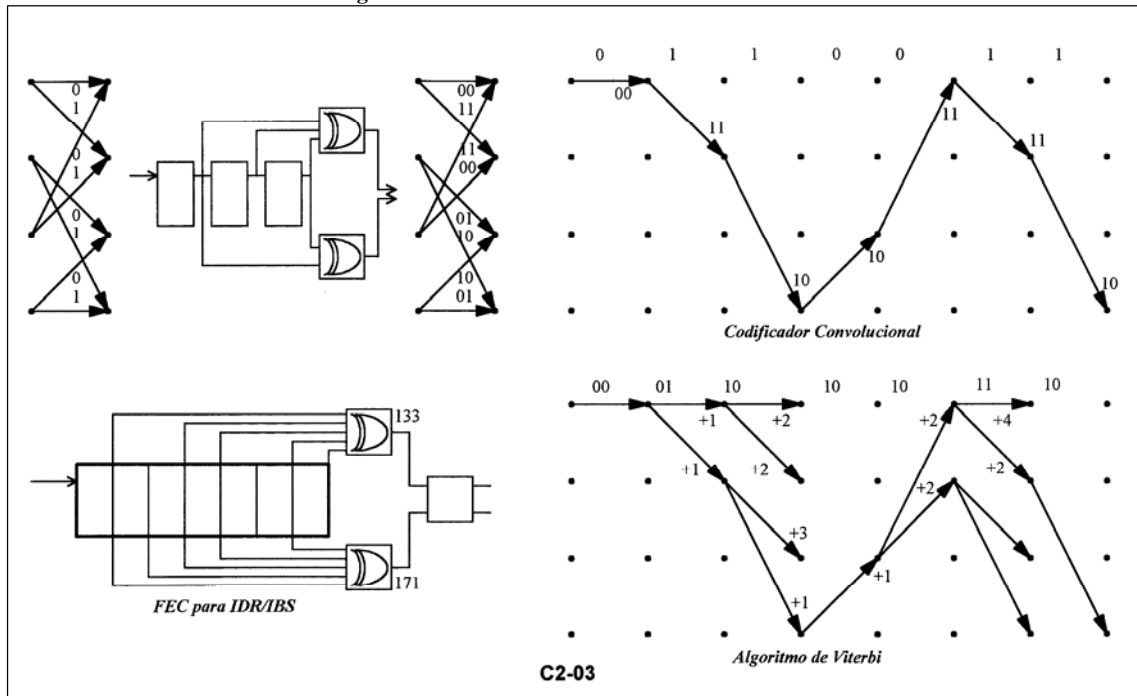
-Diagrama de árbol o diagrama Trellis en el tiempo.

En términos generales puede definirse la Ganancia de Codificación. Se trata de la reducción en dB en la relación  $E_b/N_0$  para una umbral de BER determinado.

**APLICACIONES.** Los servicios digitales por satélite de Intelsat usan la codificación FEC convolucional (con 7 flip-flop en lugar de 3). El servicio IDR usa la forma 3/4 y el servicio IBS la forma 1/2. El caso 3/4 (3 bits se convierten en 4 bits) reduce la redundancia del código enviando los 2 bits en el primer paso, el primero de los 2 bits en el segundo y el segundo de los 2 bits en el tercero; así sucesivamente. Por ejemplo, en **Fig 03** se emite 00 1. .0 10 1. .1 10.

La mejora introducida para el servicio IDR permite que para  $BER=10^{-3}$  se tenga una relación señal a ruido  $E_b/N_0= 5,3$  dB (relación entre la energía de un bit y la densidad de ruido en un Hz). Para el servicio IBS se tiene 4,2 dB; a cambio de una mayor redundancia de velocidad. En la **Fig 02** se puede observar una comparación entre las curvas de BER vs  $E_b/N_0$  para la tasa de 1/2 y 3/4. Se compara con un sistema sin codificación FEC y otro del tipo BCH (128,112) usado en el servicio TDMA de Intelsat.

**Fig 03. Corrección de errores FEC-convolucional.**



La codificación FEC diferencial se aplica en la modulación TCM. Así como de los 4 niveles (A.B.C.D) en la **Fig 03** solo se podía acceder a la mitad de los niveles, lo cual permitía la detección del error, en la modulación TCM desde un estado de fase solo se puede acceder también a la mitad de los otros estados.

# COMPRESIÓN DE VIDEO MPEG-ITU

Análisis de los métodos de codificación de vídeo mediante las técnicas ADPCM, MPEG y las normas del ITU-T.

## 1- DIGITALIZACIÓN BASICA DE VIDEO

En este ítem se analiza la digitalización de vídeo y la compresión a alta velocidad. Este tema se completa más adelante con los mecanismos de compresión avanzada de baja velocidad.

### 1.1- DIGITALIZACIÓN

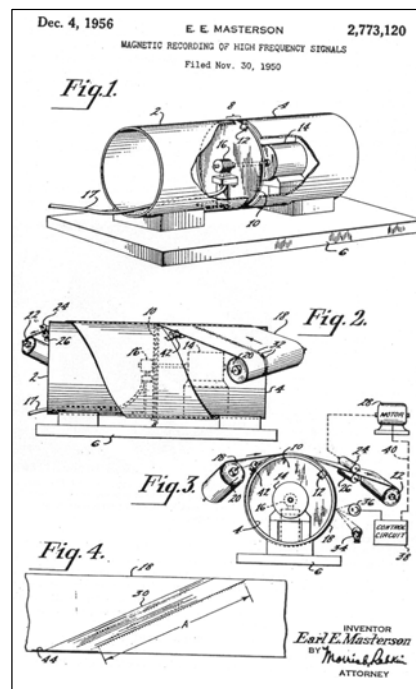
El proceso de digitalización de la señal de vídeo sigue los mismos pasos que en el caso de una señal de telefonía: muestreo, cuantificación y codificación. En **ITU-R Rc.601-1** se determina el método a seguir en estos casos. El método desarrollado **CMTT/2** del CCITT y CCIR permite la codificación de alta calidad en 34 y 140 Mb/s.

Se disponen de 3 componentes a digitalizar: una de luminancia (o brillo) y dos de crominancia (o color). La recomendación tiene en cuenta una frecuencia de muestreo de 13,5 MHz para la componente de luminancia y de 6,75 MHz para las componentes de crominancia. El formato de la señal se dice entonces que es del tipo 4:2:2 que corresponde al factor que multiplica a la frecuencia de referencia de 3,375 MHz.

Con estas frecuencias de muestreo el número de muestras (**pixel**) por cada líneas de la imagen es de 864 para la componente de luminancia y de 432 para la de crominancia. Sin embargo, como cada línea y cuadro tiene un tiempo de retroceso horizontal y vertical respectivamente, que no aporta información de imagen, el número efectivo de muestras por línea es de 720 para la luminancia y de 360 para la crominancia.

De esta forma se produce la primer etapa de reducción de velocidad mediante la eliminación de los pixel sin información de imagen. Cada muestra o pixel de la imagen se codifica en 8 bits. Por lo tanto, se obtiene una velocidad digital de  $216 \text{ Mb/s} = 8 \text{ bit} \times (13,5 + 2 \times 6,75) \text{ MHz}$ . De los cuales solo 166 Mb/s corresponden a la parte visible de la imagen.

En la fotografía anexa se muestra el primer diseño del registrador de señal de vídeo en cinta magnética de RCA-1950.



### 1.2- REDUCCIÓN DE VELOCIDAD

La velocidad obtenida es relativamente alta y desde la década de los años 70 se han intentado diversas soluciones para reducir la velocidad manteniendo la calidad. Los métodos genéricos para eliminar la correlación entre porciones de imágenes y redundancias temporales, y de esta forma producir una reducción de la velocidad **CDV** (*Compressed Digital Video*) son:

- Supresión de muestras en borrado de líneas y cuadros.
- Interpolación de muestras, líneas o cuadros. Uso de Transformada Compensación de Movimiento **MCT**.
- Codificación Adaptativa Diferencial PCM **ADPCM** en forma aislada o en conjunto con la MCT.
- Codificación mediante la Transformada Discreta Coseno **DCT**.
- Codificación de Longitud Variable **VLC** (Huffman).

La supresión de aquellas muestras que corresponden al retrasado horizontal y vertical de la imagen se realiza siempre en todos los equipos codificadores digitales. Cuando se trata de obtener una reducción sustancial de la velocidad se recurre a la interpolación de muestras, líneas o cuadros (generalmente más en crominancia que en luminancia). Se recomendó en

## COMPRESIÓN DE VIDEO MPEG-ITU

**ETSI 300-174** (antes CEPT) los algoritmos de compresión para trabajar a 34 o 45 Mb/s. Se trata de una codificación que combina ADPCM con DCT para eliminar la redundancia temporal y espacial asociada a la codificación de longitud variable adaptativa.

**TRANSFORMADA DISCRETA COSENO DCT.** La codificación mediante la **DCT** (*Discrete Cosine Transform*) ha sido posible en los últimos años de la década de los 80 gracias a los circuitos integrados de muy alta densidad. En las investigaciones teóricas llevadas a término en la década de los años 70 se determinó la factibilidad de este método de compresión. Se investigaron las transformadas **Fourier DFT** y **Slant DST**.

La transformada de **Walsh-Hadamard DWHT** (funciones Walsh) es muy simple y solo requiere operaciones de suma y resta de funciones ortogonales. En cambio la transformada discreta coseno requiere un tiempo de cálculo y un número de compuertas inferior y proporciona una compresión de bits mayor.

DCT permite reducir la tasa de codificación y la velocidad de transmisión. Se divide la imagen en sectores de 8x8 pixels, que denominamos  $X_{ij}$ . Los valores de la matriz de 8x8 pixels luego de la DCT se denominan  $T_{mn}$  y se obtienen mediante el cálculo:

$$T_{mn} = (E_m \cdot E_n / 4) \cdot \sum_i \frac{[\cos(2i+1) \cdot n \cdot \pi]}{16} \cdot \sum_j X_{ij} \cdot \frac{[\cos(2j+1) \cdot m \cdot \pi]}{16}$$

Donde  $E_n, E_m = 1/\sqrt{2}$  para  $n, m = 0$   
 y  $E_n, E_m = 1$  para  $n, m > 0$ .  
 Los valores de  $(i, j)$  y  $(m, n)$  varían entre 0 y 7.

Para una matriz de 4x4 pixels (por simplicidad) se tiene el siguiente ejemplo:

24	23	25	31	<b>DCT</b>	132	-10	-0,2	8,1
25	34	23	25		-6,1	0,1	0,4	7,2
31	24	30	20		0,4	0,2	-0,1	-0,2
34	24	25	31		3,2	-0,1	0,1	0,3

### OBSERVACIONES:

- El método de codificación DCT convierte una matriz 8x8 puntos  $X_{ij}$  en otra  $T_{mn}$ .
- Cada punto de la matriz  $T_{mn}$  se calcula en base a toda la matriz de puntos  $X_{ij}$ .
- En la matriz transformada  $T_{mn}$  se encuentran los valores mucho más correlacionados que en  $X_{ij}$ .
- Esto permite una codificación final con menor número de bits.
- La matriz 8x8 resulta ser el valor óptimo como velocidad de cálculo y des-correlación de coeficientes.
  
- De esta forma, un error en la transmisión de los datos  $T_{mn}$  se difunde en toda la matriz  $X_{ij}$  de recepción.
- En la codificación ADPCM los errores se observan como un granulado de puntos en la pantalla.
- En la DCT los errores se distribuyen en la matriz de 8x8 pixel y son prácticamente imperceptibles a la visión humana.
- DCT requiere una capacidad de cálculo superior a ADPCM y produce un retardo también mayor.
- En transmisiones de baja calidad (exceso de reducción de velocidad o mucha BER) se observan distorsiones por rectángulos (el rectángulo es el resultado de la matriz 8x8, o múltiplos de ella, distribuida con la diferencia de definición entre puntos horizontales y líneas verticales).
  
- DCT se fundamenta en una representación similar a la frecuencia.
- Se denominan frecuencias normalizadas o coeficientes de transformada.
- El ojo humano es sensible en distinta forma a los coeficientes y por ello pueden ser tratados de distinta manera.
- Los coeficientes se encuentran des-correlacionados y solo unos pocos (superior-izquierdo) son importantes.
- El coeficiente superior-izquierdo (132) mide la energía del término de frecuencia cero (corriente continua **Dc**).
- Por ejemplo, si el bloque de 4x4 tiene un valor constante, solo el primer coeficiente DCT tiene un valor distinto de cero.
- Los otros coeficientes representan las frecuencias (corriente alterna **Ac**), horizontalmente y verticalmente.
- DCT transforma los coeficientes de amplitud de intensidad de pixel en coeficientes de transformadas de frecuencias.
  
- Los coeficientes de la matriz se leen en zig-zag oblicuo desde el ángulo superior-izquierdo (132/-10/-6,1/ 0,4/0,1/-0,2/...).
- Solo se transmiten los coeficientes que superan cierto umbral.
- El buffer de salida selecciona el proceso de cuantificación para mantener una velocidad constante y reducir el retardo.



## COMPRESIÓN DE VIDEO MPEG-ITU

**CODIFICADOR VLC:** La codificación de longitud variable **VLC** (código de Huffman) consiste en asignar a las muestras una longitud de bits de acuerdo con la probabilidad de ocurrencia. En otras palabras, se logra reducir la tasa de bits si a las muestras o pixel de imagen de mayor probabilidad de ocurrencia se le asignan un número de bits inferiores que a las muestras de menor probabilidad.

Por ejemplo, se supone que se deben codificar 8 niveles de cuantificación (a1...a8). Cada uno de éstos tiene una probabilidad de ocurrencia (Pa1...Pa8). La codificación de longitud constante requiere 3 bits para codificar los 8 niveles de cuantificación; mientras que la codificación de longitud variable requiere menor cantidad en promedio. Se puede obtener la eficiencia del código expresada en términos del número promedio de bits.

En el caso de la codificación de longitud constante el número promedio de bits es 3; mientras que en el caso de longitud variable es 2,65 bits por código. Para obtener este valor se debe realizar la sumatoria de los productos entre el número de bits y la probabilidad de ocurrencia de cada evento.

Para el caso de la señal de vídeo el codificador de longitud variable permite convertir la longitud constante de 4 bits en una longitud variable de 1 a 12 bits. Entonces permite una reducción de velocidad promedio de 4 a 2,4 bit/pixel. Muchos de estas formas para reducir la tasa de bits transmitida se suelen utilizar en conjunto. En los ítems siguientes se mencionan tanto el funcionamiento de cada método como ejemplos de aplicación en conjunto. Como ejemplo se toman equipos comerciales que reducen la velocidad a 34 Mb/s. Existen otros que trabajan a 140 Mb/s con mejor calidad a costa de una mayor velocidad de transmisión. Por otro lado se mencionan los formatos de alta definición **HDTV** y los sistema de baja velocidad **JPEG**, **MPEG** y **H.261**.

## COMPRESIÓN DE VIDEO MPEG-ITU

### 2- RED DE TRANSPORTE A 34 Mb/s

Los equipos para transporte de vídeo primero a 140 Mb/s (primera parte de la década de los 80) y luego a 34 Mb/s (finales de los 80 e inicio de los 90) utilizaban métodos de compresión no normalizados (propietarios de los productores). Se refiere entonces a equipos que dominaron la escena en la década de los años '80.

Hacia mediados de la década de los 90 el proceso MPEG comienza a dominar el mercado de transporte digital de vídeo. Reduce sustancialmente la velocidad aplicando nuevas técnicas de compresión normalizadas. Este ítem se refiere a equipos anteriores a las normas MPEG; las que son detalladas más adelante.

#### 2.1- VERSIÓN CON CODIFICADOR ADPCM

La codificación Diferencial PCM Adaptativa **ADPCM** es una técnica utilizada inicialmente por su simplicidad. En la **Fig 01** se muestra un diagrama a bloques de un codificador digital, para señal de vídeo de calidad comercial a 34 Mb/s (marca *Siemens* según fotografía), que utiliza esta técnica. Los pasos sucesivos del procesamiento son:

**1- INTERFAZ DE ENTRADA:** Se ingresa la señal compuesta de vídeo con un ancho de banda de 0 a 6 MHz. En la frecuencia de 4,43 MHz para el sistema PAL se encuentra la subportadora de crominancia. Esta interfaz separa la señal de luminancia Y y las componentes de crominancia (denominadas aquí CB y CR). Si se trata de otro sistema (SECAM o NTSC) el procedimiento es similar respetando la forma de demodulación para separar las componentes de vídeo. La misma interfaz entrega la frecuencia de línea que permite sincronizar a una fuente de temporización (base de tiempo). Esta base de tiempo organiza el procesamiento hasta la última etapa de multiplexación.

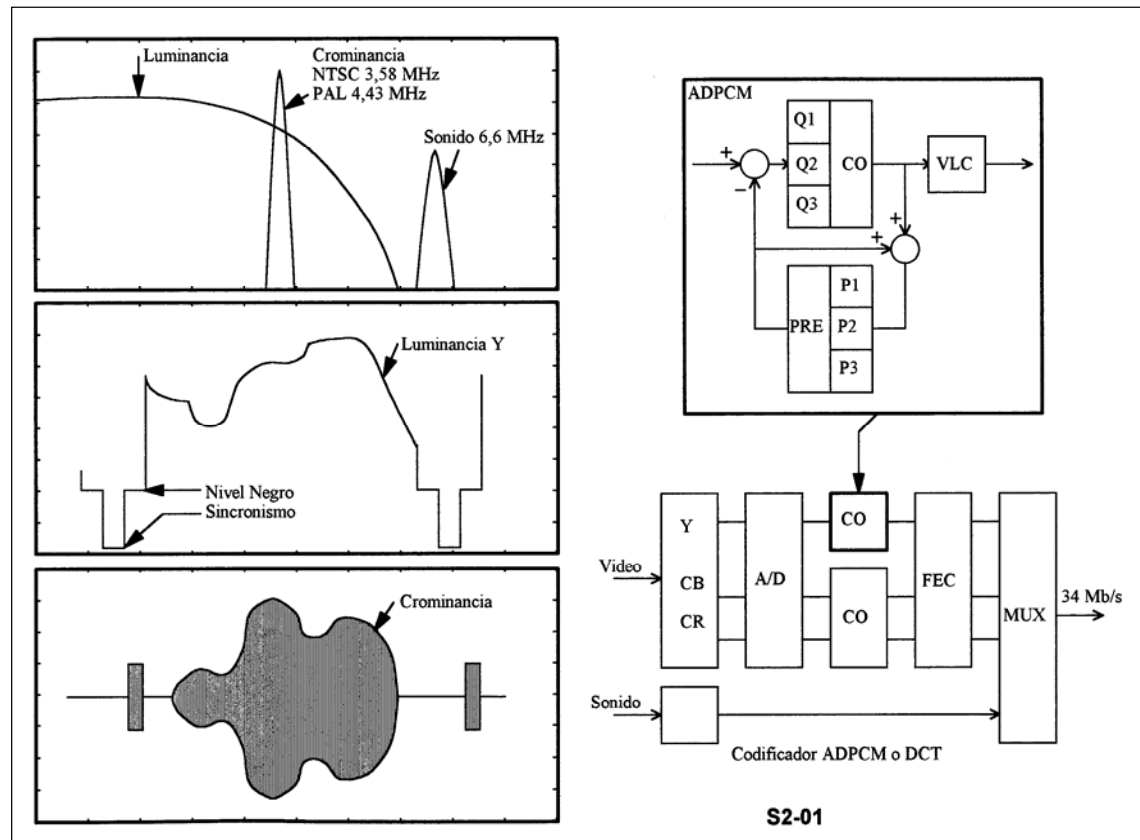
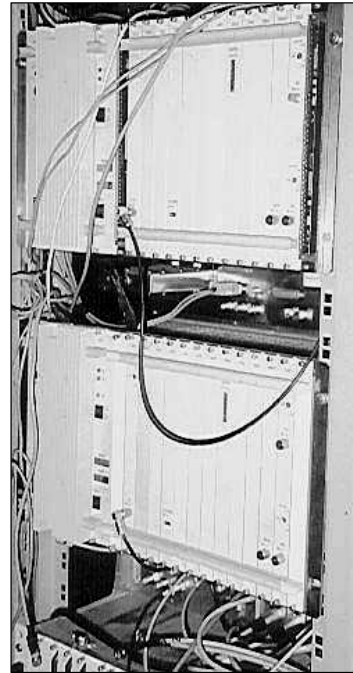


Fig 01. Codificación de vídeo ADPCM/DCT a 34 Mb/s.

## COMPRESIÓN DE VIDEO MPEG-ITU

**2- CONVERSION ANALOGICO-DIGITAL A/D:** Se muestrean las componentes de luminancia y crominancia. De acuerdo con **ITU-R Rc.601-1** las frecuencias de muestreo son 13,5 y 6,75 MHz, respectivamente. En esta etapa también se procede a aplicar el primer estadio de reducción de velocidad. Se trata de un muestreo *sample & hold* con codificación en 8 bits lineal sin compresión por pixel.

**3- INTERPOLACIÓN:** Permite transmitir la mitad de muestras o pixel de crominancia respecto de las de luminancia (lo cual queda en evidencia a partir de las frecuencias de muestreo). Además, solo se transmiten las muestras de CB y CR en cuadros alternados. Existen diversas formas de interpolar, las que, al no encontrarse uniformadas internacionalmente, responden solo a la iniciativa de los diseñadores.

**4- CODIFICADOR ADPCM:** Codifica la diferencia entre el valor de muestra y una predicción calculada en base a datos anteriores. **J.Max-1960** determinó que el valor diferencia tiene una distribución Poisson. A partir de ella determinó los puntos de cuantificación óptimos desde el punto de vista teórico. Sin embargo, en la práctica no resultaron ser los mejores. **D.Sharma y A.Netravalli-1977** determinan el método subjetivo desde el punto de vista del observador por el cual se selecciona la posición de los umbrales de codificación. El método de determinación de los niveles de cuantificación de acuerdo con la impresión subjetiva del observador consiste:

- Se determina el nivel de ruido de cuantificación  $N_q$  que comienza a ser visible para cada valor de diferencia.
- La diferencia es entre la muestra y la predicción.
- Se distribuyen los niveles de cuantificación de forma que la separación entre ellos sea inferior al nivel de  $N_q$ .
- En otras palabras, en el entorno de dos niveles el  $N_q$  es inferior al subjetivamente visible.

En la **Fig 01/02** se muestra un ejemplo de este tipo de codificación. La predicción puede ser del tipo **unidimensional** (toma en cuenta solo los puntos sobre la misma línea) o **bidimensional**. En este último caso se puede tener una **predicción intratrama** (teniendo en cuenta puntos de un mismo campo; predicción espacial) o **intertrama** (teniendo en cuenta algunos puntos del cuadro anterior; predicción temporal).

**5- PREDICTORES:** Se cambian en forma automática de acuerdo con la **dinámica de la imagen**. Por ejemplo, podemos tener los siguientes predictores para el punto de imagen X:

$$\begin{aligned} P1 &= A && \text{unidimensional} \\ P2 &= a.A + b.B + c.C + d.D && \text{bidimensional intratrama} \\ P3 &= X' && \text{bidimensional intertrama} \end{aligned}$$

El predictor P1 se utiliza como referencia y se hace uso de él cada un número determinado de líneas (cada 16) y cuadros (cada 16) para evitar la propagación de errores debida a errores del predictor. Los predictores P2 y P3 se intercambian de acuerdo con el tipo de imagen.

Para ello, se define la diferencia máxima entre puntos M1 (parámetro de actividad espacial intratrama) y M2 (parámetro de actividad temporal intertrama):

$$\begin{aligned} M1 &= \text{máximo (A-B, A-C, A-D, B-C, B-D, C-D)} \\ M2 &= \text{máximo (A-A', B-B', C-C', D-D')} \end{aligned}$$

Se selecciona P2 si  $M1 > M2$  y P3 si  $M1 < M2$ . Es decir, si la actividad espacial en el mismo cuadro supera a la actividad temporal entre cuadros sucesivos se utiliza el predictor P2.

**6- CUANTIFICADOR:** El codec para el ADPCM es del tipo adaptativo. Se disponen de 4 cuantificadores con salida de 4 bits. La distribución de los niveles de cuantificación depende de las características de la señal. Para seleccionarlos se define un valor M como el mínimo entre M1 y M2. Se determinan 2 umbrales S0 y S1 los cuales señalan el cuantificador a utilizar:

$$\begin{aligned} M < S0 & \quad \text{se usa Q1 (para pequeños cambios de imagen)} \\ S0 < M < S1 & \quad \text{se usa Q2 (intermedio entre Q1 y Q3)} \\ S1 < M & \quad \text{se usa Q3 (para contornos o contrastes)} \end{aligned}$$

Un cuarto cuantificador Q4 se utiliza para las líneas y cuadros de referencia (cada 16) junto con el predictor P1.

**7- CODIFICADOR VLC:** La codificación de longitud variable **VLC** (código de Huffman) consiste en asignar a las muestras una longitud de bits de acuerdo con la probabilidad de ocurrencia. En otras palabras, se logra reducir la tasa de bits si a las muestras o pixel de imagen de mayor probabilidad de ocurrencia se le asignan un número de bits inferiores que a las muestras de menor probabilidad. Para el caso de la señal de vídeo el codificador de longitud variable permite convertir la longitud constante de 4 bits en una longitud variable de 1 a 12 bits. Entonces permite una reducción de velocidad promedio de 4 a 2,4 bit/pixel.

**8- CODIFICADOR FEC:** Por ejemplo, BCH(248,234). Permite la corrección de errores en el receptor cuando el número de ellos no supera una ráfaga de algunos pocos bits errados (4 en este caso).

## COMPRESIÓN DE VIDEO MPEG-ITU

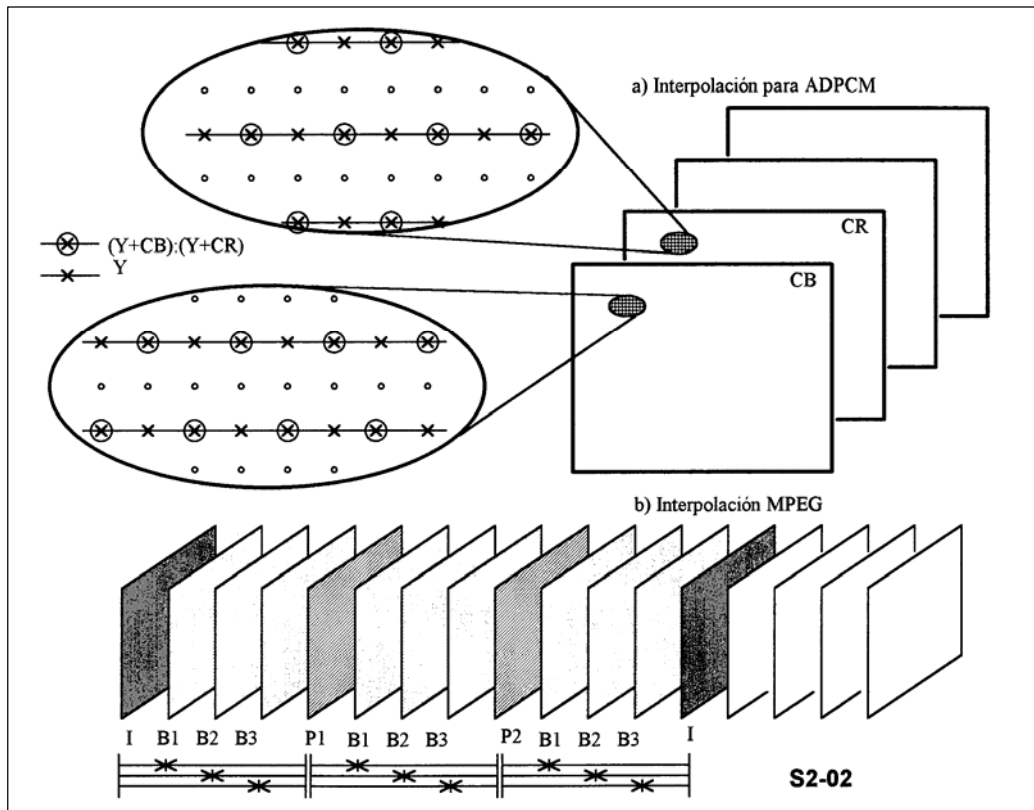
**9- CODIFICADOR DE SONIDO:** Responde a la recomendación ITU-T J.41 para el convertor A/D. Se tienen canales de sonido con una banda desde 40 Hz a 15 kHz muestreados a una frecuencia de 32 kHz. La conversión analógica-digital se reduce de 14 bits lineales a 11 bit comprimidos (ley A) más un bit de paridad. La velocidad final es de 384 kb/s para cada canal de sonido. Para permitir la operación en estéreo se debe asegurar el muestreo sincrónico. El bit de paridad permite la repetición de la muestra anterior cuando existen errores aislados y la supresión de la señal si se detectan 3 de 4 muestras con error seguidas.

**10- MULTIPLEXOR DE 33 Mb/s:** Permite reunir las distintas señales en una trama. En este caso la trama contiene 2112 bits y una velocidad final de 33.792 kb/s. La trama está distribuida de la siguiente forma:

- 10 bits para el alineamiento de trama y 1 bit final para paridad en la trama.
- 1984 bits para la señal de vídeo (luminancia y crominancia).
- 96 bits para 4 canales de sonido y 3 bits para sincronismo de línea de vídeo;
- 14 bits para datos (teletex) a 224 kb/s y 4 bits para datos a 64 kb/s;

**11- MULTIPLEXOR DE 34 Mb/s:** Téngase en cuenta que la base de tiempo del equipo se sincroniza con la frecuencia de línea de la señal de vídeo. La salida de 34 Mb/s en cambio, se sincroniza con la red de transmisión. Permite la operación plesiócrona del codificador de 33 Mb/s con respecto a la velocidad de 34.368 kb/s de la red de transmisión. Para ello se recurre al proceso de justificación mediante una trama de 1536 bits con la siguiente distribución:

- 10 bits para el alineamiento de trama y 1512 bits para la trama de 33 Mb/s;
- 1 bit para alarma remota; 3 bits reservados.
- 10 bits para control de justificación y 2 bits para justificación positiva.



**Fig 02. Codificación e interpolación para ADPCM y MPEG.**

## COMPRESIÓN DE VIDEO MPEG-ITU

### 2.2- VERSIÓN CON CODIFICADOR DCT

En la Fig 01 se observa un diagrama general donde el CO-DEC es del tipo DCT en lugar de ADPCM. Se trata de un equipo comercial de alta calidad que funciona a 34 Mb/s (marca *Alcatel-Telettra*). Los pasos a desarrollar son:

**1- INTERFAZ Y CONVERTOR.** Con características similares al equipo anterior.

**2- INTERPOLACIÓN:** Este método permite una reducción a la mitad de los pixels a codificar. Supongamos tener 4 muestras contenidas en una línea y denominadas S1.S2.S3.S4. En base a ellas se obtienen los siguientes pixel de imagen de luminancia y crominancia:

$$Y1 = S1 + S3 ; \quad Y2 = S2 + S4;$$

$$C1 = S1 - S3 ; \quad C2 = S2 - S4$$

**3- TRANSFORMADA DISCRETA COSENO DCT:** Permite reducir la tasa de codificación y la velocidad de transmisión. Se divide la imagen en sectores de 8x8 pixels, que denominamos Xij. Los valores de la matriz de 8x8 pixels luego de la DCT se denominan Tmn. El método de codificación DCT convierte una matriz 8x8 puntos Xij en otra Tmn. Como cada punto de la matriz Tmn se calcula en base a toda la matriz de puntos Xij, en Tmn se encuentran los valores mucho más correlacionados que en Xij. Esto permite una codificación final con menor número de bits (reducción de 8 a 4 bits por muestra).

**4- CODIFICADOR VLC (HUFFMAN):** Permite una reducción adicional de la velocidad promedio de transmisión, siguiendo los lineamientos comentados anteriormente.

**5- CODIFICACION FEC:** Permite corregir errores. En particular se usa el código del tipo BCH (511/493), que permite corregir 2 errores por bloque con una relación de tasa de error corregida  $BER_c = 500 \cdot BER_{nc}^3$  ( $BER_{nc}$  es la BER antes de la corrección).

**6- SONIDO Y MULTIPLEXOR.** Con características similares al ítem anterior.

## COMPRESIÓN DE VIDEO MPEG-ITU

### 3- COMPRESION DE IMÁGENES: MPEG

Este ítem complementa la descripción de los métodos de compresión de imágenes. Los mismos son aplicados en variados servicios, desde la TV digital hasta la videoconferencia por Internet. La compresión de imágenes puede ser del tipo sin pérdida de información (*STAC* o *Double Space* usados para expandir la capacidad del *Hard Disk* o *PKZip* para datos en el *Floppy Driver*). O con pérdida de información (JPEG y MPEG)

#### 3.1- CLASIFICACION DE LOS STANDARD

Para aplicaciones de transmisión por enlaces terrestres (radioenlace y fibra óptica) se utilizan codificadores de 34-140 Mb/s. Para enlaces satelitales se recurre a velocidades substancialmente menores (típico entre 1,5 y 6,6 Mb/s), aplicando con mayor énfasis las mismas técnicas ya mencionadas. Las velocidades inferiores admiten varias técnicas alternativas. Desde 1988, el entonces CCITT y la ISO, iniciaron los esfuerzos para obtener normas para compresión de imágenes. El elenco de normas se dispone en la **Tabla 01**.

**Tabla 01. Formatos de compresión de imágenes fijas y en movimiento.**

<b>JPEG</b>	<i>(Joint Photographic Experts Group)</i> para imágenes fijas (fotos, gráficos, rayos X) según ISO-10918. Este tipo de formato (.jpg) permite una sustancial reducción de datos respecto a otros tipos de formatos. Una fotografía típica de este libro ocupa 200 kb/s en formato <b>BMP</b> ( <i>Bit MaP</i> con extensión .bmp) o <b>TIF</b> ( <i>Target Image Format</i> con extensión .tif) y solo 15 kb/s en <b>JPEG</b> (.jpg) o en <b>GIF</b> ( <i>Graphic Interchange Format</i> ). JPEG es similar a MPEG pero no utiliza la correlación entre imágenes (compensación de movimiento); por ello es posible su aplicación para imágenes en movimiento de muy baja velocidad. La calidad de codificación es mejor que MPEG.
<b>MPEG</b>	<i>(Motion Picture EG)</i> se trata de imágenes en movimiento para aplicaciones en multimedia y vídeo comercial; utiliza la compresión por correlación entre tramas (compensación de movimiento). Se disponen de las siguientes variantes: <b>MPEG-1.</b> Nace en 1988 para estandarizar videoconferencia a 1,5 y 2 Mb/s, según ISO-11172 del año 1992. Se aplica a grabaciones en CD-ROM con formato (.mpg). Un tipo de formato distinto es el (.avi) de Microsoft. El MPEG-1 se aplica en ITU-T H.261 y ITU-R Rec.723. <b>MPEG-2.</b> Nace en 1990 para codificar la norma ITU-R Rec.601. Se aplica en vídeo digital comprimido en broadcasting (estándar actual desde 3 a 10 Mb/s). Responde a la norma ISO-13818. <b>MPEG-3.</b> Iniciada en 1992 para aplicaciones de HDTV; luego fue abandonada. <b>MPEG-4.</b> Se inicia en 1994. Originalmente para imágenes de muy baja velocidad, en la actualidad funciona de modelo para cualquier tipo de aplicación futura. Es de interés en sistemas de baja calidad como en los sistemas móviles. Se estima el uso a velocidades hasta 64 kb/s para sistemas móviles o la red PSTN y hasta 2 Mb/s para TV/film. <b>MPEG-7.</b> Normalizado a partir de 1996 se aplicará para funciones de Interfaz para Descripción de Contenidos de Multimedia (catálogos de imágenes, páginas amarillas, radios y canales de TV, etc).
<b>DTV-ATSC</b>	<i>(Digital Television-Advanced TSC)</i> . Este es el formato normalizado por la FCC para la distribución broadcasting de TV que reemplaza a NTSC en el período 1998 hasta 2006.
<b>DVB</b>	<i>(Digital Video Broadcasting)</i> . El DVB es la norma de Europa para aplicaciones similares a ATSC. El proyecto se inició en 1993 y reemplazó al Eureka. Se dispone de formatos para DVB-S(atelite), DVB-C(able) y DVB-T(errestre). Utiliza anchos de banda de 6 y 8 MHz. Como se ha analizado en detalle la norma ATSC en este caso la descripción se limita a señalar las similitudes y des diferencias.
<b>H.320</b>	Norma ITU-T para circuitos de vídeo teléfono y teleconferencia a Px64 kb/s (interfaz abierta).
<b>H.32x</b>	Norma del ITU-T para medios LAN y ATM interactivos, similar a MPEG-2. La codificación de vídeo es H.262.
<b>H.324 POTS.</b>	La videoconferencia para las operadoras POTS utiliza la norma H.324 a 28,8 kb/s con módem V.34; el audio se codifica mediante G.723 y el vídeo mediante H.263/261. El multiplexor es H.223. La norma G.723 trabaja desde 5,3 a 6,3 kb/s con un ajuste dinámico dependiendo de la actividad vocal. Se fundamenta en un algoritmo LPC con tramas de 30 mseg (4x7,5 mseg) utilizando el codec ACELP (2 codebook fijo y adaptativo). La norma H.263 trabaja con sub-QCIF y QCIF.
<b>AVI</b>	<i>(Audio-Video Interleaver)</i> diseñado por Microsoft para CD-ROM con pocos cuadros por segundo y baja calidad.
<b>DVI</b>	<i>(Digital Video Interactive)</i> , similar a AVI pero diseñado por Intel.

## COMPRESIÓN DE VIDEO MPEG-ITU

### NORMA JPEG.

Desde 1967 la ISO ha buscado un algoritmo común para compresión de imágenes fijas. En la actualidad el algoritmo JPEG lleva el número ISO-10918. El concepto es dividir la imagen en bloques de 8x8 pixel y comprimir los datos para reducir la capacidad de memoria de almacenamiento necesaria.

En JPEG se aplican las siguientes técnicas generales:

-La digitalización se realiza mediante un scanner en bloques de imágenes de 8x8 pixel. La reducción de redundancia utiliza la descorrelación de datos mediante el uso de una transformada reversible DCT. Se aprovecha también la reducción y codificación de la entropía para minimizar el número promedio de bits de codificación (codificación Huffman).

-La imagen que se divide en bloques de 8x8 pixel se digitaliza en una componente de luminancia de 16 niveles por pixel. Se codifica la matriz de datos en **DCT** obteniendo coeficientes de frecuencia. Esta matriz genera 2 secuencias de coeficientes **Ac** y **Dc**. La matriz se lee en zig-zag para reordenarla en forma lineal desde el extremo superior izquierdo. Se determinan entonces coeficientes **Ac** decrecientes. Permite ordenarlos en forma decreciente de importancia. La lectura en zig-zag de los coeficientes DCT se aplica también en MPEG y las normas derivadas.

-Se codifica a continuación en forma diferencial (coeficientes **Dc** respecto a la matriz anterior). Los coeficientes se dividen por 10 y se aproxima al entero más cercano. Por último se efectúa la codificación VLC (Huffman) y se obtiene de esta forma la señal definitiva.

### NORMA MPEG.

Este estándar ISO es del año 1990 y descansa en la reducción de la redundancia temporal entre tramas (**MCT**) y la redundancia espacial en la misma trama (**DCT**). En ITU-T se aplica el mismo concepto que en ISO. Se disponen las variantes MPEG-1 (ISO/IEC 11172) y MPEG-2 (ISO/IEC 13118). El MPEG-3 para HDTV ha perdido interés en la actualidad y emerge a partir de 1999 para menores velocidades MPEG-4. MPEG sirve como referencia para las normas I-ITU y DTV de la FCC.

Las principales características son:

-La variante denominada **MPEG-1** con velocidad de 1,15 y 1,5 Mb/s es aplicable para video-game y CD-ROM. La resolución (líneas/cuadros) es de 240/30 para NTSC; 288/25 para PAL y Secam.

-En **MPEG-2** se tiene en cuenta aplicaciones de calidad VHS, PAL y HDTV. Se tiene previsto el funcionamiento en multimedia **ATM** con celdas de 2 prioridades. El funcionamiento es aceptable aun con tasas de pérdida de celdas de  $10^{-4}$ .

-MPEG utiliza un cuadro de tipo **CIF** (H.261 en la **Fig 03**) de 352 x 288 pixel. Para más detalles ver la descripción más adelante. La crominancia tiene la mitad de pixel y de líneas (176 x 144). Se efectúa un sub-muestreo de tipo (4:2:0) con refresco de cuadros de 25 Hz. Se utilizan imágenes predictivas que incrementan en el retardo de codificación (600 mseg).

-MPEG aplica **DCT**, **VLC** y la compensación de movimiento **MCT** (**Fig 03**). Cada macrobloque puede tener predicción: *Intra*, *Forward-Predicted*, *Backward-Predicted*, *Average* (**Fig S2-01**). El codificador DCT tiene entrada de niveles (-255, +255) y salida (-2047, +2047). **MCT** se aplica sobre los macrobloques en tanto que **DCT** se aplica sobre los bloques. La salida del codificador se aproxima con una tasa 1/10.

**EJEMPLO DE APLICACIÓN.** En las conexiones de TV mediante satélite se ha difundido la codificación digital de baja velocidad mediante algoritmos derivados de MPEG. Generalmente mediante una codificación propietaria del fabricante se puede encontrar codificadores a 6,6 o 3,3 Mb/s. En las aplicaciones comerciales se encuentran variantes significativas. Una de ellas adopta un cuadro de 480 líneas y 368 pixel/línea. Se aplica la técnica DCT y compensación de movimiento. Adopta una tasa de 4,36 Mb/s y 1,95 para las componentes de vídeo y 200 kb/s para el audio en estéreo. La modulación adoptada en la QPSK y se obtienen anchos de banda de 3 y 6 MHz ocupados en el transponder satelital. El equipo desarrollado por *Oak/C-Cube/Leitch* se basa sobre un *chip* CL450 del tipo **MPEG**. El chip es originalmente usado para CD-ROM interactivo posee una relación de compresión máxima de 30:1. Para aplicaciones satelitales se requiere una banda de 4,8 MHz para 6,2 Mb/s; pudiendo trabajar a la mitad de velocidad.

### 3.2- COMPRESION DE IMÁGENES EN MPEG

La compresión de imágenes involucra los siguientes procesos (ver **Fig 04**):

-Formato de pantalla: **CIF** para 4:3 o **HDTV** de 16:9.

-Codificación Diferencial mediante predicción y transformada compensación de movimiento: **MCT**.

-Interpolación de imágenes entre las de referencia y las de compensación de movimiento.

-Transformada discreta coseno **DCT** sobre bloques de 8x8 pixel.

-Codificación Huffman de longitud variable: **VLC**.

## COMPRESIÓN DE VIDEO MPEG-ITU

A continuación se describen algunos de estos procesos, la transformada DCT y la codificación VLC se pueden encontrar en el ítem 2 de este mismo trabajo.

**FORMATO DE CUADRO CIF** (*Common Intermediate Format*). El concepto de formato CIF pretende superar las diversas normas analógicas en cuanto a número de líneas y puntos. Téngase en cuenta que en tanto en el formato analógico la separación entre pixel vertical y horizontal es distinto (por ello la matriz de 8x8 pixel se ve como un rectángulo) en el formato digital la separación es la misma. Esta interfaz común se aplica en las distintas variantes MPEG y ITU-T. El formato CIF sigue los siguientes lineamientos (ver la **Fig 03**):

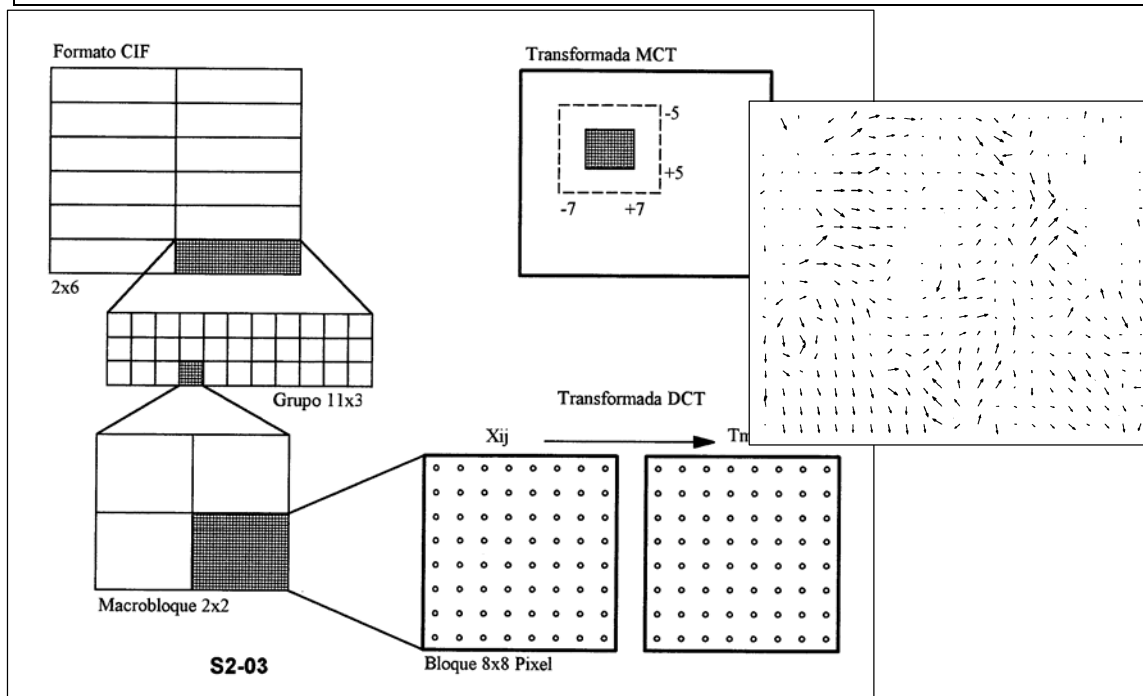
- El CIF se basa en un cuadro de 288 líneas y de 30 cuadros/seg (alternativas 15-10-7,5).
- La frecuencia de muestreo es de 6,75 MHz.
- Se obtienen 352 muestras de luminancia y 176 muestras de crominancia por línea.
- La imagen se divide en **Bloques** de 8 líneas con 8 muestras luminancia (8x8 pixel) y 4 x 4 muestras de crominancia.
- Los bloques se agrupan en **Macrobloque** (4 bloques de luminancia y 2 de crominancia para 8x8 pixel de crominancia).
- Con 11 macrobloques de ancho y 3 de altura se obtiene un **Grupo de Bloque**.
- Con 2 grupos de ancho y 6 de altura se obtiene la **imagen CIF**.
- Solo H.261 tiene previsto el cuadro mitad **QCIF** (mitad de pixel y líneas), se aplica en videoteléfono Px64 kb/s.
- Las características de la señal CIF y QCIF se indican en la **Tabla S2-02**.

**Tabla 02: Características principales de codificación a baja velocidad H.261.**

Denominación	CIF	QCIF
Señal	Y - CR,CB	Y - CR,CB
Pixel/Línea	352 - 176	176 - 88
Línea/Imagen	288 - 144	144 - 72
Posibles Imagen/seg	30, 15, 10, 7,5	30, 15, 10, 7,5
Velocidad Mb/s	36, 18, 12, 9	9, 4,5, 3, 2,3

**Tabla. Velocidades requeridas para aplicaciones comerciales.**

Norma	Pixel	JPEG	MPEG-2	H.261
CIF	352 x 288	3 a 8 Mb/s	1,15 a 3 Mb/s	VHS
QCIF	176 x 144	---	---	Px64 kb/s
CCIR 601	720 x 486	15 a 25 Mb/s	5 a 10 Mb/s	PAL
HDTV	1920 x 1080	60 a 100 Mb/s	20 a 40 Mb/s	HDTV



**Fig 03. Formato de pantalla CIF y compensación de movimiento.**



## COMPRESIÓN DE VIDEO MPEG-ITU

**INTERPOLACION DE IMÁGENES.** La interpolación de imágenes permite reducir la cantidad de imágenes que son codificadas. Algunas de las imágenes son usadas de referencia y otras son el resultado de interpolación.

Se adoptan 3 tipos de imágenes (**Fig 03**):

-Intraframe (cuadro **I**). Se trata de cuadros con compresión moderada para usarlas como referencia. No poseen predicción temporal de movimiento MCT como en el caso de las imágenes intermedias. Posee solo compresión espacial mediante codificación DCT.

-Imagen Predictiva (cuadro **P**). Se codifica en base al I anterior (compensación MCT) y sirve para el P siguiente.

-Imagen interpolada (cuadro **B**). Calculada en base a las imágenes I y P anteriores y posteriores. El B no se transmite. Una posible secuencia de imágenes es (I0-B1.B2.B3-P1-B4.B5.B6-P2-B7.B8.B9) (**Fig 02**). Se trata de un cuadro de referencia I cada 12 cuadros. El cuadro P1 se calcula en base a I0 y el P2 en base a P1. Los cuadros B1.B2.B3 se calculan en base a I0 y P1; los B4.B5.B6 en base a P1 y P2 y B7.B8.B9 en base a P2 e I0.

-La interpolación tiene una tasa de 1/2 o 1/3 (número de cuadros B). Se denomina actividad *Backware* y *Forware*.

**COMPENSACION DE MOVIMIENTO MCT** (*Motion Compensation Transform*). Este método permite compensar los cambios de posición de las imágenes con un corrimiento (*offset*) pequeño (máximo un macrobloque). Consiste en una comparación con el macrobloque de la imagen anterior en el tiempo (predicción interframe). Se verifica la adaptación con un macrobloque que posee un *Offset*. El offset es un corrimiento sobre los ejes x-y para estimar los corrimientos de la imágenes. La transformada DCT trabaja sobre un bloque mientras que la MCT trabaja sobre el macrobloque.

Las particularidades de MCT son (**Fig 03**):

-MCT se aplica en la predicción diferencial mediante un proceso multi-etapas. Para seleccionar el macrobloque con menor diferencia se efectúan 3 pasos comparativos.

-Por ejemplo:

Primer paso:	9 posibilidades con offset máximo es	(±4 pixel en el eje-x) y (±4 en el eje-y).
Segundo paso:	8 posibilidades con offset máximo es	(±2 pixel en el eje-x) y (±1 en el eje-y).
Tercer paso:	2 posibilidades con offset máximo es	(±1 pixel en el eje-x) y (±0 en el eje-y).
Resultado	El desplazamiento máximo es de	(±7 pixel en el eje-x) y (±5 en el eje-y).

-Son posibles otras diferentes formas de aproximaciones sucesivas al macrobloque más adaptado. La predicción se basa en el análisis de menores diferencias. Se obtiene entonces el vector de movimiento que identifica al macrobloque más adaptado. El vector se codifica y se transmite junto con la matriz 8x8. MPEG dispone de 1 o 2 vectores de acuerdo con el tipo de MCT aplicado.

## COMPRESIÓN DE VIDEO MPEG-ITU

### 3- NORMAS PARA IMÁGENES ITU-T.

En la **Tabla 03** se indican los sistemas definidos para comunicaciones multimediales en el ITU-T. Las mismas son analizadas a continuación.

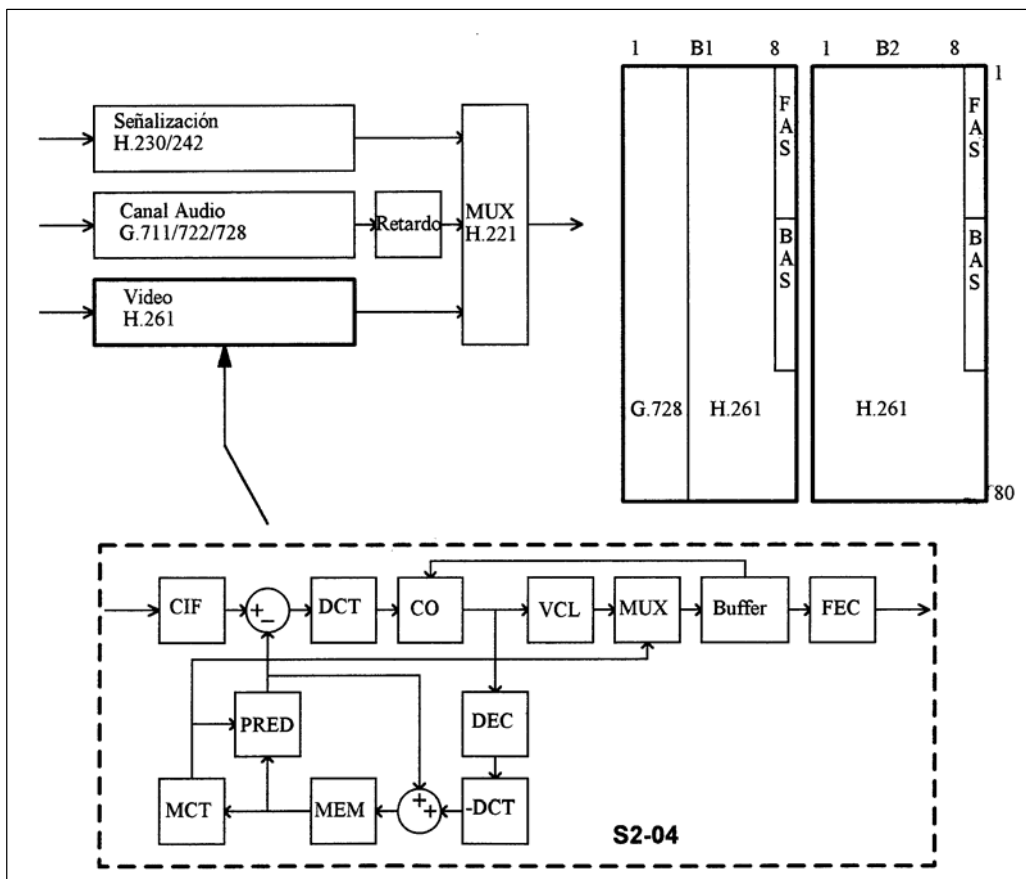
**Tabla 03: Normas para conferencias multimediales del ITU-T**

Norma ITU-T	Año	Aplicación	Vídeo	Audio	Múltiplex	Control
H.320	1990	ISDN	H.261	G.711	H.221	H.242
H.324	1995	POST	H.263	G.723	H.223	H.245
H.323	1996	LAN	H.261/263	G.711	H.225	H.245
H.310/321	1996	ATM	H.262	MPEG-1	H.222	H.245

#### 3.1- ITU-T H.320.

Se trata de tecnologías referidas como velocidades **Px64 kb/s** para video-teléfono. El estándar cubre desde 64 a 2048 kb/s con un retardo inferior a 150 msec. Se señala un protocolo de conectividad internacional que permite la comunicación entre aparatos de distinta producción y compatible con ISDN. La norma **ITU-T H.320** involucra las siguientes funciones (ver la **Fig 04**):

- H.261 para la señal de vídeo;
- G.721/722/728 para sonido;
- H.221 para el entramado de datos;
- H.230 para el control y
- H.242 para la señalización.



**Fig 04. Procesamiento de vídeo mediante H.320.**

Se determinan los componentes del sistema de videoteléfono conectado a una central privada o desde un acceso ISDN a 2x64 kb/s. El algoritmo de codificación de vídeo se indica el H.261; el algoritmo de audio en AV.250; el control de

## COMPRESIÓN DE VIDEO MPEG-ITU

sistema en H.242 (señalización dentro de banda) y H.230 (intercambio de tramas de control); el multiplexor de las 3 señales anteriores en H.221 y el adaptador hacia la red en I.400.

Se disponen de 3 posibilidades (el complemento a 128 kb/s se usa para señalización):

-56 kb/s de audio según G711      68,8 kb/s de vídeo según H.261.

-48 kb/s de audio según G722      76,8 kb/s de vídeo según H.261.

-16 kb/s de audio según G718      108,8 kb/s de vídeo según H.261.

**ITU-T H.261.** Sus particularidades son:

-El proceso de codificación es del tipo MPEG. El diagrama se muestra en **Fig 04**. Se aplica el Formato Común Intermedio **CIF** de 352 pixel de luminancia por línea. Se define también el **QCIF** de 176 pixel (mitad de CIF) para sistemas de baja velocidad de acceso. Se llama formato intermedio debido a que es una mezcla de PAL, Secan y NTSC.

-Una primer etapa de codificación ADPCM usa predicción **MCT** (estimación y compensación del movimiento). La información obtenida se codifica mediante la transformada **DCT** y **VLC** (Huffman). VLC se define en H.261; en MPEG se aplica un subset de H.261 combinado con CLC. El codificador de salida posee un número de niveles cuánticos ajustable de acuerdo con el estado del buffer de VLC. El retardo producido por el buffer y VLC se introduce sobre el canal de sonido para compensar la diferencia.

-La trama de salida (H.221) involucra los datos codificados y el vector MCT de compensación de movimiento. Se utiliza un codificador FEC del tipo BCH para la corrección de errores. **ITU-T H.221** determina la trama de los canales de **videoteléfono** a **64 kb/s**. Ambos canales del acceso ISDN (B1-B2) poseen 64 kb/s. La trama dispone de 80 Bytes. Se tienen señales para alineamiento de trama **FAS** y para señalización **BAS (Fig 04)**. El canal de señalización permite la transacción de velocidad y aplicaciones.

### 3.2- ITU-T H.120/324

**ITU-T H.120.**

Hace referencia al codificador para **videoconferencia** trabajando a **2048 kb/s**. Sus características son:

-Se trata de un sistema de 625 líneas con 50 cuadros/seg. Se dispone de un canal de audio a 64 kb/s y otro de datos con operación en dúplex.

-El muestreo de **luminancia** es de 5 MHz y la codificación a 8 bit/pixel. El predictor toma en cuenta el promedio de dos pixel. Se usa el pixel anterior en la misma línea y el posterior de la línea superior. Se codifica en 4 bits y luego en longitud variable de 2 a 9 bits. Cuando la memoria buffer se satura se introduce un submuestreo de línea y cuadro. La **chrominancia** se muestrea a 1 MHz, con codificación DPCM y VLC. El predictor equivale al punto anterior en la misma línea.

-El entramado de datos lleva el código de sincronismo de línea y cuadro. Se efectúa una corrección de errores mediante el código FEC del tipo **BCH(4095,4035)**. La tasa de error se reduce desde  $10^{-4}$  a  $10^{-8}$ .

**ITU-T H.324**

Esta norma incluye la codificación H.263 para la señal de vídeo. El objetivo de **ITU-T H.263** es mejorar la calidad de H.261. Esta norma es coherente con **MPEG-4** desarrollado por ISO. Formalmente utiliza las mismas técnicas de compresión de imagen con 5 a 15 imágenes/seg. MPEG-4 utiliza estimación de movimiento para la compensación entre tramas. Por otro lado, la posición de marcas de resincronismo son periódicas en lugar de estar colocadas luego de un bloque no-periódico.

La estructura de grupos de bloques difiere en H.263 y H.261. Se define la imagen CIF con 288 líneas y 352 pixel de luminancia (la mitad para chrominancia). De esta imagen se encuentran las estructuras 4CIF y 16CIF con el doble y el cuádruple de líneas y pixel y las imágenes QCIF con la mitad de ambas.

H.324 permite la interactividad entre terminales PC-multimediales, módem de voz-datos, *Browsers* de WWW con vídeo en vivo, videoteléfonos, sistemas de seguridad, etc. Permite la conexión mediante la red telefónica convencional:

-Utiliza un módem full-duplex **V.34** a velocidad de 28.800 o 33.600 b/s, pudiendo operar a menor velocidad.

-La compresión de datos es del tipo **V.42** y el protocolo de módem es el **LAPM**.

-La codificación vocal se realiza mediante **G.723** a una velocidad de 5,3 o 6,4 kb/s (trama de 30 mseg).

-El retardo total entre extremos para el canal de audio es cercano a 97,5 mseg debido al procesamiento.

-Llega a 150 mseg con los buffer de jitter y de multiplexación, sin contar el tiempo de propagación.

## COMPRESIÓN DE VIDEO MPEG-ITU

### 3.3- ITU-T H.323

Esta tecnología permite la transmisión en tiempo real de vídeo y audio por una red de paquetes. Es de suma importancia ya que los primeros servicios de voz sobre protocolo Internet (**VoIP**) utiliza esta norma. En la versión 1 del protocolo H.323v1 del año 1996 se disponía de un servicio con calidad de servicio (**QoS**) no garantizada sobre redes LAN. En la versión 2 del año 1988 se definió la aplicación VoIP. Una versión 3 posterior incluye el servicio de fax sobre IP (**FoIP**) y conexiones rápidas entre otros.

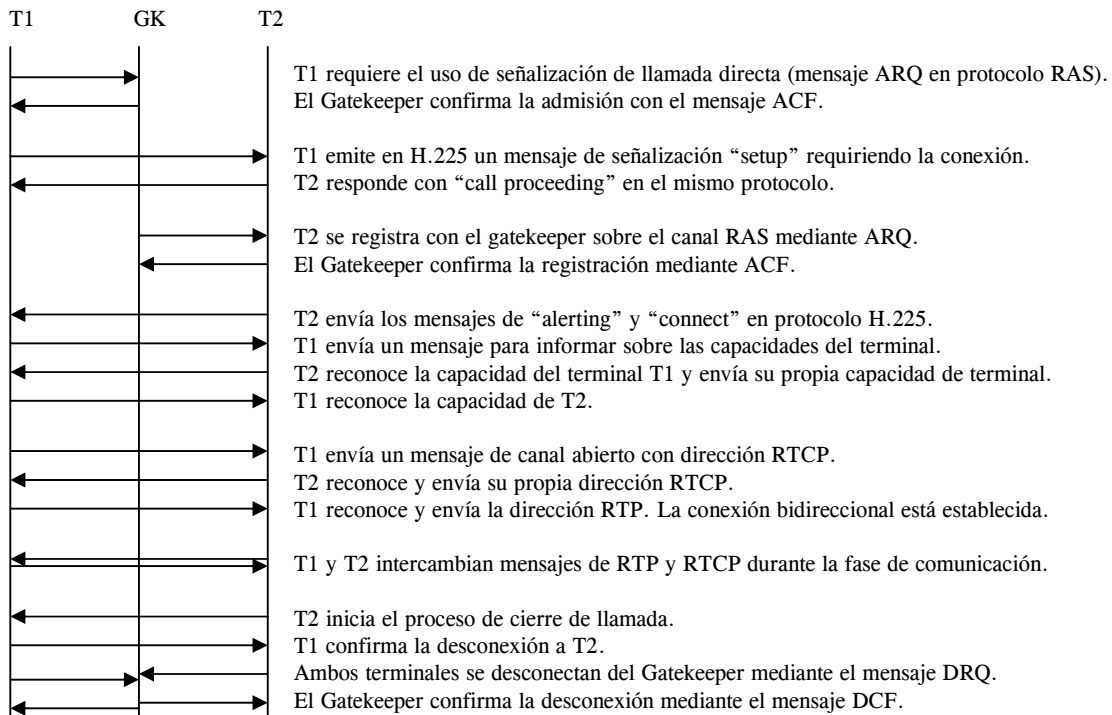
Los componentes del servicio H.323 son los siguientes:

- Terminal: se realiza en forma bidireccional en tiempo real; se trata de una PC o un equipo a medida.
- Gateway: provee la conectividad entre la red H.323 y otra distinta (PSTN por ejemplo).
- Gatekeeper: es el centro de control para el procesamiento de la llamada, direccionamiento, autenticación, gestión de ancho de banda, tarifación, etc). El Gatekeeper debe realizar la traslación de dirección IP a la E.164 de la red telefónica. El proceso de admisión utiliza mensajes de protocolo RAS, requerimiento de admisión, confirmación y rechazo de admisión.
- Unidad de control multipunto: para realizar conferencias entre varios usuarios.

Los protocolos especificados por H.323 para efectuar las funciones entre componentes son los siguientes:

- Codificación de audio: G.711 a velocidad de 64 kb/s; G.722 para 48, 56 y 64 kb/s; G.728 para 16 kb/s y G.729 para 8 kb/s.
- Codificación de vídeo: de acuerdo con **H.263**.
- Protocolo **RAS** (*Registration, Admission and Status*) según H.225 para la comunicación entre terminal, gateway y gatekeeper. Sirva para registración, control de admisión, control de ancho de banda, estado y desconexión.
- Señalización de llamada: para establecer la conexión y desconexión mediante protocolo H.225.
- Señalización de control: mediante protocolo H.245 para comandos, indicaciones, control de flujo, gestión de canales lógicos, etc.
- Protocolo **RTP** (*Real-Time Transport Protocol*): usado con UDP/IP para identificación de carga útil, numeración secuencial, monitoreo, etc. Trabaja junto con **RTCP** (*RT Control Protocol*) para entregar un feedback sobre la calidad de la transmisión de datos.

**PROCEDIMIENTO DE COMUNICACION.** Se describe a continuación el procedimiento de conexión, comunicación y desconexión de una llamada mediante H.323. Intervienen dos terminales T1 y T2 y el Gatekeeper en el centro.



# TELEVISIÓN DIGITAL: ATSC y DVB

Referido a las señales de televisión comercial y a la codificación digital. Sobre el procesamiento ATSC y DVB.

## 1- SEÑALES DE VIDEO

### 1.1- SISTEMAS DE TV ANALOGICOS

Las primer aplicación de las imágenes de TV se basaron en los trabajos de **J.Baird**-1929 para la BBC. La primer aplicación para transmisión en **broadcasting** se realizó en Alemania en 1935 con una imagen compuesta de 180 líneas; un año después en Inglaterra se realizó mediante una imagen de 405 líneas. La TV se difunde desde la década de los años 50. Se ensayaron sistemas con 525 líneas en USA, 819 líneas en Francia y 405 en Inglaterra.

Posteriormente pudieron normalizarse tres sistemas denominados:

- NTSC:** *National Television System Committee*
- PAL:** *Phase Alternation Line*
- SECAM:** *Systeme Electronique Couleur Avec Memoire*

Nota: El NTSC funciona desde 1941 en blanco y negro y desde 1954 en color. Los sistemas europeos convergieron a 625 líneas, recomendado por el CCIR-1970 (actual ITU-R). Las características principales presentadas en forma comparativa de los sistemas se muestran en la **Tabla 01**.

**Tabla 01: Sistemas de televisión comercial para broadcasting.**

<i>Sistema</i>	<i>NTSC</i>	<i>PAL</i>	<i>SECAM</i>
Líneas por trama	525	625	625
Campos por seg	60	50	50
Banda luminancia MHz	4,2	5	6
Banda crominancia MHz	2x3,58	2x4,43	
Funcionamiento desde	1941/54	1967	1967

**COMPONENTES DE LA SEÑAL DE VIDEO.** La imagen se obtiene desde 3 componentes de color R (Rojo), G (verde) y B (azul). Donde R,G,B son las señales primarias precorregidas mediante la función Gamma. La señal de **luminancia Y** es una combinación lineal determinada por (**ITU-R Rc.624**):

$$Y = 0,299.R + 0,587.G + 0,114.B$$

En cuanto hace a las **componentes de crominancia** y la modulación adoptada se encuentran diferencias entre sistemas.

#### **Sistema NTSC.**

Componentes de crominancia:  $I = -0,27.(B-Y) + 0,74.(R-Y)$   $Q = 0,41.(B-Y) + 0,48.(R-Y)$

La señal de crominancia se envía como 2 subportadoras de color en cuadratura con modulación AM (QAM); donde M es la señal compuesta de color (**ITU-R Rc.624**).

$$M = Y + Q.(\text{sen } \omega t + 33^\circ) + I.(\text{cos } \omega t + 33^\circ) \text{ con } \omega t = 3,579 \text{ MHz}$$

#### **Sistema PAL.**

Componentes de crominancia:  $U = 0,493.(B-Y)$   $V = 0,877.(R-Y)$

Los campos por segundo en el caso PAL y SECAM se encuentran entrelazados. En el caso PAL se envía 2 subportadoras con fase alternada.

$$M = Y + U.(\text{sen } \omega t) \pm V.(\text{cos } \omega t) \text{ con } \omega t = 4,434 \text{ MHz}$$

La versión **PAL-N** es usada en Argentina, Paraguay y Uruguay con la subportadora de color en 3,58 MHz.

#### **Sistema SECAM**

Componentes de crominancia  $R = -1,9.(R-Y)$   $B = 1,5.(B-Y)$

Se determinan 2 subportadoras alternadas por línea con descripción:

$$M = Y + G.(\text{cos } \omega t_R + R) \text{ con } \omega t_R = 4,406 \text{ MHz}$$

$$M = Y + G.(\text{cos } \omega t_B + B) \text{ con } \omega t_B = 4,250 \text{ MHz}$$

## TELEVISIÓN DIGITAL: ATSC y DVB

### 1.2- SISTEMAS DE TV DIGITALES

Al inicio de la década de los años 80 en el Japón (ITU-R año 1985) se define por primera vez la televisión de alta definición **HDTV** (*High Definition TV*). Mediante el proyecto Eureka EU95 (ITU.R-1987) se determina una norma Europea para dicho sistema. En USA la FCC solicita en 1990 la entrega de propuestas para HDTV. En 1995 se debe decidir en 5 propuestas que cumplen las condiciones de compatibilidad con NTSC. Los dos sistemas estandarizados hasta el momento (**MUSE** = *Multiple-Sub-Nyquist Sampling Encoding*; **MAC** = *Multiplexed Analogue Components*) contienen 1125 y 1250 líneas en cada cuadro, respectivamente (el doble de las usadas en los sistemas NTSC y PAL/Secam).

En la **Tabla 02** se identifican las características principales de MUSE y MAC. El número de campos por segundo es de 60 y 50 Hz, asociado con la frecuencia de las fuentes de alimentación. Se compatibiliza de esta forma el número de líneas y de cuadros con la TV. El formato de la imagen es mayor que la TV normal. Corresponde a una relación entre el ancho horizontal y el vertical de la imagen de 16:9 en la HDTV, frente al valor de 4:3 de TV. Lo cual responde a una imagen de cine.

**Tabla 02: Comparación entre los sistemas de HDTV analógicos.**

Denominación	Origen	Sistema	Líneas/Cuadro	Relación H:V	Frecuencia	Frec línea
MUSE	Japón	1125/60	1035	16:9	60 Hz	33,75 kHz
MAC	Europa	1250/50	1152	16:9	50 Hz	62,5 kHz

**Formatos de imagen para DTV de ATSC.**

Tamaño de Imagen	Relación de Imagen	Frame/seg
1920Hx1080V	16:9	30-24
1280Hx720V	16:9	60-30-24
704Hx480V	16:9 o 4:3	60-30-24
640Hx480V	4:3	60-30-24

La televisión HDTV digital ha generado dos normas similares. La **DTV** (*Digital TeleVision*) en USA incorpora varios procesos de compresión de imágenes: modelado perceptual, estimación de movimiento jerárquico, compensación de movimiento bidireccional. El canal de audio utiliza el sistema Dolby AC-3. Se utiliza la modulación **VSF** (*Vestigial Side-Band*) con codificación Trellis y FEC del tipo Reed-Solomon. Los formatos de imágenes se indican en la **Tabla 02**. En todos los casos la distribución de pixel es cuadrado. La velocidad de trama es opcionalmente reducida en 1000/1001 a 59,94-29,97-23,976.

Para el mismo tipo de aplicación broadcasting en Europa se preparó la norma **DVB** (*Digital Video Broadcast*) basado también en MPEG-2 pero con diferente compresión de sonido y esquema de transmisión. DVB posee formato de 1920x1080 pixel.

## TELEVISIÓN DIGITAL: ATSC y DVB

### 2- SISTEMA DTV-ATSC.

#### 2.1- INTRODUCCION.

El proceso se inicia en 1973 cuando la **NHK** (*Nippon Hoso Kyokai*) inicia el desarrollo de un sistema de 1125/60 líneas y cuadros. Al inicio de la década de los años 80 en el Japón (ITU-R año 1985) se define por primera vez la televisión de alta definición **HDTV** (*High Definition TV*). Mediante el proyecto Eureka EU95 (ITU.R-1987) se determina una norma Europea para dicho sistema. Los dos sistemas estandarizados al inicio de los `90 eran **MUSE** (*Multiple-Sub-Nyquist Sampling Encoding*) de Japón y **MAC** (*Multiplexed Analogue Components*) en Europa contienen 1125 y 1250 líneas en cada cuadro respectivamente (el doble de las usadas en los sistemas NTSC y PAL/Secam). En 1984 los juegos olímpicos de USA fueron transmitidos por Japón en su norma MUSE.

Japón había logrado una importante ventaja en TV de alta definición analógica, por ello la FCC de USA decidió en 1987 crear la comisión ATSC para asesorarla en televisión avanzada: formato HDTV y transmisión digital. En 1993 se revisaron los resultados y la industria forma la **GA** (*Grand Alliance*) que en 1994 selecciona los mejores elementos de las distintas propuestas presentadas en ATSC y los resultados es elevan en 1995 a la FCC. En 1997 la FCC tomó la decisión de pasar del sistema NTSC al **ATSC-DTV** (*Digital TeleVision*) que incorpora el formato HDTV digitalizado en base al MPEG-2. En el año 2006 el sistema NTSC desaparecerá de acuerdo con las normas actuales.

Para el mismo tipo de aplicación broadcasting en Europa se preparó la norma **DVB** (*Digital Video Broadcast*) basado también en MPEG-2 pero con diferente compresión de sonido y esquema de transmisión. El desarrollo de DVB se inició en 1993 y posee formato de 1920x1080 pixel. Esta norma dio por terminado el proyecto Eureka.

DTV incorpora varios procesos de compresión de imágenes derivados de MPEG-2: modelado perceptual, estimación de movimiento jerárquico, compensación de movimiento bidireccional. El canal de audio utiliza el sistema Dolby AC-3. Se utiliza la modulación **VS**B (*Vestigial Side-Band*) con codificación Trellis **TCM** y FEC del tipo Reed-Solomon. El objetivo de diseño ha sido ocupar la misma banda de 6 MHz que ocupaba NTSC con anterioridad.

#### 2.2- PROCESAMIENTO DE LA INFORMACION EN ATSC.

A continuación se enumeran las distintas etapas de procesamiento de la información de imagen y audio hasta llegar a la señal compuesta de vídeo de 6 MHz de ancho de banda. La secuencia sigue los lineamientos de las Fig 01/02/03.

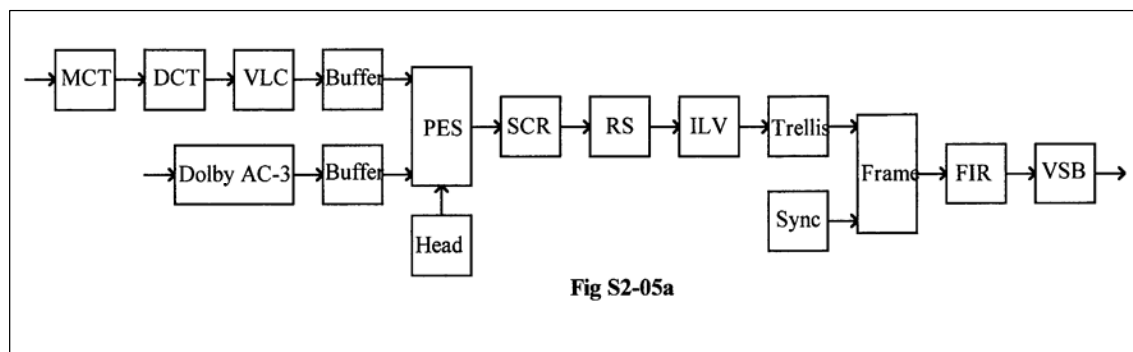


Fig S2-05a

**Fig 01. Diagrama general de codificador ATSC.**

**1- FRECUENCIA DE BARRIDO.** Los estudios llevados a término para la industria del cine habían llevado la velocidad de cuadro a 24 Hz. Para la televisión de Europa se tomó 25 Hz derivado de la frecuencia de línea eléctrica de 50 Hz. En USA este valor es de 30 Hz derivado de la frecuencia de línea de 60 Hz. Par evitar causas de disturbios en el scanner y el procesamiento de la señal, el valor de 30 Hz se pueden reducir en el 0,1% a 29,97 Hz.

**2- FORMATO DE IMAGEN.** Se disponen de varios tipos de formatos de imagen entre ellos el 1920x1080. Esto genera una estructura del tipo 16:9. Otros formatos son el 1280x720 y el 704x480. En la estructura de la televisión actual 4:3 se tiene el formato 640x480. El sistema de codificación de vídeo requiere que el número de líneas en el área de imagen sea un múltiplo de 32 para el formato entrelazado y de 16 para el no-entrelazado. Por ello el caso de 1080 líneas verticales el resultado es 1088 líneas de

**Formatos de imagen para DTV de GA.**

Tamaño de Imagen	Relación de Imagen	Frame/seg
1920Hx1080V	16:9	30-24
1280Hx720V	16:9	60-30-24
704Hx480V	16:9	60-30-24
640Hx480V	4:3	60-30-24

## TELEVISIÓN DIGITAL: ATSC y DVB

las cuales 8 líneas no se utilizan.

**3- COMPONENTES DE LUMINANCIA Y CROMINANCIA.** Las componentes de luminancia  $Y'$  y crominancia  $Cb'$  y  $Cr'$  se soportan sobre los colores básicos  $G'-R'-B'$ . Se trata de:

$$Y' = 0,701.G' + 0,212.R' + 0,087.B'$$

$$Cb' = 0,500.B' - 0,384.G' - 0,116.R'$$

$$Cr' = 0,500.R' - 0,445.G' - 0,550.B'$$

**4- MUESTREO.** El tipo de muestreo se escribe como 22:11:11 (corresponde al valor múltiplo de 3,375 MHz) para la producción de imágenes de HDTV. Esto corresponde a 74,25 MHz para luminancia  $Y$  y 37,625 MHz para cada componente de crominancia  $R-Y$  y  $B-Y$ . Cada 4 muestras de luminancia se tienen dos de crominancia, una de  $R-Y$  y otra de  $B-Y$ . Las muestras restantes de crominancia son interpoladas.

El resultado final para la emisión en broadcasting a 6 MHz de ancho de banda utiliza la codificación MPEG-2 que agrupa las muestras en bloques de 8x8. Los bloques son organizados en macrobloques de 2x2 bloques. Esto permite obtener 16x16 muestras de luminancia y 8x8 de crominancia.

**5- COMPRESION DE IMAGEN MPEG-2.** Se trabaja con macrobloques (2x2 bloques). La tasa de compresión de imágenes es del orden de 50:1; desde 1 Gb/s a 20 Mb/s. La codificación utiliza las técnicas de MPEG-2. En MPEG solo se establecen la sintaxis y la semántica dejando la implementación a cada aplicación. Se trata de un modelo de referencia que utiliza las siguientes técnicas:

-Definición de imágenes de tipo interframe I, predictiva P y interpolada B.

-Codificación de redundancia espacial mediante la transformada **DCT**.

-Codificación de redundancia temporal. Compensación de movimiento **MCT** (*Motion Compensation Transform*).

**Frame I-P-B.** La interpolación de imágenes permite reducir la cantidad de imágenes que son codificadas. Algunas de las imágenes son usadas de referencia y otras son el resultado de interpolación.

-Intraframe (cuadro **I**). Se trata de cuadros con compresión moderada para usarlas como referencia.

-No poseen predicción temporal de movimiento MCT como en el caso de las imágenes intermedias.

-Posee solo compresión espacial mediante codificación DCT.

-Imagen Predictiva (cuadro **P**). Se codifica en base al I anterior (compensación MCT) y sirve para el P siguiente.

-Imagen interpolada (cuadro **B**). Calculada en base a las imágenes I y P anteriores y posteriores.

-La secuencia de imágenes es: I-B-P-B-P-B-P-B-P-B-P-B. Periódica cada 12 imágenes.

**MCT.** Es un método que permite compensar los cambios de posición de las imágenes con un corrimiento (*offset*) pequeño. Consiste en una comparación con el macrobloque de la imagen anterior en el tiempo (predicción interframe). El offset es un corrimiento sobre los ejes x-y para estimar los movimientos de las imágenes.

-MCT se aplica en la predicción diferencial mediante un proceso multi-etapas.

-Para seleccionar el macrobloque con menor diferencia se utiliza algún algoritmo de aproximaciones sucesivas simple.

-Se obtiene entonces el vector de movimiento que identifica al macrobloque más adaptado.

-El vector se codifica y se transmite junto con la matriz 8x8.

-MPEG dispone de 1 o 2 vectores de acuerdo con el tipo de MCT aplicado.

**DCT.** Es un método de codificación que convierte una matriz 8x8 puntos  $X_{ij}$  en otra  $T_{mn}$ . Cada punto de la matriz  $T_{mn}$  se calcula en base a toda la matriz de puntos  $X_{ij}$ . En la matriz transformada  $T_{mn}$  se encuentran los valores mucho más correlacionados que en  $X_{ij}$ . Esto permite una codificación final con menor número de bits. La matriz 8x8 resulta ser el valor óptimo como velocidad de cálculo y des-correlación de coeficientes. De esta forma, un error en la transmisión de los datos  $T_{mn}$  se difunde en toda la matriz  $X_{ij}$  de recepción.

En la codificación ADPCM los errores se observan como un granulado de puntos en la pantalla. En la DCT los errores se distribuyen en la matriz de 8x8 pixel y son prácticamente imperceptibles a la visión humana. En transmisiones de baja calidad (exceso de reducción de velocidad o mucha BER) se observan distorsiones por rectángulos (el rectángulo es el resultado de la matriz 8x8, o múltiplos de ella, distribuida con la diferencia de definición entre puntos horizontales y líneas verticales).

El codec DCT se fundamenta en una representación similar a la frecuencia. Se denominan frecuencias normalizadas o coeficientes de transformada. El ojo humano es sensible en distinta forma a los coeficientes y por ello pueden ser tratados de distinta manera. Los coeficientes se encuentran des-correlacionados y solo unos pocos son importantes. Los coeficientes de la matriz se leen en zig-zag oblicuo desde el ángulo superior-izquierdo. Solo se transmiten los coeficientes que superan cierto umbral. El buffer de salida selecciona el proceso de cuantificación para mantener una velocidad constante y reducir el retardo.

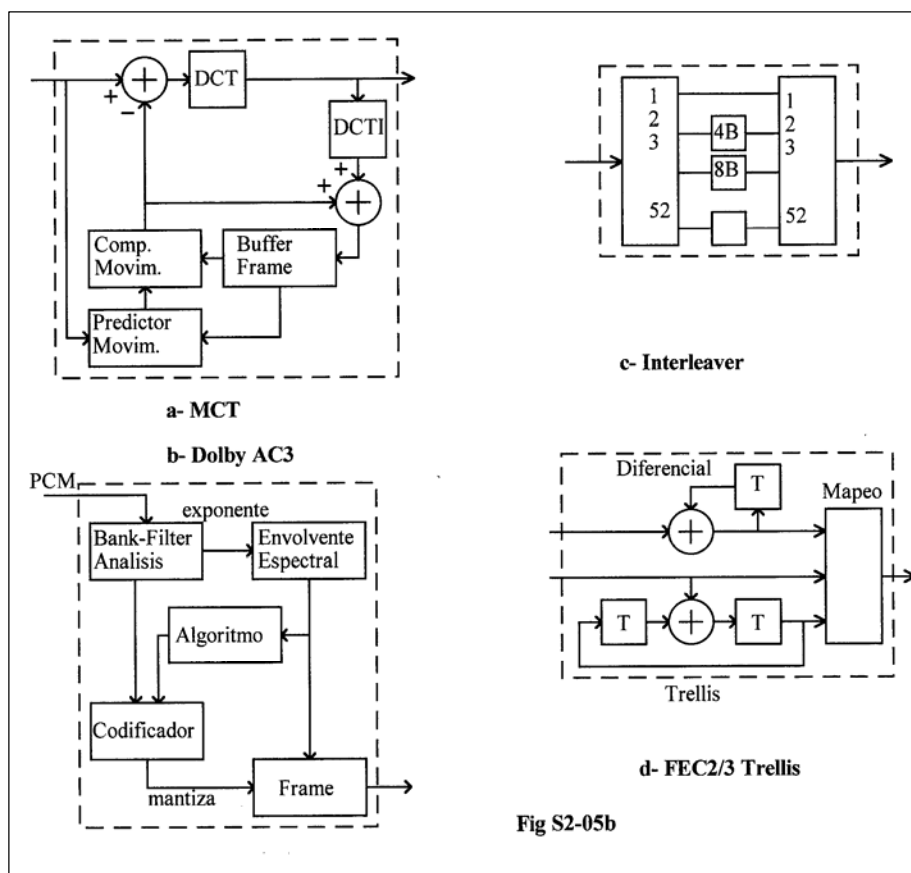


## TELEVISIÓN DIGITAL: ATSC y DVB

**6- CODIFICACION VLC Y BUFFER.** La salida del codificador DCT se lee en zigzag desde el coeficiente superior derecho. Se codifican los coeficientes distinto de cero y la cantidad de coeficientes igual cero (*Run Length Coding*). Se agrega un código de final de bloque **EOB** (*End-Of-Block*). El codificador Huffman colocado a continuación permite asignar a las secuencias de mayor probabilidad un menor número de bits. Debido a que la salida de este codificador no es una velocidad constante se requiere un buffer de datos que regule la salida a una velocidad constante. En DTV el tamaño del buffer es de 8 Mbits. Cuando el buffer está por superar su capacidad (*Overflow* o *Underflow*) se procede a cambiar los umbrales de cuantificación.

**7- CODIFICACION DE AUDIO.** La Codificación de la señal de audio se denomina **AC-3** (*Audio Compresor*). Las características generales del proceso son las siguientes (**Fig 02**):

- Son 6 canales: izquierdo, central y derecho; izquierdo y derecho *Surround* y **LEF** (*Low Frequency Enhancement*).
- El ancho de banda es de 3Hz-20 kHz con excepción del LEF que tiene 120 Hz para efectos especiales de baja frecuencia.
- La frecuencia de muestreo es de 48 kHz. La codificación se realiza en forma uniforme a 16 bits.
- Trabaja en el dominio de la frecuencia debido a que permite una mejor compresión psicoacústica.



**Fig 02. Diversos codificadores para ATSC.**

Los pasos de codificación para la reducción de la velocidad son:

-Banco de filtro de análisis:

- Ingresan 256 muestras de audio y se convierte desde el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia.
- Se utiliza una variante de **FFT** (*Fast Fourier Transform*) que permite remover el 100% de la redundancia.
- Se disponen de 256 coeficientes de frecuencia.

Cada uno de los coeficientes es representado en notación exponencial (con valor máximo 1): mantisa y exponente.

-Codificación de envolvente espectral:

- Los exponentes de la notación anterior se codifican para obtener la envolvente espectral.
- Esta información alimenta una rutina que determina la cantidad de bits necesarios en la codificación de la mantisa.
- Esta rutina se basa en un modelo psicoacústico para determinar la S/N óptima para cada coeficiente de frecuencia.

-Cuantificación de mantisa.

Cada mantisa se codifica desde 0 a 16 bits de acuerdo con el algoritmo anterior.

## TELEVISIÓN DIGITAL: ATSC y DVB

-Formación de la trama AC-3:

La información de la envolvente espectral y de la mantisa de los 6 canales de audio se ingresan en una trama.

Esta trama contiene 1536 muestras de audio; son 6 canales de audio por 256 muestras.

Contiene además información de sincronismo para alineamiento **SI** (*Sybc Information*); información de servicio indicando el tipo de codificación utilizado **BSI** (*Bit Stream Information*); y paridad para control de errores del tipo CRC-16.

**8- FRAME VIDEO+AUDIO.** Se trata de formar paquetes denominados **PES** (*Packetized Element System*). Este tipo de formato fue definido para aplicaciones de memoria digital. La longitud del paquete es variable con un máximo de  $2^{16}$  Bytes. Contienen la siguiente información:

-3 Bytes	de inicio de paquete.
-1 Byte	para identificar el tipo de paquete.
-2 Bytes	para indicar la longitud total del paquete.
-2 Bytes	para indicadores de campos adicionales.
-1 Byte	para indicar la longitud del encabezado del PES.
-N Bytes	para encabezado del PES.
-M Bytes	para el bloque de datos del paquete.

**9- SCRAMBLER.** Permite la distribución de potencia en el espectro (**Fig 03**). Sus características son:

-Es del tipo sincrónico: se inicializa con el campo de datos de 1656 bits.

-No aleatoriza la información de sincronismo y los campos de FEC.

-El polinomio generador es:  $X^{16} + X^{13} + X^{12} + X^{11} + X^7 + X^6 + X^3 + X + 1$ . Período de repetición de  $2^{16}-1$ .

-Desde este generador se obtienen 8 bits en paralelo (1 Byte) desde los siguientes valores:  $X^{14}$ ;  $X^{13}$ ;  $X^{12}$ ;  $X^{11}$ ;  $X^7$ ;  $X^4$ ;  $X^3$ ;  $X$ .

-Estos se utilizan para la aleatorización de los datos (Byte en paralelo) a ser transmitidos.

**10- FEC RS(207,187).** Este sistema dispone de dos algoritmos de corrección de errores simultáneos: FEC convolucional asociado a la modulación Trellis y FEC a bloques del tipo Reed-Solomon. El FEC convolucional se encuentra luego del codificador Interleaver.

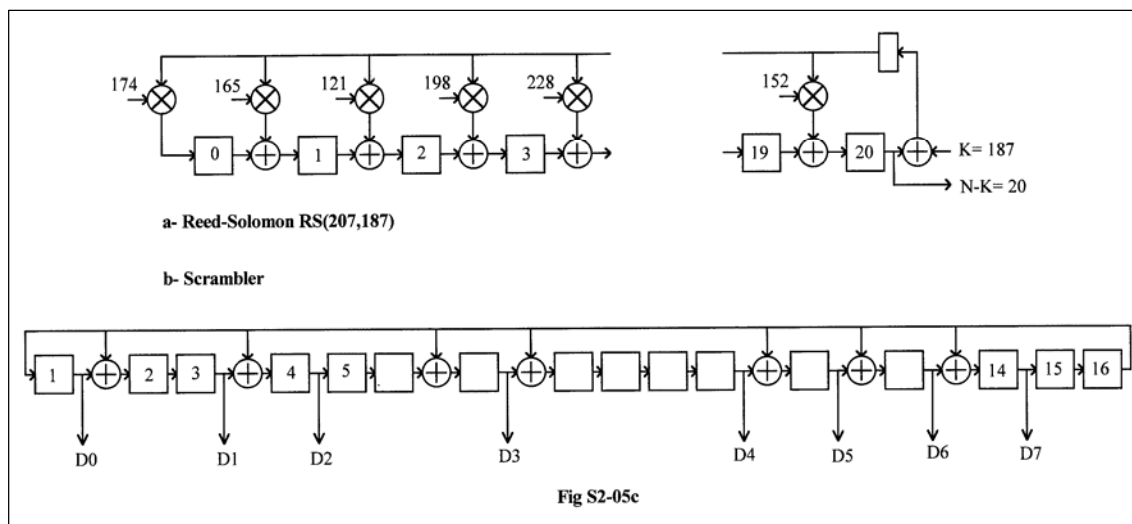
El FEC de tipo Reed-Solomon RS(207,187) cumple con la siguiente estructura (**Fig 03**):

-Cada 187 bytes de datos se calculan 20 bytes de FEC. Se obtienen 207 bytes en total.

-El procesamiento (producto y suma) es por byte en paralelo (módulo 256).

-Los bytes de paridad se calculan mediante la siguiente expresión:

$$X^{20} + 152.X^{19} + 185.X^{18} + 240.X^{17} + 5.X^{16} + 111.X^{15} + 199.X^{14} + 6.X^{13} + 220.X^{12} + 212.X^{11} + 150.X^{10} + 69.X^9 + 36.X^8 + 187.X^7 + 22.X^6 + 228.X^5 + 198.X^4 + 121.X^3 + 121.X^2 + 165.X + 174$$



**Fig 03. FEC y Scrambler para el codificador ATSC.**

**11- INTERLEAVER.** Este codificador permite reducir el efecto de las ráfagas de error y facilitar la corrección de errores mediante el FEC RS. Sus características principales son (**Fig 02**):

-Se trata de un interleaver del tipo convolucional sincronizado con inicio del campo de datos.

## TELEVISIÓN DIGITAL: ATSC y DVB

- Solo los datos son intercalados.
- Trabaja sobre la base de 52 segmentos paralelos y con retardo relativo entre segmentos de 4 Bytes. Total 208 Bytes.
- El interleaver introduce un retardo de 4 mseg.

### 12- CODIFICADOR TRELIS. Este codificador incluye 3 etapas (Fig 02):

- Entrada de dos bits en paralelo. Se codifica en forma diferencial una de las líneas de datos.
- La otra línea de datos permite obtener la codificación convolucional. El resultado son 3 datos en paralelo: FEC-2/3.
- Los datos son mapeados en un símbolo de 8 estados (000 = -7, 001 = -5, -3, -1, +1, +3, +5, 111 = +7).
- La secuencia de datos mapeados llegarán a un modulador de 8 estados.
- El codificador Trellis tiene incorporado un Interleaver para mejorar las prestaciones frente a ráfagas de errores.
- Opera con 12 codec Trellis idénticos en paralelo de forma que la salida extrae un símbolo de cada uno de ellos.
- El codificador trellis FEC-2/3 no se utiliza para la tasa de datos de 38,6 Mb/s (16-VSB) pero el FEC-RS es el mismo.

**13- FRAME DATA.** Se trata de formar una trama que contiene los datos codificados más la información de sincronismo, la cual se utiliza para alineamiento y para training del equalizador autoadaptativo de recepción.

#### TRAMA.

- La trama de datos (*Frame*) puede imaginarse como una matriz con altura total de 2x313 segmentos (2x24,2 mseg).
- Cada segmento tiene un ancho de 832 símbolos (cada símbolo son 3 bits) y una duración de 77,3 µseg.
- Los 4 primeros símbolos de cada segmento son de Sincronismo (*Sync Segment*).
- La secuencia es: 001 110 110 001 = +5, -5, -5, +5.
- Los segmentos 1 y 314 llevan 828 símbolos de campo de sincronismo (*Field Sync*).
- Los restantes segmentos llevan 828 símbolos (total 207 Bytes) de información de datos.

#### SINCRONISMO.

- La señal de Field Sync se una secuencia que contiene los siguientes símbolos:

-511 símbolos	de secuencia PN511. Sirve como training del equalizador.
-3x63 símbolos	con secuencia PN63. La secuencia central está invertida.
-24 símbolos	para el modo VSB.
-104 símbolos	reservados.
-12 símbolos	de precódigo.

**14- FILTRO FIR (*Finite Impulse Response*).** Este filtro es del tipo coseno realzado y permite recortar el espectro a ser emitido. Se realiza mediante circuitos lógicos con el formato transversal lineal. La pendiente Rolloff del filtro permite una caída de 3 dB a 310 kHz. La tasa de símbolos (3 bit/símbolo) de entrada al filtro es 10,76 MHz. La salida está recortada a 6 MHz.

**15- MODULACION VSB.** Es la modulación la responsable de colocar la señal digital dentro de la banda de 6 MHz asignada. Se puede acomodar 19,28 Mb/s mediante la modulación 8-VSB y 38,56 Mb/s mediante 16-VSB. El modulador recibe desde el filtro una señal de 6 MHz de ancho de banda y es modulada en 8 estados de amplitud. Entrega una **IF** (*Intermediate Frequency*) al equipamiento de broadcasting. Trabaja con una frecuencia piloto en 310 kHz para una mejor adquisición en recepción en condiciones de ruido.

Este tipo de modulación 8-VSB permite trabajar a 14,9 dB de S/N lo cual determina una **SER** (*Segment Error Rate*) de  $1,93 \times 10^{-4}$ . Esto equivale a 2,5 segmentos errados por segundo que es el umbral subjetivo de visibilidad de errores.

**16- SEÑAL COMPUESTA.** Se utiliza un pre-equalizador en el transmisor para reducir la intermodulación del amplificador. Tomando una muestra de la señal en el circuito de antena. Se trata de un circuito transversal lineal de 80 etapas del tipo feed-forward. Cada etapa está espaciada en 93 nseg. Como la etapa de referencia esta centrada permite una corrección en un rango de  $\pm 3,7$  µseg.

El espectro NTSC y ATSC ocupan en ambos casos 6 MHz. Sin embargo, mientras NTSC dispone de una portadora de luminancia, una portadora de crominancia y otra de sonido (múltiplex FDM), el ATSC solo posee una portadora suprimida y una señal piloto para referencia. Las informaciones de luminancia, crominancia y audio se multiplexan en TDM. El espectro ATSC ocupa una banda efectiva desde 0,31 MHz hasta 5,69 MHz, con un total de 5,38 MHz.

**17- CLOCK DE SISTEMA.** La base de temporización del sistema es un reloj de 27 MHz. Permite generar las frecuencias de vídeo y de audio, así como las necesarias para procesamiento de la información.

## TELEVISIÓN DIGITAL: ATSC y DVB

### 3- NORMA DVB.

El **DVB** (*Digital Video Broadcasting*) es la norma de Europa para aplicaciones similares a ATSC. El proyecto se inició en 1993 y reemplazó al Eureka. Se dispone de formatos para DVB-S(atelite), DVB-C(able) y DVB-T(errestre). Utiliza anchos de banda de 6 y 8 MHz. Como se ha analizado en detalle la norma ATSC en este caso la descripción se limita a señalar las similitudes y des diferencias.

Las particularidades del diagrama a bloques son las siguientes:

-DVB posee las siguientes funciones a bloques, similares en muchos casos a ATSC:

.Interfaz de entrada con separación de componentes y digitalizador.

.La compresión de vídeo y audio es la MPEG-2. Un scrambler SCR asegura la distribución espectral.

.Codificadores: FEC RS(204-188), etapa interleaver Outer, codificador FEC convolucional, interleaver Inner.

.Luego de la codificación FEC se procede al mapeado de símbolos Trellis y la trama de transmisión.

.Se utiliza una codificación OFDM y una banda de guarda.

.Se filtra la señal mediante un FIR, se modula (QPSK, 16-QAM o 64QAM) y se envía a la interfaz del transmisor.

-La modulación depende de la tasa del FEC convolucional (posibles 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 o 7/8).

-La trama de transmisión contiene las siguientes informaciones (**Fig 04**):

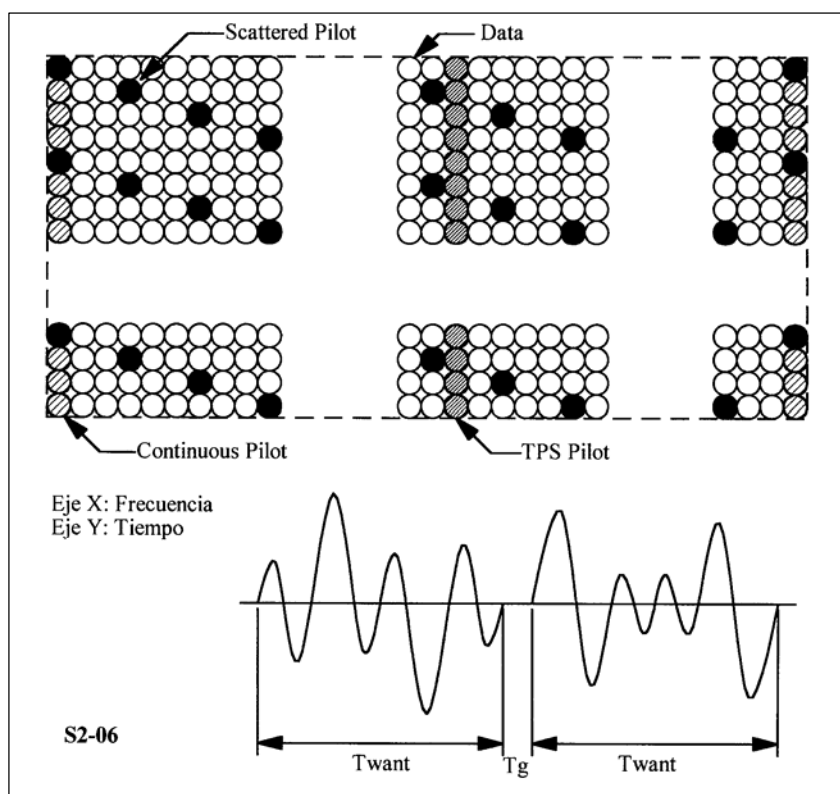
.Los datos de vídeo y audio codificados en MPEG-2 con codificación SCR, FEC e interleaver.

.Dos tipos de señal piloto para sincronismo de tiempo (*Scattered*) y frecuencia (*Continuous*) del receptor.

.Señal con parámetros de transmisión **TPS**: velocidad de guarda, tasa de FEC convolucional, tipo de modulación.

-La codificación de la señal de audio utiliza la compresión de MPEG-2 similar a Dolby AC3.

-La frecuencia de muestreo del audio es de 32, 44 y 48 kHz. La velocidad de codificación está entre 32 y 384 kb/s.



**Fig 04. Método de modulación para el sistema DVB.**

**COFDM** (*Codec Orthogonal Frequency Division Multiplex*). En DVB se utiliza este método de codificación especial que es utilizado también en el sistema **DAB** (*Digital Audio Broadcasting*).

Las principales características son:

-Cada grupo de N bits de datos de banda base se transmite sobre portadoras individuales separadas en frecuencia (FDM).

-En la **Fig 04** el eje horizontal muestra N frecuencias en una banda de 6 u 8 MHz.

-El tiempo se divide en intervalos de multiplexación ( $T_{want}$ ) que corresponde a N intervalos de bits (símbolo de N bits).

## TELEVISIÓN DIGITAL: ATSC y DVB

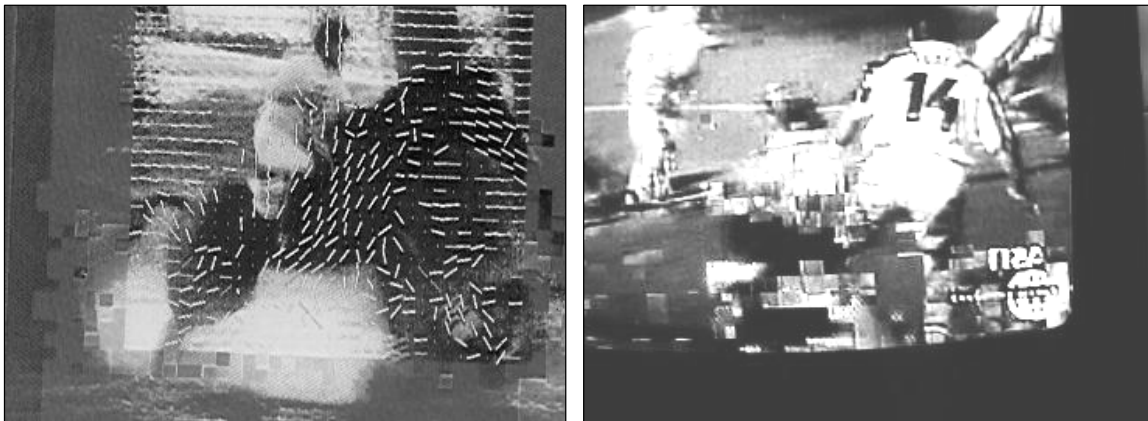
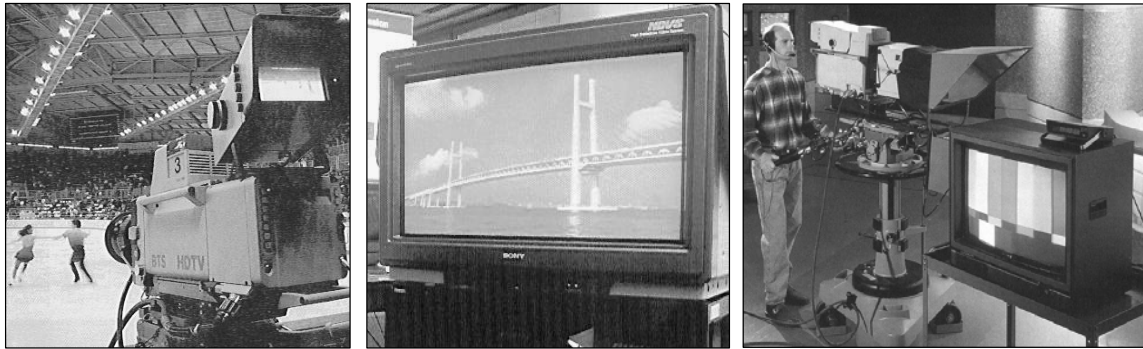
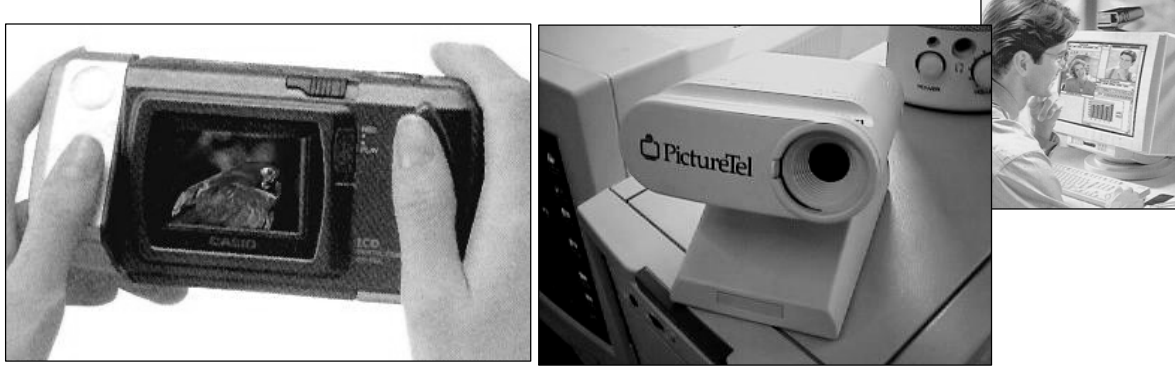
- Cada uno de los  $N$  bits codifica a una frecuencia distinta ( $S_0, S_1, \dots S_N$ ).
- La presencia o no de la frecuencia  $S_i$  depende del valor del bit a ser codificado.
- El resultado de la sumatoria es una forma de onda particular para cada secuencia de  $N$  bits (ver la figura).
- Esta codificación es resistente al fading selectivo por caminos múltiples y a interferencias de banda angosta.
- Para lograr este efecto el valor de  $N$  ( $T_{want}$ ) debe ser de duración lo suficientemente alta (cerca de 1 mseg).
- Para reducir el efecto de las reflexiones (interferencia intersímbolo) se coloca entre 2 símbolos una banda de guarda ( $T_g$ ).

Por ejemplo. La banda de guarda  $T_g$  debe ser de 0,2 mseg si la separación entre receptor y transmisores terrestres cercanos es de 60 km. Esto determina un espaciamiento entre frecuencias  $S_i$  de 1,25 kHz. En una banda de 8 kHz se requieren entonces 6000 señales  $S_i$ . En cambio con un  $T_g$  de 0,05 mseg el número de  $S_i$  se reduce a 1500 y puede ser realizado mediante circuitos más económicos. La selección de  $T_{want}$  y  $T_g$  es la clave del sistema.

La señal **TPS** (*Transmission Parameter Signaling*) transporta información sobre las selecciones que se han realizado. Entre ellas se encuentra el tipo de codificador convolucional FEC y la modulación adoptada, así como el tiempo de guarda. Para poder demodular correctamente esta señal TPS ocupa una frecuencia  $S_i$  en forma permanente. También las señales piloto de temporización (*Scattered Pilot*) y frecuencia (*Continuous Pilot*) ocupan frecuencias fijas

## TELEVISIÓN DIGITAL: ATSC y DVB

**LAMINA.** Cámara digital JPEG, cámara para vídeo mediante Internet o ISDN. Debajo se muestran fotografías de una cámara y un televisor para HDTV-analógico a inicios de los noventa y un estudio DTV de 1998. Las fotografías inferiores: la primera indica el vector compensación de movimiento en una imagen de equitación (en la Fig S2-03 se muestra un diagrama de vectores) y la segunda el efecto de los errores sobre los bloques de 8x8 pixel (distorsión rectangular) en una transmisión internacional por satélite de la RAI-Italia.



# CONMUTACIÓN TELEFÓNICA

Se analiza el funcionamiento de las centrales de conmutación telefónica para servicios digitales.

## 1- GENERALIDADES

La historia comienza cuando **H.Vaughan**-1959 en **Bell Labs** desarrolla el embrión de los centros de conmutación digitales con técnica PCM denominado proyecto Essex. En ese momento se piensa por primera vez en la posibilidad de integrar la conmutación y la transmisión y se descubren las dificultades inherentes a dicho proyecto. En la red analógica de telefonía (existente desde 1880 para el canal de 4 kHz de ancho de banda) se habían integrado algunos servicios digitales. En 1962 se inicia el tráfico a velocidad T1 en USA; en Argentina el primer sistema se instaló en 1972 a velocidad E1. El primer centro digital instalado por ATT fue en 1976 (central **4ESS Electronic Switching System**).

El ITU-T (antes CCITT) se ocupa desde 1968 de los servicios integrados y en 1971 el **Grupo de Estudio SG XI** propone el término *Integrated Service (Digital) Network*. La opinión casi generalizada indicaba que la palabra Digital era redundante ya que la única manera de realizar una red con servicios integrados es mediante la técnica digital. Por ello la palabra digital aparecía primero entre paréntesis, el cual luego se perdió sin mayores explicaciones. En 1984 se inaugura las **Recomendaciones Serie I** para la ISDN.

Hasta 1988 no se logró una adhesión total a estas velocidades. Por ejemplo, en Japón se usaba 88 kb/s (B=64 kb/s, D=8 kb/s y 16 kb/s de datos) y en Inglaterra 80 kb/s (B=64 kb/s, D=8 kb/s y 8 kb/s para datos). A partir de dicho año se logra un estándar mundial uniforme de 144 kb/s. Así, las Bell Operating Companies introdujeron la ISDN en USA a 64 kb/s en 1986 y a partir de 1989 ofrece los servicios ISDN del tipo 2B+D. El primer país en introducir ISDN fue Francia en 1988 y en Latinoamérica fue Colombia en 1992. Los primeros proveedores de equipos capaces de demostrar la capacidad de ISDN fueron Siemens, ATT, Northern Telecom y NEC.

La ISDN nació como idea basada en los siguientes **conceptos fundamentales**:

- Evolución a partir de la red digital existente.
- Utilización de la red de abonado actual.
- Interfaces normalizadas con el usuario.
- Intercambiabilidad de terminales de usuario.
- Plan de numeración único para todos los servicios.
- Aplicación del sistema de señalización N<sup>o</sup>7.

La ISDN, desde el punto de vista del modelo de interconexión de sistemas abiertos de 7 capas, ocupa la capa 1 para los datos y las capas 1 a 4 para la señalización.

**INTERFAZ V.5.** Se trata de una interfaz diseñada en ETSI (aprobada en ITU-T) para la conexión abierta entre los centros locales **LE (Local Exchange)** y los equipos de acceso (multiplexores E1). Previamente se usaban interfaces de tipo propietarias que no soportaban los servicios de ISDN. De esta forma se libera la dependencia de un solo proveedor de equipos de conmutación y de acceso, logrando una interfaz de gestión común.

Se disponen de dos tipos de interfaz V.5. La interfaz V5.1 es una interfaz estática que permite llevar directamente al centro de conmutación las líneas E1 provenientes desde un multiplexor (concentrador de abonados conectado mediante una red SDH en fibras ópticas, por ejemplo). Esto permite eliminar la demultiplexación a la entrada de la central y la conexión mediante líneas a frecuencia vocal **VF**. La interfaz V5.2 es dinámica que permite operar mediante 16 líneas E1 en paralelo. Una diferencia entre V5.1 y V5.2 es que esta última introduce una concentración en la red de acceso.

# CONMUTACIÓN TELEFONICA

## 2- CENTRO DE CONMUTACIÓN ISDN

### 2-1. LA RED DE CONMUTACIÓN

El centro de conmutación se puede clasificar en centro local **CL** y de tránsito (nacional primario **CP**, secundario **CS** y terciario **CT** o internacional **CI**). El centro local posee la conexión del usuario y hacia la red; en cambio los centros de tránsito se encuentran en medio de la red. La gran diferencia entre ambos tipos de centro es la señalización utilizada: **SS7** entre centros y **DSS1** con el usuario.

El centro de conmutación consta de una red de conexiones permanentes (espaciales) y temporales manejadas por un procesador. La arquitectura del procesador puede ser centralizada (un único procesador central para toda la red de conmutación) o distribuida (varios pequeños procesadores distribuidos en la red de conmutación). La red de conmutación posee una estructura T-S-T consistente en dos tipos de unidades de conmutación básicas: la conmutación temporal y espacial. La **red de conmutación espacial** es una matriz de puntos  $N \times K$  que se cierran mediante una compuerta en cada punto. Es posible el acceso entre cualquier entrada  $N$  hacia cualquier salida  $K$ . Previo al uso de circuitos integrados los elementos usados en la matriz eran puntos mecánicos accionados por relé (centrales de conmutación electro-mecánicas automáticas). El procesador central gobierna el cierre de la compuerta adecuada.

La **red de conmutación temporal** es una conexión "virtual" entre la entrada y la salida. Se trata de memorizar los intervalos de tiempo de una trama de 2 Mb/s (30 Byte) en una memoria *Buffer* y extraerlos de dicha memoria en una orden distinto. De esta forma la información contenida en el intervalo de tiempo puede llevarse a la posición de otro intervalo. Se trata de una permutación de intervalos de tiempo sobre tramas de 2 Mb/s.

El tipo de red de conmutación T-S-T es el usado para la técnica denominada **conmutación de circuitos**, donde la conexión entre la entrada y la salida en la red se considera permanente durante la duración de la comunicación. Para servicios de datos el centro debe adoptar la posibilidad de **conmutación de paquetes**. Se trata de una conexión virtual de forma que la conmutación se efectúa para cada paquete de datos individual. De esta forma un usuario de datos X.25 o Frame Relay puede acceder al nodo de conmutación mediante los canales B o D de la ISDN.

**ESTRUCTURA T-S-T.** La red de conmutación de 3 etapas TST sin bloqueo (acceso desde cualquier entrada a cualquier salida sin importar la carga de tráfico) fue planteada por **C.Clos-1953** en la BellLabs. La estructura consta de los siguientes elementos:

**-ETAPA T.** El número de entradas totales a la red de conmutación TST es  $N$ . Se dispone de  $N/n$  etapas de conmutación temporal  $T$  en paralelo. cada una de ellas tiene  $n$  entradas y  $k$  salidas.

**-ETAPA S.** El número de etapas de conmutación espacial  $S$  es  $k$ . Cada una de ellas posee  $N/n$  entradas y  $N/n$  salidas.

**-ETAPA T.** El número de etapas es  $N/n$ . Cada una con  $k$  entradas y  $n$  salidas. El número total de salidas es  $N$ .

Clos probó que para no tener bloqueo se debe cumplir con  $k=2n-1$ . Por otro lado verificó que al separar en etapas TST o TSSST se permite una reducción considerable en el número de puntos de cruce cuando la cantidad de entrada y salidas  $N$  es muy elevado. Por ejemplo: una central de 10000 líneas ( $N$ ) con solo conmutación espacial ( $S$ ) requiere  $10^8$  puntos de cruce para no tener bloqueo y con la configuración TST requiere  $5,6 \cdot 10^6$  puntos de cruce. Por esta razón es que los centros de conmutación electromecánicos poseen un grado de concentración importante para reducir el número de puntos de cruce y admiten el bloqueo.

Como la conmutación temporal ( $T$ ) requiere una memorización de los intervalos de tiempo de tramas, el retardo introducido es importante. De allí que se fraccione la red en TST. La misma muchas veces se la dibuja plegada T-S, siendo la red  $T$  tanto la entrada como salida de canales.



# CONMUTACIÓN TELEFONICA

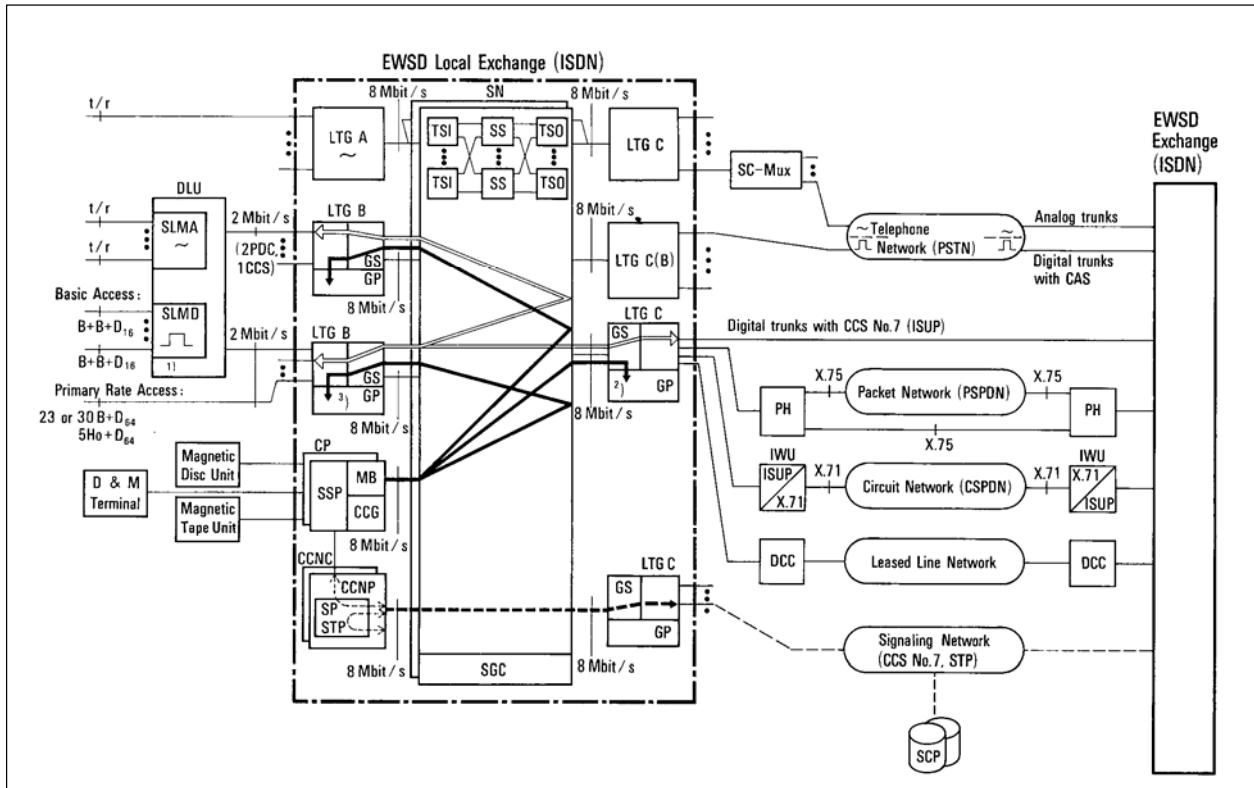
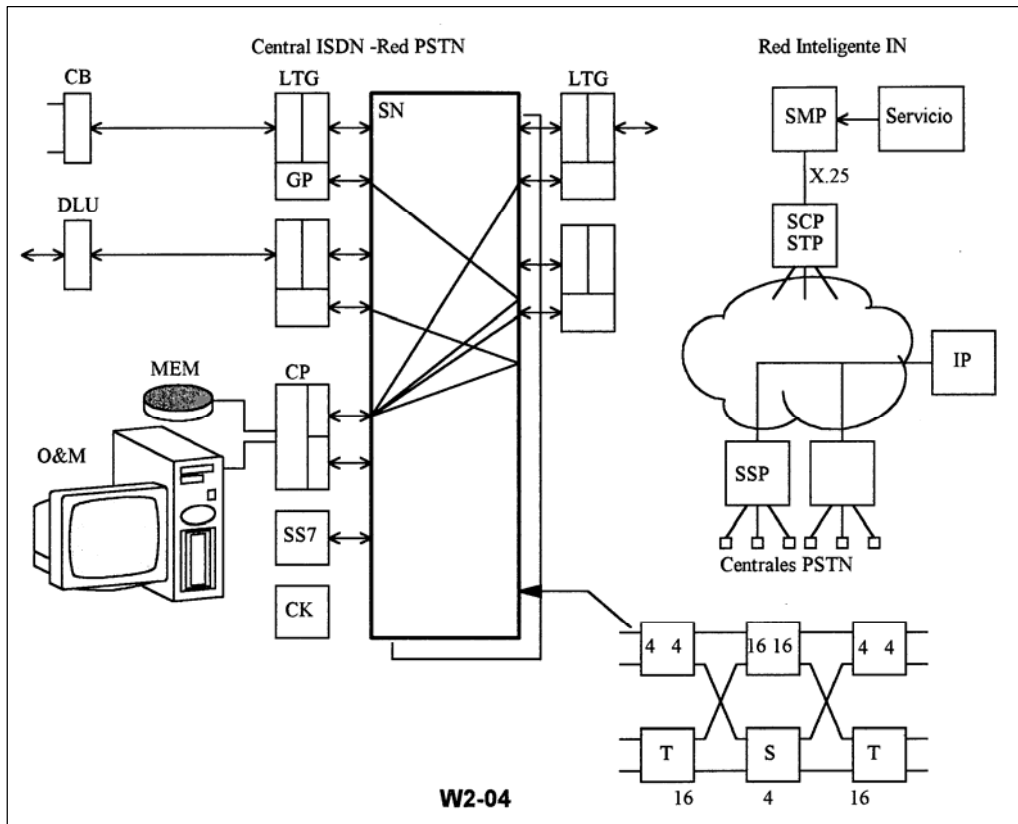


Fig 01. Diagrama a bloques de las centrales de conmutación para ISDN.



## CONMUTACIÓN TELEFONICA

### 2.2- CENTRO DE CONMUTACIÓN -CENTRAL EWSD-

**EWSD** (*Elektronisches Wahl System Digital*). Un centro de conmutación local adaptado para servicios ISDN requiere de una actualización (*upgrade*) de hardware y de software. En la **Fig 01** se muestra un diagrama a bloques de la central EWSD de Siemens. Los siguientes elementos constituyen el centro de conmutación local:

- Las unidades de línea para la conexión de usuarios ISDN.
- La red de conmutación que efectúa la conexión entre una entrada y salida.
- Las líneas troncales que permiten la interconexión de centros de conmutación entre si.
- El procesador central que gobierna la red de conmutación.
- Los módulos para la señalización usuario-red e intercentrales.
- Las memorias de programa y de datos (tráfico).
- El reloj central para temporización de la red.
- El centro de control, operación y mantenimiento.

**UNIDADES DE LINEA.** El ingreso de usuarios a la red de conmutación se efectúa en forma digital. Por tal razón, los usuarios con aparatos telefónicos analógicos deben ser digitalizados (PCM mediante ley A) en la entrada de la central. Los usuarios ISDN, en cambio, ingresan al centro mediante los terminales de línea LTU (2B+D o 30B+D). Como el centro de conmutación funciona internamente entre 2 y 8 Mb/s, los usuarios se multiplexan a esa velocidad (30B+D+Sincronismo).

En la actualidad se utiliza el concepto de concentrador remoto. Se trata de una parte del centro de conmutación que es colocado en las cercanías del usuario. Sus funciones son similares a las del centro, destacándose las funciones de digitalización, concentración de canales y conmutación de llamadas locales. La conexión entre el concentrador y la central se efectúa a una velocidad multiplexada de 2 Mb/s mediante pares de cobre balanceado o fibras ópticas. En la **Fig 01** tanto la unidad de línea de usuario **LTU** ingresa al **LTG** (*Line Trunk Group*). El mismo LTG permite el acceso de enlaces troncales hacia otras centrales. El LTG tiene la función de multiplexación hasta 8 Mb/s.

**RED DE CONMUTACIÓN.** Las líneas desde el usuario y desde otros centros de conmutación ingresan a la red en forma digital, como múltiplo de 64 kb/s. La red interna posee una estructura **T-S-T** (*Time-Space-Time*). La función de esta red es la conexión entre una entrada y salida (es posible la llamada en conferencia conectando varias salidas) para llamadas locales o salientes-entrantes.

La velocidad de funcionamiento de la red es de 8192 kb/s (equivalente a 120+8 canales de 64 kb/s; es decir 4-E1). Una red de conmutación T-S-T dispone de 16 etapas de 4 entradas y cada entrada de 128 canales. El total es de 8192 canales para la red de la figura. Como las matrices son del tipo T=4x4 y S=16x16 no cumplen la condición de no-bloqueo y se admite un grado de bloqueo reducido en las horas de máximo tráfico.

**LINEAS TRONCALES.** La central de conmutación local requiere de **enlaces troncales** con otras centrales para formar una red en anillo-malla de nivel regional, nacional e internacional. Se forma de esta manera una estructura de estratos jerárquicos de conmutación. La interconexión se efectúa mediante la multiplexación de tributarios de 2 Mb/s provistos por el centro de conmutación. La jerarquía de multiplexación puede ser Plesiócrona **PDH** o Sincrónica **SDH**. Un centro de conmutación se une al medio de transmisión a través de los equipos de multiplexación.

**PROCESADOR CENTRAL.** Se trata del elemento clave de la central de conmutación. El procesador realiza las funciones de señalización y control de operación. La **señalización** permite el diálogo entre el procesador central con el usuario y las otras centrales involucradas en la red. Se trata de una suite de protocolos usados para la comunicación entre centros de conmutación denominado Señalización por Canal Común (**CCS7**) o Sistema de Señalización Número 7. Para la comunicación con el usuario el protocolo se denomina Sistema de Señalización del canal D (**DSS 1**). Ambos son tratados en un documento por separado.

La conexión de DSS1 con el usuario ISDN se efectúa mediante el canal D en la interfaz LTU-NT-TE. En el caso de usuarios analógicos la señalización se efectúa mediante tonos de frecuencia dentro de la banda del canal (300 a 3400 Hz) o mediante pulsos (apertura y cierre del circuito). Las funciones de **control de acceso** que realiza el procesador central se pueden resumir de la siguiente forma:

Relativos al **manejo de la red** de conmutación.

- Permite la creación y modificación de la base de datos de cada suscriptor.
- Administra el acceso de los canales B a la red de conmutación.
- De acuerdo con la transacción de señalización controla los servicios suplementarios.

## CONMUTACIÓN TELEFONICA

-Efectúa el enrutamiento de la conexión en la red para alcanzar el destino deseado.

Relativos a los **datos de tráfico**.

-Memoriza los datos relacionados con las conexiones para el cálculo de tráfico.

-Permite dimensionar los enlaces de transmisión y reducir la sobre-carga (congestión).

-Los datos de tráfico son transferidos al centro de cómputos para la facturación.

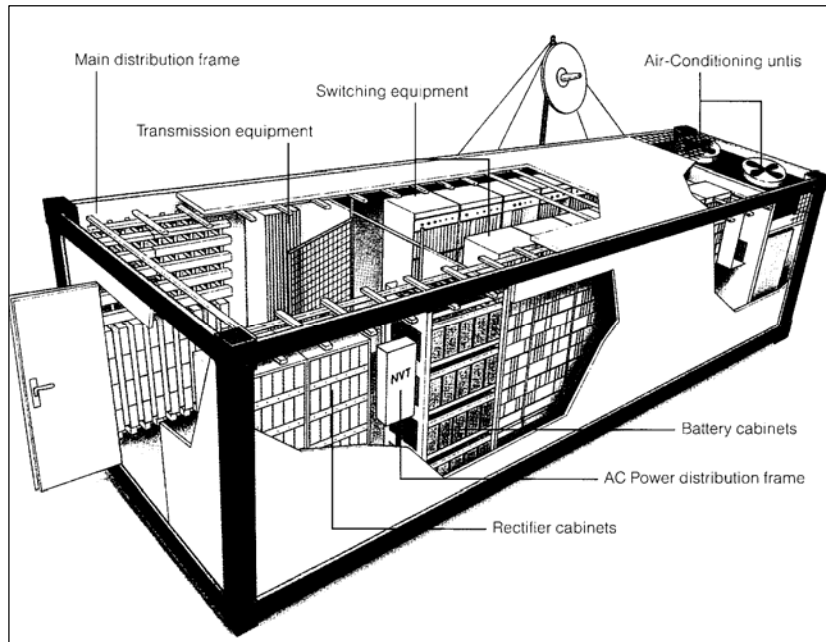
Relativos al **mantenimiento**.

-Entrega una estadística de fallas de unidades para facilitar el mantenimiento.

-Permite la evaluación de calidad de servicio de la red.

-Dispone del reloj central **CCG** (*Central Clock Generator*).

-El CCG dispone un máximo de 4 entradas y requiere un mínimo de 2 referencias.



### 2.3- NOCIONES DE TRÁFICO.

La **intensidad de tráfico** es una magnitud sin dimensión cuya unidad es el Erlang (1 Erl equivale al 100% del tiempo ocupado), e indica el promedio de ocupación de una línea telefónica. Se denomina **carga** a la intensidad de tráfico cursado. Fue **A.Erlang** (1878-1929) quien describió originalmente la teoría de tráfico telefónico. La medición de tráfico permite dimensionar los "troncales" de unión entre centrales; es decir, determinar el número de canales necesarios para absorber dicho tráfico.

La **ocupación** de una línea puede dar lugar a un **desborde** (una comunicación debe ser procesada por otro grupo de salida) y una **demora** (la demanda de comunicación no se realiza de inmediato). Se obtiene de esta forma la intensidad de tráfico rechazado, desbordado y perdido (tráfico rechazado sin posibilidad de espera). Se entiende por **bloqueo** al estado en que es imposible el establecimiento de una nueva comunicación, dando lugar a un tráfico rechazado con demora o perdido.

Se denomina **accesibilidad** al rendimiento de un grupo desde una línea de entrada a través de la red de conmutación. Se dice que existe una accesibilidad **completa** cuando el valor es igual al número de líneas de salida y permanece constante. Si este valor es inferior se denomina accesibilidad limitada. En este último caso existe una **concentración** de líneas. El tráfico dispone de una distribución estadística variable. En esta distribución se distingue la **hora cargada** cuando se tiene el máximo de tráfico. En los modelos de tráfico se supone que el ingreso de llamadas responde a una distribución exponencial en el tiempo. El tiempo de ocupación también se supone con distribución exponencial. La calidad de tráfico se determina en términos de probabilidad de pérdida de una ocupación y la distribución de tiempo de espera.

**MODELO MATEMÁTICO.** El modelo se representa mediante la **teoría de colas** de un servidor. El servidor consta de una memoria *Buffer* de entrada y una red de conmutación *Switch* de salida. Se supone una entrada de  $\lambda$  llamadas por minuto (solicitud de conexión). La red de conmutación puede procesar  $\mu$  llamadas por minuto. En tanto  $\mu$  es mayor que  $\lambda$  el modelo es estable.

## CONMUTACIÓN TELEFONICA

El ingreso de llamadas es un proceso con distribución Poisson (caso especial del proceso Markov). Por ello la probabilidad de entrada de k llamadas se obtiene mediante:

$$P(k) = (\lambda \cdot T)^k / k! \cdot \exp -(\lambda \cdot T) \quad \text{donde } \lambda \cdot T \text{ es el valor promedio de llamadas en T seg.}$$

Se denomina fórmula de Erlang de segundo tipo a aquella que permite obtener el retardo en un sistema con cola de espera para el diseño de troncales en telefonía. La cola de espera es una alternativa al bloqueo (señal de ocupado) en las horas de máximo tráfico. La relación  $A = \lambda / \mu$  (solicitud/proceso de llamadas) se da en Erlang y representa la carga total del sistema. Cuando en la red de conmutación existen N troncales, el valor  $A/N$  es la carga de tráfico por troncal.

### 2.4- RED INTELIGENTE IN

Históricamente **IN** (*Intelligent Network*) es un concepto propuesto por *Ameritech Service* para la *Bellcore* en 1984. Un año después se encontraba definida la fase IN/1. En 1986 se inició el modelo IN/2; como paso intermedio se propuso IN/1+ en 1987. IN/1+ está en servicio desde 1991. En tanto en IN/1 la lógica del servicio (define las aplicaciones y operación del servicio) reside en un centro de conmutación individual, en IN/2 se tiene previsto una flexibilidad distribuida en la lógica del servicio. IN/2 es una estructura definida como objetivo a largo plazo.

La IN se ha generado bajo los siguientes requisitos:

- Rápida definición y desarrollos de servicios de usuarios.
- Independencia del proveedor de equipos.
- Separación entre el control de servicio y de la llamada.
- Red abierta para proveedores de servicios en la red.

El número y tipos de servicios involucrados en IN son amplios y se incrementa a cada paso. Una lista reducida de esta es:

- Servicio *FreePhone*: el costo de la llamada se carga al subscriber que recibe la llamada.
- Número secuencial: enrutamiento automático.
- Servicio de información como *AudioTex* y respuesta interactiva como *Telebanco*.

En la **Fig 01** se muestra el modelo de la red IN. Los componentes del modelo son:

<b>SSP</b> ( <i>Service Switching Point</i> ).	Son los centros de conmutación local o de tránsito ( <i>tandem</i> ). Determinan el origen y destino de la llamada y procesa la ruta.
<b>SCP</b> ( <i>Service Control Point</i> ).	Consiste en un sistema lógico basado en un procesador, base de datos e interfaz de red de señalización. Se trata del cerebro de la red y requiere de señalización <b>SS7</b> con la red de centros SSP en alta velocidad para procesamiento en tiempo real.
<b>IP</b> ( <i>Intelligent Peripheral</i> ).	Se trata del proveedor de capacidad especializada previsto en IN/2 (para anuncios, reconocimiento de voz, etc). No puede ser provisto en forma económica a cada centro de conmutación
<b>SMP</b> ( <i>Service Management Point</i> )	Soporta la provisión del servicio y la administración de la base de datos.

# **SISTEMAS DE SEÑALIZACIÓN TELEFÓNICA**

Referido a los sistemas de señalización analógica y digital. Sobre el funcionamiento del sistema de señalización SS7.

## **1- DEFINICIONES Y CLASIFICACIÓN**

**DEFINICIÓN.** Por **señalización** se entiende el conjunto de informaciones intercambiadas entre dos puntos de la red (usuario-central o central-central) que permiten:

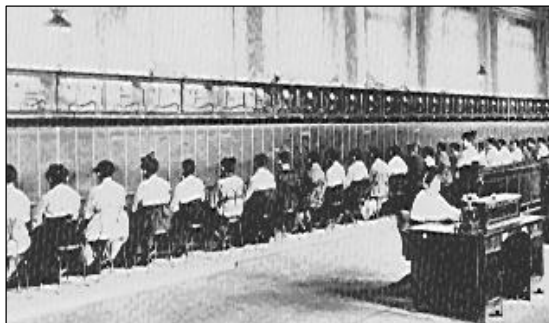
- Supervisión (detección de condición o cambio de estado).
- Direccionamiento (establecimiento de llamada).
- Explotación (gestión y mantenimiento de la red).

**CARACTERÍSTICAS.** Son útiles los siguientes criterios clasificatorios:

-El margen de aplicación:	Red urbana o interurbana.
-La clase de transmisión:	Extremo a extremo o tramo a tramo.
-La clase de la señal:	De línea o de registro.
-La sucesión de señales:	Código impulsos, secuencia obligada.
-La duración de la señal:	Señal impulsos o indicativa estado.
-El nivel de la señal:	Bajo o alto nivel.
-La clase de corriente:	Corriente continua o alterna.
-La cantidad de frecuencias:	Mono o multifrecuentes.
-La posición de las frecuencias:	Dentro y fuera de banda.
-El canal de señalización:	Canal individual o central.

**SISTEMAS DE SEÑALIZACIÓN.** El ITU-T (antes CCITT) se ocupó de recomendar los sistemas de señalización a fin de ser usados en las comunicaciones internacionales.

**SSN°1.** El CCITT comenzó dicha labor con el Sistema de Señalización N°1 en 1934. Este SSN°1 es del tipo de bajo nivel, monofrecuente con un valor de 500 o 1000 Hz interrumpida con una cadencia de 20 Hz para la selección de llamada. Se lo utilizó para algunos servicios manuales bidireccionales.



**SSN°2.** Hacia 1938 el CCITT especificó el SSN°2 para ser usado en servicios semiautomáticos. Consiste de 2 frecuencias ubicadas en 600 y 750 Hz con selección decádica de impulsos.

**SSN°3.** En 1954 se recomendó el SSN°3. La única frecuencia de señalización para el servicio direccional semiautomático en 2280 Hz tanto para señales de línea como de registro.

**SSN°4.** El mismo año se recomendó el SSN°4 que resultó ser el sistema más empleado para tráfico internacional en Europa en redes analógicas. Es aplicado en el servicio direccional automático o semiautomático con frecuencias de 2040 y 2400 Hz para señales de línea o registros.

**SSN°5.** Hacia 1964 el CCITT determina el SSN°5 para conexiones internacionales por cable y por satélite. Hacia 1996 este sistema es sustituido totalmente por el SS7. Para la señalización de línea se recurre a las frecuencias de 2400 y 2600 Hz y para señalización de registro se recurre a 700, 900, 1100, 1300, 1500 y 1700 Hz con transmisión en "código 2 entre 6". Se lo usa en servicios semiautomáticos y automáticos en líneas bidireccionales.

**SSR1/SSR2.** Cuando se inició la señalización en multifrecuencia se distinguió entre los procedimientos de código de impulsos como el SSN°5 y los de señales obligadas como el SSR2. En el primer caso la señal tiene un período de duración fijo y determinado, mientras que en el segundo a cada paso de mensaje se espera la respuesta de confirmación por el canal

## SISTEMAS DE SEÑALIZACIÓN TELEFONICA

de retorno para cortar la señal de ida. Esto implica que la señalización por secuencia obligada requiere de mayor tiempo y una duración no determinada. Se fijó primero el **SSR1** para códigos de impulsos y luego el **SSR2** para secuencias obligadas. El SSR1 es apropiado para tráfico semiautomático y automático.

Para los servicios de "onda portadora", como se conoce a los multiplexores analógicos (FDM), no es apropiada la señalización dentro de la banda del canal telefónico. Por lo tanto, se concibió la señalización fuera de banda con la frecuencia de 3825 Hz para Europa y 3700 Hz para USA. El **SSR2** pertenece a este tipo de señalización. En el SSR2 la señal vocal y la señalización viajan por la misma vía pero en distinta banda, por ello no se interfieren y se puede efectuar el proceso de cómputo o tarifa del tiempo de comunicación mediante señales "hacia atrás".

Se hace distinción entre el código de impulsos (ITU-T No.5 y **R1**), los de secuencia obligada (**R2**) y los de secuencia semiobligada:

- El código de impulsos consiste en emitir las señales con un tiempo de duración determinado y sin esperar confirmación.
- En la secuencia obligada el código se emite en forma permanente hasta recibir la respuesta hacia atrás.
- Para emitir una nueva señal se espera la finalización de la señal hacia atrás.
- En secuencia semiobligada no es necesario esperar el final de la respuesta para emitir una nueva señal hacia adelante.

## SISTEMAS DE SEÑALIZACIÓN TELEFONICA

### 2- SEÑALIZACIÓN ASOCIADA AL CANAL CAS

#### 2.1- FORMAS DE SEÑALIZACIÓN

Tabla 01. Clasificación de los tipos de señalización asociada al canal CAS.

##### -SEÑALES DE LÍNEA.

Clasificación:	.Estado de bucle (corriente continua). .Frecuencia (dentro y fuera de banda). .Digital (R2-CAS).
Señales hacia adelante:	.Toma y liberación. .Discado y rellamada.
Señales hacia atrás:	.Respuesta, disponibilidad y colgar. .Bloqueo y liberación. .Confirmación de liberación. Señal de cómputo.

##### -SEÑALES DE REGISTRO.

Clasificación:	.Impulsos decádicos. .Señal multifrecuente.
Señales hacia adelante:	.Grupo I (comienzo de señalización hacia adelante) .Cifras #0,...,9. Petición no aceptada. .Acceso al aparato de prueba. .Fin de identificación. .Grupo II (respuesta de señal hacia atrás) .Abonado con o sin prioridad. .Equipo de mantenimiento. .Aparato monedero. Operadora. .Transmisión de datos.
Señales hacia atrás:	.Grupo A (acuse recibo de señal adelante grupo I) .Dirección completa. Congestión de red. .Período de espera. .Pedido de categoría y número de abonado llamante. .Enviense cifras (N-3, N-2, N-1, N+1). .Grupo B (acuse recibo de señal adelante grupo II) .Línea de abonado ocupada o Congestión. .Línea libre con o sin tasación. .Número no asignado o fuera de servicio.

**SEÑALIZACIÓN POR ESTADO DE BUCLE.** La señalización por corriente continua se realiza mediante los **Hilos E&M** (*Exchange & Múltiplex*). Se denomina hilo M al hilo de transmisión (salida de central) y E al hilo de recepción (entrada a central). Las señales se representan aplicando y desconectando potenciales o mediante la apertura y cierre de un bucle. La tensión es la que alimenta la central (-48 V). Se dispone de los estados P1 (-48 V sobre hilo a) y P2 (-48 V sobre hilo b). Ver ejemplo en la Tabla anexa.

La señalización puede ser del tipo de señales de impulsos o por niveles indicativos de estados; mientras el primero permite un plan complejo de señalización el segundo garantiza una supervisión sencilla de la línea. Prácticamente este método solo se usa en líneas bifilares y se pueden distinguir dos tipos: el procedimiento de señalización en bucle (mientras un extremo maneja los potenciales el otro lo hace con el bucle cerrado o abierto) y la señalización por un solo hilo (potencial positivo o negativo en cada sentido).

**SEÑALIZACIÓN EN TRAMOS DE ONDA PORTADORA.** La señalización fuera de banda se trata de la portadora  $3825 \pm 4$  Hz. Se distinguen los procedimientos **Tone-off idle** con corriente de trabajo y **Tone-on idle** con corriente de reposo. El tone-off con emisión de portadora tiene mayor inmunidad frente al ruido pero el tone-on con supresión de portadora permite una mejor supervisión del servicio. En la **Tabla 02** se muestra un ejemplo.

**SEÑALIZACIÓN MULTIFRECUENTE.** Se trata de una codificación consistente en transmitir un juego de 2 entre 6 frecuencias, dentro de la banda del canal telefónico en ambos sentidos: hacia adelante (1380, 1500, 1620, 1740, 1860, 1980 Hz) y hacia atrás (1140, 1020, 900, 780, 660, 540 Hz).

## SISTEMAS DE SEÑALIZACIÓN TELEFONICA

### 2.2- SEÑALIZACIÓN CAS DIGITAL

Para el caso del **SSR1-digital** la señalización se transmite por canales asociados al canal telefónico. Se obtiene sustituyendo el octavo bit (el menos significativo del octeto que resulta de la codificación de una muestra) por información de señalización. Este sistema es aplicado en la velocidad de 1544 kb/s de 24 canales (**T1**). En el sistema de multiplexación de 30 canales a 2048 kb/s (**E1**) se recurre a un concepto distinto aplicable mediante el **SSR2-digital** (1968). El **Intervalo de Tiempo TS:16** de la trama se usa exclusivamente para información de señalización de los 30 canales vocales.

**TRAMA DE SEÑALIZACIÓN.** Se trata de 16 Bytes (canal de 64 kb/s):

-El primer Byte (0000 XAXX) contiene la secuencia de alineamiento (0000), una alarma remota (A) de falta de alineamiento y bits no usados (X).

-Los 15 Bytes restantes (ab01 ab01) disponen de 4 bit cada 16 Bytes (2 mseg) para la señalización (ab01) de cada canal telefónico. Los bits 01 aseguran que la palabra 0000 no es simulada en ninguna caso por los datos de señalización. Existe una correspondencia única entre el SSR2-analógico y el SSR2-digital.

Ambos sistemas de señalización digital (SSR1 y R2) se usan en la actualidad, el primero en USA y el segundo en Europa y Latinoamérica. Cuando los sistemas de conmutación son manejados por procesadores se requiere un concepto distinto al mencionado. Hasta ahora se puede decir que se tiene una correspondencia entre el canal vocal y el de señalización; a este método de lo llama **Señalización por Canal Asociado CAS**.

**Tabla 02. Señalización mediante hilos analógicos del tipo E&M.**

<i>Adelante</i>	<i>Atrás</i>	<i>Adelante</i>	<i>Atrás</i>
Reposo		R alta > 12 Kohm	
Toma de línea		R baja < 660 ohm	P1 (a=-48V)
	Disponible		P1
	Indisponible		P2 (b=-48V)
	Respuesta		P1
	Cómputo		P1↔P2 (130 mseg±5%)
	Colgar		P2
Colgar		Bucle Abierto	
	Bloqueo		P2

**Tabla: Señalización mediante frecuencias fuera de banda Tone On/Off.**

<i>Adelante</i>	<i>Atrás</i>	<i>Adelante</i>	<i>Atrás</i>
Reposo		Tone on	Tone on
Toma de línea		Tone off	Tone on
	Indisponible	Tone off	Tone on
	Respuesta	Tone off	Tone off
Colgar		Tone on	
	Bloqueo	Tone on	Tone off

**Tabla: Señalización asociada al canal digital mediante el TS:16.**

<i>Adelante</i>	<i>Atrás</i>	<i>Adelante</i>	<i>Atrás</i>
Reposo (Idle)		1001	1001
Toma de línea		0001	1001
	Recibo de Toma de línea	0001	1101
	Respuesta	0001	0101
	Cómputo de tarificación	0001	0101↔1101 (130 mseg)
	Colgar	0001	0001
	Liberación	1001	0001
	Bloqueo de línea	1001	1101
	Falta	1001	1101

### 2.3- FORMAS DE SEÑALIZACIÓN CCS

Cuando se trabaja con procesadores la señalización se transforma totalmente traduciéndose en un diálogo entre extremos. No se distingue una correspondencia entre el canal vocal y el canal de señalización; es más, la vía de transmisión puede ser distinta. Así, el canal de señalización pasa a ser un canal de datos dentro de una red de señalización.

Este tipo de señalización se denomina Señalización por Canal Común **CCS** (La nomenclatura SS7 corresponde al ITU-T y CCS7 a ANSI). Las **principales características** que identifican a la señalización CCS frente a **CAS** son:

- Tiempo de conexión menor.
- Número de mensajes prácticamente ilimitados.



## SISTEMAS DE SEÑALIZACIÓN TELEFONICA

- Flexibilidad para nuevos servicios.
- Encaminamiento alternativo.
- Corrección de errores mediante retransmisión de tramas.
- La capa 2 utiliza un protocolo de corrección de error ARQ tipo *go-back-N*.
- La capa 3 está prevista para mensajes en tiempo real de la red telefónica y es del tipo orientado sin-conexión.

Existen 2 tipos de señalización por canal común en las redes analógicas; el **SSN°6** iniciado en 1976 en Europa y **CCIS** (*Common-channel Interoffice Signaling*) en USA. Para las redes digitales el ITU-T desarrolló desde 1980 solo el sistema **SS7**. El **SSN°6** emplea un canal de 4 hilos que permite un servicio dúplex. La transmisión digital se realiza mediante un modem de datos con modulación en 4 fases.

**Tabla 03. Comparación de señalización CAS y CCS.**

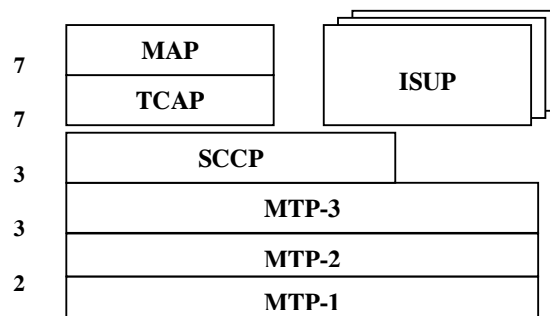
<i>Tipo de señalización</i>	<i>R2-digital</i>	<i>SS No7</i>
Denominación	Asociada al Canal	Canal Común
Sigla identificatoria	CAS	SS7
Capacidad de señalización	64 kb/s	64 kb/s
Equivalencia en canales	30	1300
Red de señalización	rígida	flexible
Tipo de servicio	telefonía	cualquiera
Complejidad modelo OSI	capa 1	capa 1 a 4

La trama consta de 8 ciclos de bloques y cada bloque se divide en 12 unidades de señal. Contiene: 5 bits de encabezamiento para el alineamiento, 4 bits de información, 11 bits de dirección y 8 bits de protección para control de errores.

La capacidad de un canal de señalización llega a 1350 vías telefónicas. El **SSN°6** se normalizó en el periodo de 1964 a 1972. El **SS7** se elaboró a partir de 1973 y sufre modificaciones para manejar los nuevos servicios de la Red Digital de Servicios Integrados **ISDN**. Ambos surgen gracias a la evolución de los centros de conmutación con programa almacenado **SPC** (*Stored Program Control*); el primero para circuitos analógicos y el segundo para circuitos digitales.

**MODELO DE CAPAS.** El ITU-T ha fijado y diseñado el **SS7** con el propósito de ser el único compatible con la red digital futura y con los servicios integrados **ISDN**. La estructura lógica del **SS7** se fundamenta en el modelo de 7 capas de Interconexión de Sistemas Abiertos **OSI**. El modelo se reduce a 4 capas para obtener un ahorro sustancial en el tiempo de procesamiento. De acuerdo con **ITU-T Q.709** el retardo de señalización debe tener un límite en el 95% de la llamadas.

En la señalización por canal común la red de señalización puede ser distinta a la red de información debido a que se pretende una red redundante para asegurar al máximo la confiabilidad del mensaje. En otras palabras, se pretende que la comunicación entre procesadores de los centros de conmutación se mantenga aún cuando las condiciones de la red de transporte de información de usuario se encuentre interrumpida.



# **SISTEMA DE SEÑALIZACIÓN SS7**

Referido al sistema de señalización por canal común SS7. Capas del modelo y mensajes involucrados. Señalización DSS1 en ISDN.

## **1- SEÑALIZACIÓN POR CANAL COMÚN CCS**

### **1.1- FORMAS DE SEÑALIZACIÓN CCS**

Cuando se trabaja con procesadores la señalización se transforma totalmente traduciéndose en un diálogo entre extremos. No se distingue una correspondencia entre el canal vocal y el canal de señalización; es más, la vía de transmisión puede ser distinta. Así, el canal de señalización pasa a ser un canal de datos dentro de una red de señalización.

Este tipo de señalización se denomina Señalización por Canal Común **CCS** (La nomenclatura SS7 corresponde al ITU-T y CCS7 a ANSI). Las **principales características** que identifican a la señalización CCS frente a **CAS** son:

- Tiempo de conexión menor.
- Número de mensajes prácticamente ilimitados.
- Flexibilidad para nuevos servicios.
- Encaminamiento alternativo.
- Corrección de errores mediante retransmisión de tramas.
- La capa 2 utiliza un protocolo de corrección de error ARQ tipo *go-back-N*.
- La capa 3 está prevista para mensajes en tiempo real de la red telefónica y es del tipo orientado sin-conexión.

Existen 2 tipos de señalización por canal común en las redes analógicas; el **SSN°6** iniciado en 1976 en Europa y **CCIS** (*Common-channel Interoffice Signaling*) en USA. Para las redes digitales el ITU-T desarrolló desde 1980 solo el sistema **SS7**. El **SSN°6** emplea un canal de 4 hilos que permite un servicio dúplex. La transmisión digital se realiza mediante un modem de datos con modulación en 4 fases.

**Tabla 01. Comparación de señalización CAS y CCS.**

<i>Tipo de señalización</i>	<i>R2-digital</i>	<i>SS No7</i>
Denominación	Asociada al Canal	Canal Común
Sigla identificatoria	CAS	SS7
Capacidad de señalización	64 kb/s	64 kb/s
Equivalencia en canales	30	1300
Red de señalización	rígida	flexible
Tipo de servicio	telefonía	cualquiera
Complejidad modelo OSI	capa 1	capa 1 a 4

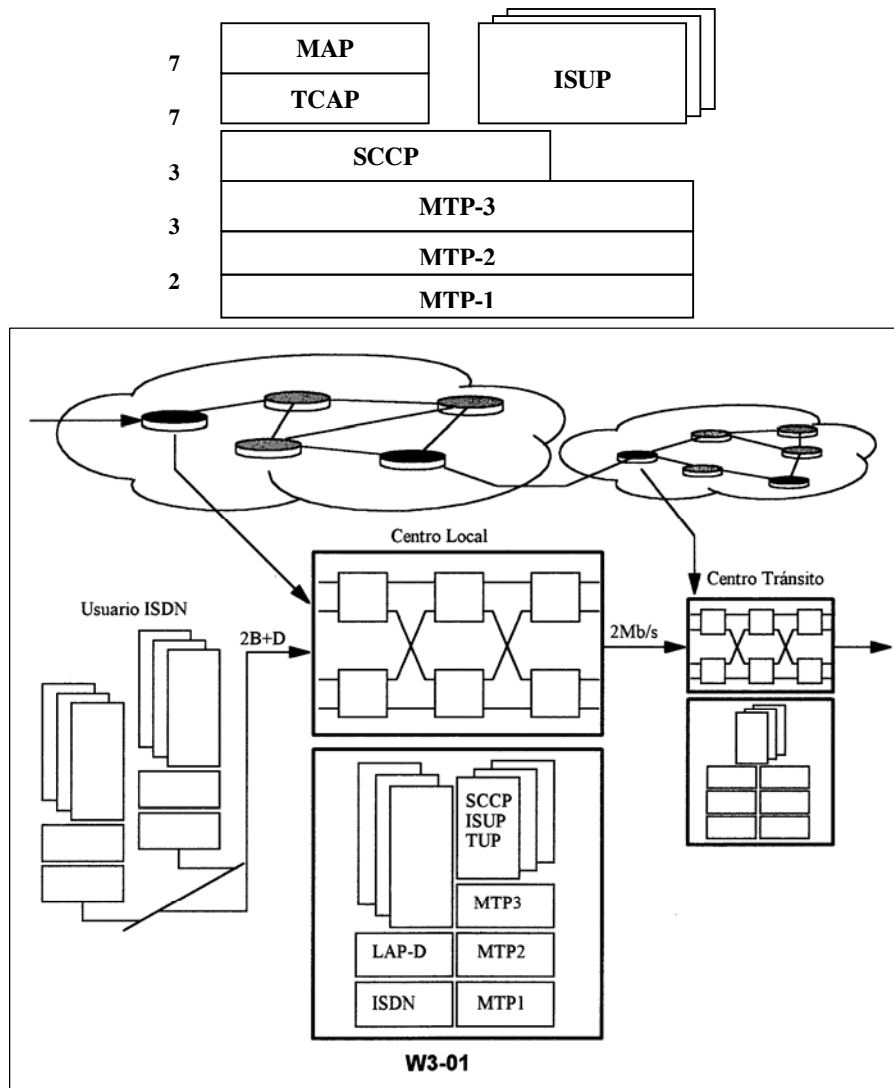
La trama consta de 8 ciclos de bloques y cada bloque se divide en 12 unidades de señal. Contiene: 5 bits de encabezamiento para el alineamiento, 4 bits de información, 11 bits de dirección y 8 bits de protección para control de errores.

La capacidad de un canal de señalización llega a 1350 vías telefónicas. El **SSN°6** se normalizó en el periodo de 1964 a 1972. El **SS7** se elaboró a partir de 1973 y sufre modificaciones para manejar los nuevos servicios de la Red Digital de Servicios Integrados **ISDN**. Ambos surgen gracias a la evolución de los centros de conmutación con programa almacenado **SPC** (*Stored Program Control*); el primero para circuitos analógicos y el segundo para circuitos digitales.

**MODELO DE CAPAS.** El ITU-T ha fijado y diseñado el **SS7** con el propósito de ser el único compatible con la red digital futura y con los servicios integrados **ISDN**. La estructura lógica del **SS7** se fundamenta en el modelo de 7 capas de Interconexión de Sistemas Abiertos **OSI** en la **Fig 01**. El modelo se reduce a 4 capas para obtener un ahorro sustancial en el tiempo de procesamiento. De acuerdo con **ITU-T Q.709** el retardo de señalización debe tener un límite en el 95% de la llamadas.

En la señalización por canal común la red de señalización puede ser distinta a la red de información debido a que se pretende una red redundante para asegurar al máximo la confiabilidad del mensaje. En otras palabras, se pretende que la comunicación entre procesadores de los centros de conmutación se mantenga aún cuando las condiciones de la red de transporte de información de usuario se encuentre interrumpida.

## SISTEMA DE SEÑALIZACIÓN SS7



**Fig 01. Diagrama de capas del sistema de señalización SS7.**

### 1.2- CONEXIÓN AL MEDIO DE ENLACE (CAPA 1)

En **ITU-T Q.702** se especifican las particularidades de la capa 1. Se trata de un trayecto de transmisión bidireccional compuesto de 2 canales de datos para la transmisión dúplex. La velocidad de transmisión típica es  $N \times 64$  kb/s pero pueden adoptarse velocidades inferiores como 16 kb/s para el acceso al usuario ISDN. La velocidad mínima en el control de llamadas telefónicas se fija en 4800 b/s. En la capa 1 se definen las características físicas, eléctricas y funcionales del enlace. Por ejemplo, el canal de 64 kb/s puede derivarse de una red de canales digitales a 2 Mb/s con estructura de trama según el **ITU-T G.704**. De esta forma se puede tener una interfaz de entrada-salida del tipo analógica **ITU-T V.11** o del tipo digital **ITU-T G.703** codireccional o contradireccional. En tales casos se respetan los códigos, niveles e impedancias de dichas interfaces.

En un sistema de 2 Mb/s el canal de señalización de 64 kb/s es un canal de datos y por ello puede ocupar el intervalo de tiempo TS:16 o cualquier otro. Es más, como un solo canal de 64 kb/s puede llevar el diálogo de señalización de cerca de 1300 canales telefónicos, muchos sistemas de 2 Mb/s tendrán disponible el TS:16 para información útil pasando a ser sistemas de 31 canales en lugar de 30. Los objetivos de calidad y disponibilidad, de deslizamientos y fluctuación de fase para este canal, están de acuerdo con el **ITU-T G.821**, **G.811** y **G.823**.

## SISTEMA DE SEÑALIZACIÓN SS7

**Tabla 02. Modelo de capas para el Sistema de Señalización SS7.**

<b>MTP-1</b>	<b>Capa 1.</b> Tiene las funciones de conexión física entre módulos a interconectar.
<b>MTP-2</b>	<b>Capa 2.</b> Se ocupa del alineamiento de paquete mediante banderas ( <i>Flag</i> ) al inicio y final. Permite la detección de errores mediante un código CRC-16. Realiza el proceso de numeración secuencial de mensajes e indicación de retransmisión. Efectúa la confirmación o rechazo del mensaje para la retransmisión automática en mensajes con errores. Los paquetes son numerados en forma secuencial con módulo-7. Indica la longitud total del mensaje transmitido.
<b>MTP-3</b>	<b>Capa 3.</b> Posee una dirección de punto de acceso al servicio <b>SAP</b> en la información de servicio <b>SIO</b> . <b>SAP</b> permite identificar a la capa superior <b>SCCP</b> sobre el protocolo MTP3. En la red PSTN se dispone de las direcciones de procesador CPU de origen y destino (14 bits de dirección). Por otro lado identifica el enlace de señalización utilizado cuando existe más de uno. Realiza las funciones de Routing dentro de la red de señalización SS7.
<b>UP</b>	<b>Capa 7.</b> Parte de usuario. Asegura la generación y tratamiento del mensaje de señalización. Contiene: -Usuario de telefonía <b>TUP</b> . -Usuario de datos <b>DUP</b> . -Usuario de red ISDN <b>ISUP</b> . Esta es la capa utilizada para enlaces internacionales de telefonía o de datos.
<b>ISUP</b>	<b>Capa 7.</b> Este protocolo sirve para los mensajes de señalización de usuario ISDN. Algunos tipos de mensajes son: <b>IAM</b> . Contiene la información inicial de llamada para el encaminamiento. <b>SAM</b> . Transporta las cifras no enviadas en el mensaje IAM. <b>ACM</b> . Indica que se ha obtenido en acceso al destino. <b>ANM</b> . Indica que el usuario llamado ha respondido. <b>BLO</b> . Permite el bloqueo del canal útil. <b>UBL</b> . Desbloquea el canal útil. <b>REL</b> ( <i>Release Message</i> ). Permite iniciar la liberación del canal. <b>RLC</b> . Informa que la liberación ha sido completada.
<b>SCCP</b>	<b>Capa 3.</b> Efectúa funciones de direccionamiento adicionales a MTP3, especial para sistemas celulares. La combinación de SCCP y el MTP3 se denomina parte de servicio de red <b>NSP</b> . SCCP puede brindar servicios con y sin conexión. En telefonía celular se trata de un servicio connectionless y la capa superior es TCAP. En el caso de servicio con conexión la capa superior es ISUP. El caso con conexión se aplica para consulta de base de datos (ejemplo, tarjeta de crédito). SCCP entrega una dirección (adicional a 14 bits de MTP3) que se denominada <b>SSN</b> ( <i>SubSystem Number</i> ). Permite direccionar al usuario del protocolo SCCP en el nodo. Se trata de 4 direcciones: al registro de localización VLR y HLR, la red de conmutación MSC, el centro de autenticación EIR. El campo de direcciones de SCCP posee la dirección de origen y destino y la selección de ruta de señalización. Dispone de 16 tipos de mensajes: requerimiento de conexión, confirmación de conexión, conexión negada, formato de datos, control de flujo, datos urgentes (puentea el control de flujo), requerimiento de reset y confirmación de reset, etc.
<b>TCAP</b>	<b>Capa 7.</b> Facilita la transferencia de mensajes en tiempo real entre MSC, HLR y VLR. Se aplica también para enlaces con O&M. En tarjetas de crédito permite verificar la autenticidad y movimientos de cuenta. Realiza el control de diálogo con el terminal remoto. Es un servicio de transporte. La información contiene: tipo de mensaje (unidireccional, inicio, final, intermedio, aborto); longitud del mensaje (número de bytes total); identificador de origen y destino de transacción; tipo de componente (retorno de resultado, reporte de error y de reject) y contenido de información (código de operación, de error, de problema, parámetros, etc).
<b>MAP</b>	<b>Capa 7.</b> ETSI ha especificado MAP para transferencia de información que no es de circuitos de usuario. Se utiliza para interconectar los siguientes elementos entre sí: HLR ( <i>Home Location Register</i> ), VLR ( <i>Visitor LR</i> ), MSC ( <i>Mobile Switching Center</i> ), EIR ( <i>Equipment ID Register</i> ), además permite conectar a varios MSC de distinto proveedor de servicio SP ( <i>Service Provider</i> ). Permite las operaciones de: Actualización de localización; Roving; Handover; autenticación; información de llamada entrante; información de servicio de subscriber; identificación de equipos móviles; carga de información a los registros; etc.

## SISTEMA DE SEÑALIZACIÓN SS7

### 2- CAPA 2 DE SS7. ENLACE DE SEÑALIZACIÓN

Esta capa recibe el Campo de Información de Señalización CIS desde la capa 3 y arma una trama denominada **Unidad de Mensaje de Señalización**. En ITU-T Q.703 se determinan las funciones y la estructura de la trama que se muestra en la Fig 02. La estructura de la trama es similar a HDLC (*High Level Data Link Control*) y tiene diferencias de estilo con los protocolos LAP-B y LAP-D usados en X.25 y DSS1.

**DELIMITACIÓN DE TRAMAS.** La **Bandera** oficia de encabezamiento y cierre de la Unidad de Señalización. La misma bandera puede officiar de apertura de una unidad y cierre de la anterior. Los bits usados son 0111 1110. Como la longitud de la trama no está definida de antemano nunca se debe simular durante la transmisión una secuencia igual a la bandera. Por ello cada vez que se encuentra una secuencia 11111 se le agrega un 0 para impedir esa posibilidad. El Indicador de Longitud **LI** señala el número de Bytes que siguen a continuación y que preceden a los bits de control **BCE**. Se disponen de 6 bits que señalan entre 0 y 63 Bytes. Si el número de Bytes es superior a 63, se indica este valor y dentro del campo de información de señalización CIS de la capa 4 se indicará la longitud exacta.

**CONTROL DE ERRORES.** Consiste en 2 Bytes calculados mediante Chequeo de Redundancia Cíclica CRC-16. El polinomio generador es  $X^{-16} + X^{-12} + X^{-5} + 1$ . Si se detectan errores en la unidad de señalización se la descarta y se pide la retransmisión mediante el bit **BI**.

**CORRECCIÓN DE ERRORES.** Se hace referencia al Número de Secuencia en sentido Directo **FSN** y en sentido Inverso **BSN**. Cada trama se numera desde el 0 al 127 mediante 7 bits que corresponden a FSN. El lado de recepción controla el estado de la trama recibida mediante los bits de control de errores **BCE**. En el sentido inverso mediante los 7 bits **BSN** se informa sobre la trama que ha sido recibida.

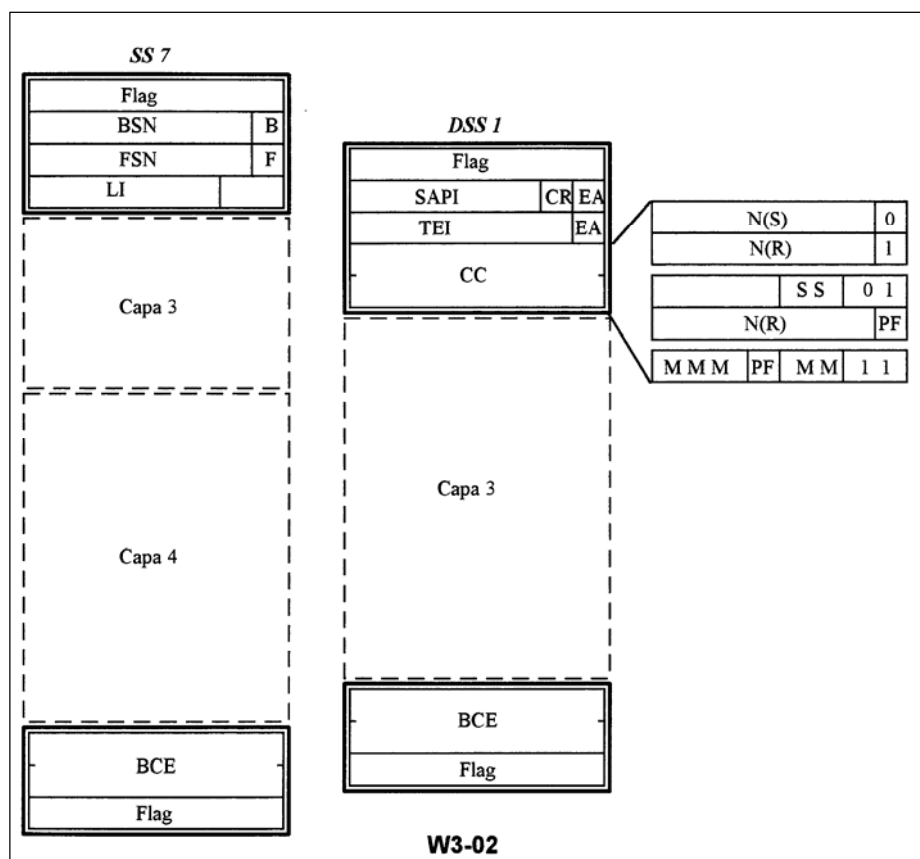


Fig 02. Tramas para las capas 2 y 3 del SS7.

Funcionamiento de los bits **indicadores de Paridad Directo FIB** e Inverso **BIB**. Si la trama recibida se encuentra con errores, de acuerdo a la evaluación de los **BCE**, se procede a pedir la retransmisión de la trama mediante el bit **BIB** asociado al número de trama **FSN**. El bit **FIB** informa si el número de trama **FSN** corresponde a una primera transmisión o a una retransmisión. (Ver Fig 03 para un ejemplo de funcionamiento).

## SISTEMA DE SEÑALIZACIÓN SS7

El método de corrección de errores consiste en la retransmisión a partir de la unidad de señalización afectada por errores. Se utilizan acuses de recibo positivos y negativos (bit BIB) asociado al número de trama (bits BSN). El bit BIB es igual al del mensaje anterior si es un acuse de recibo positivo y si se trata de un acuse de recibo negativo cambia de estado. Hasta el momento de acuse de recibo de cada unidad la capa 2 debe mantener en memoria el mensaje, con un máximo posible de 127 unidades de crédito. El acuse de recibo positivo de una unidad convalida a todas las anteriores, mientras que el acuse negativo invalida a la indicada y a las subsiguientes. Como las tramas tienen distinta longitud es imposible la correlación para reconocer trama a trama de mensaje.

Se disponen de 2 métodos de retransmisión: mediante el **acuse de recibo** y la **retransmisión cíclica preventiva**. En este último caso cuando no existen nuevos campos de información a transmitir se procede a retransmitir toda la cola de mensajes en memoria desde el siguiente al último retransmitido. En caso de ingresar un mensaje nuevo se suspende la retransmisión y se da prioridad al mensaje nuevo.

La retransmisión obligada es especialmente útil en enlaces internacionales donde el retardo puede ser muy alto para el acuse de recibo. Esta retransmisión cíclica puede convertirse en forzada cuando la memoria de mensajes tiende a llenarse y entonces la retransmisión pasa a ser prioritaria frente a la transmisión de mensajes nuevos. Cuando el retardo es superior a los 15 mseg se requiere el uso de retransmisión obligada y los bits de acuse de recibo no se usan.

**Tabla 03. Contenido de la trama Capa 2/3/4 del protocolo de señalización SS7.**

<b>CAPA 2. MTP2</b>	
<b>-Flag</b>	1 Byte. Bandera de inicio de trama
<b>-BSN</b>	7 bits. ( <i>Backward Sequence Number</i> ) Número secuencial de la trama en sentido inverso.
<b>-BIB</b>	1 bit. ( <i>Backward Indicator Bit</i> ) Indicador para pedido de retransmisión
<b>-FSN</b>	7 bits. ( <i>Forward Sequence Number</i> ) Número secuencial hacia adelante.
<b>-FIB</b>	1 bit. ( <i>Forward Indicator Bit</i> ) Indicador de retransmisión de trama.
<b>-LI</b>	6 bits. ( <i>Length Indicator</i> ) Indica la longitud de la trama hasta 63 Bytes.
<b>-Data</b>	< 63 Bytes. Información de <b>capa 3</b> de longitud variable.
<b>-BCE</b>	2 Bytes. Chequeo de Redundancia Cíclica para detección de errores.
<b>-Flag</b>	1 Byte. Bandera de final de trama. Puede ser la misma de apertura de la siguiente.
<b>CAPA 3. MTP3</b>	
<b>-SIO</b>	1 Byte. ( <i>Service Information Octet</i> ). Octeto de Información de Servicio.
<b>.SSSS</b>	4 bits. Indicador de Servicio que señala el tipo de mensaje (mensaje de gestión, de parte de usuario de telefonía, de usuario de datos o de ISDN).
<b>.FFF</b>	3 bits. Indicador de Subservicio que contiene el campo de red que distingue entre mensajes nacionales o internacionales o distintas redes de señalización nacionales.
<b>-DPC</b>	14 bits. ( <i>Destination Point Code</i> ) Código de Punto de Destino. Se usan para identificar a los centros de conmutación. Esta <b>Etiqueta de Encaminamiento</b> permite en un punto intermedio saber si el mensaje contenido es para el nodo en cuestión o para otro nodo y facilita de esta forma el enrutamiento.
<b>-OPC</b>	14 bits. ( <i>Origination Point Code</i> ). Código de Punto de Origen similar al DPC.
<b>-SLS</b>	4 bits. Selección de Enlace de Señalización. Para efectuar la compartición de carga. Distingue hasta 16 circuitos virtuales internos.
<b>CAPA 7 (Ejemplo para mensaje de dirección para usuario TUP).</b>	
<b>-E0/E1</b>	1 Byte. Código de encabezamiento:
<b>.E0</b>	4 bits. Identifica al grupo de mensajes (hacia adelante, hacia atrás) de acuerdo con <b>ITU-T Q.722</b> .
<b>.E1</b>	4 bits. El código E1 también tiene 4 bits y contiene el código de señal.
<b>-CAL</b>	6 bits. Categoría del Usuario CAL. Identifica al usuario que llama (operadora, abonado ordinario, abonado con prioridad, teléfono previo pago, etc).
<b>-IM</b>	12 bits. Indicador de Mensaje IM. Señala la naturaleza de la dirección y del circuito, si es una llamada entrante o transferida,
<b>-NSD</b>	4 bits. Señal de Dirección: indica la longitud del mensaje.
<b>-SD</b>	N Bytes. Campo de Selección. Lleva el número del usuario llamado. Cada dígito se codifica en hexadecimal mediante 4 bits.

## SISTEMA DE SEÑALIZACIÓN SS7

### 3- CAPA 3/7 DE SS7. RED Y MENSAJE DE SEÑALIZACIÓN

#### 3.1- TIPOS DE MENSAJES DE CAPA 3

La capa 3 se ocupa del enrutamiento (dirección y control del enlace de datos) que seguirá el mensaje dentro de la red de señalización. En **ITU-T Q.705** se indican las características y funciones de la capa 3 de este sistema de señalización por canal común. En la **Fig 02/03** se muestra la trama que nos ocupa para el sistema de señalización No 7 entre centrales y para el sistema de señalización digital **DSSI** (canal D).

Se disponen de 3 tipos de Unidades: de relleno, de estado y la unidad de señalización. En la **Fig 04** se muestran los tipos de unidades y se observa que posee un campo con 1 o 2 Bytes de información denominado **Campo de Estado**. En condiciones de intercambio de información el campo está constituido por un Byte para **Información de Servicio** y el **Campo de Información de Señalización**.

-**Unidad de relleno.** La Unidad de Relleno no lleva campo de información por lo cual el indicador de longitud IL se encuentra en cero. Esta unidad es usada cuando no existe mensaje alguno a ser intercambiado entre extremos. No se requiere dirección del punto de origen y destino (función de la capa 3) pues se intercambian entre capas 2 adyacentes.

-**El Mensaje de Estado de Enlace.** Consiste en 1 o 2 Bytes con información del estado de alineamiento de trama; estado normal o de emergencia; fuera de servicio; interrupción del microprocesador; congestión de red; etc.

-**El Mensaje de Señalización.** Consistente en una etiqueta normalizada de 4 Bytes que lleva información para el enrutamiento seguido del mensaje del usuario desde la capa 4.

El **SS7** es una red de datos que no posee control de flujo; los centros de conmutación se diseñan con suficiente memoria. El enrutamiento es de tipo sin-conexión. Cada mensaje lleva la dirección del origen y del destino. Cada nodo de procesamiento de **SS7** posee información de routing en capa 3 del "próximo paso" hacia el destino final.

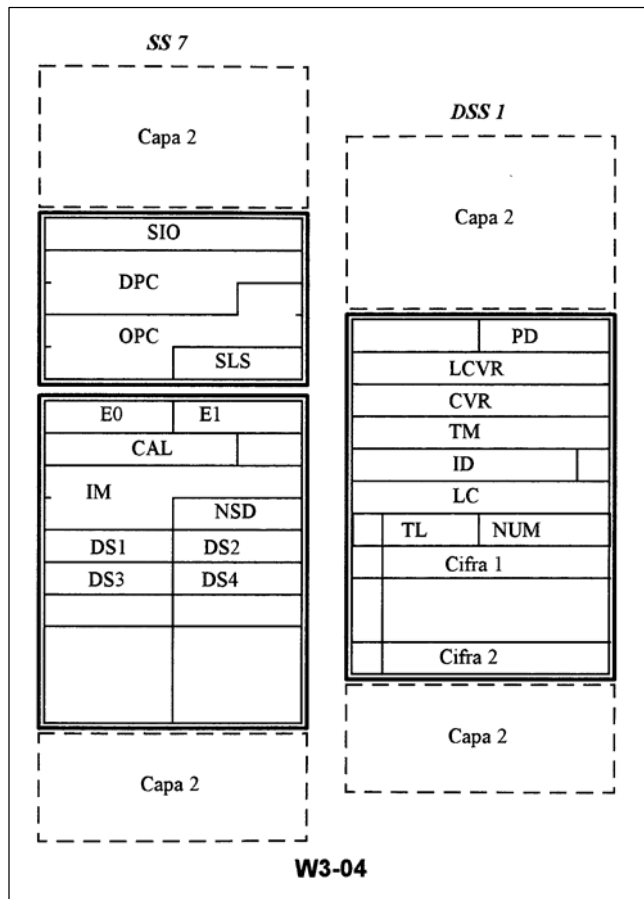


Fig 03. Trama de la capa 3 del SS7/DSSI.

#### 3.2- CONTENIDO DE MENSAJE DE SEÑALIZACIÓN.

En la **Tabla 03** se mencionan las funciones que cumplen cada campo de información de servicio OIS y de etiqueta de encaminamiento DPC y OPC.

**FUNCIONES DE CAPA 3.** Se dispone del:

-**Tratamiento del mensaje de señalización.** Tiene como objeto empaquetar el mensaje en la trama hacia la unidad de señalización, desde la capa 4 hacia la capa 2. Se dispone de la:

- Función de encaminamiento del mensaje,
- Función discriminación del mensaje (otro destino),
- Función distribución de mensaje (transf. capa 4).

-**Gestión de la red de señalización.** Tiene como objetivo reconfigurar la red en caso de avería cambiando el encaminamiento del tráfico de señalización. Se dispone de la:

- Función de gestión de tráfico en caso de congestión hacia una ruta preestablecida,
- Función de gestión de enlace con información de la calidad,

## SISTEMA DE SEÑALIZACIÓN SS7

-Función de gestión de ruta: transmisión del estado del enlace.

Esta capa se ocupa de enrutar el mensaje hacia el destino por una red redundante que permita una disponibilidad completa y muy superior a la exigida sobre un canal normal.

### 5.3- CONTENIDO DEL MENSAJE DE CAPA 7.

En el modelo de capas la **Parte de Usuario** ocupa una parte de las capas 4-7. Se disponen de distintas partes de usuario de acuerdo con el tipo de servicio:

- para usuario de telefonía (**TUP**),
- para usuario de red digital ISDN (**ISUP**) y
- para usuario de red de datos (**DUP**).

Otros usuarios de capa 4-7 son: telefonía móvil **MAP**, y el control de conexión **SCCP-TCAP**.

**USUARIO DE TELEFONÍA.** En la **Fig 03** se representa un ejemplo de mensaje tomado de la parte de usuario de telefonía TUP y que corresponde al mensaje inicial que se envía con la dirección del usuario llamado. Se trata de uno de los posibles mensajes de la **Tabla 04** al final del ítem y cuyos campos se describen en la **Tabla 03** correspondiente a la trama de señalización. El campo de selección se transmite solo una vez y en forma comprimida, por ello resulta imperativo la protección del mensaje en la capa 2. Se trata de un número entero de Bytes donde cada cifra seleccionada se compone de 4 bits y eventualmente se rellena con 0000 para completar el último Byte. Se recuerda que éste es solo un ejemplo de la gran diversidad de mensajes intercambiados ya definidos, los cuales son solo una parte de los posibles que se definirán en el futuro sobre la base de los nuevos servicios digitales que se desarrollan. El SS7 ha sido diseñado con suficiente espacio para abarcar una cantidad muy grande de nuevos mensajes y servicios.

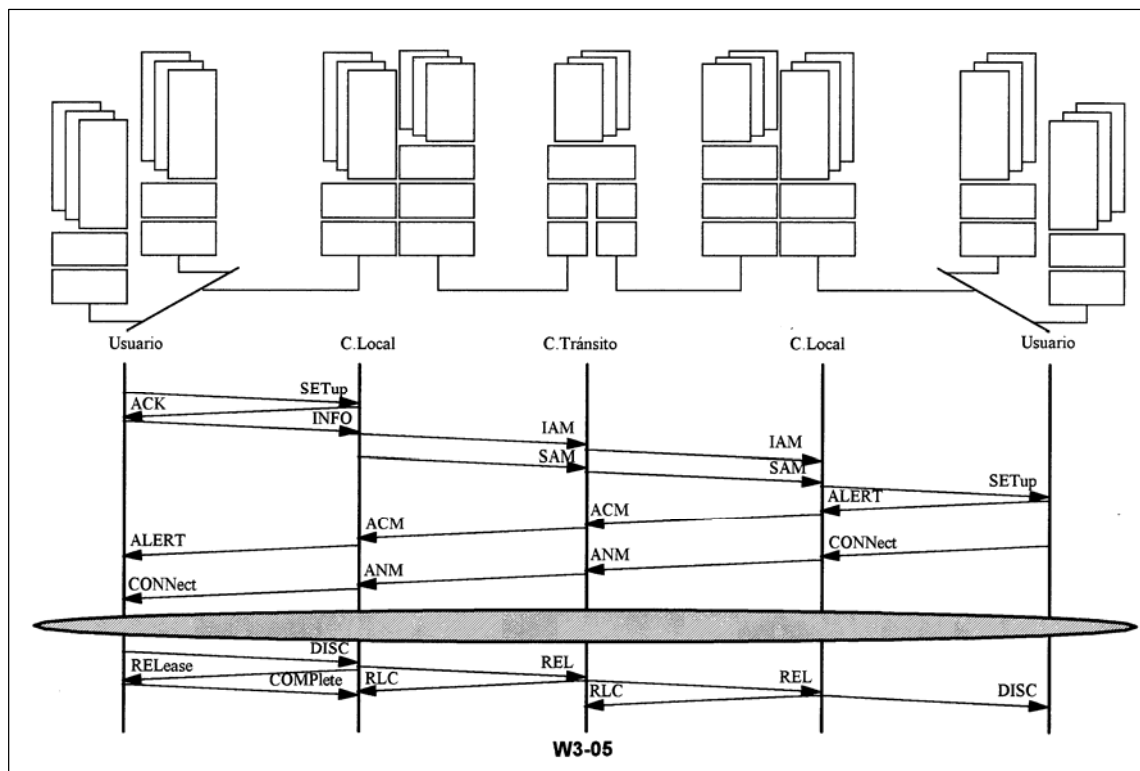


Fig 04. Proceso de comunicación mediante ISUP.

**USUARIO ISDN.** En la **Fig 05** se muestra un ejemplo reducido de una comunicación entre usuarios de una red ISDN a través de centros locales distintos. Obsérvese que cada usuario dispone de las capas de señalización y que éstas se comunican entre sí con el punto adyacente. El Terminal de Red NT (*Network Terminal*) de ISDN cumple funciones de capa 1 transfiriendo la unidad de mensaje de señalización en forma transparente. El centro de conmutación local tiene comunicación mediante el SS7 tanto con el usuario como con el otro centro ISDN. En el medio se encuentran las funciones de gestión hacia ambos lados.



## SISTEMA DE SEÑALIZACIÓN SS7

En la misma **Fig 05** se muestra un ejemplo para el protocolo de conexión y desconexión en la ISDN donde, entre otros mensajes de **ISUP**, se intercambian los mensajes de la **Tabla 05**.

**Tabla 04. Tipos de mensajes involucrados en la Capa 4 del TUP.**

<b>1-Mensajes de señalización telefónica</b>	
1.1 Grupo de mensajes de señalización hacia adelante	.Mensaje inicial de dirección de encaminamiento y Mensaje subsiguiente.
1.2 Grupo de mensajes hacia adelante para establecimiento de llamada	.Mensaje hacia adelante con información general .Mensaje de verificación de continuidad o falla
1.3 Grupo hacia atrás con petición para establecimiento de llamada	.Mensaje de petición general (identidad o categoría)
1.4 Grupo hacia atrás con información sin establecimiento de llamada	.Mensaje de dirección completo y Mensaje de tasación
1.5 Grupo hacia atrás con establecimiento no completado	.Mensaje simple hacia atrás con establecimiento no completado
1.6 Grupo de supervisión de llamada adelante-atrás	
1.7 Grupo de supervisión de circuitos adelante-atrás	
1.8 Grupo de supervisión de haz de circuitos	
1.9 Grupo de mensajes de gestión de la red de circuitos	.Mensaje de información de control de congestión
<b>2-Información de servicio</b>	
2.1 Indicador de servicio de generador del mensaje	
2.2 Indicador de red para mensaje nacional e internacional.	
<b>3-Información de señalización</b>	
3.1 Elementos de la etiqueta	.Código de puntos de destino y de punto de origen .Código de identificación de circuito
3.2 Identificadores de formato de mensaje	.Encabezamiento e Indicador de longitud de campo
3.3 Señales hacia adelante para establecimiento de llamada	.Señal de dirección y Señal de fin de numeración .Categoría de abonado que llama .Indicador de prueba de continuidad .Indicador de línea llamante, categoría y estado de indisponibilidad .Indicador de transferencia de llamada .Indicador de identificación de llamada maliciosa .Indicador de retención e Información de tasación
3.4 Señales hacia atrás para establecimiento de llamada	.Indicador de petición de identidad y categoría llamante .Indicador de supresor de eco .Señal de información de tasación .Señal de congestión en el equipo de conmutación
3.5 Señales de supervisión de llamada	.Señal de colgar, de fin de conexión y de liberación
3.6 Señales de supervisión de circuitos	.Señal de bloqueo y desbloqueo .Señal de petición de prueba de continuidad
3.7 Mensaje de supervisión de haz de circuitos	
3.8 Señales de control de congestión automática	

**Tabla 05. Intercambio de mensajes en una conexión SS7 para usuario ISUP.**

<b>IAM</b>	<i>(Initial Address Message)</i> . Contiene la información inicial de llamada para el encaminamiento.
<b>SAM</b>	<i>(Subsequent Address Message)</i> . Transporta las cifras no enviadas en el mensaje IAM.
<b>ACM</b>	<i>(Address Complete Message)</i> . Indica que se ha obtenido en acceso al destino.
<b>ANM</b>	<i>(Answer Message)</i> . Indica que el usuario llamado ha respondido.
<b>BLO</b>	<i>(Blocking Message)</i> . Permite el bloqueo del canal útil.
<b>UBL</b>	<i>(Unblocking Message)</i> . Desbloquea el canal útil.
<b>REL</b>	<i>(Release Message)</i> . Permite iniciar la liberación del canal.
<b>RLC</b>	<i>(Release Complete Message)</i> . Informa que la liberación ha sido completada.

## SISTEMA DE SEÑALIZACIÓN SS7

### 4- SISTEMA DE SEÑALIZACIÓN DE CANAL D

El canal D para la ISDN se lo utiliza con prioridad para el tránsito de señalización, pero como la velocidad de 16 kb/s es suficiente se utiliza además para datos por paquetes, telemetría y otros servicios. La señalización involucrada, equivalente a SS7, se denomina Señalización de Subcriptor Digital **DSS1** (*Digital Subscriber Signalling*). Para la ISDN de banda angosta (*Narrowband*) utiliza los protocolos SSNo7 y DSS1. Para la ISDN de banda ancha el ITU-T define los protocolos DSS2 y B-MTP3/B-ISUP en las interfaces hacia el usuario y la red.

**Tabla. Sistemas de señalización en la red ISDN.**

DENOMINACIÓN	SS7	DSS1
Aplicación	Central-central	Central-usuario
Velocidad de datos	64 kb/s	16 kb/s
Canales de señalización	hasta 1300	hasta 8
Capas involucradas	1-2-3-4	1-2-3
Control de flujo	No	Si
Control de errores	CRC-16/ARQ	CRC-16/ARQ
Dirección capa 2	Punto-a-punto	Punto-a-multipunto
Nivel de routing	Capa 3	No dispone

#### 4.1- CAPA 2 de DSS1: LAP-D

La capa 1 (**ITU-T I.430**) se trata de una conexión mediante 2 pares entre el equipo terminal ET del usuario y el terminal de red TR y una conexión mediante 1 par entre TR y el terminal de línea TL de la central. Se utiliza un canal de eco para la detección de colisión cuando hay varios terminales sobre el mismo circuito hacia el TR. Referido a **ITU-T Q.920/1** y **I.440/1**. Se utiliza un protocolo de acceso al enlace de datos **LAP-D** (*Link Access Protocol*) basado en HDLC y mostrado en la **Fig 02**. LAP-D es similar a LAP-B del protocolo X.25 con las siguientes diferencias:

- LAP-B entiende en la conexión punto-a-punto entre DCE y DTE.
- LAP-D entiende en una conexión multipunto (hasta 8 aparatos ISDN sobre el bus).
- Tienen diferente temporización y difieren en el campo de dirección (LAP-D son 2 Bytes y en LAP-B existe 1 Byte).
- LAP-D implementa la trama de información no-numerada UI del campo de control.
- Solo posee el módulo 128 (SABME); LAP-B también implementa el módulo 8 (SABM).

En **LAP-D** se determina una delimitación de trama mediante la bandera (Flag). Se dispone del proceso de justificación (agregado de 0 luego de la secuencia 11111). Esto asegura la propiedad denominada "Transparencia de Bits".

**CAMPO DE DIRECCIÓN CD.** Sirve para identificar unívocamente los enlaces de capa 2. Los bits de extensión de campo EA (01) señalan el final del campo de dirección. Están previstos para posibles extensiones futuras. El bit C/R señala si se trata de una instrucción (Comando) o una Respuesta a una instrucción. Contiene un identificador del usuario **TEI** (múltiplex de 8 usuarios) y un identificador del servicio del usuario **SAPI** (múltiplex de servicios). El valor combinado de TEI y SAPI se refiere al **DLCI** (Identificador de Conexión de Enlace de Datos) para identificar una conexión lógica.

**CAMPO DE CONTROL CC.** Permite 3 tipos de formatos (**Fig 03**).

**-Transferencia de información:** con numeración secuencial de tramas y acuse de recibo. Se dispone de un Byte para la numeración de la secuencia de transmisión N(S) y otro para la secuencia de recepción N(R). La confirmación de recepción es hasta N(R)-1. En este tipo de servicio la ventana máxima sin confirmación posible es 127. El bit P es de petición para la trama de comando.

**-Funciones de supervisión y control:** (acuse de recibo de tramas, petición de retransmisión y petición de suspensión temporal de transmisión). Dispone del N(R) número secuencial de trama recibida. El bit PF (Poll/Final) indica petición de respuesta de estado en una trama de comando (P seteado en 1 solicita una respuesta) e indica una trama de respuesta a una solicitud (F seteado en 1). Los bits SS indican funciones de supervisión:

**-Transferencia no numerada:** para funciones de control sin acuse de recibo. No contiene números secuenciales, los bits M son para la función modificadora. El bit PF indica petición de instrucción o una respuesta:

En LAP-D existen **tramas de instrucción y respuesta**. No se hace necesario la confirmación de las tramas sucesivas que se configuran como una multitrama; basta la confirmación sola de la última. En caso de falta de confirmación se retransmiten las tramas afectadas. El funcionamiento es con o sin acuse de recibo. En el caso sin acuse de recibo no se toman acciones aún cuando se encuentren errores en la trama.

El intercambio de paquetes de control para la **conexión:**

**-SABME:** para el establecimiento de llamada. Contiene las direcciones TEI y SAPI de la capa 3 que genera la conexión.

**-UA** para la confirmación de conexión o **DM** para rechazar la conexión.

La fase de **transferencia de datos** involucra:

**-N(S) y N(R):** para la numeración de tramas.

**-RR-RNR-REJ:** para el reconocimiento mediante los comandos/respuestas.

## SISTEMA DE SEÑALIZACIÓN SS7

La **desconexión** de la llamada involucra:

- DISC**: el comando para iniciar la desconexión.
- UA**: para confirmar la desconexión.
- DM**: como la contra-respuesta final.

**Tabla 06. Campos que componen la trama del protocolo de acceso LAP-D.**

<b>-Flag</b>	1 Byte. Bandera de inicio y cierre de trama 0111 1110 (hexadecimal 7E).
<b>-CD</b>	2 Bytes. Campo de dirección. Contiene la siguiente información:
<b>.EA</b>	2 bits. Extensión del campo (primeros Bytes EA=0 y EA=1 en el último);
<b>.CR</b>	1 bit. Indica si se trata de un comando (0) o respuesta (1);
<b>.SAPI</b>	6 bits. ( <i>Service Access Point Identifier</i> ) Usuario de capa 3. -0: Control de llamada (la señalización tiene prioridad alta). -1: Datos en modo paquete usando I.451/Q.931. -16: Datos en modo paquete X.25, y 32 a 62: para Frame Relay. -63: Gestión de capa 2.
<b>.TEI</b>	7 bits. ( <i>Terminal Endpoint Identifier</i> ) Extremo terminal operando en bus. Corresponde a: 0 a 63 (Para equipos individuales, programable en switch), 64 a 126 (Para asignación automática por la central) y 127 (Para difusión broadcasting). La identificación de 8 TE es desde 0000000; 0000001, 0000011, ..., 1111111. Para el canal de eco E el 0 sob reimprime al 1 (debido a la codificación AMI) y tiene prioridad sobre el 1. De esta forma se jerarquiza el acceso al bus de usuario ISDN.
<b>-CC</b>	2 Bytes. Campo de control. La información en este campo se indica en la próxima tabla.
<b>-Data</b>	Hasta 260 Bytes con información de capa 3.
<b>-FCS</b>	2 Bytes. Para la secuencia de verificación de errores en la trama.

**Tabla 07. CAMPO DE CONTROL.**

<b>TRAMA DE TRANSFERENCIA DE INFORMACIÓN:</b>	
<b>.N(S)</b>	7 bits. Numeración secuencial de trama transmitida.
<b>.N(R)</b>	7 bits. Numeración secuencial de trama recibida.
<b>.P/F</b>	1 bit. Bit de comando (Poll) y de respuesta (Final de trama).
<b>TRAMA DE SUPERVISIÓN:</b>	
<b>.SS</b>	2 bits. Para función de supervisión. Indica los comandos:
<b>.RR</b>	( <i>Receive Ready</i> ). Sirve para reconocer la trama recibida N(R).
<b>.RNR</b>	( <i>Receive Not Ready</i> ). Se aplica para suspensión de la transmisión.
<b>.REJ</b>	( <i>Reject</i> ). Indica que la trama N(R) se han eliminado.
<b>.N(R)</b>	7 bits. Numeración secuencial de trama recibida.
<b>.P/F</b>	1 bit. Bit de comando (Poll) y de respuesta (Final de trama).
<b>TRAMA DE CONTROL NO-NUMERADA:</b>	
<b>.M..M</b>	5 bits. Bits de función modificadora para <b>Trama de comando</b> :
<b>.SABME</b>	( <i>Set Asynchronous Balanced Mode Extended</i> ) pasar a tipo de conexión lógica balanceada.
<b>.UI</b>	( <i>Un-numbered Information</i> ) Información no-numerada.
<b>.DISC</b>	( <i>Disconnect</i> ) para suspender una conexión lógica.
<b>.XID</b>	( <i>Exchange Identification</i> ) Identificación de la central.
<b>.M..M</b>	5 bits. Bits de función modificadora para <b>Trama de respuesta</b> :
<b>.UA</b>	( <i>Unnumbered Ask</i> ) Reconoce el control SABME o DISC.
<b>.DM</b>	( <i>Disconnected Mode</i> ) Indica LLC está lógicamente desconectada
<b>.FRMR</b>	( <i>Frame Reject</i> ) Indica recepción de trama impropia.
<b>.XID</b>	Identificación de central.

### 4.2- CAPA 3 DE DSS1 (ITU-T Q.930/1, I.450/1 y ANSI T1.617)

En el modelo de capas el sistema de señalización DSS1 utiliza la capa 3 para generar el mensaje. Los campos de información involucrados se indican en la **Tabla 07/08**. La **referencia de llamada RF** solo tiene sentido en la conexión usuario-red y consta de 2 Bytes para 2B+D y de 3 Bytes para 30B+D. El primer Byte indica la longitud de la referencia de llamada RF. Con un bit se indica si la referencia es desde o hacia el usuario y con 7 o 15 bits se identifica la llamada en la capa 3. Cada conexión tiene asignado un número RF. Solo es válido en el ámbito de capa 3 para usar un mismo vínculo sobre la capa 2.

## SISTEMA DE SEÑALIZACIÓN SS7

**Tabla 08. Campos de información involucrados en la capa 3 de DSS1.**

<b>-PD</b>	1 Byte. Discriminador de protocolo. Identifica el mensaje de control de llamada en la interfaz usuario-a-red. Se han reservado códigos para protocolos X.25 y uso nacional. DSS1 = 0001 0000.
<b>-RF</b>	2 Bytes. ( <i>Call Reference Information Element</i> ). Referencia de llamada en la conexión usuario-red. Contiene:
<b>.Length</b>	1 Byte. Indica la longitud de CRV mediante 4 bits y 4 bits de relleno 0000
<b>.CRV</b>	1 Byte. ( <i>Call Reference Value</i> .) Análogo al identificador de canal lógico en la red X.25. Utiliza 7 bits y permite la multiplexación en el canal D. En el acceso primario ocupa 2 Bytes.
<b>-TM</b>	1 Byte. Es el identificador del tipo de mensaje. Se disponen de las siguientes posibilidades: <b>Establecimiento de llamada:</b> Alerta o aviso, llamada en curso, inicio de conexión ( <i>setup</i> ), acuse de conexión, reconocimiento de inicio y de conexión. <b>Fase activa de la llamada:</b> Reanudación de llamada, acuse de reanudación, rechazo de reanudación, suspensión de llamada, acuse de suspensión, rechazo de suspensión, información de usuario. <b>Desconexión de la llamada:</b> Inicio de desconexión de llamada, liberación, liberación completada, rearmado y acuse recibo de rearmado. <b>Miscelaneos:</b> Control de congestión, información, facilidades, notificación, estado, consulta de estado.
<b>-ID</b>	7 bits. Identificador de mensaje para informar si lo que sigue es un mensaje de usuario-usuario; un estado de desconexión; el número de llamada.
<b>-LON</b>	1 Byte. Indica la longitud del contenido del mensaje.
<b>-CON</b>	Contenido del mensaje propiamente dicho. Para un mensaje de <i>Setup</i> (similar a IAM) se dispone de los siguientes campos:
<b>.Type</b>	3 bits. Identifica el tipo de llamada
<b>.NSI</b>	4 bits. Identifica el esquema de numeración utilizado.
<b>.NUM</b>	Nx7 bits. Se trata de la transferencia de cifras en codificación de 7 bits cada cifra.

# **REDES DE CABLES TELEFÓNICAS**

Con relación a los conductores de cobre, los cables para las redes telefónicas (Plantel Exterior) y los regeneradores de red. Sobre las redes POTS y xDSL.

## **1- CABLES DE TELEFONIA**

**HISTORIA.** Este trabajo se ocupa de la conexión desde el usuario a la red de telefonía y CATV. Se analiza solo el medio de enlace (capa física) mediante conductores metálicos: pares balanceados y coaxiales. En par telefónico nace en 1883 con el uso de 2 hilos en líneas aéreas. Desde 1875 G.Bell usaba 1 solo hilo y la tierra como retorno de corriente, pero los efectos de ruido impedían alcanzar longitudes importantes. En 1890 en New York se disponían de postes de 30 mts de altura con 300 rosetas (para 300 hilos); por ello surgen los cables multipares.

El primer cable multipar data de 1887 colocado por la Western Electric Corp con hilos de tipo AWG-18 aislados en papel. En aquel entonces el núcleo multipar se empujaba dentro de un tubo de plomo (cubierta del cable). Hacia 1900 se desarrolla la máquina estrusora de plomo, y hacia la II Guerra Mundial se reemplaza por la cubierta de aluminio laminado PAL y el aislante de polietileno para conductores (fotografía anexa).



### **1.1- EL PAR BALANCEADO DE TELEFONÍA**

Las características que se estudian a continuación se refieren a la inductancia L, la capacidad C y la resistencia R.

**-INDUCTANCIA.** En un par la inductancia se determina mediante  $L = L_i + L_c$ ; donde  $L_i$  es la inductancia intrínseca debido al flujo interno de corriente y  $L_c$  es la inductancia debido al flujo externo al conductor. Para el **par simétrico** puede aproximarse por:

$$L = 0,1 + 0,9 \cdot \log [2 \cdot D/d]$$

y para el **par coaxial** es:

$$L = \left\{ \frac{1,3 \cdot 10^{-5}}{\sqrt{f}} \cdot \frac{d+D}{d \cdot D} \right\} + 4,6 \cdot 10^{-4} \cdot \log D/d$$

Donde d es el diámetro de los conductores y D la distancia entre alambres en el par balanceado. En el par coaxial d el diámetro exterior del conductor interior y D el diámetro interior del conductor exterior. La unidad es en H/km.

**-CAPACIDAD.** Para el par balanceado y coaxial es:

$$C = \frac{0,43 \cdot \pi \cdot \epsilon}{\log 2D/d} \quad \text{y} \quad C = 2 \cdot 10^3 \frac{\pi \cdot \epsilon}{\log D/d} \quad \text{respectivamente.}$$

Donde  $\epsilon$  es la constante dieléctrica del aislante (3,29 para papel seco; 1 para aire; 3 a 4 para polietileno y 4 a 6 para PVC). La unidad resultante es en F/km.

**-RESISTENCIA.** se expresa para par balanceado y coaxial como:

$$R = 2 \cdot \rho/s \quad \text{y} \quad R = 0,63 \cdot (\rho \cdot f)^{1/2} \cdot \frac{(d+D)}{d \cdot D} \quad \text{respectivamente.}$$

## REDES DE CABLES TELEFONICAS

Donde  $\rho$  es la resistividad del material (17,4 para el cobre, 28,7 para aluminio, 19 para el bronce y 120 el hierro),  $s$  es el área del conductor en  $\text{mm}^2$ . La unidad resultante es en  $\text{ohm/km}$ .

**EFFECTO DE LA ATENUACIÓN.** Para considerar el efecto producido por la atenuación se debe tomar en cuenta la construcción del cable involucrado. Los cables se disponen con pares balanceados de cobre **aislados en papel o en polietileno PE**. En el primero se ha usado una cubierta exterior de plomo. Hoy día todos los cables que se producen llevan una cubierta exterior constituida por una lámina de aluminio recubierta en ambas caras de polietileno **PAL** (PoliEtileno-Al Laminado).

La reunión de pares aislados se efectúa en **grupos o en capas**. Una versión especial del cable a grupos es aquel que dispone de una lámina de aluminio central que actúa de pantalla conectada a masa para incrementar la atenuación de diafonía entre ambos sectores del cables. La **atenuación** de los pares balanceados constituidos dentro del cable son una función de la capacidad y de la resistencia como parámetros del conductor y de la frecuencia y la temperatura como parámetros del sistema. De acuerdo con el **ITU-T G.613** el valor de atenuación es dependiente con la frecuencia de la siguiente manera:

$$\alpha_f = \alpha_0 \cdot (f/f_0)^{1/2}$$

Donde el valor de  $\alpha_0$  corresponde a la atenuación medida a 1 MHz por unidad de longitud en Km. La dependencia con la temperatura se expresa mediante:

$$\alpha_T = \alpha_{20} \cdot \{1 + 0,02 \cdot (T - 20)\}$$

$\alpha_T$  es la atenuación a la temperatura en  $^{\circ}\text{C}$  referida al valor a  $20^{\circ}\text{C}$ .

Los valores anexos de atenuación se entregan como referencia (**GAS 3, ITU-1976**) y se han medido a la frecuencia de 1 MHz debido a que se trata de la primer armónica de la señal digital de 2 Mb/s. En este contexto la transmisión de 2 Mb/s sigue siendo una aplicación económicamente aceptable para pares balanceados. La atenuación es parte de la ecuación del enlace; y se expresa por:

Tipo de aislante	papel	polietileno
Díámetro	atenuación	atenuación
0,4 mm	25,3 dB/km	
0,6 mm	18,8 dB/km	15 dB/Km
0,7 mm	15,9 dB/Km	12 dB/Km
0,9 mm	13,8 dB/Km	9,5 dB/Km

$$L = \frac{G}{F_T \cdot (1 + 3\sigma) \cdot \alpha}$$

**Tabla 01. Componentes de la ecuación de enlace.**

L	es la <b>longitud</b> máxima posible del enlace que se encuentra cercana a los 2 Km dependiendo de los parámetros seleccionados para señales de 2 Mb/s y superiores para enlaces de menor velocidad.
G	es la <b>ecualización máxima</b> que puede realizar el regenerador de línea a la frecuencia de la primer armónica. Si se trata de circuitos terminales de línea para 2 Mb/s se encuentra entre 35 y 45 dB; en cambio para multiplexores es de 6 dB. Debido al incremento de la diafonía en los distribuidores de cables en los extremos de la instalación de planta externa se adopta un valor de ecualización a la mitad del valor real, obteniéndose la mitad de longitud.
$F_T$	es el <b>coeficiente de temperatura</b> debido a que el cable trabaja sobre los $20^{\circ}\text{C}$ de referencia. Se estima en 1,02 para cables enterrados y 1,08 para cables aéreos.
$\sigma$	es la <b>desviación estándar</b> de la atenuación estimada en 0,03 dB (3% respecto del valor nominal). Obsérvese que la expresión tiene en cuenta el peor valor de atenuación al afectar la expresión por $3\sigma$ .
$\alpha$	es la <b>atenuación del par</b> de cobre en dB/Km medida a 1 MHz si se trata de sistemas a 2 Mb/s y a $20^{\circ}\text{C}$ . Si se utiliza el par para otras velocidades digitales el valor de atenuación es afectado por la expresión que tiene en cuenta la frecuencia de aplicación.

Por ejemplo, si se supone un cable aéreo ( $F_T = 1,08$ ) con conductores de 0,6 mm de diámetro aislado en polietileno ( $\alpha_0 = 15 \text{ dB/Km}$ ) y terminales de línea de ecualización  $G = 40 \text{ dB}$ , la longitud máxima alcanzable es  $L = 2,26 \text{ Km}$ .

**EFFECTO DE LA DIAFONÍA.** Cuando se enfrenta la transmisión por pares dentro de un cable que contiene varios sistemas digitales (o analógicos como telefonía o modem de datos) la diafonía puede tener un efecto importante como limitador de la distancia de transmisión.

Se distinguen dos tipos de diafonía que se identifican en la **Fig 01**. La diafonía en el terminal cercano **NEXT** (*Near-End CrossTalk*) conocida también como **paradiafonía** y la diafonía en el terminal lejano **FEXT** (*Far-End CrossTalk*) denominada **tediafonía**. La primera es la consecuencia del acoplamiento de parte de la energía de transmisión en un receptor local, mientras que la segunda se debe al acoplamiento en un receptor distante. La diafonía se expresa como la

## REDES DE CABLES TELEFONICAS

relación en dB entre el nivel de tensión de transmisión y el acoplamiento sobre el circuito inducido. Cuando mayor es la atenuación de diafonía en dB menor es el nivel acoplado. La medición se efectúa con un tono de prueba de 1 MHz o con un espectro simulado. En las redes sincrónicas donde los sistemas digitales tendrán un solo reloj el efecto de la diafonía puede aumentar debido a la correlación de espectros que se transmiten.

Se mencionan los valores de paradiafonía indicados por **GAS 3-ITU-T (1976)**:

<i>Tipo de aislación</i>	<i>papel</i>	<i>polietileno</i>
capas no adyacentes	75 dB	73 dB
capas adyacentes	64 dB	62 dB
igual capa	58 dB	56 dB

Según antecedentes de la empresa **ENTel (Argentina-1982)** se disponen de los valores detallados en la **Tabla 02** para cables con distinta cantidad de sistemas de 2 Mb/s (carga del cable). Obsérvese que los valores de FEXT son superiores a los de NEXT y que el cable con pantalla incrementa la atenuación de NEXT. Los valores de diafonía se reducen con el incremento de la frecuencia de acuerdo con la expresión ( $\delta p$  es la atenuación de diafonía a la frecuencia fo):

**Tabla 02: Diafonía NEXT y FEXT.**

<i>Carga del Sistema</i>	<i>Cable a capas</i>	<i>Cable a grupos</i>		<i>Cable con pantalla</i>
	NEXT dB	NEXT	FEXT	NEXT
100%	65 ± 7	75 ± 10	85 ± 11	98 ± 9
50%	75 ± 7	84 ± 10	102 ± 9	
30%	75			

$$\delta p = \delta p_0 + 15 \cdot \log (f_0/f)$$

Sobre el enlace se considera la diafonía mediante la siguiente expresión:

$$\delta p - \{ \sigma \cdot (3 - 0,6 \cdot \log m) - 7 \} - 15 \cdot \log f_0 - 10 \cdot \log m - \alpha \cdot L \cdot \sqrt{f_0} \geq X$$

Donde el valor de paradiafonía medio  $\delta p$  se expresa en dB y es medido a 1 MHz. La desviación de paradiafonía es  $\sigma$ . El número de sistemas en el cable es m y la longitud del enlace L en Km. La atenuación  $\alpha$  se expresa en dB/Km y se mide a la frecuencia fo de 1 MHz. El valor X corresponde al coeficiente de sensibilidad deseado (relación señal/ruido de 18 dB). Por ejemplo, si se supone un cable con 10 sistemas (m=10) de 2048 kb/s cada uno (donde fo= 1 MHz) transmitidos en capas adyacentes con pares con aislación de polietileno ( $\delta p = 73$  dB,  $\sigma = 7$  dB,  $\alpha = 15$  dB/Km) y con una sensibilidad de 18 dB, la longitud máxima alcanzable es de L = 2,34 Km.

El valor de **longitud máxima entre repetidores** está dado por el menor de los valores de longitud calculados mediante la expresión de atenuación y de diafonía. En cables con pantalla el valor de NEXT es despreciable y se considera preponderante la FEXT para el cálculo. El tramo que sale del distribuidor de cables, debido al exceso de diafonía, se lo diseña con la mitad de la longitud normal.

### 1.2- CABLES MULTIPAR TELEFONICO

El cable multipar de telefonía está compuesto de los siguientes componentes:

- Conductor de cobre de tamaño 19 a 28AWG (ver la **Tabla 06**).
- Aislador de polietileno PE (*Polyethylene*) con cobertura de HDPE (*High Density PE*).
- Trenzado a dos colores con paso diseñado para minimizar el desbalance de capacitancia y diafonía.
- Grupo de pares. Unidades de 25 pares. Se agrupan en capas concéntricas.
- Cable de 1000 pares: central 4x25 pares; capa 1: 6x50 pares; capa 2: 12x50 pares.
- Compuesto de relleno para rellenar los espacios de aire.
- Pantalla de aluminio de 0,2 mm cubierto en ambos lados de una capa de plástico PE.
- Pantalla de aluminio en Z dividiendo en cable en dos para enlaces PCM.
- Cubierta (*Jacket*) de PE de baja o media densidad.
- Alambre guía para cable aéreo autosoportado. Son 7 hilos de acero galvanizado sobre la misma cubierta.
- Numeración del cable exterior (longitud secuencial, nombre del fabricante, año de fabricación, etc).

### 1.3- PAR COAXIAL PARA SEÑALES DIGITALES

En la década de los años '70 se usaron conductores coaxiales para la transmisión de señales digitales en larga distancia. En la mitad de los años '80 las fibras ópticas lograron superar las prestaciones de los cables coaxiales. Desde ese momento los cables coaxiales se limitaron a funcionar como medio de interconexión de equipos. Una vieja aplicación histórica del cable coaxial fue las redes interurbanas en el ámbito nacional (ver instalación de cable coaxial en las Pampas de Argentina en la fotografía histórica anexa). Hoy día se lo utiliza en redes de CATV y como interconexión interna en edificios.

## REDES DE CABLES TELEFONICAS

Las principales características de los cables coaxiales son la atenuación y la impedancia característica. La **atenuación** es una función de los diámetros de los conductores y la frecuencia de transmisión.

**ATENUACIÓN.** De acuerdo con **ITU-T G.621 a G.623** los valores de atenuación se indican en la **Tabla 03** (el diámetro corresponde al interno  $d$  y externo  $D$  respectivamente).

**Tabla 03: Características de los cables coaxiales.**

Diámetro	0,7/2,9 mm	1,2/4,4 mm	2,6/9,5 mm
Atenuación a 10°C	8,9 dB/Km	18±0,4 dB/Km	18±0,3 dB/Km
Frecuencia de medida	1 MHz	12 MHz	60 MHz
Atenuación $\sqrt{f}$	9,3. $\sqrt{f}$	5,15. $\sqrt{f}$	2,3. $\sqrt{f}$

La variación de la atenuación con la frecuencia sigue la ley de crecimiento con  $\sqrt{f}$ <sup>1)</sup>. La atenuación también se incrementa con la temperatura de acuerdo con:

$$\alpha_T = \alpha \cdot \{1+k.(T-10)\}$$

Donde,  $\alpha$  es la atenuación a 10 °C y el coeficiente  $k$  vale  $1,9 \cdot 10^{-3}$  para el coaxial de 0,7/2,9 mm y  $2 \cdot 10^{-3}$  para el de 1,2/4,4 mm. La atenuación en una función del **diámetro de los conductores**  $d$  y  $D$ , de acuerdo con la siguiente ley:

$$\alpha_o = h \cdot \sqrt{f} \cdot \frac{1/d - 1/D}{\log D/d}$$

El valor mínimo de atenuación se obtiene cuando la relación de los diámetros  $D/d$  es de 3,591. Esto determina en parte los diámetros normalizados por el ITU-T.

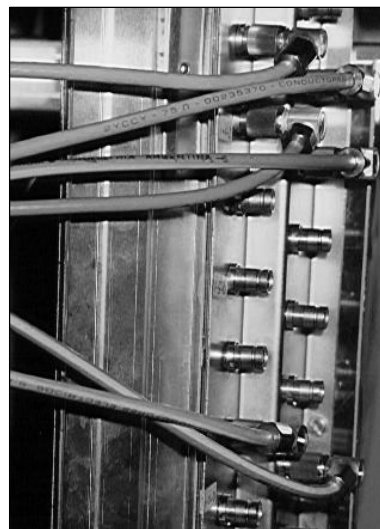
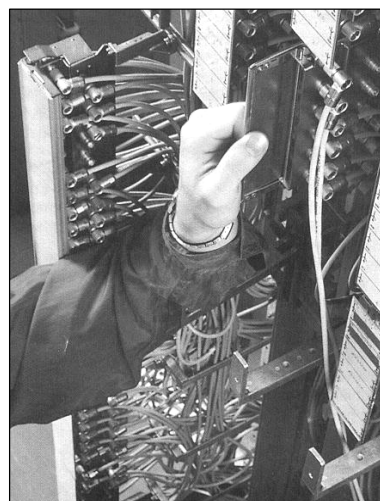
**IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA.** El valor se obtiene como:

$$Z_o = 60 \cdot \epsilon^{-1/2} \cdot \ln (D/d)$$

La constante dieléctrica del aislante  $\epsilon$  y la relación  $D/d$  determinan el valor de  $Z_o$ . Si se adopta el valor de  $D/d= 3,6$  y se tiene aire como aislante ( $\epsilon= 1$ ) la  $Z_o$  es 76,8 ohm, mientras que con aislante de polietileno ( $\epsilon= 2,3$ ) la  $Z_o$  es de 50,7 ohm. Como la potencia  $P$  se calcula mediante  $V^2/Z_o$  resulta que el máximo de potencia que puede manejar el par ocurre con el mínimo de impedancia. La potencia que soporta el coaxial es mayor a 50 ohm que a 75 ohm lo cual justifica el uso de impedancias menores cuando se requiere transferencias de potencias mayores (por ejemplo en radiofrecuencia).

El cálculo de la longitud entre repetidores no toma en cuenta la diafonía (la cual es prácticamente nula). En lo que respecta a la atenuación es válida la expresión del ítem anterior con la indicación adicional que el margen de equalización de los regeneradores es del orden de 70 a 80 dB. En la **Fig 01** se muestran las curvas teóricas de transmisión por cable coaxial y los valores prácticos admisibles. Estos valores son superados ampliamente (longitudes de 10 a 20 veces superiores) por los sistemas con fibras ópticas.

**APLICACIÓN.** La aplicación de los coaxiales se limita a cortas distancias, para unir equipos entre sí. En la fotografía anexa se muestra el distribuidor digital DDF para cables coaxiales de 2 Mb/s. En tal caso un coaxial típico **RG-58/U** de cobre con aislación de polietileno celular (sólido) y diámetro exterior de 4,95 mm posee una atenuación de 1,48  $\sqrt{f}$  [dB/100m]. Como ejemplo se puede obtener la **Tabla 04**.



<sup>1)</sup> La ley  $\sqrt{f}$  se debe al efecto pelicular (*Skin Effect*) producido por la penetración de la corriente eléctrica dentro del conductor. Cuando la frecuencia se incrementa la zona de conducción disminuye y la resistencia aumenta.



## REDES DE CABLES TELEFONICAS

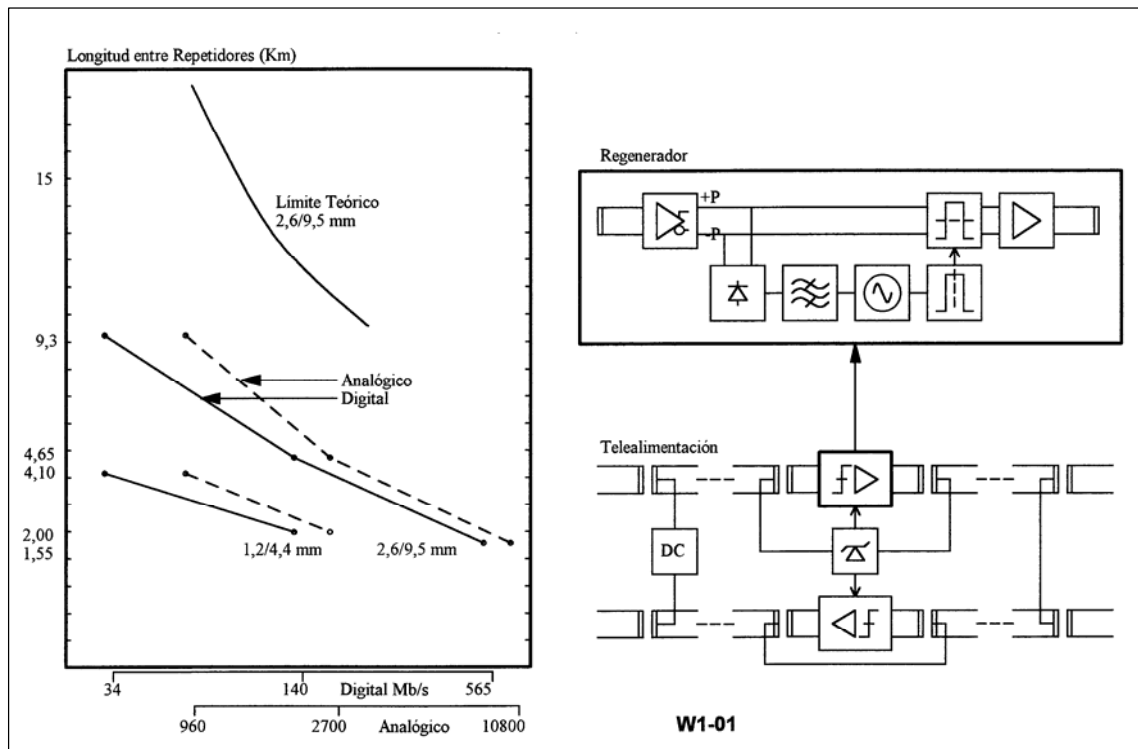
**Tabla 04: Longitud de interfaz digital mediante coaxial.**

Tributario	Ecuación	Atenuación	Longitud
2 Mb/s	6 dB/ 1 MHz	1,48 dB/100m	405 mts
8 Mb/s	6 dB/ 4 MHz	2,96 dB/100m	202 mts
34 Mb/s	12 dB/17 MHz	6,10 dB/100m	197 mts
140 Mb/s	12 dB/70 MHz	12,4 dB/100m	97 mts
155 Mb/s	12,7dB/77 MHz	13,0 dB/100m	97 mts

### 1.4- REPETIDOR REGENERADOR

**CIRCUITO REGENERADOR.** El circuito regenerador es muy simple. Consiste en un **ecualizador de entrada** para compensar la pérdida del conductor de acuerdo con la ley  $\sqrt{f}$  y un circuito de **recuperación del reloj** para la regeneración. En la **Fig 01** se muestra el diagrama esquemático. El ecualizador es similar a un control automático de ganancia con transferencia inversa a  $\sqrt{f}$ . La recuperación del reloj se efectúa mediante el filtrado de la armónica del reloj contenida en el espectro de la señal de recepción.

En la misma figura se muestra el espectro de una señal codificada en **HDB3** para una tasa de información de 34 Mb/s. Se muestra tanto el espectro completo (10 MHz/div) como una ampliación (100 kHz/div) de la armónica del reloj en 34 MHz. Como el código HDB3 tiene pulsos alternados positivos y negativos en 34 MHz se encuentra reducida (cancelada por la diferencia de fase de 180°). Para recuperarla basta con rectificar la forma de onda y sumar los pulsos con igual polaridad.



**Fig 01. Regeneradores para cables de cobre.**

**TEALIMENTACIÓN.** Los repetidores en una línea de transmisión son alimentados mediante un **circuito fantasma**. En la **Fig 01** se muestra el conexionado. Se trata de los dos pares del sistema (transmisión y recepción digital) los cuales se conectan mediante transformadores con punto medio. La corriente continua de alimentación DC se encuentra balanceada en el bobinado con punto medio y no interfiere sobre la señal digital. Mediante un circuito a **diodo zener** se obtiene el nivel de tensión necesario de alimentación al repetidor. El repetidor es un circuito regenerador con ecualización de línea (ley  $\sqrt{f}$ ) cercana a 40 dB medido a la frecuencia de Nyquist (la mitad de la velocidad digital).

La ecuación que relaciona los elementos del circuito es:  
 $L.I.Ro = E - N.Vo$

## REDES DE CABLES TELEFONICAS

Donde:

- tensión de alimentación E del circuito fantasma de 150 Vdc;
- corriente de consumo I del circuito fantasma de 48 mA;
- resistencia del bucle  $R_o$  de acuerdo al conductor en ohm/Km;
- tensión de alimentación por repetidor  $V_o$  de  $5,6 \text{ V} \pm 0,4 \text{ V}$ ;
- número de repetidores a alimentar N y
- longitud del circuito de telealimentación L en Km.

El valor de resistencia del bucle se relaciona con el diámetro del conductor y la temperatura de funcionamiento. En la **Tabla 05** se resumen las resistencias del bucle medidos en ohm/Km para distintos diámetros y condiciones de instalación. Si se supone un sistema con 10 repetidores ( $N= 10$ )

**Tabla 05: Pares en bucle para alimentación.**

<i>Diámetro</i>	<i>a 20 °C</i>	<i>enterrado 30°C</i>	<i>aéreo a 60°C</i>
0,9 mm	26,9	28,0	31,2 ohm/Km
0,65 mm	51,4	53,5	59,6 ohm/Km
0,5 mm	87		100,9 ohm/Km

unidos mediante un cable aéreo con conductores de 0,65 mm de diámetro ( $R_o= 59,6 \text{ ohm/Km}$ ) la longitud máxima de telealimentación L es de 31,46 Km. Este valor es superior al necesario ya que 10 repetidores pueden cubrir una distancia de 25 Km .

## REDES DE CABLES TELEFONICAS

### 2- SISTEMA DE TELEFONIA POTS Y xDSL

#### 2.1- POTS (*Plain Old Telephone Service*).

La red telefónica urbana está formada por un plantel de cables de cobre y fibra óptica combinada. De esta forma los distintos medios de transmisión físicos reciben las siguientes aplicaciones:

-Conductor de Cobre	Pares Balanceados	Utilizados en la red de acceso al usuario telefónico.
	Pares trenzados	Aplicados en las redes de cableado estructurado de edificios.
	Pares coaxiales	Usados para interconexión de equipos y en CATV.
-Fibras Ópticas	FO Multimodo	Aplicables en redes de datos (modelos 50/126 y 62,5/125 um)
	FO monomodo	Aplicables en redes de transporte de alta velocidad y distancia.

La conmutación automática fue inventada por **A.Strowger**-1892 y era del tipo electromecánico. Estos centros fueron reemplazados paulatinamente por central de control centralizado desde la década de los años 70. Hoy día la totalidad de las redes utilizan la conmutación digital con posibilidad de acceso ISDN (ver los próximos trabajos). El denominado loop local de abonado se refiere al enlace de abonado por pares balanceados de cobre que trabaja con una alimentación de 48 Vdc, 20 mAmp y resistencia máxima de 1300 ohm.

La multiplexación FDM permitió la transmisión de varios canales sobre el mismo vínculo de transmisión. En 1918 la Bell instaló el primer enlace FDM de 4 canales entre Baltimore-Pittsburgh. El denominado **banco de canales** multiplexa señales telefónicas cada 4 kHz y llevaba un tono piloto de referencia; de forma que con un valor inferior a 4 dB por debajo del valor nominal se determinaba una alarma. El mismo tono se aplicaba para regulación del AGC en pasos de 0,5 dB. Hoy día la totalidad de los multiplexores son digitales del tipo PDH o SDH.

En el plantel exterior actual se utilizan aun las técnicas desarrolladas a mediados de siglo con algunas variantes para su actualización a la banda ancha. El cable multipar es de aislación en polietileno colocado por extrusión. Utiliza una pantalla de aluminio (cinta helicoidal PAL) y PVC negro de humo para protección contra rayos ultravioleta. Los pares se agrupan a capas concéntricas de espesor unitario y separadas por hilos o cintas de algodón; también se tienen los cables a grupos con 100 pares identificados por cintas de color.

Del lado central la red de plantel exterior termina en una matriz de pares que permite la conexión cruzada. En la misma se utilizan módulos de inserción sin soldadura para permitir la extracción y reinserción. Este tipo de módulos también se utiliza en la red de distribución y multiplicación de pares. Generalmente se instalan armarios en la vía pública dentro de los cuales se ingresan los cables y los módulos de conexión. Muchas veces los mismos llevan descargadores gaseosos para la protección contra sobretensiones de origen atmosférico o de contacto. Los mismos son recuperables en forma automática y se cortocircuitan en un tiempo de 0,01 mseg. Existen descargadores de tipo electrónico, de carbón, varistores y resistencias.

#### 2.2- ACCESO xDSL (*Digital Subscriber Line*).

Se trata de formas de acceso de alta velocidad digital al usuario utilizando la planta externa de pares de cobre actual de las POTS. El prefijo x de xDSL se refiere a varias técnicas propuestas como solución de acceso. Se debe tener en cuenta que el uso de técnicas de codificación avanzadas para fonía y vídeo permite reducir el ancho de banda (velocidad de transmisión). En pocas palabras "la banda ancha es paulatinamente más angosta". El acrónimo DSL se refería inicialmente a las líneas que permitían la transmisión de usuarios ISDN de banda angosta (160 kb/s en código 2B1Q), también conocida como interfaz U.

Se dispone de **ADSL** (*Asymetric DSL*) con velocidad de acceso bidireccional distinta (alta velocidad al usuario y baja velocidad hacia la red). ADSL fue originalmente definida para el servicio **VoD** (*Video-on-Demand*) donde el canal de ida al usuario (vídeo codificado, datos y fonía) y el de retorno (datos) son asimétricos. Sin embargo, se encontró también interesante para accesos de Internet de alta velocidad, con características similares para servicios como la consulta de *Web Server*. Recientes avances de ADSL han llevado a **VDSL** (*Very-high-bit-rate DSL*) con velocidades de acceso de hasta 50 Mb/s.

En oposición a ADSL se ha generado el acrónimo **SDSL** (*Symetric DSL*) en operación de velocidad simétrica. También se ha definido **HDSL** (*High bit-rate Digital Subscriber Line*) para transmisión a velocidad T1 (1,5 Mb/s) hasta 4 km (datos de alta velocidad). Ambos solucionan problemas de acceso al usuario (*Last Mile*) mediante la transmisión bidireccional por el mismo par y utilizando canceladores de eco y equalizadores **FE** (*Feed-Forward Equalizer*) y **DE** (*Decision-Feedback Equalizer*).

## REDES DE CABLES TELEFONICAS

Para ADSL se han previsto dos esquemas de modulación posible:

- CAP** (*Carrierless Amplitude Phase*) por ATT para la versión HDSL (*High DSL*) a 1,5 Mb/s.
- DMT** (*Discrete Multitone*) que utiliza varios canales para obtener una velocidad final elevada.

Así por ejemplo, en tanto POST utiliza la banda vocal hasta 4 kHz, ISDN una banda superior hasta 80 kHz, en ADSL se utiliza la banda de 94-106 kHz para el enlace *up-stream* y 120-420 para el enlace *down-stream*. Se han definido los siguientes sistemas (según **T1E1.4** de 1993):

- ADSL-1. Para 1544 kb/s en el enlace down y 16 kb/s en el enlace up. Versión del tipo *full-duplex*.
- ADSL-2. Para 3152 kb/s en el enlace down y 64 kb/s en el enlace up.
- ADSL-3. Para 6312 kb/s en el enlace down y 64 kb/s en el enlace up.

La versión ADSL-3 posee las siguientes velocidades:

Tipo de señal	Enlace Down-Stream	Enlace Up-Stream
Señal de vídeo	6312 kb/s	---
Señal de control de vídeo	64 kb/s	64 kb/s
Señal de alto orden de telefonía	384 kb/s	384 kb/s
Señal DSL de telefonía	160 kb/s	160 kb/s
Señal vocal	3 kb/s	3 kb/s
Encabezado de trama general	24 kb/s	24 kb/s
FEC para corrección de errores	336 kb/s	20 kb/s
<b>Total</b>	<b>7280 kb/s</b>	<b>642 kb/s</b>

ADSL-3 involucra la modulación DMT que dispone de los siguientes pasos en el canal down-stream:

- Codificador FEC con incremento de velocidad del 5% más CRC y Scrambler.
- Codificador Trellis de 16 estados y de 4-dimensiones.
- Codificador interleaver *Tone-Shuffle* de 256 canales desde DC a Nyquits.
- Se codifica la energía de cada uno de los 256 tonos en la parte real e imaginaria. Se tiene así la codificación 512-IFFT.
- A 512 IFFT (*Fast Fourier Transform*) se anexa 32 muestras fijas y cíclicas con un total de 544 muestras.
- Se adiciona la secuencia de alineamiento de trama con 69 símbolos.
- El codec A/D es a 2208 kb/s.
- La codificación up-stream utiliza 64-IFFT en lugar de 512-IFFT.

**HDLC.** Este tipo de solución se planteó siguiendo la línea de ISDN; el código es 2B1Q para la velocidad de 1544 kb/s (conocida como T1). Otras soluciones de menor velocidad han sido planteada a 384 kb/s, como se indica en la **Tabla 06**. En HDLC se utilizan conductores de planta externa normales. El retardo es inferior a 110 nseg. Se utiliza código 2B1Q sobre 2 pares para una transmisión full-duplex de 1040 kb/s. La potencia es de +13,5 dBm con pérdida de retorno de 20 dB entre 40-200 kHz.

**Tabla 06. HDSL a 384 kb/s sobre pares AWG.**

AWG	Diámetro en mm	Atenuación a 1 kHz	Resistencia de loop	Longitud a 384 kb/s
19	0,91 mm	0,75 dB/km	45 ohm/km	
22	0,61 mm	1,00 dB/km	92,5 ohm/km	5 millas
24	0,51 mm	1,30 dB/km	148 ohm/km	4 millas
26	0,4 mm	1,65 dB/km	237 ohm/km	3 millas
28	0,32 mm		226 ohm/km	

### 2.3 CABLEADO ESTRUCTURADO PARA TELEFONIA Y DATOS

El cableado estructurado era desconocido hasta el desmembramiento de la Bell en USA en 1984. Las opciones eran tantas que se intervino mediante la TIA aprobando las normas en 1991 por ANSI. Consiste en equipos y accesorios de cables y conexión, métodos de instalación y gestión de funcionamiento. Tiene en cuenta la conexión física sin considerar los protocolos. Las normas T568A y T568B tienen los pares 2 y 3 invertidos. La relación entre pines y pares en el conector RJ45 de 8 pines, es la siguiente:

Par	1	2	3	4
Norma T568A	4-5	3-6	1-2	7-8
Norma T568B	4-5	1-2	3-6	7-8
Color	Azul	Rojo	Verde	Marrón

T568A se prefiere porque es compatible con las normas **USOC** (*Universal Service Ordering Code*) de 1 y 2 pares. El cable para patch-cord tiene el código de colores de la tabla anterior.

## REDES DE CABLES TELEFONICAS

**EIA/TIA 568** (*Telecomm Industries Association*) Se han definido 5 categorías de cables del tipo **UTP** (*Unshielded Twisted Pair*). Las categorías 3 a 5 corresponden a cables de 6,35 mm de diámetro con 4 pares trenzados de 100 ohm en su interior. El trenzado permite reducir la diafonía. El conductor es del tipo 24AWG. La cubierta exterior es Hi-Flex con blindaje de Aluminio y Mylar.

Categoría 1: Cable trenzado sin-pantalla para voz (sin aplicación para datos).

Categoría 2: Cable trenzado sin-pantalla hasta 4 Mb/s. El cable contiene 4 pares.

Categoría 3: Cable trenzado hasta 16 Mb/s (Token Ring, Ethernet 10BaseT y 100VG-AnyLAN).

Categoría 4: Cable hasta 20 Mb/s para Token Ring.

Categoría 5: Cable hasta 100 Mb/s para CDDI y 100VG-AnyLAN.

**Tabla 07. Características de cables categoría 3-4-5.**

Categoría	Atenuación dB/100mts		dB/100mts a 16 MHz	NEXT dB a 16 MHz
3	$2,3 \cdot f^{1/2}$	$0,7 < f < 16$ MHz	13 dB	> 23 dB <i>voice-grade</i> UTP
4	$2 \cdot f^{1/2}$	$0,7 < f < 20$ MHz	8,8 dB	> 38 dB <i>data-grade</i> UTP
5	$1,97 \cdot f^{1/2}$	$0,7 < f < 100$ MHz	8,2 dB	> 44 dB <i>data-grade</i>

La categoría 6 extiende la ISO/IEC 11801 para ATM-622 sobre pares de cobre. Según norma DIN utiliza los pines 1-2 y 7-8 del RJ54. Aplica 4 pares *shield* individuales con una pantalla externa adicional para obtener muy baja diafonía NEXT (70 dB a 100 MHz). Los conectores utilizados son el **RJ11** (*Registered Jack* de BellSystem) con 6 pin y **RJ45** con 8 pin.

Los pin utilizados en el conector RJ45 son los siguientes:

- 4/5 Utilizables para canales vocales de telefonía.
- 4/5, 3/6 Para ISDN y Token Ring.
- 3/6, 1/2 Para Ethernet mediante pares trenzados 10BaseT.
- 1/2, 7/8 Para redes de datos ATM y CDDI.
- Todos Para 100VG-AnyLAN.

**AWG** (*American Wire Gauge*) es un sistema de clasificación de conductores para comunicaciones. El incremento del valor de AWG indica una reducción de diámetro. Por ejemplo (ver **Tabla 06**):

- 22AWG/24AWG se utiliza para el cable serie RS-232.
- 22AWG/24AWG/28AWG se aplica para pares de telefonía. Usado para categoría 5 como 4 pares 24AWG de 100 ohm.
- 112AWG/20AWG se usa para redes LAN Ethernet 10base2 y 10base5.

## REDES DE CABLES TELEFONICAS

**LAMINA. PLANTEL TELEFONICO.** Se muestran algunos componentes de la planta externa e interna de telefonía en cobre. Armarios para pares de cobre en la vía pública. Cajas de distribución de pares para poste y pared. Módulos de conexión de abonado y cableado estructurado.



## ACCESOS ISDN

Referido a los accesos digitales de alta velocidad ISDN. Sobre las interfaces y las tramas de comunicación entre LTU-NT-TE.

### 1- GENERALIDADES DE ISDN

#### 1.1- RASGOS HISTÓRICOS

La historia comienza cuando **H.Vaughan-1959** en **Bell Labs** desarrolla el embrión de los centros de conmutación digitales con técnica PCM denominado proyecto Essex. En ese momento se piensa por primera vez en la posibilidad de integrar la conmutación y la transmisión y se descubren las dificultades inherentes a dicho proyecto. En la red analógica de telefonía (existente desde 1880 para el canal de 4 kHz de ancho de banda) se habían integrado algunos servicios digitales. En 1962 se inicia el tráfico a velocidad T1 en USA; en Argentina el primer sistema se instaló en 1972 a velocidad E1. El primer centro digital instalado por ATT fue en 1976 (central **4ESS Electronic Switching System**).

El ITU-T (antes CCITT) se ocupa desde 1968 de los servicios integrados y en 1971 el **Grupo de Estudio SG XI** propone el término *Integrated Service (Digital) Network*. La opinión casi generalizada indicaba que la palabra Digital era redundante ya que la única manera de realizar una red con servicios integrados es mediante la técnica digital. Por ello la palabra digital aparecía primero entre paréntesis, el cual luego se perdió sin mayores explicaciones. En 1984 se inaugura las **Recomendaciones Serie I** para la ISDN.

Hasta 1988 no se logró una adhesión total a estas velocidades. Por ejemplo, en Japón se usaba 88 kb/s (B=64 kb/s, D=8 kb/s y 16 kb/s de datos) y en Inglaterra 80 kb/s (B=64 kb/s, D=8 kb/s y 8 kb/s para datos). A partir de dicho año se logra un estándar mundial uniforme de 144 kb/s. Así, las Bell Operating Companies introdujeron la ISDN en USA a 64 kb/s en 1986 y a partir de 1989 ofrece los servicios ISDN del tipo 2B+D. El primer país en introducir ISDN fue Francia en 1988 y en Latinoamérica fue Colombia en 1992. Los primeros proveedores de equipos capaces de demostrar la capacidad de ISDN fueron Siemens, ATT, Northern Telecom y NEC.

La ISDN nació como idea basada en los siguientes **conceptos fundamentales**:

- Evolución a partir de la red digital existente.
- Utilización de la red de abonado actual.
- Interfaces normalizadas con el usuario.
- Intercambiabilidad de terminales de usuario.
- Plan de numeración único para todos los servicios.
- Aplicación del sistema de señalización N<sup>o</sup>7.

La ISDN, desde el punto de vista del modelo de interconexión de sistemas abiertos de 7 capas, ocupa la capa 1 para los datos y las capas 1 a 4 para la señalización.

#### 1.2- MODELO GENERAL DE LA ISDN

ISDN pretende crear un sistema completo que permita abastecer a cualquier servicio actual y futuro al usuario. Se tiene una división entre ISDN de Banda Angosta y Banda Ancha:

**.N-ISDN Banda Angosta (Narrowband)**: En el primer caso se incluyen servicios de baja velocidad digital tanto de redes públicas como privadas (telefonía, telefax, teletex, videotex, etc.) incluyendo el servicio de videoteléfono de baja velocidad.

**.B-ISDN Banda Ancha (Broadband)**: Se incluyen adicionalmente los servicios de alta velocidad como ser televisión y radio de alta calidad. Este servicio de banda ancha se realizará mediante el Modo de Transferencia Asíncrono **ATM**.

Los servicios prestados por la ISDN son las **capacidades** ofrecidas al cliente, las cuales se definen mediante **protocolos y funciones normalizadas**. Los servicios se describen por medio de **atributos** que definen las características del servicio conforme se aplican a un determinado punto de referencia en el cual el cliente accede a la ISDN.

**ATRIBUTOS**. Se definen en **ITU-T I.130/I.340** y se pueden resumir mediante la **Tabla 01**:

## ACCESOS ISDN

**Tabla 01: Atributos de la red digital integrada ISDN.**

-Modo transferencia de información:	Circuito o paquetes.
-Establecimiento de comunicación:	Demanda, reservado y permanente.
-Establecimiento de la conexión:	Conmutada o permanente.
-Simetría:	Unidireccional o bidireccional.
-Canal de acceso y velocidad:	B, 2B+D, etc.
-Velocidad de transferencia:	64, 384, 1536 y 1920 kb/s.
-Capacidad de transferencia:	Audio, vídeo, etc.
-Configuración de comunicación:	Punto-punto, multipunto, broadcasting.
-Topología del acceso:	Simple, cascada, paralelo.
-Topología multipunto:	Estrella, malla, etc.
-Atributos entre elementos	Uniformidad y no-uniforme
-Dinámica:	Concurrente, secuencial.
-Protocolo de acceso:	G711, X25, I.460, CCITT CSS7/DSS1.
-Servicios suplementarios.	
-Calidad del servicio.	
-Características de funcionamiento de conexión.	
-Errores y deslizamientos.	

**CAPACIDAD DE ACCESO.** En ITU-T I.412 se definen las mismas:

-**Canal B** con una capacidad de 64 kb/s. La señal vocal se codifica de acuerdo con ITU-T G.711 y las velocidades inferiores pueden multiplexarse o rellenarse (justificarse) para llevarlas a este valor. El canal B puede ocuparse con telefonía a 64 kb/s o con datos (por ejemplo X.25). Los servicios de capas superiores pueden ser Teletex/Videotex, Facsímil del grupo 4, servicio de transferencia de mensajes MHS X.400 y directorio X.500.

-**Canal D** con una velocidad de 16 o 64 kb/s. Se usa para señalización de acuerdo con ITU-T I.440/451 las cuales determinan el sistema de señalización DSS1. Este canal tiene previsto en la red de acceso al usuario la aplicación secundaria de telemetría para servicios de emergencia y gestión de alimentación. También puede usarse para transmisión de datos X.25 mediante LAP-D en la capa 2. La señalización DSS1 se estudia en el trabajo referido a sistemas de señalización.

-**Canal H** con velocidades de H0= 384 kb/s, H11= 1536 kb/s y H12= 1920 kb/s. Algunos ejemplos de aplicaciones de estas velocidades son vídeo para teleconferencia, datos de alta velocidad, conmutación de paquetes y audio de alta calidad. La estructura de acceso al usuario mediante canales B para datos y D para señalización, tiene 3 versiones distintas:

-2B+D a 144 kb/s denominado acceso básico o **BRI** (*Basic Rate Interface*).

-23B+D a 1544 kb/s.

-30B+D a 1920 kb/s denominado acceso primario o **PRI** (*Primary Rate Interface*).

El acceso básico posee 2 canales B de datos de 64 kb/s y uno de señalización D a 16 kb/s, mientras que el acceso primario tiene 30 canales B de datos y uno de señalización D a 64 kb/s.

**SERVICIOS SUPLEMENTARIOS.** Se trata de aquellos servicios que pueden entregarse al usuario apoyados en la señalización por canal común. Algunos de ellos son:

-Cambio de servicio durante la conexión.

-Número de suscriptores múltiples.

-Interrogación de estado; discado abreviado; rediscado.

-Manos libres; llamado en espera; llamada selectiva.

-Registro de llamadas de entrada.

-Restricción de conexión entrante y saliente.

-Servicio libre de cargo; cobro revertido.

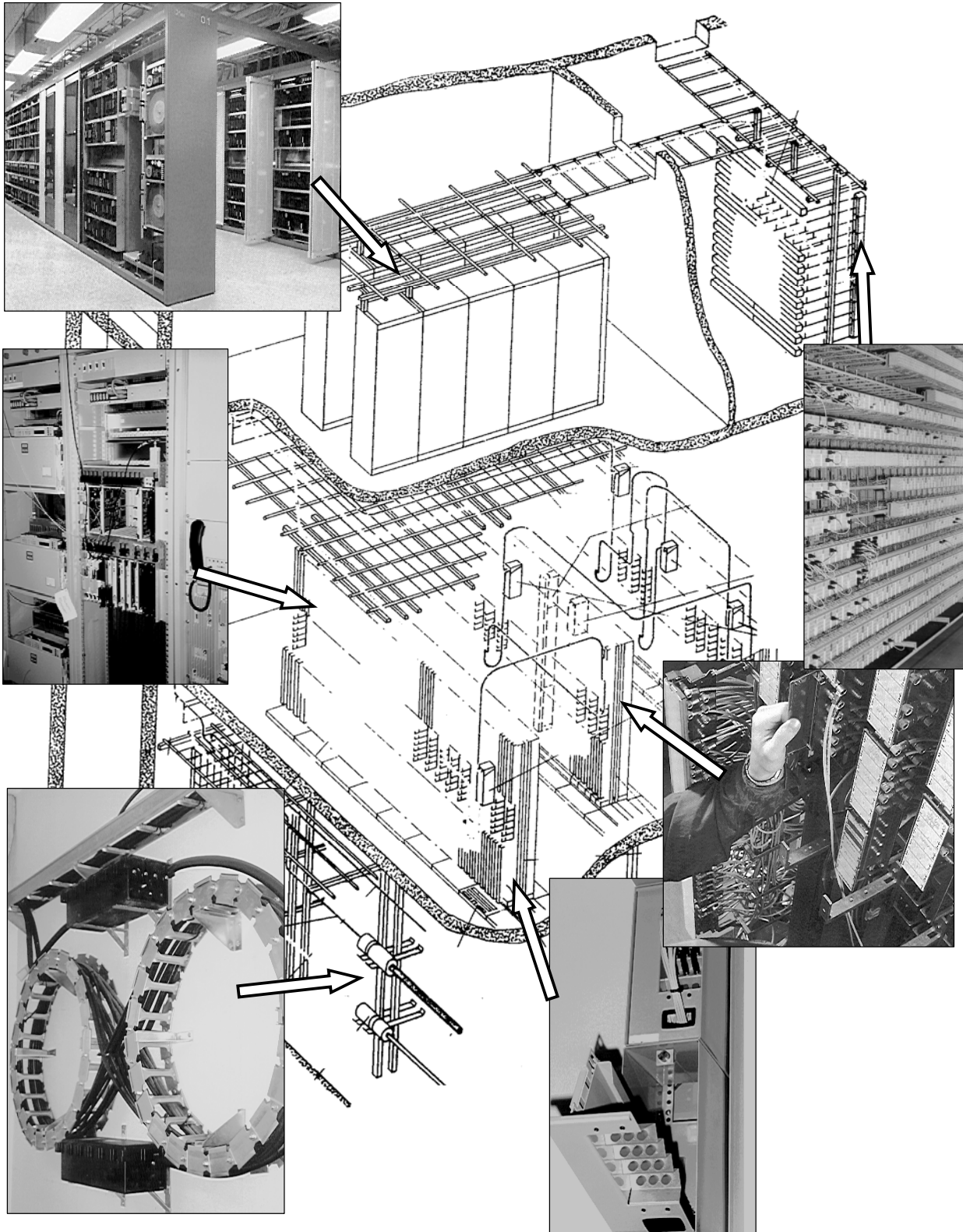
-Llamada multiacceso; llamado de conferencia.

-Grupo de usuarios cerrado; estado de llamadas impreso.



## ACCESOS ISDN

**LAMINA.** Componentes de una instalación de Plantel Interior para telefonía: Distribuidores de fibra óptica ODF, de coaxial DDF y de pares vocales VDF; centro de conmutación ISDN y equipos de transmisión; salida de cables ópticos.



## ACCESOS ISDN

### 2- CONEXIONES DE ACCESO A LA RED

Los puntos de acceso del usuario a los servicios de la ISDN se determinan en base a **ITU-T I.210** e **I.411** y se encuentran representados en la **Fig 01/02**. Desde el punto de vista del usuario una ISDN tiene puntos de acceso que se han reducido a un mínimo pero que tienen diferencias de velocidad, complejidad y características.

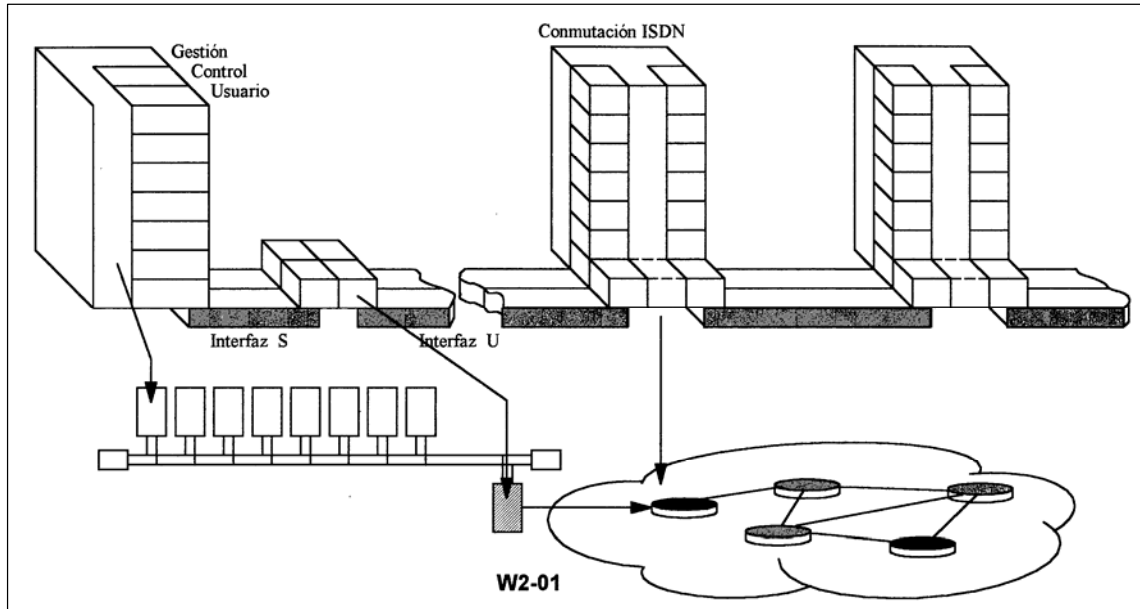


Fig 01. Modelo de capas del acceso ISDN.

#### 2.1- INTERFACES DE ACCESO

**INTERFAZ U.** El Terminal de Red **NT1** (*Network Terminal*) incluye funciones equivalentes a la capa 1 del modelo de Interconexión de Sistemas Abiertos **OSI**. Esta Interfaz U equivale a la separación entre el medio físico y el sistema abierto para la ISDN. Las funciones que cumple el NT1 son:

- Terminación de línea de transmisión.
- Funciones de mantenimiento y control de calidad.
- Temporización y Multiplexación.
- Transferencia de energía.
- Terminación de interfaz.

El NT1 está preparado para conectarse a un Equipo Terminal **TE1** (*Terminal Equipment*) construido especialmente para la ISDN. El mismo cumple funciones de capas 1 a 7. Otra posibilidad es disponer de un Terminal de Red **NT2** que incluye algunas de las funciones de capa 2 y 3. El NT2 tendrá funciones de:

- Protocolo y Multiplexación.
- Comutación y Concentración.
- Funciones de mantenimiento.

En estos casos se disponen de dos interfaces de acceso al usuario, la **Interfaz T** (*Terminal*) desde TR1 e **Interfaz S** (*Systems*) desde TR2.

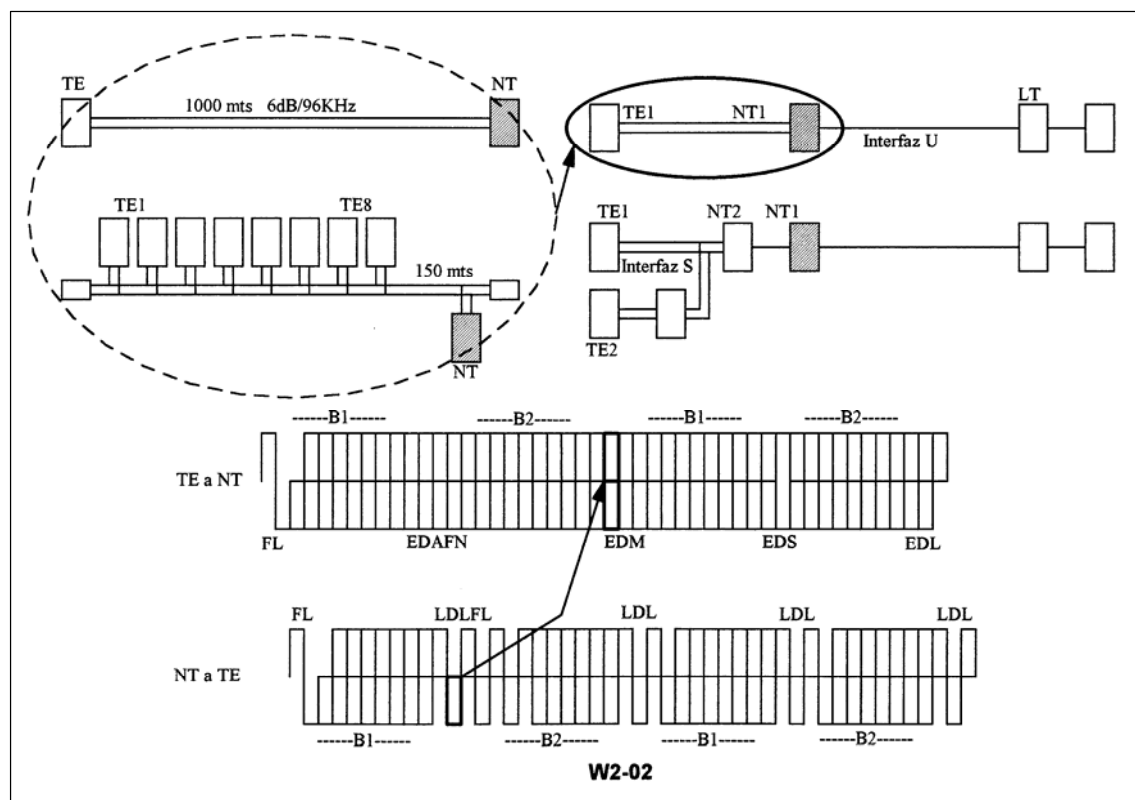
El terminal de red será provisto por el operador de la ISDN, mientras que el equipo terminal seguramente será adquirido por el usuario entre los distintos modelos ofrecidos a tal efecto. Sin embargo, puede ser que un usuario con equipos terminales que no están producidos especialmente para la ISDN desee conectarse a ella. Para este caso se dispondrán de Adaptadores Terminales **AT** que se conectan a la interfaz S y dan lugar a una nueva **Interfaz R** (*Rate*). Como equipos terminales no solo deben contar con los servicios de telefonía o datos a 144 kb/s, sino que debemos recordar la existencia de conexiones desde Redes de Área Local **LAN** (*Local Area Network*) y de centrales de conmutación privadas **PABX** (*Private Automatic Branch Exchange*).

**MODELO DE CAPAS.** Para asegurarse de comprender el funcionamiento de la ISDN mediante el modelo de capas se puede recurrir a la **Fig 01**. Se dispone de un ejemplo de conexión desde un TE de usuario hasta otro conectado a través de dos centros de conmutación ISDN. Se observa que se tienen caminos paralelos para la información de usuario **U** y para la

## ACCESOS ISDN

de señalización o control **C**, mientras que cada extremo o nodo tiene una parte de gestión **G** propia para el funcionamiento del nodo o terminal. El canal de señalización está de acuerdo con el sistema de señalización digital ITU-T DSS1.

El equipo terminal de usuario **TE** cumple funciones de las 7 capas tanto para los datos como para la señalización. En cambio el terminal de red **NT** solo tiene funciones de capa 1. Los nodos de conmutación deben analizar la señalización y cumplen funciones de capa 1 a 4, mientras que para los datos resultan ser transparentes (funciones de capa 1). Este trabajo se ocupa de la capa 1 de conexión entre el usuario y el centro de conmutación. El protocolo de capas 1 a 3 para el canal **D** se describe en el trabajo referido a sistemas de señalización. Como paso siguiente se muestra la ISDN tomando como punto de referencia al terminal de red; se trata de un equipo activo colocado junto al usuario. Se verá la comunicación desde el **NT** hacia el **TE**, luego la comunicación desde el **NT** hacia la central ISDN y por último un diagrama a bloques del **NT**.



**Fig 02. Tramas involucradas en ISDN.**

### 2.2- COMUNICACIÓN ENTRE TE Y NT

En ITU-T I.430 se describe la forma de comunicación entre el equipo terminal del usuario **TE** y el terminal de la red **NT**; en otras palabras, se describe la interfaz **S** para un usuario de canal básico **2B+D**. Para el usuario de un canal de acceso primario se dispone de una interfaz a 2048 kb/s similar a los sistemas de 2 Mb/s por pares metálicos tradicionales.

Se requiere transmitir una velocidad efectiva de 144 kb/s consistente en 2 canales **B** de 64 kb/s de información cada uno y un canal **D** a 16 kb/s para la señalización. Por ello se usará un par de conductores balanceado para cada sentido de transmisión. La velocidad real de transmisión será de 192 kb/s  $\pm 100$  ppm debido al agregado de bits de servicio. Se admite una eualización de 6 dB a 96 kHz con ley  $\sqrt{f}$ . El conector se denomina ISO 8877 para interfaz física ISDN de 8 pin (2 hilos de transmisión, 2 hilos de recepción y 4 hilos de alimentación).

**TRAMAS INVOLUCRADAS.** Las tramas de comunicación entre **TE** y **NT** son distintas. En la **Fig 02** se muestran ambas. Se observan las siguientes características:

- Ambos sentidos tienen una trama de 48 bits.
- En el sentido **TE-NT** la trama tiene 2 bits de corrimiento.
- El código es pseudo-ternario (para obtener corriente continua nula).
- Los bits **L** equilibran la componente de corriente continua.
- La transmisión de canal **B** se hace mediante Bytes completos **B1-B2**.

## ACCESOS ISDN

- Cada trama tiene 2 Bytes para el canal B y 4 bits para el canal D.
- En el sentido de NT-TE se tiene un canal de eco (bit E).
- Se disponen de bits para alineamiento de trama (F,FA,N).
- Para el alineamiento de multitrama se tiene el bit M.
- El NT se encuentra en estado de bajo consumo cuando no trabaja.
- La activación-desactivación del NT es mediante el protocolo del bit A.

**ALINEAMIENTO DE TRAMA.** El código es pseudoternario del tipo AMI 100% donde los bits 1 se representan por la ausencia de señal en la línea, en tanto que los bits 0 por pulsos positivos y negativos en forma alternada. El primer bit 0 que sigue a un bit de equilibrio de polaridad L tiene la misma polaridad que L y luego se alternan. Un bit de equilibrio L es un cero binario si el número de bits 0 desde el último L es par; si es impar es un bit 1.

El procedimiento de alineamiento se fundamenta en que F es un bit 0 con igual polaridad que el bit anterior, lo cual es una violación AMI. También se produce una violación AMI en el pulso posterior al equilibrio de polaridad L. La pérdida de alineamiento de trama se produce cuando en un período de 2 tramas no se han detectado pares válidos de violaciones AMI y se restablece cuando se detectan 3 pares consecutivos de violaciones AMI correctos. Para asegurar el proceso de alineamiento en la dirección de NT-TE se usan los bits F y N de forma que son bits complementarios (0 y 1) y en la dirección de TE-NT el bit F es igual a L.

**INTERFAZ S.** Según ITU-T I.430 permite los siguientes tipos de conexiones NT-TE:

**-Conexión punto a punto** por pares balanceados de longitud máxima 1 Km (ecualización de 6 dB de atenuación a la frecuencia de 96 kHz). El tiempo de propagación es de 10 a 42  $\mu$ seg (10,4  $\mu$ seg corresponden a los 2 bits de desplazamiento más 6 bits de retardo máximo).

**-Conexión punto a multipunto** por 2 pares balanceados (bus) con un máximo de 8 usuarios. El bus tiene una longitud máxima de 150 o 500 mts (bus pasivo corto o extendido). En el **bus pasivo corto** los NE se conectan en cualquier punto del bus. El límite de esta conexión está dada por el retardo entre distintos terminales (10 a 14  $\mu$ seg) y no por la atenuación. La longitud es de 200 mts para bus de 150 ohm y 100 mts para 75 ohm. Por ejemplo: un sistema comercial propone la separación entre NT adyacentes inferior a 25 o 50 m y es cargado con una impedancia de 100 ohm. El TE se conecta mediante un cable de hasta 10 m y con un conector de 8 contactos (ISO 8877) al cable que funciona de bus para el NT. El **bus pasivo extendido** puede adquirir hasta 1000 mts dependiendo del conductor usado. Los terminales se encuentran en el extremo del bus.

**OPERACIÓN.** En la capa 2 se define la prioridad de la información de señalización sobre otras en el canal D. Para asegurar que cada TE tenga igual posibilidad de acceso al canal D se asigna el menor nivel de prioridad luego de la transmisión de una trama.

Mediante el canal de eco (bit E) se detectan colisiones sobre el canal D. En caso de falta de coincidencia se corta la transmisión y se espera un tiempo aleatorio para reintentar el acceso sobre el bus. Durante el período de inactividad del bus se pasa al estado de bajo consumo. La activación (llamada entrante o saliente) y la desactivación se efectúa mediante un protocolo de datos en el bit A. Se trata de un proceso coincidente con el usado en la interfaz U (NT-LTU). Si un TE recibe la activación debe sincronizarse y responder en 100 mseg. Para mantener un servicio de emergencia ante la falta de energía local, se encuentra prevista la telealimentación (1 watt) para el TE. Se efectúa mediante un circuito fantasma.

### 2.3- COMUNICACIÓN DE TR AL NODO ISDN

La conexión entre el TE y NT se efectúa mediante 2 pares balanceados porque la distancia es relativamente corta, dentro del mismo ámbito del usuario. En cambio, la conexión desde el NT al terminal de línea **LTU** (*Line Terminal Unit*) la conexión se debe efectuar mediante un solo par y sobre la misma red existente de planta externa para economía de implementación.

En **ITU-T G.961** se enumeran una serie de soluciones implementadas por distintos países y empresas. Las condiciones genéricas que deben cumplir todos los tipos de códigos son las siguientes:

- Llevar la señal 2B+D.
- Llevar información de reloj de bit y octeto.
- Llevar información de alineamiento.
- Producir la activación y desactivación del NT en reposo.
- Telealimentar al regenerador o NT desde el LTU.
- Permitir acciones de operación y mantenimiento.
- No tener componente de corriente continua.

## ACCESOS ISDN

-Permitir la transmisión bidireccional por un solo par.

A continuación se indica la solución de cada uno de los 4 códigos mencionados para estas funciones.

→**CÓDIGO MMS43.** Es un código del tipo **4B3T** (4 estados binarios se convierten en 3 ternarios). **MMS43** fue propuesto por **P.Franaszek**-1968. Es usado para transmitir la señal ISDN sobre un par de 0,65 mm de diámetro y de 150 ohm de impedancia hasta una distancia de 8 Km (12,5 Km sobre 0,8 mm). El nivel de salida es de 2 Vp ( $\pm 10\%$ ) y el rango de ecualización normalizado por ETSI es 50 dB.

**TRAMA.** A la información principal de 144 kb/s se le agrega información adicional en una trama de 120 estados ternarios. El estado ternario 85 se usa para operación y mantenimiento y desde el estado 110 a 120 se usa como palabra de alineamiento de trama. El incremento de velocidad debido a los bits agregados lleva los 144 kb/s a 160 kb/s y la codificación del tipo 4B3T reduce la velocidad en Baudios a 120 kBd. La palabra de alineamiento es distinta en un sentido de transmisión y otro. Desde el TR al TL se envía + + + - - - + - - + - y en sentido desde el TL al TR se transmite - + - - + - - - + + +. La pérdida de alineamiento y la recuperación se produce mediante lecturas consecutivas de la palabra de alineamiento.

**CODIFICACIÓN.** La **tabla de codificación** tiene 4 posibilidades (S1 a S4). Para mantener la componente de corriente continua en un mínimo se cambia de una a otra equilibrando la cantidad de símbolos positivos (+) y negativos (-). En cada código de cada columna se dispone de un número que indica a que columna se debe pasar en el próximo paso de codificación. Está prevista la **aleatorización** de los datos con el propósito de mantener en línea una buena componente de información de temporización. En este caso el polinomio generador de aleatorización es distinto en uno y otro sentido de transmisión. Desde el LTU se usa  $X^{23}+X^5+1$  y desde el NT se usa el  $X^{23}+X^{18}+1$ . De esta forma se pretende evitar la correlación entre ambas señal por posibles diafonías. Durante el tiempo que el usuario se encuentra en reposo el terminal de red NT se encuentra en un estado de bajo consumo. La **activación** del NT consiste en una ráfaga de un tono de 7,5 kHz. Como la frecuencia en línea es de 120 kBd un tono de dicha frecuencia se logra con una secuencia de 8 (+) y 8 (-) consecutivos.

**Tabla 02: Código MMS43 para ISDN.**

<b>4B</b>	<b>S1</b>	<b>S2</b>	<b>S3</b>	<b>S4</b>
0001	0 - +	1	0 - +	2
0111	- 0 +	1	- 0 +	2
0100	- + 0	1	- + 0	2
0010	+ - 0	1	+ - 0	2
1011	+ 0 -	1	+ 0 -	2
1110	0 + -	1	0 + -	2
1001	+ -	2	+ -	3
0011	0 0	2	0 0	3
1101	0 +	2	0 +	3
1000	+ 0	2	+ 0	3
0110	- +	2	- +	3
1010	+ +	2	+ +	3
1111	+ +	3	0 0 -	1
0000	+ 0	3	0 - 0	1
0101	0 +	3	- 0 0	1
1100	+ +	4	- + -	1

→**CÓDIGO 2B1Q.** Este código (**ANSI T1.601**) convierte 2 estados binarios en 1 cuaternario. De esta forma los estados binarios 10/11/01/00 se convierten en los estados cuaternarios +3/+1/-1/-3. Los niveles de tensión son 2,5 y 0,833 V.

La **trama** consiste de 120 estados cuaternarios. Los primeros 9 estados se usan para el **alineamiento de trama** (+3/+3/-3/-3/+3/+3/+3/+3), mientras que los últimos 3 estados se usan para funciones de encabezado (mantenimiento, detección de error, estado de potencia). Los 108 estados restantes son para 12 secuencias del canal 2B+D. Las tramas en ambos sentidos (NT a LTU y LTU a NT) son iguales pero desde NT a LTU se encuentra retardada 60 símbolos cuaternarios (la mitad de la trama).

El **canal de mantenimiento** ocupa información de operaciones (48 bit), información de paridad para control de errores (12 bit) y bits reservados (12 bit). El agregado de información para mantenimiento y alineamiento incrementa la velocidad de 144 a 160 kb/s y la codificación la reduce a la mitad (80 kBd). El valor de ecualización es de 45 dB lo que permite alcanzar 7,2 Km de longitud con pares de 0,6 mm. Está prevista una **aleatorización** idéntica a la del código MMS43, con el mismo polinomio generador. El arranque del NT desde el estado de bajo consumo es mediante una frecuencia de 10 kHz, transmitida como una secuencia de código cuaternario.

## ACCESOS ISDN

→**CODIGO AMI.** El código **Inversión de Marcas Alternadas AMI** consiste en asignar al bit 1 un nivel cero de tensión y al bit 0 un nivel +1 y -1 en forma alternada. De esta manera se mantiene el nivel de corriente continua en cero. La **trama** consiste en 640 bits, con una palabra de alineamiento de 58 bits iniciales (00..01), un bit auxiliar (en la posición 59) y otro de paridad (en el lugar 640). El espacio de carga útil en la trama se ocupa con 4 grupos formados cada uno por 8 subgrupos  $2B+D$  y un bit para operación y mantenimiento; es decir  $4x[8x(2B+D)+CL]$

Nuevamente la velocidad de 144 kb/s pasa a ser de 160 kb/s y la velocidad de línea es de 160 kBd, ya que aquí no se reduce mediante el código la velocidad de símbolos. La pérdida de alineamiento de trama ocurre con 8 lecturas consecutivas con error en la palabra de alineamiento y se recupera con 3 lecturas correctas consecutivas. Se prevé una **aleatorización** de acuerdo con el polinomio generador  $X^{11}+X^9+1$ . No se aleatoriza la palabra de alineamiento de trama. La **activación** del NT en estado de bajo consumo se realiza con una frecuencia de 20 kHz correspondiente a una secuencia + + + + - - - - (72 veces).

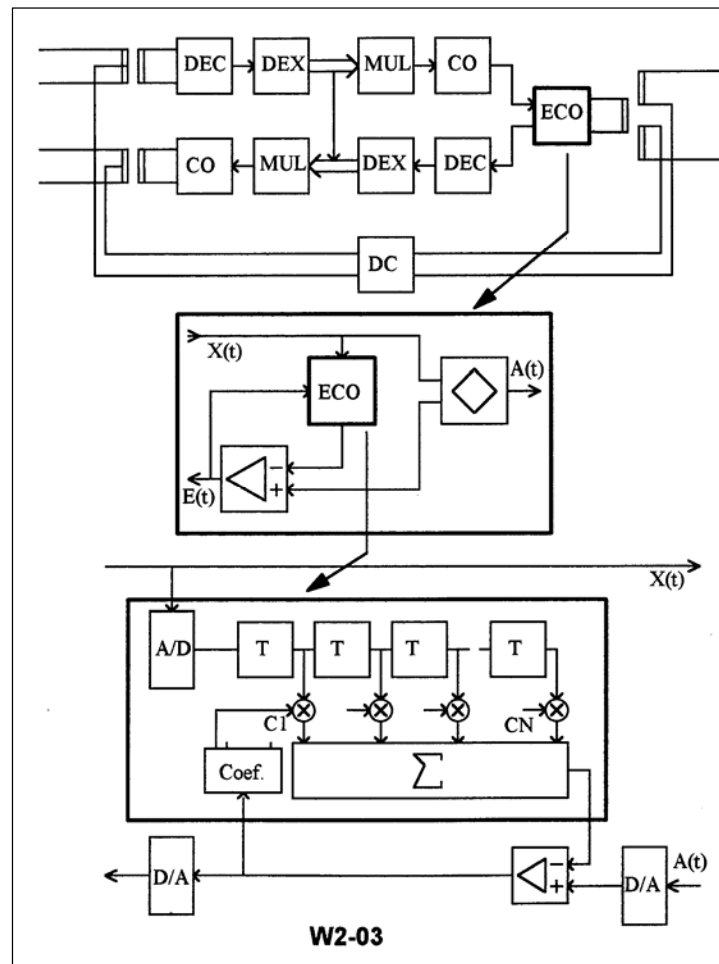
→**CÓDIGO BIFASICO-BIPOLAR.** El código es el Manchester. La regla de codificación indica: cuando se tiene un bit 1 se lo reemplaza por 01 y cuando se tiene un bit 0 se lo reemplaza por 10. Se duplica entonces la velocidad de línea. La **trama** consiste en 40 grupos de 19 bits cada uno. El primero se usa para alineamiento de trama y consiste de 19 bits (11..11). En la posición 20 se genera una trama para operación y mantenimiento (con bits de paridad calculados de acuerdo con la codificación Hamming). El resto de los grupos lleva 8 bits del canal B1, 8 bits del canal B2, 2 bits de señalización y un bit 0 de relleno; es decir 29 veces  $[8B1+D+8B2+D0]$ .

La pérdida o recuperación del alineamiento de trama se efectúa cuando se leen con error o correctamente 3 palabras de alineamiento consecutivas. Se tiene prevista la **aleatorización** con polinomio generador  $X^{15}+X^{14}+1$  en NT-LTU y con el polinomio  $X^{15}+X^1+1$  desde el LTU al NT.

### 2.4- DIAGRAMA A BLOQUES DE UN TERMINAL DE RED

Desde el punto de vista del acceso a la ISDN el terminal de red NT es un punto interesante de observación. El NT se comunica mediante 2 pares con el equipo terminal TE del usuario y mediante un par (red de plantel exterior) con el terminal de línea LTU del centro de conmutación. En la **Fig 03** se muestra un ejemplo del diagrama a bloques de un terminal de red típico para realizar las funciones que se han descrito.

## ACCESOS ISDN



**Fig 03. Cancelador de eco para circuitos ISDN.**

Hacia la interfaz S del TE se forma la trama de 192 kb/s que se estudió anteriormente, se convierte de código y se alimentan 2 pares balanceados. Hacia la interfaz U del LTU se arma la trama de 160 kb/s, se convierte de código de acuerdo con alguno de los estudiados y se alimenta un par balanceado de la red de planta externa. Se pone de manifiesto un circuito ecualizador de señal y el cancelador de eco.

En algunos países se tiene prevista la presencia de la **telealimentación** mediante un circuito fantasma para el NT y el TE. En USA las empresas de servicios no han previsto telealimentar al usuario. La conexión al medio se efectúa mediante conectores telefónicos RJ-45 de 8 contactos (ISO-8877) con los pines 1-2 y 7-8 para alimentación (si está prevista) y 3-6 para transmisión y 4-5 para recepción de datos.

Se han ensayado 2 tipos de transmisión por un solo par: el cancelador de eco y el método de transmisión "**ping-pong**". Este último método, en desuso, consiste en transmitir en forma alternada una ráfaga de datos en cada sentido. Entre el final de la recepción y el inicio de la transmisión se deja un tiempo de guarda para que se eliminen las señales transitorias. Este método requiere incrementar la velocidad de transmisión en algo más del doble.

**CANCELADOR DE ECO** <sup>1)</sup>. La otra posibilidad consiste en usar un cancelador de eco que permita la transmisión simultánea *full dúplex*. Se tienen 2 tipos de eco. Uno tiene alto nivel y poco retardo y se produce en el circuito híbrido del NT; mientras que otro es de bajo nivel y gran retardo y se produce en el circuito separador híbrido del LTU.

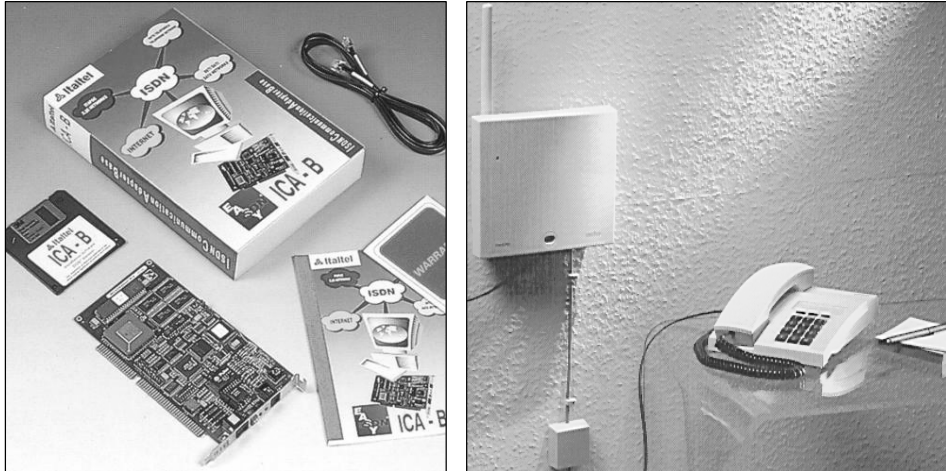
<sup>1)</sup> No debe confundirse el supresor de eco con el cancelador de eco. El **supresor de eco** se usa con señales analógicas cuando existen retardos superiores a 20 mseg en una vía. Se coloca luego del híbrido a 4 hilos el cual produce por desbalance un eco en la señal. Se tienen 2 formas de funcionamiento: cuando se habla en una dirección se atenúa al otro sentido en 50 dB; y cuando ambos sentidos tiene señal se atenúan ambas vías en 6 dB con lo cual el eco se atenúa 12 dB.

## ACCESOS ISDN

El cancelador de eco, **Fig 03**, se construye mediante la técnica de **ecualización transversal autoadaptativa**. Consiste en usar una parte de la señal de transmisión para cancelar el eco producido por la desadaptación de impedancias en el circuito híbrido que convierte de 4 a 2 hilos. El supresor de eco no puede superar el número de 2 en una conexión telefónica por efecto de "*chopping*" en la voz (**G.131**). El cancelador no tiene restricciones en número. Se usa en comunicaciones por satélite, fibra óptica transoceánica y telefonía celular. El satélite introduce un retardo de 260 mseg y la FO un retardo de 5  $\mu$ seg/Km.

En la conexión para telefonía celular se pueden tener grandes retardos si la BER es elevada (para  $10^{-1}$  un retardo de 90 mseg) pero requiere solo un cancelador en el extremo de la central PSTN (red telefónica pública conmutada).

Fotografías: una tarjeta de conexión para PC hacia la red ISDN y un teléfono conectado al terminal de red NT.



---

Dispone de un detector de tono de 2100 Hz que inhabilita el supresor de eco cuando el tono dura más de 30 mseg; es decir, cuando el canal telefónico está ocupado por un modem.



## RED EXTERIOR DE CATV

Referido a los componentes de la red de conexiones para el servicio de TV por cable.

### 1- SISTEMA DE VIDEOCABLE CATV

En los años '60 el uso de amplificadores transistorizados permitió ganancias de 20 dB a 216 MHz (canal 13). En los años '70 con los amplificadores *Push-Pull* mejoró las distorsiones en la señal analógica de TV. En los '80 las redes de CATV pudieron utilizar la banda de 50-450 MHz. Un desarrollo paulatino para un negocio muy importante: la distribución de TV. Hoy día la distribución de la TV en forma digital y con formato HDTV dará un impulso tecnológico de máxima importancia.

#### 1.1- SISTEMA CATV NORMALIZADO.

**FORMATO DE SEÑAL CATV.** El formato de la señal de TV para las redes de distribución de CATV (*Community Antenna TeleVision o Cable TeleVision*) es una señal compuesta analógica (formato NTSC o PAL):

-Ocupa el espectro desde 0 a 6 MHz.

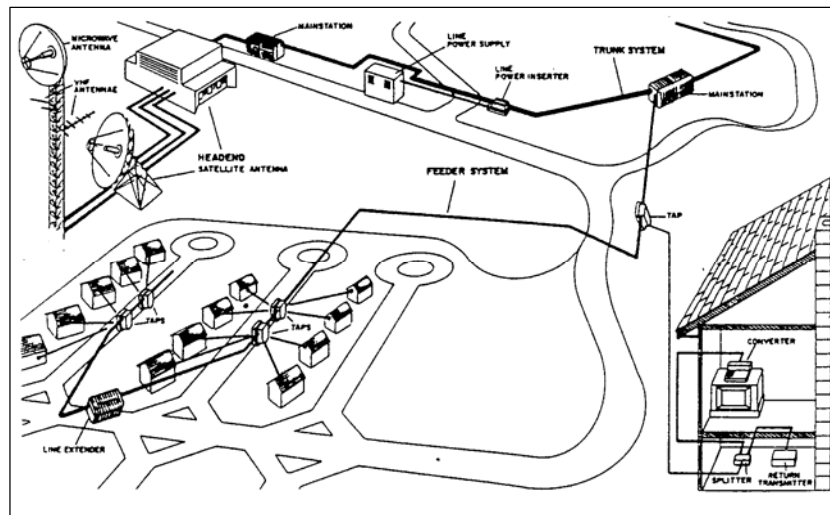
-La portadora de luminancia se encuentra en 1,25 MHz, con modulación de amplitud VSB (*Vestigial SideBand*).

-Las frecuencias de corte de luminancia VSB son 0,5 y 5,45 MHz.

-La portadora de crominancia se encuentra en 4,83 MHz y está modulada en fase PM.

-La portadora de sonido lleva modulación FM y se encuentra en 5,75 MHz con extremos en 5,5 y 6 MHz.

-La portadora de sonido tiene entre -10 y -17 dB por debajo de la crominancia.



Con los distintos canales de TV se genera un espectro FDM para la distribución mediante cable coaxial. Los canales se acomodan en la banda de frecuencias de la **Tabla 01**.

## RED EXTERIOR DE CATV

**Tabla 01. Número de canal y frecuencia que ocupa en CATV.**

Canal	Frecuencia	Canal	Frecuencia	Canal	Frecuencia	Canal	Frecuencia
2	54-60 MHz	7	174-180 MHz	14	120-126 MHz	23	216-222 MHz
3	60-66 MHz	8	180-186 MHz	15	126-132 MHz	24	222-228 MHz
4	66-72 MHz	9	186-192 MHz	16	132-138 MHz	...	
5	76-82 MHz	10	192-198 MHz	17	138-144 MHz	...	
6	82-88 MHz	11	198-204 MHz	18	144-150 MHz	62	450-456 MHz
		12	204-210 MHz	19	150-156 MHz	...	
FM	88-108 MHz	13	210-216 MHz	20	156-162 MHz	...	
				21	162-168 MHz	158	996-1002 MHz
				22	168-174 MHz		

### NOTAS A LOS SISTEMAS DE CATV.

Nota 1. En algunos casos las señales son codificadas para ser seleccionada solo por usuarios autorizados. El *Scrambler* más común suprime pulsos de sincronismo horizontal.

Nota 2. Algunos operadores utilizan las bandas **HRC** (*Harmonically Related Carrier*) y **IRC** (*Incrementally RC*). El canal 2 ordinario ocupa 54-60 MHz y el portador de vídeo se encuentra en 55,25 MHz. En HRC la banda del canal 2 es de 52,75-58,75 MHz y la portadora se encuentra en 54 MHz. El HRC evita que armónicas e intermodulaciones caigan sobre la portadora de vídeo.

Nota 3. Los sistemas standard internacionales son (entre otros):

Sistema	Líneas	Ancho Banda Total	Banda de vídeo	Separación Video/sonido
B	625	7 MHz	5,0 MHz	0,75 MHz
L	625	8 MHz	6,0 MHz	6,5 MHz
M	525	6 MHz	4,2 MHz	4,5 MHz
N	625	6 MHz	4,2 MHz	4,5 MHz

El sistema PAL-N es utilizado en Argentina, Uruguay y otros países de Sudamérica; Brasil utiliza PAL M. El sistema PAL-B es utilizado en Europa (Italia, Alemania) y Australia. El sistema NTSC-M es utilizado en USA y otros países americanos. Francia utiliza el SECAM-L. La televisión digital es probable que reduzca la diversidad pero no la eliminará.

**COMPONENTES DE LA RED CATV.** Los componentes que integran una red de CATV se elencan en la **Tabla 02.**

**Tabla 02. Componentes de una instalación de CATV.**

-Headend.	Se trata del centro de operaciones que contiene las antenas satelitales y los estudios.
-Feeder.	Sistema troncal de cable coaxial o fibra óptica para la distribución por zonas. Típicamente se recurre a un anillo de fibra óptica y a distribuciones radiales de cable coaxial.
-Main Station.	Son amplificadores de RF para incrementar la ganancia de cables. También permite la conversión de nivel óptico a eléctrico. Son posibles hasta 20 estadios de amplificación por razones de acumulación de ruido y distorsión. La impedancia compleja del coaxial de 75 ohm produce pérdida de retorno. El amplificador posee AGC/ASC ( <i>AGC and Slope Control</i> ).
-Tap.	Es un derivador de cuatro puertas desbalanceado que permite una baja atenuación en el sentido de la señal (-0,7 dB) y alta en las derivaciones (-27 dB). El primer derivador es -0,7/-20 dB; la señal menor es derivada en un splitter simétrico de -3,5 dB y ambas salidas en dos splitter simétricos también de -3,5 dB. La atenuación es plana en la banda de frecuencias.
-Cable coaxial.	Permite la conexión hasta la boca de acceso al usuario. Los cables coaxiales usados para CATV tiene el conductor central de aluminio recubierto de cobre ( <i>Copper-Clad Aluminium</i> ) y las siguientes dimensiones: La línea troncal es de 0,75; 0,875; 1,00 o 1,15" y este cable usualmente lleva alimentación AC. La línea de feeder es de 0,412; 0,50 o 0,625" y solo alguna vez lleva alimentación AC. La velocidad de propagación de la onda en el coaxial es el 87% de la velocidad de la luz en el vacío. El efecto Skin indica que el coaxial es una guía de ondas y que la corriente transportada es sobre la periferia del conductor.
-Conectores	Los conectores usados en CATV para el coaxial terminal son: Conector PIN: posee un pin central. El conector Feed-Thru es la hembra del conector PIN. Conector F: permite la unión en suscriptor del tipo drop.

## RED EXTERIOR DE CATV

### 1.2- SISTEMAS ESPECIALES.

**HFC-CATV BIDIRECCIONAL.** Se trata de una típica instalación **HFC** (*Híbrido Fiber Coaxial*). Se planea para servicios de tipo **VoD** (*Video on Demand*) donde el canal de ida y retorno (up-stream y down-stream) tienen distinto ancho de banda. Por ejemplo, 5-42 MHz y 54-450 MHz. En **IEEE 802.14** se describe el protocolo **MLAP** (*MAC Level Access Protocol*) para redes HFC.

Se utiliza el ancho de banda desde 5 a 862 MHz (sistema *CoAxiom* de Siemens y Scientific Atlanta). El enlace down-stream es de 80 a 862 MHz y el enlace up-stream de 5 a 55 MHz. El up-stream está disponible para servicios interactivos (telefonía y datos). CoAxiom es un sistema **HFC** con un camino down-stream de tipo broadcasting. Combina 72x64 kb/s (TDM) en una banda de 3 MHz con modulación **QPR** (*Quaternary Partial Response*) más 128 kb/s. El up-stream utiliza canales individuales de 64 kb/s con modulación QPSK que ocupa 50 kHz más 8 kb/s. Los 128 kb/s y los 8 kb/s se utilizan para señalización y control.

En aplicaciones de CATV por fibras ópticas se usan láser de alta potencia de Nd-YAG (*Niódimo Yttrium Aluminium Garnet*) de 200 mwatts con modulador externo de LiNbO3. Esto permite una banda de 54-550 MHz (80 canales analógicos) y 550-750 MHz para enlaces digitales. La potencia es de 11 a 13 dBm y el índice de modulación de 2,7%.

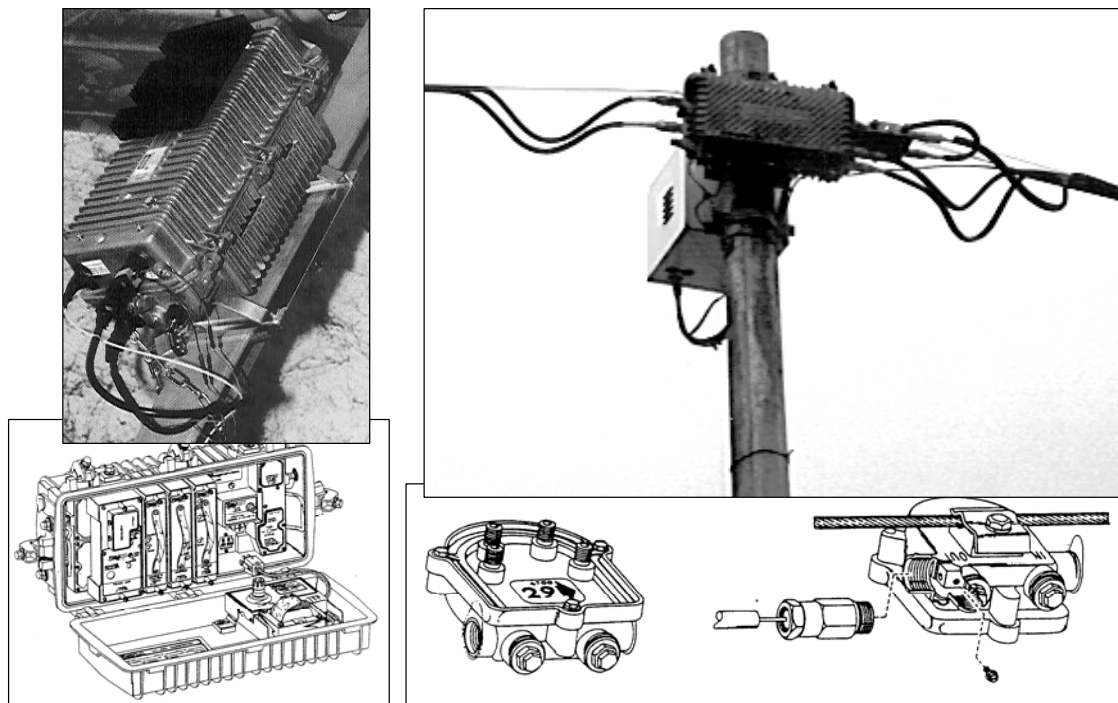
**CABLE-MODEM.** Este sistema permite el acceso de alta velocidad digital para servicios de Internet por el mismo cable coaxial de la red CATV. Trabaja con el criterio FDMA donde la señal digital se integra a un espectro compartido con la TV. Las señales de entrada y salida al usuario ocupan distintas bandas de frecuencia. En este caso en acceso se realiza mediante celdas ATM y con detección de colisión similar a Ethernet (CDMA/CD). Se han ensayado sin embargo, otras formas de acceso como ser CDMA.

Como referencia se entregan las características de la **Tabla 03** tomadas del sistema de cable-modem ComUNITY usado en Buenos Aires (ver fotografía anexa del modem conectado a la PC hacia el cable):

**Tabla 03. Sistema de Cable-Modem usado por CableVisión TCI en Buenos Aires.**

Dirección de la señal	DownStream	Upstream
Rango de frecuencia de operación	300-800 MHz o 88-450 MHz	5-40 MHz
Resolución	250 kHz	50 kHz
Ancho de banda del canal	6 MHz	1,8 MHz
Modulación	64QAM	QPSK
Velocidad digital	30,336 Mb/s	2,56 Mb/s
Nivel de red de transporte	ATM AAL5. Acceso MAC-LLC/SNAP	Ethernet (802.2/3).
Corrección de error	Viterbi + Reed-Solomon	Reed-Solomon

## RED EXTERIOR DE CATV



**LAMINA.** PLANTEL EXTERIOR CATV. Amplificadores y el TAP para división de señal de cable coaxial; se muestra una instalación típica sobre poste de madera (se observa la caja con la alimentación primaria, el amplificador y el TAP de salida). Debajo se tiene un armario del tipo HFC y el terminal para CableModem.

