

## SECCIÓN 8I: CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS Y DE EXPLOTACIÓN DE LOS SERVICIOS MÓVILES POR SATÉLITE

INFORME 509-5

## TÉCNICAS DE MODULACIÓN Y CODIFICACIÓN PARA LOS SERVICIOS MÓVILES POR SATÉLITE

(Cuestión 87/8)

(1970-1974-1978-1982-1986 - 1990)

**1. Generalidades**

En este Informe se describen técnicas de modulación y codificación idóneas para los servicios de comunicaciones móviles por satélite. Se describen brevemente las técnicas posibles y se examinan sus características fundamentales de calidad de funcionamiento.

**2. Técnicas de modulación**2.1 *Modulación analógica de la voz*2.1.1 *Generalidades*

De entre las técnicas de modulación analógica de la voz, la modulación de frecuencia (MF) y la modulación de amplitud con banda lateral única (MA-BLU) pueden proporcionar una calidad vocal admisible para el servicio telefónico móvil público con valores razonables de consumo de potencia del satélite, banda de frecuencias, complejidad de los equipos de a bordo y coste.

Para aquellos sistemas en los que el número máximo de canales está esencialmente limitado por la potencia disponible en el satélite, el sistema MF, de mayor rendimiento de potencia con su requerimiento de una anchura de banda ligeramente superior, es ventajoso frente a la BLU. Cuando no hay tales limitaciones de potencia, la BLU puede proporcionar mayor calidad.

2.1.2 *Comparación entre la BLU y la MF en función del índice de nitidez*

En la fig. 1 se representa el índice de nitidez (IN) en función de la relación señal/densidad de ruido ( $C/N_0$ ) en el receptor, para los métodos de modulación MF y MA-BLU típicos. Por ejemplo, para un satélite con una potencia de cresta limitada y una relación señal/densidad de ruido de 46 dBHz, con banda lateral única, se obtiene un índice de nitidez de 0,43, mientras que la modulación de frecuencia con anchura de banda de 8 kHz y 18 kHz permite obtener índices de nitidez de 0,53 y 0,57, respectivamente. Esta relación  $C/N_0$  está 1 dB por encima del umbral para un sistema de 8 kHz y 3 dB por debajo del umbral para un sistema de 18 kHz. Con una relación señal/densidad de ruido de 49 dBHz se obtienen índices de nitidez de 0,52 con banda lateral única, de 0,60 con modulación de frecuencia y anchura de banda de 8 kHz, y de 0,68 también con modulación de frecuencia y anchura de banda de 18 kHz, estando por encima del umbral en ambos sistemas de modulación de frecuencia.

Los resultados indicados están basados en el análisis teórico de datos suministrados por pruebas hechas en el idioma inglés.

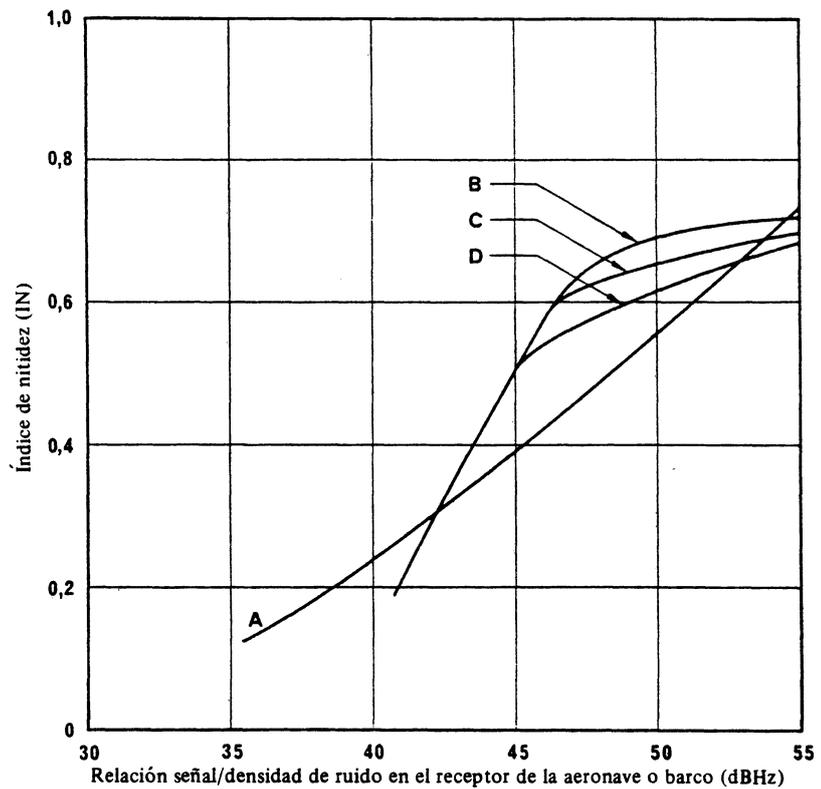


FIGURA 1 - Comparación entre los métodos analógicos de modulación de la señal telefónica

- A: MA-BLU (5 kHz) - Potencia de cresta en radiofrecuencia
- B: MF (18 kHz)
- C: MF (10 kHz)
- D: MF (8 kHz)

*Nota.* - El índice de nitidez de un circuito telefónico indica la proporción efectiva de un canal telefónico ideal (con respecto a la inteligibilidad) que dicho circuito alcanzará en determinadas condiciones de señal y de ruido [Beranek, 1947]. La banda de audiofrecuencia está dividida de manera desigual en 20 segmentos, cada uno de los cuales contribuye idénticamente a la inteligibilidad de la palabra. Esta contribución es independiente de lo que ocurre en los demás segmentos. Si se desea un índice de nitidez de 1,0 en cada segmento debe preverse una relación señal/ruido de 30 dB, es decir, que cada segmento ha de contribuir con el 5% al índice de nitidez cuando el espectro de la palabra no está enmascarado por ruido y su intensidad sobrepasa el umbral de audibilidad. La densidad del ruido puede ser o no constante en la banda de base de audiofrecuencia, de modo que los efectos varían en cada segmento.

### 2.1.3 Sistema INMARSAT

En el sistema INMARSAT que actualmente está sujeto a limitación de potencia, se utiliza para la telefonía una modulación de frecuencia de banda estrecha (MFBE). En el cuadro I se muestran los parámetros principales de la MFBE utilizada en el sistema INMARSAT. Este sistema de MFBE, proporciona una buena calidad vocal con una  $C/N_0$  del enlace de 52 dBHz y una calidad vocal tolerable con una  $C/N_0$  del enlace de 48,6 dBHz, cuando se utiliza un demodulador empleando la técnica de extensión del umbral.

CUADRO I – *Parámetros principales de la MFBE utilizados en el sistema INMARSAT norma A*

|                                   |   |
|-----------------------------------|---|
| Banda de base                     | 300-3000 Hz   |
| Acentuación                       | Ninguna   |
| Compresión-expansión              | Silábica 2 : 1<br>De conformidad con la Recomendación G.162 del CCITT con un nivel no afectado igual a 0 dBm0 |
| Nivel de recorte de crestas       | Crestas de un tono de prueba de 800 Hz y 0 dBm0   |
| Excursión de frecuencia de cresta | 12 kHz para un nivel de banda de base de 0 dBm0 en ausencia de recorte de cresta                              |
| Nivel medio de la voz             | - 14 dBm0   |
| Desviación típica                 | 6 dB  |

En la fig. 2 se representa la relación palabra/ruido equivalente para un sistema de MFBE con parámetros muy parecidos a los indicados en el cuadro I, en función de la relación  $C/N_0$  del enlace, tomando como parámetro el nivel del locutor (dBr) (cociente entre la potencia eficaz del locutor y la potencia eficaz para desviación máxima).

### 2.1.4 Otros factores

Además de la calidad de la voz y de los requisitos relativos a la potencia radiada por los satélites, deben considerarse otros factores antes de elegir el método de modulación. Algunos de estos factores son las necesidades del espectro, los efectos de las inestabilidades del oscilador y de los desplazamientos Doppler, la fiabilidad del sistema y los costes.

## 2.2 Modulación digital

Los métodos de modulación que hayan de utilizarse para la transmisión de señales digitales en un sistema móvil por satélite, deberán cumplir los siguientes requisitos:

- buena calidad, en términos de proporción de bits erróneos (BER) en función de  $E_b/N_0$ ;
- utilización eficaz de la anchura de banda;
- realización sencilla y económica.

Además, si el método de modulación adoptado produce una señal de amplitud constante, resulta preferible hacer todo lo posible para utilizar un amplificador clase C en el transmisor móvil. Si en la señal modulada existen variaciones de amplitud, el proceso de amplificación mediante un transmisor no lineal como es el amplificador clase C producirá una mayor potencia de lóbulos laterales de la señal.

Como candidatos para su aplicación en el servicio móvil por satélite, cabe considerar los siguientes métodos de modulación:

- MDP-2 (MDPB);
- MDP-4 no filtrada;
- MDP-4 filtrada, en la que las señales rectangulares de banda de base se filtran o conforman antes de aplicarlas al modulador MDP-4;
- MDP-4 desplazada en la que se desplaza la señal digital de banda de base en un canal durante un intervalo igual a la duración de medio símbolo con respecto a la señal del canal ortogonal, antes de la modulación MDP-4 filtrada;
- modulación por desplazamiento mínimo (MDM) [de Buda, 1972], denominada a menudo MDF rápida (MDFR), es una modulación por desplazamiento de frecuencia con una relación de excursión de 0,5;
- modulación de frecuencia moderada (MFM) [de Jaeger y Dekker, 1978; Muilwijk y Noordanus, 1980], es un método de modulación que pertenece a una clase de métodos de modulación denominados «MDP correlativa»;
- MDM de filtro gaussiano (MDMG) [Hirade y Murota, 1979], que es una MDM modificada mediante el uso de un filtro de paso bajo gaussiano de premodulación.

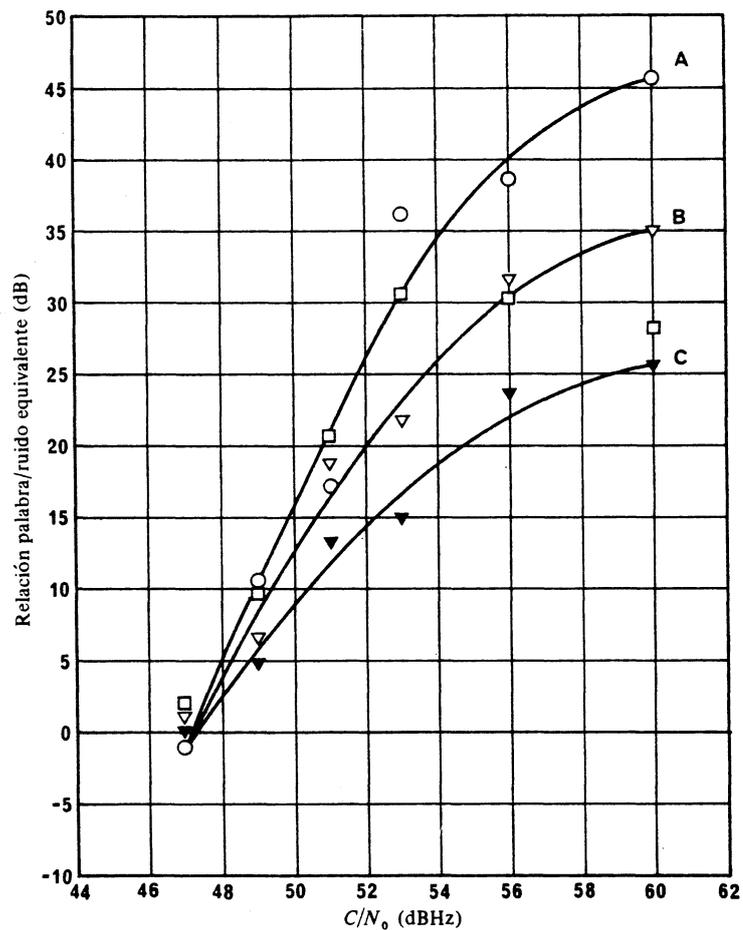


FIGURA 2 - Resultados de evaluaciones subjetivas en términos de ruido equivalente de un nivel de locutor de  $-15 \text{ dBm}_0$ , en función de  $C/N_0$

Nivel de locutor A, B y C (dBr) (valor eficaz de potencia con relación al valor rms (raíz cuadrada de la media cuadrática) de la sinusoide que causa desviación completa).

A: ○ :  $-15 \text{ dBr}$

B: ▽ :  $-25 \text{ dBr}$

C: ▼ :  $-35 \text{ dBr}$

Excursión eficaz del tono de prueba: 8,5 kHz para 0 dBm0

Demodulador: Extensión de umbral con limitador FI y realimentación regenerativa

La MDP-4 no filtrada, posee la propiedad de amplitud constante pero presenta un lóbulo lateral de gran nivel en su espectro de potencia. En el caso de las MDP-4 filtrada, puede ajustarse el lóbulo lateral de su espectro de potencia para adaptarlo al método de codificación. Existe un óptimo entre lograr la mínima BER y la mejor utilización el espectro. Como la MDP-4 filtrada no tiene una propiedad de amplitud constante, no puede utilizarse la amplificación no lineal (como la clase C), pues esto originaría un nuevo incremento en la utilización del espectro. Sin embargo, la MDP-4 conformada puede aliviar este problema debido a su menor variación de amplitud.

En la MDM, la señal rectangular en banda de base de cada canal se conforma sinusoidalmente en el dominio del tiempo antes del proceso de modulación MDP-4 conformada. En este sentido, puede considerarse la MDM como una variante de la MDP-4 conformada. La MDM posee la propiedad de envolvente constante, con un espectro de potencia más concentrado que la MDP-4.

La MDF y la MDMG pueden suprimir sustancialmente el espectro fuera de banda al precio de una degradación moderada de la BER, manteniéndose prácticamente sus propiedades de envolvente constante.

En la fig. 3 se representa el espectro de potencia calculado para las señales moduladas mediante los métodos reseñados anteriormente. En la fig. 3, se demuestra que la distribución de la densidad espectral de la MFM y MDMG es superior a la de los restantes métodos de modulación, sobre todo para frecuencias muy separadas de la portadora. Para MDP-4 y MDP-4 conformada, pueden utilizarse en la premodulación el filtro en raíz cuadrada de Nyquist o el filtro de respuesta en raíz cuadrada del coseno, siempre que se emplee a bordo del móvil un transmisor con buena linealidad. En este caso, la MDP-4 filtrada y la MDP-4 conformada, pueden lograr una compacidad espectral igual o superior a la correspondiente a la MDM y MDMG, sin degradación de la calidad de BER.

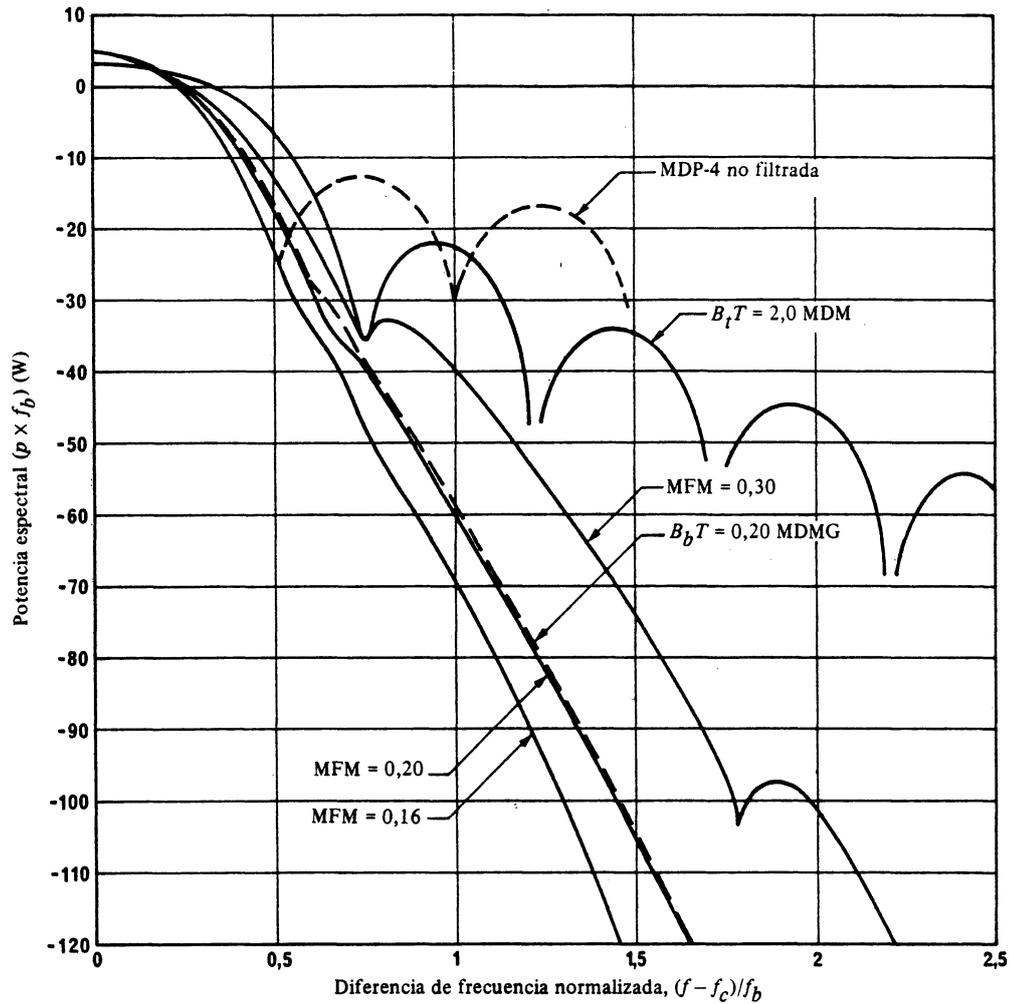


FIGURA 3 – Densidad espectral de potencia de métodos de modulación típicos

- $B_b T$ : Anchura de banda normalizada del filtro pasobanda gaussiano de premodulación (MDMG)
- $B_t T$ : Anchura de banda normalizada del filtro pasobanda gaussiano de transmisión para MDM
- $f_c$ : Frecuencia portadora (Hz)
- $f_b$ : Anchura de banda (Hz)
- $P$ : Densidad espectral (W/Hz)

En la fig. 4, se muestra la BER en función de la relación energía por bit/densidad espectral del ruido ( $E_b/N_0$ ) para métodos de modulación típicos y en ella se observa que puede utilizarse la calidad de funcionamiento teórica de la MDP-4 como referencia para juzgar la robustez de los métodos de modulación frente al ruido. Con la MDP-4 filtrada, puede conseguirse la misma calidad de BER que con la MDP-4 teórica, cuando el canal de transmisión es lineal y se utilizan con filtros de premodulación y predetección filtros de Nyquist de característica en raíz cuadrada.

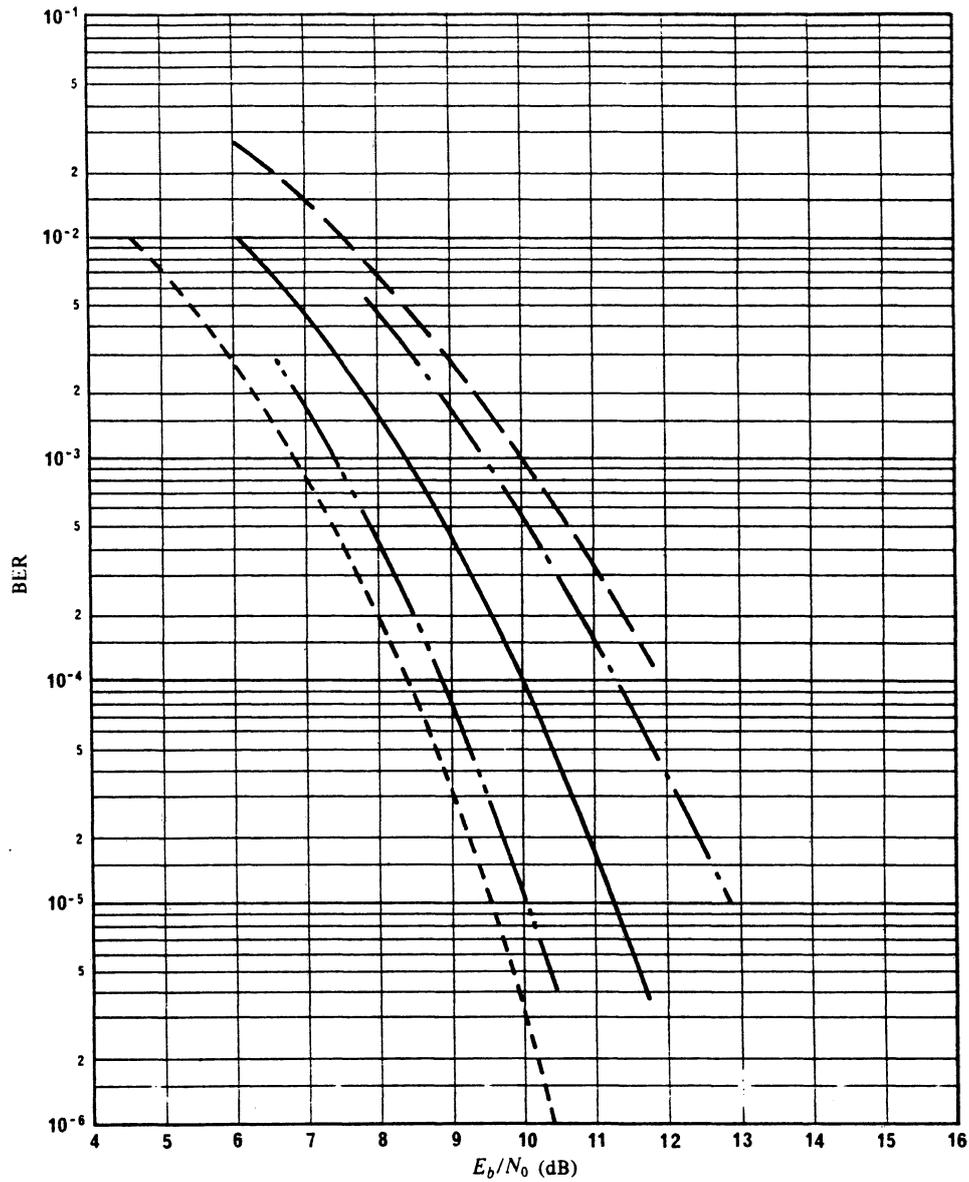


FIGURA 4 – Proporción de bits erróneos (BER) en función de la relación señal/ruido normalizada ( $E_b/N_0$ )

- MFM (medida) [Mulwijk, 1979]
- - - MDMG  $B_b T = 0,20$  (medida)
- · - MDMG  $B_b T = 0,25$  (medida) y MFM (teórica)
- - - MDM  $B_b T = 2,0$  (medida) [Murota e Hirade, 1981]
- - - MDP-2 MDP-4 y MDM (teóricas)

$B_b T$ : Anchura de banda normalizada del filtro pasobanda gaussiano de transmisión (MDM)

$B_b T$ : Anchura de banda normalizada del filtro pasobanda gaussiano (MDMG) de premodulación

Cierto número de factores pueden degradar la característica de BER de un enlace real por satélite. Entre ellos figuran las imperfecciones del circuito del modem, los efectos de limitación de banda de los filtros de transmisión y recepción, la interferencia de canal adyacente, la interferencia de intermodulación y otras interferencias diversas. Tales factores están relacionados estrechamente entre sí. Por ejemplo, el estrechamiento de los filtros de transmisión produce un menor nivel de interferencia en el canal adyacente, pero, en general, esto se traduce en una peor calidad de BER. Otro factor que afecta a la calidad de BER es la susceptibilidad del receptor de la interferencia proveniente de otros usuarios en la misma frecuencia de canal. A este respecto, se ha demostrado que la MDP-2 y la MDM tienen aproximadamente la misma sensibilidad a la interferencia cocanal y que ambas son superiores a la MDP-4.

Puede mejorarse la calidad de BER de los métodos de modulación digital utilizando técnicas de corrección de errores en recepción (FEC) de las que se trata en el Informe 708. Se efectuará la selección final del método de modulación teniendo en cuenta los parámetros y requerimientos de cada sistema tales como la separación de canales entre portadoras, valores de BER requeridos, ventaja obtenida mediante la FEC y el efecto de la interferencia, como se ha indicado anteriormente, teniendo en cuenta las diferencias de nivel esperadas y la variación de portadoras debida al desvanecimiento, etc.

En el cuadro II se comparan, brevemente, las ventajas e inconvenientes relativos de cierto número de métodos de modulación utilizando los mismos parámetros que los de la fig. 4.

CUADRO II - Ventajas e inconvenientes relativos de diversos métodos de modulación

| Método de modulación | Calidad en BER | Eficacia de utilización de la anchura de banda | Amplitud  |
|----------------------|----------------|--|-----------|
| MDP-4 no filtrada    | Excelente      | Mediocre                                       | Constante |
| MDP-4 filtrada       | Excelente      | Buena  | Variable  |
| MDP-4 conformada     | Excelente      | Buena  | Variable  |
| MDM                  | Excelente      | Aceptable                                      | Constante |
| MFM                  | Aceptable      | Buena  | Constante |
| MDMG                 | Aceptable      | Buena  | Constante |

*Nota.* - Típicamente una señal MDP-4 filtrada de 24 kbit/s ocupa una anchura de banda de 20 kHz y una MDM a la misma velocidad binaria ocupa una anchura de banda de 30 kHz.

En el entorno singular que presentan las velocidades binarias reducidas, como por ejemplo 2,4 kbit/s, a través de un enlace aeronave/satélite con limitación estricta, la MDPB simétrica (conocida también como modulación por desplazamiento de fase aeronáutica-MDPB-A) es un buen candidato para esta clase de servicios. Las pruebas con características simuladas de modulación se realizaron a través de un enlace de satélite con límite estricto, con una relación señal directa/multitrayecto de 10 dB y una frecuencia de desvanecimiento de 1/6 de la velocidad binaria, para comparar el comportamiento de la MDP Coherente Diferencial (MDP-CD), escogida por su robustez en un entorno de desvanecimiento, con el de la MDPB simétrica. Los resultados revelaron que la BER en función de  $E_b/N_0$  obtenida con la MDP-CD, era idéntica a la de la MDPB simétrica. Sin embargo, la MDPB simétrica era mucho más eficaz desde el punto de vista espectral. Ambos métodos de modulación eran superiores en 3 dB en el comportamiento de  $E_b/N_0$  para una BER de  $10^{-2}$ , frente a la MDP-4 desplazada filtrada\*. La Figura 5 ilustra la reaparición de lóbulos laterales espectrales para la MDPB simétrica, la MDP-CD y la MDP-4 desplazada. La MDPB simétrica es más eficaz desde el punto de vista del espectro que la MDP-CD, mientras que la MDP-4 desplazada es, desde ese mismo punto de vista, la más eficaz de todas, aunque también es la que requiere más potencia en un entorno de desvanecimiento [Lodge y otros, 1987].

\* Modulación en la que se aplica un filtrado en coseno alzado al 50% en raíz cuadrada antes de la limitación estricta.

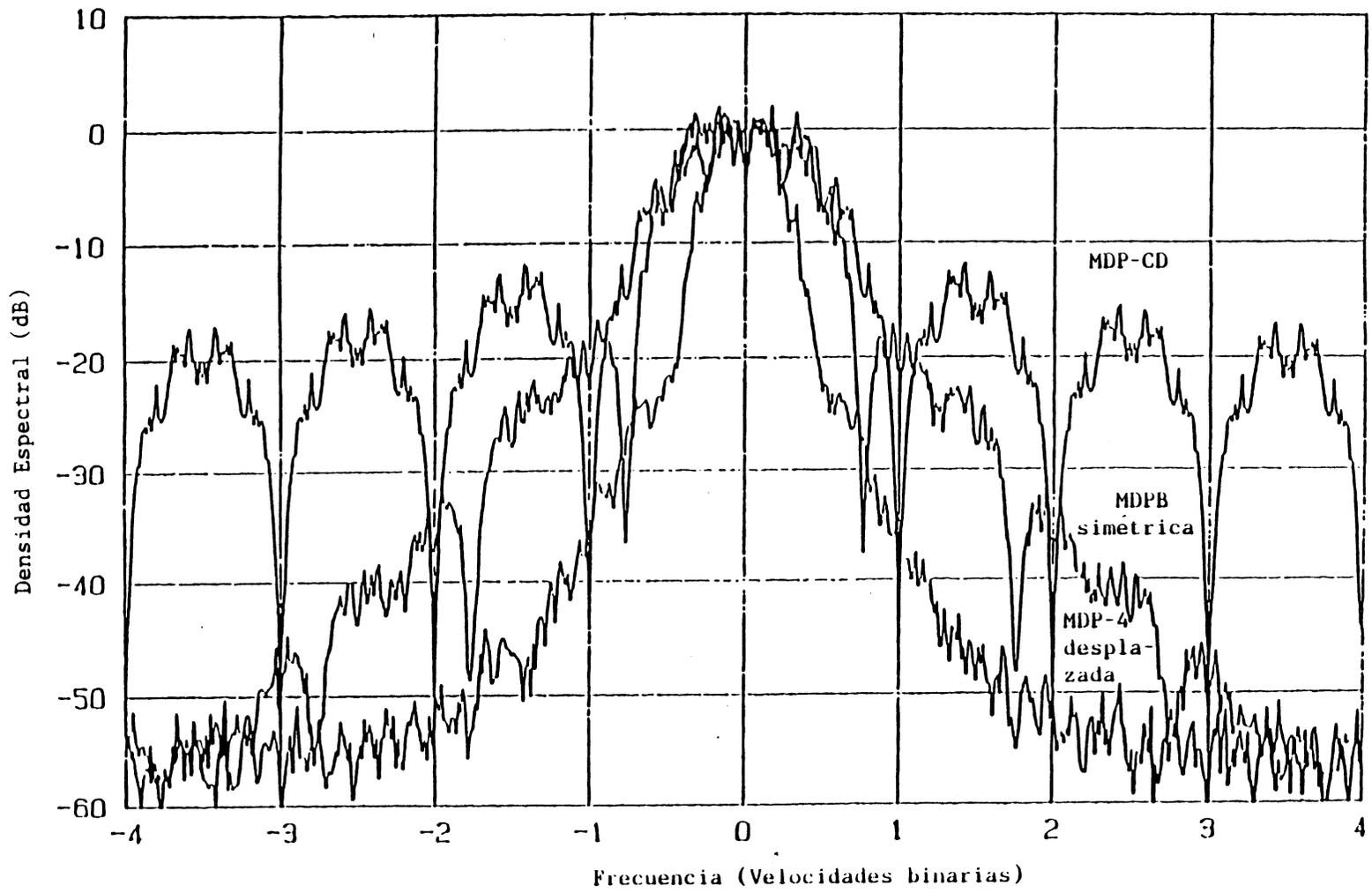


FIGURA 5

Reaparición de lóbulos laterales espectrales en la MDP-CD, la MDPB simétrica y la MDP-4 desplazada, tras su paso por un amplificador con limitación estricta

### 3. Técnica de codificación de la voz

#### 3.1 Generalidades

Cuando se utiliza un canal de transmisión con modulación digital para la transmisión de una señal telefónica, debe codificarse la señal vocal analógica antes de la modulación, transformándola en un tren de datos digitales. En los servicios telefónicos públicos se utiliza generalmente la modulación por impulsos codificados (MIC) a 64 kbit/s, obtenida mediante muestreo de cada señal vocal analógica a 8 kHz y cuantificación de cada muestra con 8 bits. Sin embargo, la velocidad de bits de código de 64 kbit/s resulta excesiva para su aplicación en el servicio de comunicaciones móviles por satélite, debido a que la potencia de transmisión disponible en el satélite está drásticamente limitada y no puede lograrse una calidad de BER satisfactoria para una velocidad tan elevada con una potencia de satélite razonable. La codificación vocal a 32 kbit/s basada en la MDP Diferencial Adaptativa (MDPDA) ha sido normalizada en el CCITT (Recomendación G.721), y proporciona una calidad vocal equivalente a la MDP convencional a 64 kbit/s, pero incluso esta velocidad binaria inferior es inconvenientemente exigente en potencia de satélite y en anchura de banda, por lo que es deseable una velocidad binaria inferior.

Además, la técnica de codificación vocal que se emplee debe ser resistente a los errores binarios ocasionados en el canal, debido a que la proporción de bits erróneos que debe obtenerse es generalmente alta en los servicios móviles por satélite. Debe señalarse también que en la selección final de la técnica de codificación influirán el retardo de codificación y la complejidad relativa del equipo.

*Nota.* — El Informe 921 proporciona también información sobre esta materia, en especial para estaciones terrenas de barco.

#### 3.2 Codificación vocal con velocidad binaria media

Las posibles técnicas de codificación vocal de la forma de onda para los servicios móviles por satélite que presentan una calidad aceptable se mencionan seguidamente:

- MIC diferencial adaptable (MICDA);
- Codificación predictiva adaptable (CPA);
- Codificación por transformación adaptable (CTA);
- Modulación delta adaptable (MDA);
- Codificación de sub-banda con MICDA (CSB-MICDA);
- Codificación de sub-banda con CPA (CSB-CPA);
- Codificación predictiva adaptable con atribución de bits adaptable (CPA-BA) que constituye una versión perfeccionada de la CSB-CPA, pero que requiere una realización más complicada que la CSB-CPA;
- Codificación con excitación multi-impulso (CEMI).

Para valorar la calidad vocal de las técnicas de codificación vocal pueden emplearse las notas medias de opinión (NMO). La NMO se obtiene promediando las puntuaciones otorgadas en pruebas de evaluación subjetiva utilizando una escala de categorías de 5 puntos que son «excelente», «buena», «aceptable», «mediocre» y «mala». Se han publicado [Daumer, 1982] los resultados comparativos de calidad telefónica expresada en NMO para diversos métodos típicos de codificación en ausencia de errores, en función de la velocidad de bits. En diversos textos se ha considerado como un ejemplo de ambiente real de circuito un bucle de abonado simulado de aproximadamente 2 km y una característica de filtrado pasobanda entre 200 y 3400 Hz, que simula un filtro pasobanda en el conjunto de canal antes de la codificación, así como un bucle de abonado de aproximadamente 2 km posterior a la codificación. Se ha llegado a la conclusión de que la CPA proporciona el máximo valor de NMO para una velocidad de bit de 16 kbit/s.

En la fig. 6 [Yatsuzuka y otros, 1983], se muestra otro ejemplo comparativo de la calidad telefónica de diversos métodos típicos de codificación a 16 kbit/s. En esta figura pueden observarse los valores de la NMO para una BER de  $10^{-3}$  así como en ausencia de errores. Se indican también los valores para la MFBE empleada en el sistema INMARSAT norma A y para la MIC normalizada con diversas velocidades de bits. Para obtener los resultados de la fig. 6 se consideró un bucle de abonado simulado de 2 km de longitud y 0,5 mm de diámetro, teniendo en cuenta un ruido de circuito de 10 000 pW0p y un filtrado en banda de base de 300-3400 Hz. Como se muestra en la fig. 6, con CPA a 16 kbit/s y con CPA-CSB a 16 kbit/s puede lograrse, en ambiente sin errores, una calidad subjetiva comparable a la de la MFBE con  $C/N_0$  de 53 dBHz y para una BER de  $10^{-3}$  una calidad mejor que la de MFBE con una  $C/N_0$  de 48,6 dBHz que es el valor umbral del enlace para la condición de desvanecimiento en el diseño del INMARSAT norma A.

En el anexo I del Informe 921 se examina también este punto específico.

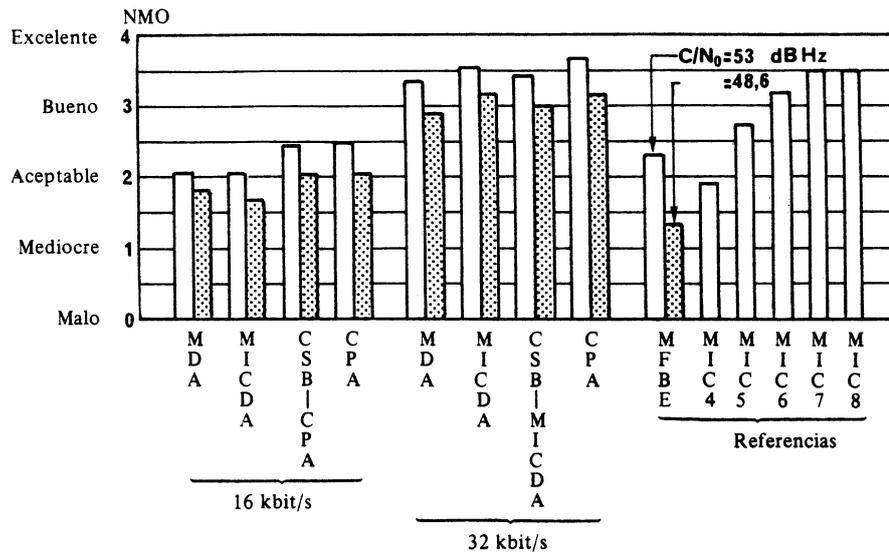


FIGURA 6 – Valores de la calidad expresada como notas medias de opinión (NMO) para métodos típicos de codificación vocal a 16 kbit/s [Yatsuzuka y otros, 1983]

- Sin errores  
 Errores aleatorios (BER = 10<sup>-3</sup>)
- MIC4: MIC 4 bit/muestra  
 MIC5: MIC 5 bit/muestra  
 MIC6: MIC 6 bit/muestra  
 MIC7: MIC 7 bit/muestra  
 MIC8: MIC 8 bit/muestra

### 3.3 Técnica de codificación vocal de pequeña velocidad binaria

Para velocidades de codificación de bits inferiores a 16 kbit/s y concretamente en la gama de velocidades binarias de 9,6 y 4,8 kbit/s el método de codificación de onda puede proporcionar una voz reproducida de elevada inteligibilidad pero con una degradación de calidad apreciable, cierta distorsión detectable y tal vez un menor grado de reconocimiento de la persona que habla. Para velocidades de bit menores o iguales que 4,8 kbit/s los métodos de codificación de fuente (vocoder) pueden proporcionar una calidad sintética si bien la señal usualmente pierde su naturalidad sustancial presentando típicamente un sonido metálico [Flanagan y otros, 1979].

Seguidamente se relacionan los posibles métodos de codificación vocal para esta gama de velocidades de codificación de bits [Flanagan y otros, 1979].

- CPA
- CTA
- CEMI
- Codificación lineal excitada por voz (CLEV)
- Codificación predictiva lineal con excitación residual (CPLER)
- Vocoder de canal (VC)
- Vocoder de formatos
- Codificación predictiva lineal (CPL).

Los tres primeros constituyen formas de codificación de ondas y los tres últimos son variantes del vocoder. La CLEV y la CPLER pueden considerarse como un método de codificación híbrido.

En los sistemas de estaciones terrenas de barco digitales con una antena de ganancia media y en los sistemas de comunicaciones aeronáuticas por satélite con antenas a bordo de aeronaves de ganancia limitada, las severas limitaciones de potencia sugieren que será necesario recurrir a técnicas de codificación vocal a velocidades binarias de 9,6 kbit/s o inferiores. Disponer de una calidad vocal aceptable es una exigencia del servicio telefónico público y, así, los métodos de codificación de la forma de onda como CPA [Yatsuzuka y otros, 1986] y CEMI [Taguchi y otros, 1984] son posibles candidatos para estos sistemas.

Con un vocodificador solamente se extraen y transmiten los parámetros esenciales de la voz. Un vocodificador consta de una parte de análisis de voz que extrae los parámetros de la voz y de un sintetizador de voz que reconstruye la señal vocal original sobre la base de los parámetros recibidos. El analizador de voz de un vocodificador excitado por el tono vocal, rastrea la variación continua de la frecuencia del tono vocal que indica la presencia de sonidos vocales o sordos y proporciona información sobre el espectro de la voz a corto plazo. Según como se determine el espectro de la voz a corto plazo los vocodificadores se clasifican en distintos tipos, por ejemplo vocodificador de canal, de formatos o CPL [Flanagan y otros, 1979]. Un vocodificador de canal hace uso de grupos de filtros para extraer, para cada banda, información rectificadora y suavizada sobre su amplitud. Un vocodificador de formatos, utiliza también bancos de filtros para detectar la frecuencia instantánea y la amplitud media de cada banda. Un vocodificador de CPL extrae el denominado parámetro de tractovoca haciendo mínimo el error cuadrático medio entre la señal de entrada y los valores de señal predichos por una suma lineal ponderada de valores pasados de la señal.

Resultan de interés los dos puntos siguientes:

- Existe una estrecha relación entre la calidad vocal de un vocodificador y la exactitud en la extracción de los tonos, y
- La extracción de las frecuencias de tono en la señal vocal constituye uno de los aspectos más críticos y difíciles del análisis de la voz.

Con respecto a esto último un importante logro creciente comunicado en la literatura técnica es un nuevo tipo de extractor de tonos en el que se basa un tipo de vocodificador excitado por tonos de elevada calidad y pequeña velocidad binaria [Sluyter y otros, 1980].

La extracción de tonos no debe contemplarse como un problema puramente técnico ya que esta técnica específica se basa en la comprensión de la perfección del tono de la voz humana. El concepto indicado comprende el análisis espectral y el reconocimiento del esquema armónico. Empleando un algoritmo bien elegido, puede calcularse el parámetro de tono de conformidad con la percepción y en tiempo real.

En la fig. 7 se muestra un ejemplo comparativo de resultados de calidad vocal expresados en NMO para métodos de codificación típicos [Yato y otros, 1983]. También se muestran NMO comparativas para modulación de frecuencias de banda estrecha, en particular valores  $C/N_0$  para sistema MIC de 4 bits por muestra.

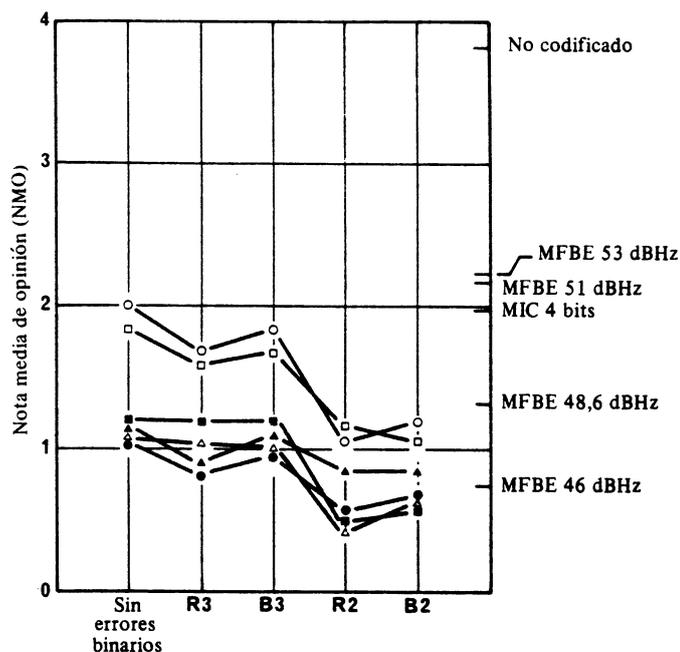


FIGURA 7 – Valores de la NMO para métodos típicos de codificación vocal de pequeña velocidad binaria [Yato y otros, 1983]

- CPLER 9,6 (kbit/s)
- CPLER 7,2
- ▲ CPLER 4,8
- CPL 4,8
- △ CPL 2,4
- VC 2,4

R3: Se añadieron errores aleatorios hasta obtener una BER =  $1 \times 10^{-3}$

B3: Se añadieron ráfagas de errores hasta obtener una BER =  $1 \times 10^{-3}$

R2: Se añadieron errores aleatorios hasta obtener una BER =  $1 \times 10^{-2}$

B2: Se añadieron ráfagas de errores hasta obtener una BER =  $1 \times 10^{-2}$

Para obtener la calidad vocal de vocodificadores CPL, se realizaron algunas pruebas de inteligibilidad con diversos tipos de vocodificadores CPL desarrollados en Japón. Por ejemplo se ha comunicado que con un tipo de vocodificador CPL de 2,4 kbit/s se consigue una nitidez de sílabas del 68% aproximadamente en japonés [Kurematsu y otros, 1979] y con otro tipo de vocodificador CPL, PARCOR [Itakura y Saito, 1968] se obtienen valores en AEN (véase la nota) (Recomendación P.41-45 del CCITT) de 6 dB y 3 dB a 2,4 kbit/s y a 4,8 kbit/s respectivamente.

Para conocer la calidad de funcionamiento de los vocodificadores de canal se han realizado pruebas de nitidez en vocodificadores de canal a 2,4 kbit/s (vocodificador de 1,8 kbit/s con FEC de 0,6 kbit/s) desarrollados en el Reino Unido empleando listas de palabras equilibradas fonéticamente [Lehiste y Peterson, 1959], obteniéndose un porcentaje de nitidez que se aproximaba al 80% incluso con una BER de hasta el 5%.

Por lo general se admite como índice mínimo en esas pruebas 55-60%. Se efectuaron las pruebas en medios prácticos y con simulaciones de cámara de ruido para apreciar la idoneidad de los vocodificadores de canal para su uso en vehículos con elevados niveles de ruido acústico, bastante peores que cabe esperar en un barco, resultando que eran utilizables con gran ruido acústico combinado con una BER del 2,5% (con FEC) [Kingsbury y Amos, 1980]. En estas pruebas de vocodificadores de canal, se utilizaron micrófonos de tipo práctico y uso común, pero no micrófonos de carbón. El método FEC empleado se diseñó específicamente para su uso con vocodificador y solamente corrige los bits más significativos, es decir, los que más afectan a la señal vocal.

Cabe esperar que se pueda disponer de sistemas de vocodificadores de gran calidad en un futuro próximo. Sin embargo, en lo que concierne a la aplicación de vocodificadores en el caso concreto del servicio móvil marítimo y de otros servicios móviles por satélite se requieren ulteriores estudios sobre varios aspectos, como por ejemplo:

- influencia de una señal vocal de calidad limitada aplicada al vocodificador como ocurrirá sobre todo en el sentido costera-barco (limitación de banda, gama de niveles del locutor, ruido impulsivo, utilización de micrófonos de carbón, etc.);
- sensibilidad a los errores de transmisión (calidad en BER);
- incidencia del ruido de fondo acústico a bordo del barco.

Se observa que será necesario efectuar pruebas subjetivas para evaluar la calidad global de transmisión bidireccional de la conversación de los sistemas estudiados.

*Nota.* - El valor de la atenuación equivalente para la nitidez (AEN) es la diferencia entre el nivel de atenuación en el circuito de referencia y en el circuito sometido a prueba, habiéndose ajustado cada uno de ellos para obtener un índice de nitidez sonora del 80%.

#### 4. Técnicas de codificación de los datos

Las estaciones terrenas móviles con una relación  $G/T$  muy baja (por ejemplo,  $-24 \text{ dB(K}^{-1}\text{)}$ ) pueden verse afectadas por las malas condiciones de propagación (trayectos múltiples en el caso de funcionamiento con un ángulo de elevación bajo, efectos de sombra incluso con una elevación más alta). Un sistema de comunicaciones diseñado para todas las condiciones de enlace posibles, incluidas las que se dan en ángulos de elevación bajos, puede llevar a suplementos de protocolos y codificación más poderosos de lo necesario durante gran parte del tiempo. Una manera de mejorar la eficacia global del sistema, es utilizar la codificación adaptativa. En el anexo II se presenta la descripción y la evaluación de tal método de codificación aplicado a estaciones terrenas móviles marítimas, aeronáuticas y terrestres con una relación  $G/T$  baja. La noción considerada se basa en el empleo de códigos de bloques cortos de Reed-Solomon, con una disposición bidimensional y en la aplicación de un sistema ARQ. Como puede verse en el anexo II, el sistema de codificación adaptativa propuesto entraña una mayor eficiencia en la explotación normal que la codificación convolucional.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- BERANEK, L. L. [septiembre de 1947] The design of speech communication systems. *Proc. IRE*, Vol. 35, 880-890.
- DAUMER, W. R. [abril de 1982] Subjective evaluation of several efficient speech coders. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-30, 4, 655-662.
- DE BUDA, R. [junio de 1972] Coherent demodulation of frequency-shift keying with low deviation ratio. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-20, 3, 429-434.
- DE JAEGER, F. y DEKKER, C. B. [mayo de 1978] Tamed FM, a novel method to achieve spectrum economy in digital transmission. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-26, 5, 534-542.
- FLANAGAN, J. L. SCHROEDER, M. R., ATAL, B. S., CROCHIERE, R. E., JAYANT, N. S. y TRIBOLET, J. M. [abril de 1979] Speech coding. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-27, 4, 710-737.
- HIRADE, K. y MUROTA, K. [marzo de 1979] A study of modulation for digital mobile technology. 29th Annual Conference of the IEEE Vehicular Technology Society, Arlington Heights, Il., Estados Unidos de América, Conf. Record, Session 1A.
- ITAKURA, F. y SAITO, S. [1968] Analysis synthesis telephony based on the maximum likelihood method. Ed., Y. Kohashi, Reports of 6th International Congress on Acoustics. Tokyo, Japón, C-5-5.
- KINGSBURY, N. G. y AMOS, W. A. [9 de abril de 1980] A robust channel vocoder for adverse environments. Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. (ICASSP '80), 9-11 de abril, Denver, CO, Estados Unidos de América. Vol. 1, Session S1: Narrowband Speech, S1.4, 19-22.
- KUREMATSU, A., ISHIGAMI, H., KITAYAMA, S., YATO, F. y TAMURA, J. [2 de abril de 1979] A linear predictive vocoder with new pitch extraction and exciting source. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'79), 2-4 de abril, Washington DC, Estados Unidos de América, Conf. Record, Session 2: Narrowband speech communication, 2.8, 69-76.
- LEHISTE, I. y PETERSON, G. E. [marzo de 1959] Linguistic considerations in the study of speech intelligibility. *J. Acous. Soc. of Amer.*, Vol. 31, 3, 280-286.
- LODGE, J. L., MOHER, M. L., GROZIER, S. W. - A comparison of data modulation techniques for land mobile satellite channels. *IEEE Transactions on vehicle technology*. Vol. VT-36 No.1 febrero de 1987, págs. 28-35.
- MUILWIJK, D. [marzo de 1979] Tamed frequency modulation - a bandwidth-saving digital modulation method suited for mobile radio. *Philips Telecomm. Rev.*, Vol. 37, 1, 35-49.
- MUILWIJK, D. y NOORDANUS, J. [1980] Digital phase modulation methods giving a band-limited spectrum for satellite communications. Presented at the 8th AIAA Communications Satellite System Conference, Orlando, FL, Estados Unidos de América.
- MUROTA, K. e HIRADE, K. [octubre de 1981] Transmission Performance of GMSK modulation (en japonés). *Trans. Inst. Electron. Comm. Engrs. Japan*, Vol. J64-B, 10, 1123-1130.
- SLUYTER, R. J., KOTMANS, H. J. y LEEUWAARDEN, A. V. [6 de marzo de 1980] The harmonic-sieve method for pitch extraction from speech and a hardware model applicable to vocoder systems. Proc. IEEE International Zurich Seminar on Digital Communications, 4-6 de marzo, Suiza. E2.1-E2.6.
- TAGUCHI, T. y KOBAYASHI, M. [octubre de 1984] Real-time implementation of multipulse coding systems. *Trans. of Committee on Speech Research. The Acoustical Society of Japan*, S84-49, 381.
- YATO, F., KITAYAMA, S., YATSUZUKA, Y. y KUREMATSU, A. [junio de 1983] Performance evaluation of voice coding schemes applicable to INMARSAT Standard-B system. 3rd IEE International Conference on Satellite Systems for Mobile Communications and Navigations, London, Reino Unido, Conf. Record, 162-166.
- YATSUZUKA, Y., YATO, F. y KUREMATSU, A. [septiembre de 1983] Application of 32 and 16 kbit/s speech encoding techniques to digital satellite communications. 6th International Conference on Digital Satellite Communications, Phoenix, AZ, Estados Unidos de América, Conf. Record, VII-B.
- YATSUZUKA, Y., IIZUKA, S. y YAMAZAKI, T. [abril de 1986] A variable rate coding by APC with maximum likelihood quantization from 4,8 kbit/s to 16 kbit/s. Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Processing, Tokio, 56.12.1 - 56.12.4.

## ANEXO I

## RESULTADOS DE PRUEBAS SUBJETIVAS DE TÉCNICAS DE CODIFICACIÓN VOCAL

**1. Introducción**

Este anexo presenta los resultados de un programa de pruebas subjetivas de técnicas de codificación vocal en la gama 7,2-16 kbit/s, emprendido por INMARSAT conjuntamente con diez de sus signatarios. Este programa era parte de un estudio global sobre posibles técnicas de codificación vocal digital para su eventual aplicación futura en estaciones terrenas de barco de INMARSAT (véase también el Informe 921).

Los objetivos de las pruebas eran evaluar la calidad vocal subjetiva de las técnicas y determinar posibles sensibilidades del lenguaje entre los diferentes países.

**2. Técnicas de codificación de la voz**

En el cuadro III, se resumen las cinco técnicas de codificación digital de la voz investigadas y las condiciones asociadas de prueba de los canales. Se materializaron estas técnicas bien en forma de codecs reales o mediante simulación por computador. En el caso de la codificación por sub-bandas (CBS) el algoritmo empleado en la simulación es diferente del utilizado en el circuito codificador CBS. Asimismo, se incluyó en las pruebas como condición de referencia el valor del ruido correlacionado con la voz (Unidad de referencia de ruido modulado: URRM) para valores específicos de la relación señal/ruido ( $S/N$ ).

**3. Procedimientos de prueba**

Los diez signatarios de INMARSAT participantes fueron Francia, República Federal de Alemania, Grecia, Italia, Japón, Países Bajos, Noruega, Suecia, Reino Unido y Estados Unidos de América.

Cada participante preparó una cinta fuente en lenguaje nacional que subsiguientemente fue procesada mediante las técnicas de codificación vocal y en las condiciones de prueba reseñadas en el cuadro I. Se devolvieron a cada participante las cintas procesadas para su evaluación subjetiva por cierto número de oyentes (entre 12 y 56) mediante el método de la nota media de opinión (NMO) similar al descrito en el § 3.2 del Informe 751, pero de conformidad con la siguiente escala:

| <i>Puntuación</i> | <i>Nota</i> |
|-------------------|-------------|
| Excelente         | 4           |
| Buena             | 3           |
| Aceptable         | 2           |
| Mediocre          | 1           |
| Mala              | 0           |

CUADRO III – Técnica de codificación de la voz y condiciones de prueba

| Técnica  | Velocidad binaria (kbit/s) | BER o $S/N$ (dB)                        | Código   |
|--|----------------------------|---|--|
| Codificación predictiva adaptable (CPA) (simulación)                           | 16                         | BER = 0<br>$10^{-3}$<br>$10^{-2}$       | CPA 0<br>CPA 3<br>CPA 2                                  |
| Codificación por sub-bandas (CSB) (simulación: S)                              | 16                         | BER = 0<br>$10^{-3}$<br>$10^{-2}$       | CSB 16 0(S)<br>CSB 16 3(S)<br>CSB 16 2(S)                |
| Codificación por sub-bandas (realización práctica: H)                          | 16                         | BER = 0<br>$10^{-3}$<br>$10^{-2}$       | CSB 16 0(H)<br>CSB 16 3(H)<br>CSB 16 2(H)                |
| Codificación por sub-bandas (realización práctica)                             | 9,6                        | BER = 0<br>$10^{-3}$<br>$10^{-2}$       | CSB 9 0<br>CSB 9 3<br>CSB 9 2                            |
| Codificación predictiva lineal con excitación residual (PLER) (simulación)     | 7,2                        | BER = 0<br>$10^{-3}$<br>$10^{-2}$       | PLER 0<br>PLER 3<br>PLER 2                               |
| Codificaciones de referencia de ruido modulado (RRM) correlacionado con la voz | (URRM)                     | $S/N$ = 5<br>10<br>15<br>20<br>25<br>30 | RRM 05<br>RRM 10<br>RRM 15<br>RRM 20<br>RRM 25<br>RRM 30 |

#### 4. Resultados de las pruebas

En el cuadro IV se muestra la NMO media para cada réplica de codificación vocal y condición de prueba por cada participante. Acerca de estos resultados cabe efectuar las siguientes observaciones (véase también la fig. 8):

- El codificador con predicción adaptable (CPA) a 16 kbit/s resulta claramente el mejor método de codificación de todos los ensayados. La influencia de los errores introducidos en la transmisión sobre la calidad hasta una BER de  $10^{-3}$  parece ser muy reducida. La calidad de voz permanece «aceptable» para una BER de  $10^{-2}$  lo cual es alentador para la posible realización futura de codecs de estación terrena de barco de la norma B.
- La calidad de funcionamiento del codificador real de sub-banda a 16 kbit/s parece ser comparable con su versión simulada en condiciones de ausencia de errores, pero menos resistente a los errores introducidos en la transmisión. Sin embargo, los algoritmos utilizados en cada realización fueron distintos debido a que procedían de fuentes diferentes.
- El codificador particular de sub-banda a 9,6 kbit/s, empleado en estas pruebas exhibió una pobre calidad de funcionamiento.
- El codificador de predicción lineal con excitación residual (PLER) a 7,2 kbit/s, tolera bien los errores introducidos en la transmisión pero su calidad de funcionamiento global es bastante mediocre.

El cuadro V, muestra las correlaciones entre países en cuanto a resultados de NMO para las condiciones de prueba de URRM. En general, estas correlaciones son elevadas como lo fueron las correspondientes a las técnicas de codificación vocal (no indicadas en este anexo). Empleando las condiciones de URRM, sería posible predecir con fiabilidad los resultados correspondientes a un país basándose en mediciones efectuadas en otro.

No fue posible aislar factores de lenguaje o culturales de otros aspectos de la situación de prueba específicos del país que proporcionó los resultados de las pruebas (tales como el equipo, registro y reproducción o la interpretación de las notas de opinión). En consecuencia, no es posible afirmar que un tipo particular de codificación proporcione mayor calidad con un lenguaje que con otro. Sin embargo, los resultados globales señalan que la realización de la codificación vocal a 16 kbit/s especialmente con CPA, podría proporcionar una calidad de voz aceptable para las lenguas ensayadas.

CUADRO IV – Resultados de mediciones de la NMO (valores medios)

| Condición   | Código      | Estados Unidos de América | Noruega | Japón | Suecia | Reino Unido | Países Bajos | Grecia | Francia | Alemania (República Federal de) | Italia | Totalidad |
|---|-------------|---------------------------|---------|-------|--------|-------------|--------------|--------|---------|---------------------------------|--------|-----------|
| Codificación predictiva adaptable a 16 kbit/s                     | CPA 0       | 3,17                      | 2,46    | 2,82  | 2,88   | 3,04        | 2,58         | 2,9    | 3,11    | 3,05                            | 2,70   | 2,87      |
|   | CPA 3       | 2,93                      | 2,46    | 2,52  | 2,79   | 2,92        | 2,48         | 2,8    | 2,95    | 2,81                            | 2,63   | 2,72      |
|   | CPA 2       | 1,93                      | 1,97    | 1,39  | 2,13   | 1,98        | 1,10         | 1,8    | 1,90    | 2,05                            | 1,43   | 1,75      |
| Codificación por sub-bandas a 16 kbit/s (Simulación: S)           | CSB 0(S)    | 2,39                      | 2,44    | 1,98  | 2,56   | 2,55        | 2,01         | 2,1    | 2,91    | 2,51                            | 2,44   | 2,39      |
|   | CSB 3(S)    | 2,25                      | 1,79    | 1,61  | 2,34   | 2,17        | 1,65         | 2,2    | 2,38    | 2,56                            | 2,07   | 2,10      |
|   | CSB 2(S)    | 1,32                      | 1,12    | 0,70  | 1,42   | 1,22        | 0,91         | 1,1    | 1,27    | 1,14                            | 0,91   | 1,11      |
| Codificación por sub-bandas a 16 kbit/s (Realización práctica: H) | CSB 16 0(H) | 2,44                      |         | 2,09  | 2,44   | 2,70        | 2,19         | 2,6    | 2,73    | 2,71                            | 2,28   | 2,46      |
|   | CSB 16 3(H) | 1,61                      |         | 1,36  | 1,61   | 1,78        | 1,38         | 1,0    | 2,08    | 1,03                            | 1,30   | 1,46      |
|   | CSB 16 2(H) | 0,27                      |         | 0,04  | 0,65   | 0,17        | 0,08         | 0,1    | 0,16    | 0,05                            | 0,12   | 0,18      |
| Codificación por sub-bandas a 9,6 kbit/s                          | CSB 9 0     | 0,93                      |         | 0,74  | 0,95   | 0,72        | 0,74         | 1,2    | 0,88    | 0,91                            | 0,56   | 0,85      |
|   | CSB 9 3     | 0,21                      |         | 0,24  | 0,34   | 0,52        | 0,21         | 0,2    | 0,26    | 0,22                            | 0,33   | 0,28      |
|   | CSB 9 2     | 0,03                      |         | 0,02  | 0,0    | 0,0         | 0,0          | 0,0    | 0,02    | 0,01                            | 0,01   | 0,01      |
| PLER (vocoder) a 7,2 kbit/s                                       | PLER 0      | 1,61                      | 1,66    | 1,30  | 1,70   | 1,94        | 1,19         | 1,8    | 1,95    | 2,10                            | 1,43   | 1,66      |
|   | PLER 3      | 1,57                      | 1,44    | 1,09  | 1,68   | 1,97        | 1,10         | 1,5    | 1,95    | 1,86                            | 1,07   | 1,52      |
|   | PLER 2      | 0,32                      | 0,12    | 0,08  | 1,32   | 0,44        | 0,23         | 0,2    | 0,24    | 0,21                            | 0,15   | 0,33      |
| Unidad de referencia de ruido modulado                            | RRM 05      | 0,72                      | 0,42    | 0,63  | 0,79   | 0,92        | 0,43         | 0,6    | 0,63    | 0,43                            | 0,72   | 0,63      |
|   | RRM 10      | 1,44                      | 0,77    | 1,25  | 1,19   | 1,53        | 0,83         | 1,3    | 1,42    | 1,20                            | 0,95   | 1,19      |
|   | RRM 15      | 2,24                      | 1,12    | 2,07  | 1,59   | 1,97        | 1,59         | 1,8    | 2,16    | 1,46                            | 2,00   | 1,80      |
|   | RRM 20      | 3,14                      | 2,39    | 2,72  | 2,56   | 2,68        | 2,39         | 3,0    | 3,20    | 2,82                            | 2,66   | 2,76      |
|   | RRM 25      | 3,38                      | 2,48    | 3,07  | 3,17   | 3,10        | 2,58         | 2,9    | 3,37    | 3,15                            | 3,15   | 3,03      |
|   | RRM 30      | 3,18                      | 3,25    | 3,19  | 3,46   | 3,02        | 2,83         | 3,0    | 3,27    | 3,03                            | 2,56   | 3,07      |

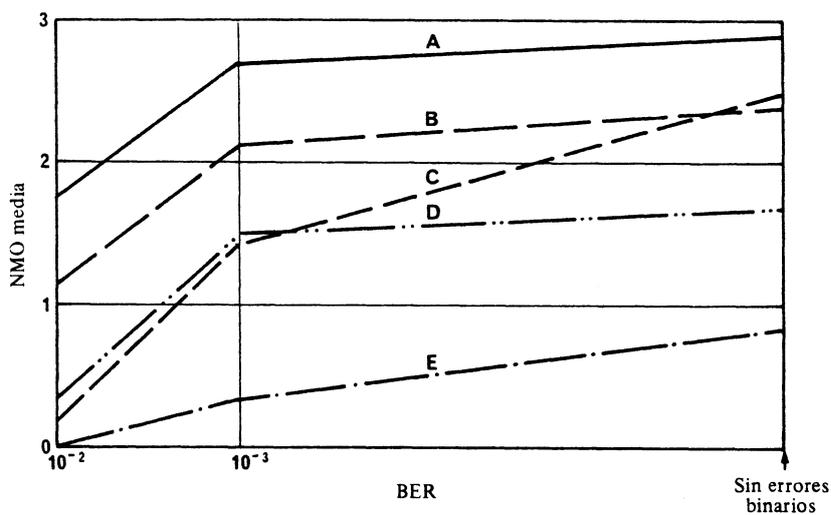


FIGURA 8 – Valores medios de NMO para todos los participantes en función de la BER

- Curvas A: CPA 16 kbit/s  
 B: CSB 16 kbit/s (simulación)  
 C: CSB 16 kbit/s (realización práctica)  
 D: PLER 7,2 kbit/s  
 E: CSB 9,6 kbit/s

CUADRO V – Correlación país-país entre las notas medias de opinión para las condiciones de referencia URRM

|     |       |       |       |       |       |       |       |       |       |      |
|-----|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|------|
| USA | 1,00  |       |       |       |       |       |       |       |       |      |
| NOR | 0,924 | 1,00  |       |       |       |       |       |       |       |      |
| JAP | 0,990 | 0,952 | 1,00  |       |       |       |       |       |       |      |
| SUE | 0,945 | 0,985 | 0,969 | 1,00  |       |       |       |       |       |      |
| RU  | 0,989 | 0,952 | 0,993 | 0,977 | 1,00  |       |       |       |       |      |
| PB  | 0,983 | 0,972 | 0,995 | 0,978 | 0,987 | 1,00  |       |       |       |      |
| GRE | 0,989 | 0,952 | 0,981 | 0,951 | 0,982 | 0,984 | 1,00  |       |       |      |
| FRA | 0,999 | 0,956 | 0,991 | 0,951 | 0,991 | 0,986 | 0,994 | 1,00  |       |      |
| RFA | 0,980 | 0,959 | 0,975 | 0,974 | 0,991 | 0,977 | 0,987 | 0,985 | 1,00  |      |
| ITA | 0,980 | 0,876 | 0,964 | 0,916 | 0,964 | 0,957 | 0,951 | 0,972 | 0,949 | 1,00 |
|     | USA   | NOR   | JAP   | SUE   | RU    | PB    | GRE   | FRA   | RFA   | ITA  |

ANEXO II  
SISTEMA DE CODIFICACIÓN ADAPTATIVA PARA UN TERMINAL  
MÓVIL DE DATOS SOLAMENTE

### 1. Introducción

En el presente anexo se describe un esquema de codificación utilizado en el sistema de comunicación de datos PRODAT de la Agencia Espacial Europea (ESA – European Space Agency), basado en una  $G/T$  de  $-24 \text{ dB(K}^{-1})$ , apropiada para aplicaciones terrestres, marítimas y aeronáuticas.

Se proporcionan varios tipos de servicios y/o de funciones, además de las funciones de organización requeridas habitualmente en el sistema (asignación de canales, acceso aleatorio, etc.). El sistema ofrece, sobre una base primaria, un servicio de tratamiento de mensajes (sistema de buzón electrónico), además de modos de radiodifusión/radiobúsqueda de interrogación secuencial y, posiblemente, diálogo.

Los experimentos de propagación de la fase I PROSAT [PROSAT, 1985] demuestran que la calidad del canal en las tres aplicaciones varía de condiciones muy buenas (canal casi sin desvanecimiento), correspondientes a una zona abierta para un sistema móvil terrestre o ángulos de elevación «razonables» para los canales marítimos (véase el Informe 884) y aeronáuticos, a situaciones sumamente malas, caracterizadas por una relación  $C/M$  de 7 dB en los canales marítimos, o desvanecimiento total en el caso de la aplicación móvil terrestre.

Con el fin de acomodar la explotación satisfactoria en condiciones de propagación extremas, manteniendo al mismo tiempo la eficacia del sistema en condiciones normales, se propone aplicar un esquema ARQ, que permita la autoadaptabilidad.

### 2. Descripción del esquema de codificación elegido

#### 2.1 Esquema de codificación bidimensional

Se han elegido códigos de bloques cortos Reed-Solomon (RS), con una disposición bidimensional.

La información se organiza en «bloques», comprendiendo cada uno de ellos un conjunto de 8 vectores de código Reed-Solomon elementales. Además, cada bloque se codifica en la otra dimensión, utilizando de nuevo la técnica de codificación RS, como sigue (véase la fig. 9):

- En una dimensión (vertical): un código ampliado RS forma un vector (símbolo de datos,  $k$ , símbolos de redundancia,  $n - k$ , que se utiliza para corregir errores aleatorios, y para detectar ráfagas de errores que rebasan la capacidad del código.
- En la otra dimensión (horizontal): se utiliza otro código ampliado RS (vectores primarios,  $k'$ , y vectores de redundancia,  $n - k'$ ) para corregir errores en ráfagas, aprovechando la capacidad de corrección de borrado del código.
- A título de ejemplo, con un enlace de ida que tenga la estructura de una trama MDT, cada vector vertical puede corresponder a un intervalo de tiempo en la trama (anexo VI al Informe 921); si el tiempo de transmisión del vector de código vertical es breve con respecto a la anchura de banda del desvanecimiento, un desvanecimiento profundo corresponderá al borrado de un vector de código completo. El «código vertical» ha de utilizarse para corregir los errores aleatorios. Además, como en todo caso es necesario utilizar la información sobre el estado del canal para detectar la situación de desvanecimiento, que puede rebasar la capacidad de detección de errores del propio código, la información sobre el estado del canal puede utilizarse también para ampliar la capacidad del código al máximo, aplicando la técnica de corrección de borrado.

Este esquema puede considerarse, lo mismo que cualquier código bidimensional, como un esquema de entrelazado para el código horizontal, y, en consecuencia, por su propia naturaleza, puede hacer frente a ráfagas de errores. A continuación se expone el método de adaptación del esquema de ARQ.

#### 2.2 Codificación bidimensional RS + ARQ

En un sistema ARQ «clásico», se solicita la retransmisión una vez detectada la situación de borrado de vector vertical. El tiempo de transmisión en el caso particular de sistemas de satélite impone la numeración de los bloques y/o una restricción en la selección de parámetros de trama. Además, la calidad del canal de retorno no es mejor que la del canal directo y, por tanto, el procedimiento de acuse de recibo es en sí fuente de dificultades, por lo que debe limitarse en la medida de lo posible, o utilizarse en forma segura.

El principio básico del esquema es el siguiente:

- En la dirección vertical, ninguna modificación.
- En la dirección horizontal (eje de tiempo), el código elegido es un código de velocidad 1/2, es decir, un código (16 : 8), lo que significa que el bloque es un conjunto de  $k' = 8$  vectores de información, más vectores de redundancia adicionales, según el caso. La decodificación en ese sentido se realiza considerando que un vector vertical es correcto (una vez aplicado el algoritmo de corrección) o se ha borrado. Con el código elegido se puede decodificar un vector de código que tenga hasta 8 borraduras; en otras palabras, puede decirse que, tan pronto como se hayan recibido 8 vectores sucesivamente, se dispone de suficiente información para la decodificación. Entonces, podemos acusar recibo de este conjunto de vectores de información y proceder al siguiente. El único riesgo consiste en que el transmisor envíe uno o dos bloques de información más de los necesarios.

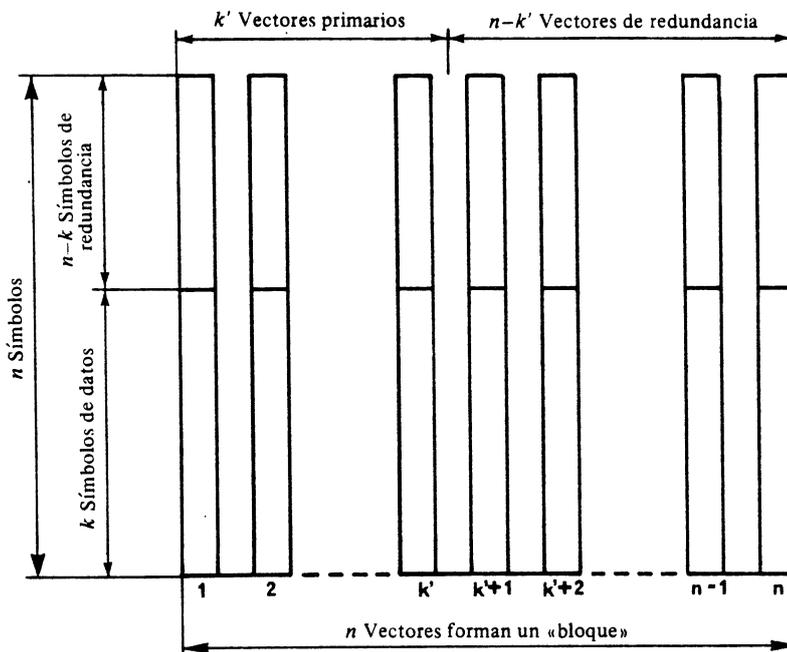


FIGURA 9

Teóricamente, el caudal del vector vertical ha de ser al menos del 80%, para lograr una proporción de errores en la transmisión de bloques de  $10^{-3}$ . Como consecuencia, se adoptó un código (16 : 12) para el enlace de ida (que tiene una estructura MDT); por ejemplo, la mayor proporción posible. Para el enlace de retorno se requiere un código de velocidad inferior, por lo que se utiliza un código (16 : 10) debido a que los vectores verticales no están entrelazados, sino que se transmiten secuencialmente.

### 3. Comparación con las técnicas de codificación convolucional

La principal ventaja de las técnicas de codificación convolucional consiste en la posibilidad de aplicar un decodificador de decisión programada que proporciona alguna ganancia de codificación adicional. Por tanto, puede considerarse como una buena referencia para la evaluación del esquema de código de bloques, en particular con respecto al caudal del vector vertical. Sin embargo, la técnica de decodificación convolucional no se adapta necesariamente bien a los canales particulares considerados. Las ráfagas de errores degradan, en general, la calidad del decodificador clásico de Viterbi, y la detección diferencial para una  $E_b/N_0$  baja.

Con el fin de reducir esta degradación, es preciso introducir un elevado grado de entrelazado para desglosar los errores. En el canal marítimo, es posible hacerlo utilizando periodos de entrelazado de muchos segundos. Sin embargo, en el canal móvil terrestre, donde puede reproducirse el bloqueo de la señal durante periodos indefinidos, no es práctico. El entrelazado puede padecer también el problema de que los errores se extiendan a datos buenos.

Por tanto, se requiere una detección coherente con resolución de ambigüedad de signos mediante una palabra única al comienzo del mensaje. La longitud del bloque de datos entre palabras únicas se rige por la probabilidad del salto de ciclo, que da lugar a inversiones de fase durante un bloque. Con el fin de evaluar la calidad de tal esquema, se eligió como tamaño razonable una longitud de bloques de 100 bits. Dentro de cada bloque, se utiliza una palabra única de 16 bits para resolver la ambigüedad de fase y sincronizar la decodificación de Viterbi. Se agrega un esquema de 8 ceros al final de los datos para limpiar el codificador, y formar un esquema de datos no codificado de 42 bits de largo. Los datos, a la velocidad 1/2 están codificados convolucionalmente, utilizando una longitud de constreñimiento de 5, para formar un esquema de datos codificados de 84 bits de largo, al que se agrega la palabra única.

Se realizó una simulación para el canal de retorno, con un valor  $C/M$  de 7 dB, utilizando una decodificación de decisión programada como se muestra en la fig.10. Si definimos el umbral como en el caso del código de bloques RS para una  $C/M$  de 7 dB, y un canal de bloques de 80%, la  $E_b/N_0$  requerida es de 7 dB para el enlace de retorno codificado convolucionalmente, valor algo más bajo que para el enlace de código de bloque RS. Sin embargo, con un sistema ARQ de repetición selectiva habría que recibir cada bloque codificado correctamente, por lo que el caudal de bloque habría de aproximarse más al 90% para una eficacia global del orden de 80%. Esto requeriría una  $E_b/N_0$  más próxima de 10 dB, considerablemente más alta que el esquema de código de bloques RS.

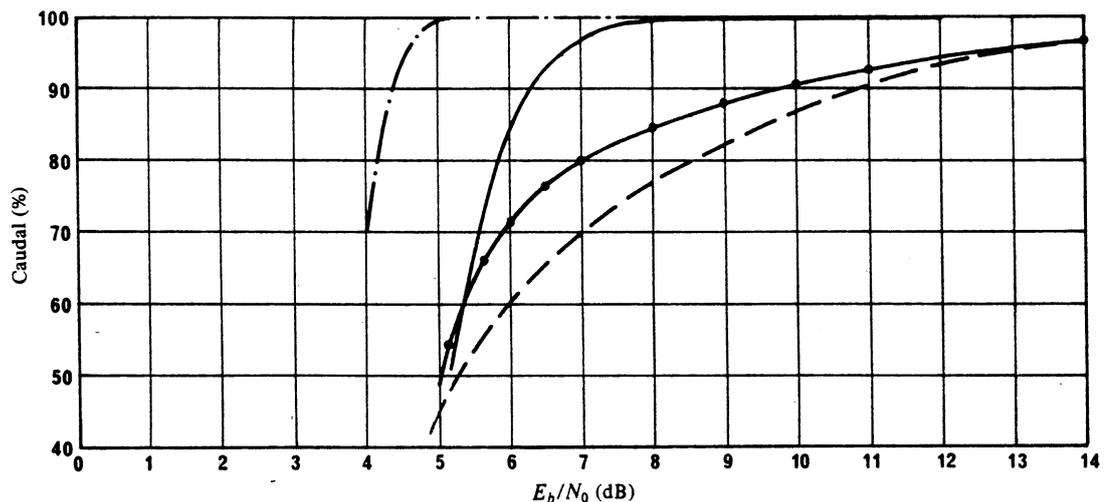


FIGURA 10- Porcentaje de vectores o bloques decodificados exentos de errores (caudal) en función de  $E_b/N_0$  (300 Bd - anchura de banda de desvanecimiento = 3 Hz)

Desvanecimiento de Rician  $C/M = 7$  dB:

- Viterbi  $k = 5$ , con demodulación coherente, relación 1/2, bloques de 100 bits
- - - Vectores RS
- Bloques RS (8 vectores RS satisfactorios)

Condición sin desvanecimiento:

- . . . . . Bloques RS

Al considerar la eficacia global del sistema definido en el caso del código de bloques, el valor de 50% correspondiente al código de media velocidad se reduce todavía más cuando se tiene en cuenta el suplemento impuesto por la necesidad de una palabra única y de bits adicionales a continuación. Además el decodificador básico de Viterbi no detecta errores residuales. El código convolucional ha de estar concatenado con un código de bloque corto para detectar esos errores residuales. Lo más probable es que deba utilizarse también información sobre el estado del canal.

De esta manera, la eficacia completa del sistema global para el enlace de retorno codificado convolucionalmente se aproximaría más a 30%, suponiendo un código de detección de errores igual al 10% de los datos, y con los suplementos definidos anteriormente. Esto ha de compararse con la eficiencia del 35% observada experimentalmente en el esquema de Reed-Solomon (código (16 : 10)). En el enlace de ida, el código convolucional no puede corresponder nunca a la eficiencia derivada de Reed-Solomon de 60%. Asimismo, el código convolucional tiene una velocidad de codificación fija, en tanto que el esquema de Reed-Solomon tiene una velocidad de codificación adaptativa, que permite una mayor eficiencia del sistema, en explotación normal.

Es interesante señalar que las curvas que muestran los caudales de canal sin desvanecimiento y del canal de Rician ( $C/M = 7$  dB) para el código de bloque RS están separados solamente por 2 dB, lo que demuestra la elevada calidad del esquema.

Se reconoce que la eficiencia del enlace convolucional puede aumentarse utilizando un código de velocidad más alta; por ejemplo, los códigos punteados cuyas calidades de funcionamiento se han estimado mediante simulaciones experimentales. Ahora bien, esto tendrá el efecto contrario en el valor de umbral de la  $E_b/N_0$  y para igualar la eficiencia del código Reed-Solomon habría que aplicar un esquema de código punteado de velocidad variable.

Sin embargo, con las bajas velocidades de datos utilizadas en el sistema definido, y modificado para formar el sistema PRODAT, los códigos convolucionales resultan afectados por suplementos tan altos que el esquema Reed-Solomon se considera más atractivo.

#### REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

PROSAT, Phase 1 Report [1986] ESA STR-216. Agencia Espacial Europea, Paris Francia.

---