



UNIÓN INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES

UIT-T

Apéndice III (Rec. G.726)

Apéndice II (Rec. G.727)

SECTOR DE NORMALIZACIÓN
DE LAS TELECOMUNICACIONES
DE LA UIT

(05/94)

**ASPECTOS GENERALES DE LOS SISTEMAS
DE TRANSMISIÓN DIGITAL**

**COMPARACIÓN DE LOS ALGORITMOS
DE MODULACIÓN POR IMPULSOS
CODIFICADOS DIFERENCIAL ADAPTATIVA**

**Apéndice III a la Recomendación UIT-T G.726
Apéndice II a la Recomendación UIT-T G.727**

(Anteriormente «Recomendación del CCITT»)

PREFACIO

El UIT-T (Sector de Normalización de las Telecomunicaciones) es un órgano permanente de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT). Este órgano estudia los aspectos técnicos, de explotación y tarifarios y publica Recomendaciones sobre los mismos, con miras a la normalización de las telecomunicaciones en el plano mundial.

La Conferencia Mundial de Normalización de las Telecomunicaciones (CMNT), que se celebra cada cuatro años, establece los temas que han de estudiar las Comisiones de Estudio del UIT-T, que a su vez producen Recomendaciones sobre dichos temas.

La aprobación de Recomendaciones por los Miembros del UIT-T es el objeto del procedimiento establecido en la Resolución N.º 1 de la CMNT (Helsinki, 1 al 12 de marzo de 1993).

El Apéndice III a la Recomendación UIT-T G.726 y el Apéndice II a la Recomendación UIT-T G.727 han sido preparados por la Comisión de Estudio 15 (1993-1996) del UIT-T y fueron aprobados el 16 de mayo de 1994.

NOTA

En esta Recomendación, la expresión «Administración» se utiliza para designar, en forma abreviada, tanto una administración de telecomunicaciones como una empresa de explotación reconocida de telecomunicaciones.

© UIT 1995

Es propiedad. Ninguna parte de esta publicación puede reproducirse o utilizarse, de ninguna forma o por ningún medio, sea éste electrónico o mecánico, de fotocopia o de microfilm, sin previa autorización escrita por parte de la UIT.

ÍNDICE

		<i>Página</i>
1	Antecedentes.....	1
2	Visión de conjunto de los algoritmos MICDA.....	1
3	Principios de las Recomendaciones G.726, G.727 y de la Contribución COM XVIII-102	10
	3.1 Predicción adaptativa y reconstrucción de la señal	10
	3.2 Cuantificador adaptativo	13
	3.3 Adaptación del factor de escala del cuantificador.....	16
	3.4 Control de la velocidad de adaptación	18
4	Principios de la Contribución COM XVIII-101	20
	4.1 Predicción.....	20
	4.2 Filtro AR fijo.....	23
	4.3 Filtro AR adaptativo.....	24
	4.4 Ecuaciones de actualización.....	25
	4.5 Adaptación del cuantificador	29
5	Decodificador MICDA	31
	5.1 Descripción general.....	31
	5.2 Ajuste de codificación síncrona	31
6	Evaluación objetiva de la MICDA	32
	6.1 Fundamento teórico.....	32
	6.2 Rendimiento de los algoritmos MICDA para datos en la banda vocal	33
	6.3 Mediciones objetivas.....	34
7	Evaluación subjetiva de la MICDA	37
	7.1 Evaluación subjetiva de la MICDA de 32 kbit/s	37
	7.2 Evaluación subjetiva de ampliaciones del algoritmo de la G.721	37
	7.3 Evaluación subjetiva de la MICDA jerarquizada.....	37
	Apéndice I.....	37
	Referencias.....	39

**Apéndice III a la Recomendación UIT-T G.726
y Apéndice II a la Recomendación UIT-T G.727**

**COMPARACIÓN DE LOS ALGORITMOS DE MODULACIÓN
POR IMPULSOS CODIFICADOS DIFERENCIAL ADAPTATIVA**

(Ginebra, 1994)

1 Antecedentes

En el periodo 1982-1990, el CCITT adoptó varios algoritmos de modulación por impulsos codificados diferencial adaptativa (MICDA). Primeramente se aprobó el algoritmo (MICDA) de 32 kbit/s, descrito en la Recomendación G.721 [26; 6]. Luego, la Recomendación G.721 fue ampliada, con la Recomendación G.723, a 40 kbit/s para el soporte de módems de datos en la banda vocal a las velocidades de 9,6 kbit/s y 24 kbit/s para permitir la reducción de la velocidad binaria en casos de congestión de la red [27]. Antes de la definición de la G.723, otros algoritmos MICDA de rendimiento similar al del algoritmo de 40 kbit/s habían sido incorporados en diseños del «entorno de multiplicación de circuitos digitales» (DCME) y se utilizaron en redes de telecomunicaciones. Estos algoritmos, que pueden ser considerados por acuerdo bilateral, se describen en COM XVIII-101 y COM XVIII-102 del Periodo de Estudios 1984-1988.¹⁾ Finalmente, en julio de 1990, el CCITT combinó las Recomendaciones G.721 y G.723, y añadió el funcionamiento a 16 kbit/s para situaciones de sobrecarga. Dicha combinación culminó en una nueva Recomendación G.726. El CCITT aprobó también los algoritmos MICDA jerarquizados de Recomendación G.727, que son ampliaciones de los algoritmos MICDA de velocidad fija definidos en Recomendación G.726.

Este Apéndice presenta una introducción unificada a todos estos algoritmos, sus características principales y rendimiento. La cláusula 2 da una visión de conjunto de todos los algoritmos MICDA considerados por el CCITT. La cláusula 3 examina los principios de los algoritmos de las Recomendaciones G.726 y G.727, y COM XVIII-102. Los principios del algoritmo de COM XVIII-101 se describen en la cláusula 4. Las cláusulas restantes describen los principales resultados de las pruebas subjetivas y mediciones objetivas del rendimiento de los diversos algoritmos.

2 Visión de conjunto de los algoritmos MICDA

Las Figuras 1 y 2 muestran diagramas de bloques simplificados de un codificador y de un decodificador G.726, respectivamente. Las Figuras 3 y 4 muestran los diagramas de bloques simplificados de un codificador y de un decodificador G.727, respectivamente. En cada conjunto, el codificador está constituido por un convertidor MIC logarítmico a lineal, un cuantificador adaptativo, un cuantificador adaptativo inverso, y un predictor adaptativo.

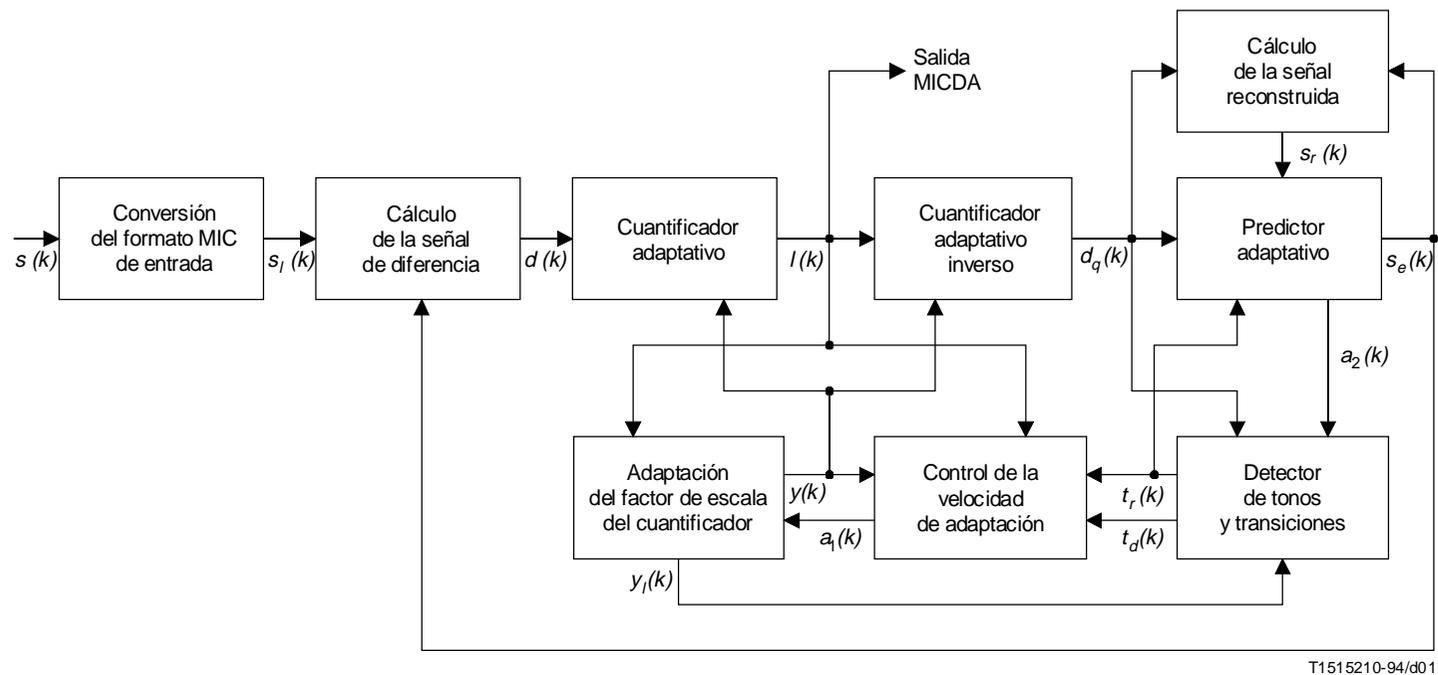
El convertidor MIC convierte la señal de entrada MIC de ley A o ley μ , $s(k)$, en una señal MIC uniforme, $s_l(k)$ (k es el índice de muestreo para un periodo de muestreo de 125 μ s). La señal de entrada estimada, $s_e(k)$, prevista se sustrae de la señal MIC uniforme, $s_l(k)$ para obtener una señal de diferencia $d(k)$:

$$d(k) = s_l(k) - s_e(k) \quad (1)$$

La señal de diferencia se transforma seguidamente en una presentación logarítmica de base 2, a la que se le aplica el factor de escala $y(k)$, calculado como se describe más adelante.

En la Recomendación G.726 se utiliza un cuantificador adaptativo no uniforme de 31, 15, 7 ó 4 niveles que detiene la adaptación en presencia de una entrada estacionaria. Esto realza el rendimiento para señales de datos en la banda vocal. En la Recomendación G.727, el cuantificador adaptativo tiene 32, 16, 8 ó 4 niveles. Estos dos cuantificadores transforman la señal $d(k)$ en $I(k)$, una palabra de código de 5, 4, 3 ó 2 bits respectivamente, con un bit siempre para el signo.

¹⁾ La patente norteamericana que describe el algoritmo final tiene algunas diferencias con respecto al algoritmo descrito en COM XVIII-102 [53].



T1515210-94/d01

FIGURA 1
 Diagrama de bloques del codificador de la Recomendación G.726

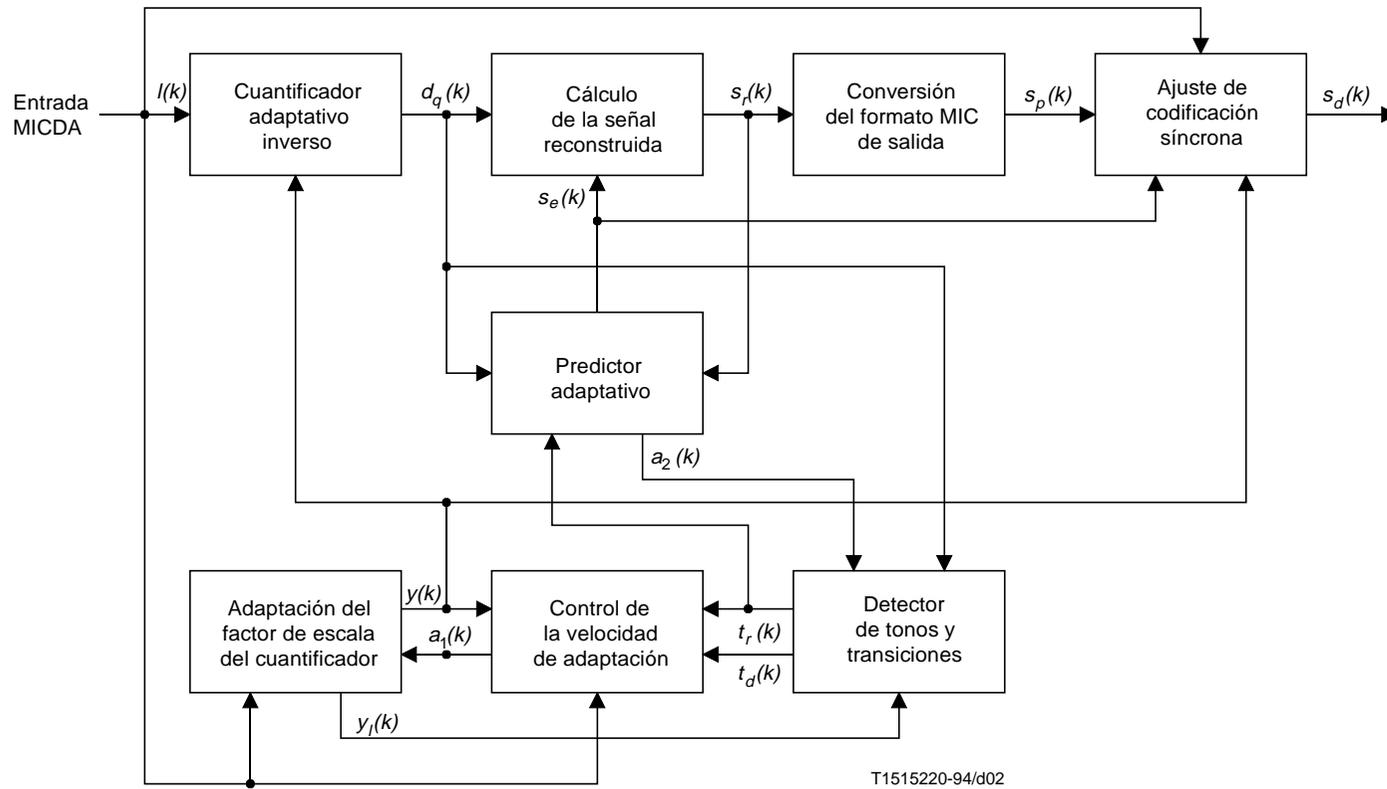


FIGURA 2
Diagrama de bloques del decodificador de la Recomendación G.726

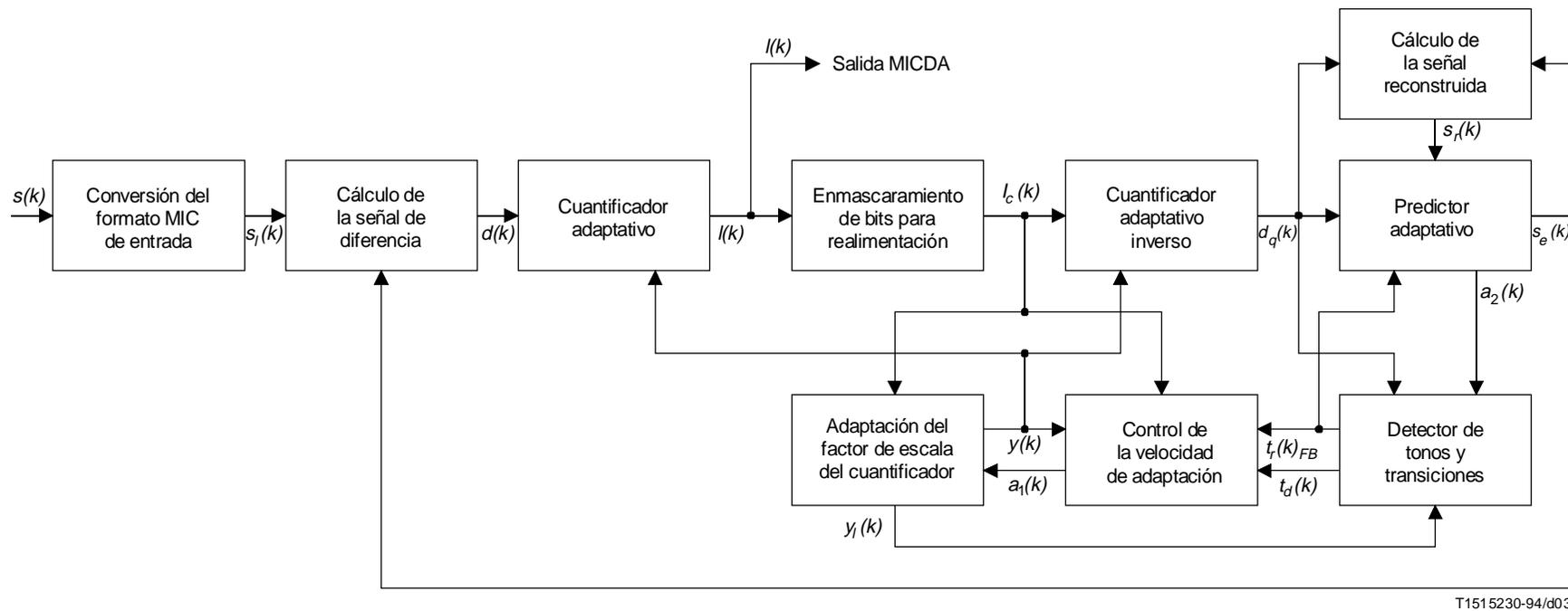


FIGURA 3

Diagrama de bloques del codificador de la Recomendación G.727

La diferencia principal entre los algoritmos MICDA fijos de la Recomendación G.726, COM XVIII-101 y COM XVIII-102 por una parte, y los algoritmos jerarquizados de la Recomendación G.727 por otra parte, es la siguiente. En los algoritmos jerarquizados de la Recomendación G.727, la diferencia entre la señal de entrada y la estimada se cuantifica en palabras de código constituidas por bits de mejoramiento y bits de núcleo. Los bits de núcleo se utilizan para predicción, tanto en el codificador como en el decodificador, mientras que los bits de mejoramiento se utilizan para reducir el ruido de cuantificación en la señal reconstruida. Así, los bits de núcleo tienen que llegar al decodificador para evitar un seguimiento defectuoso, pero los bits de mejoramiento pueden descartarse, si con este abandono de bits puede aliviarse la congestión.

Los algoritmos MICDA jerarquizados pueden funcionar con 5, 4, 3 y 2 bits por muestra en su trayecto de realimentación (es decir, a velocidades de 40, 32, 24 y 16 kbit/s) con conversión hacia y desde canales MIC de ley A o de ley μ a 64 kbit/s. Estos algoritmos G.727 se designan por pares (x,y) donde x se refiere a los bits MICDA de compensación previa e y se refiere a los bits MICDA de realimentación. Por ejemplo, (5,2) representa un algoritmo jerarquizado de 40 kbit/s con dos bits de núcleo, es decir, con una velocidad binaria mínima de 16 kbit/s.

El motivo esencial de la elaboración de la Recomendación G.727 era proporcionar una manera flexible de aliviar la congestión en cualquier punto de una red de paquetes sin tener que intercambiar mensajes de control entre los diversos nodos en el trayecto de retorno de la conexión (es decir, en el sentido hacia el transmisor). Con esto se evita la «congelación» asociada con la codificación MICDA de velocidad fija, cuando no está disponible la capacidad de transmisión y los bordes anteriores de las ráfagas de conversación resultan recortados (es decir, se pierden los comienzos de palabras). Esto es importante cuando el trayecto de extremo a extremo comprende múltiples nodos.

La diferencia entre los diversos algoritmos MICDA de velocidad fija está en la forma en que acomodan las señales de módem a 9,6 kbit/s. En la Recomendación G.726, la MICDA de 40 kbit/s se utiliza para datos en la banda vocal, mientras que la MICDA de 32 kbit/s se utiliza para conversación. En consecuencia, se necesita un mecanismo de contorno que permita, al detectarse datos en la banda vocal, aplicar la codificación apropiada sin afectar la codificación para la conversación [9].

En COM XVIII-101 se utiliza el mismo algoritmo MICDA de 32 kbit/s para conversación y para datos en la banda vocal [37]. La estructura predictiva, que es diferente de las de todos los otros algoritmos MICDA, se compone de un predictor con ceros adaptativos de 10° orden, un predictor con polos adaptativos de 4° orden, un predictor con polos fijos de 16° orden y un predictor de distancia («offset»). El filtro de polos adaptativos se reserva para señales sumamente correlacionadas, como las de conversación, en tanto que el filtro de polos fijos es para datos en la banda vocal. La contribución relativa de cada filtro se regula por un conjunto de coeficientes de ganancia adaptativos. Controlando tres filtros diferentes en la misma estructura, el algoritmo trata las señales de conversación y las señales de módem de datos en la banda vocal hasta 9,6 kbit/s con la MICDA de 32 kbit/s; esto no requiere una conmutación entre conversación y datos en la banda vocal a 9,6 kbit/s; esto se consigue a expensas de una complejidad adicional. El cuantificador adaptativo de este algoritmo funciona en un modo de cuantificación de 4 bits y no utiliza un detector de tonos y transiciones. Las Figuras 5 y 6 muestran los diagramas de bloques del codificador y del decodificador para el algoritmo de COM XVIII-101.

En COM XVIII-102 se utiliza un algoritmo MICDA especial de 32 kbit/s con 5 bits por muestra y optimizado para datos en la banda vocal [33; 53]. Tras la detección de un tono de 2100 Hz, el tren de bits MIC lineal se muestrea en sentido decreciente de 8 kHz a 6,4 kHz a través de un filtro de interpolación con una respuesta a impulsos simétrica y finita, con 100 puntos de derivación. Este filtro de interpolación introduce un retardo de forma plana de 6 ms distribuido por igual entre el codificador y el decodificador. Para mantener la velocidad de línea global de 32 kbit/s, la codificación MICDA utiliza 5 bits. Para evitar la distorsión por superposición de las bandas laterales, la anchura de banda de la entrada debe limitarse a 3,2 kHz. Asimismo, se requiere una realineación de la estructura de 6,4 kHz \times 5 a una estructura de 8 kHz \times 4. Los correspondientes diagramas de bloques del codificador y del decodificador se muestran en las Figuras 7 y 8, respectivamente. En estas figuras, el bloque detector de tono ha sido supuesto, ya que no aparece descrito en los documentos suministrados por los creadores del algoritmo [33; 53].

El predictor adaptativo se basa en la palabra de código completa $I(k)$ para el algoritmo de la Recomendación G.726 y los algoritmos MICDA de velocidad fija, y en la palabra de código de núcleo $I_c(k)$ para el algoritmo de la Recomendación G.727. El cuantificador inverso utiliza la palabra de código completa $I(k)$ para la MICDA de velocidad fija (es decir, para los algoritmos de la Recomendación G.726, COM XVIII-101 y COM XVIII-102), e $I_c(k)$ para la MICDA jerarquizada. Una cuantificación inversa da la señal de diferencia cuantificada $d_q(k)$. La señal estimada por predicción adaptativa, $s_e(k)$, se añade a esta señal de diferencia cuantificada para obtener la versión reconstruida, $s_r(k)$, de la señal de entrada.

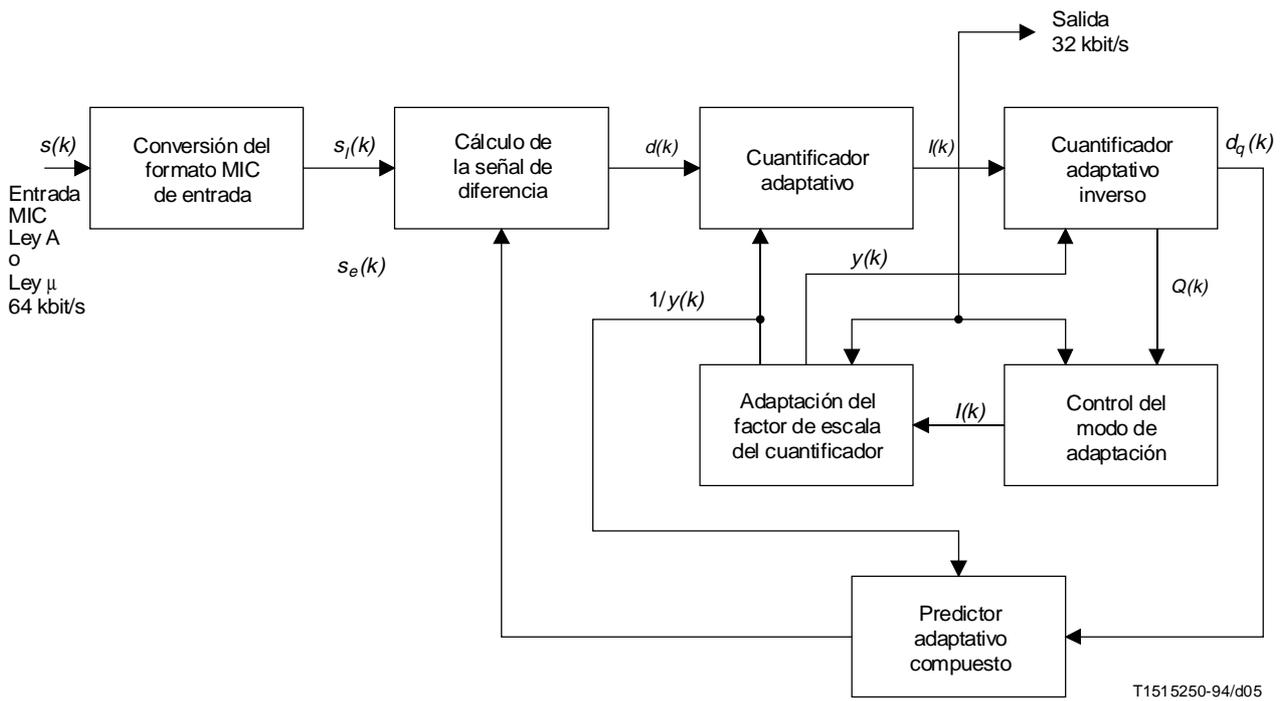


FIGURA 5
Diagrama de bloques del codificador COM XVIII-101

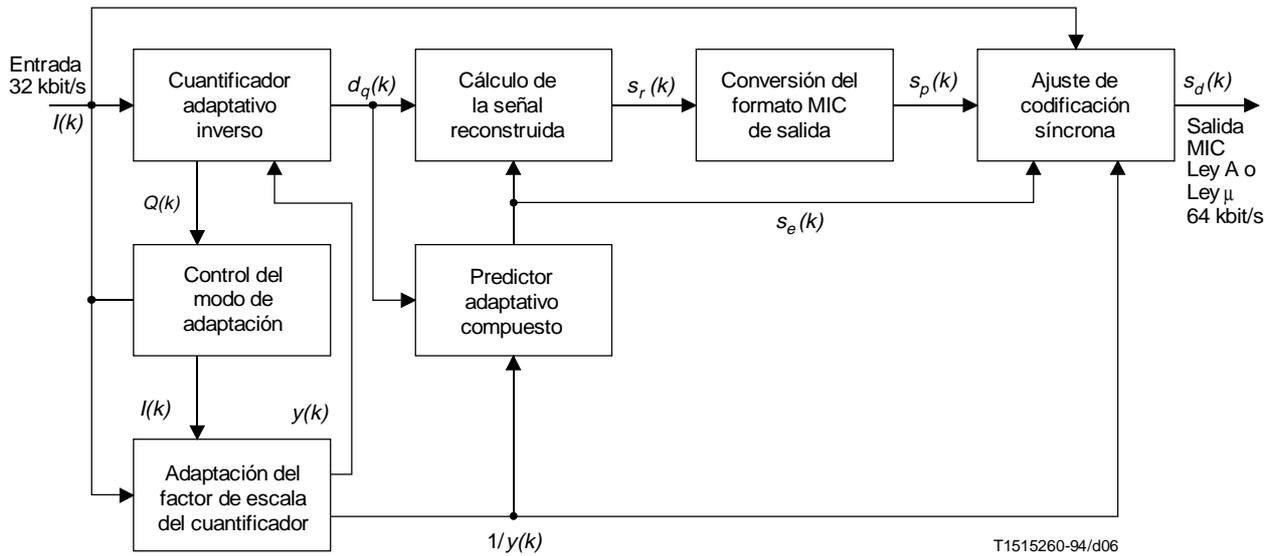
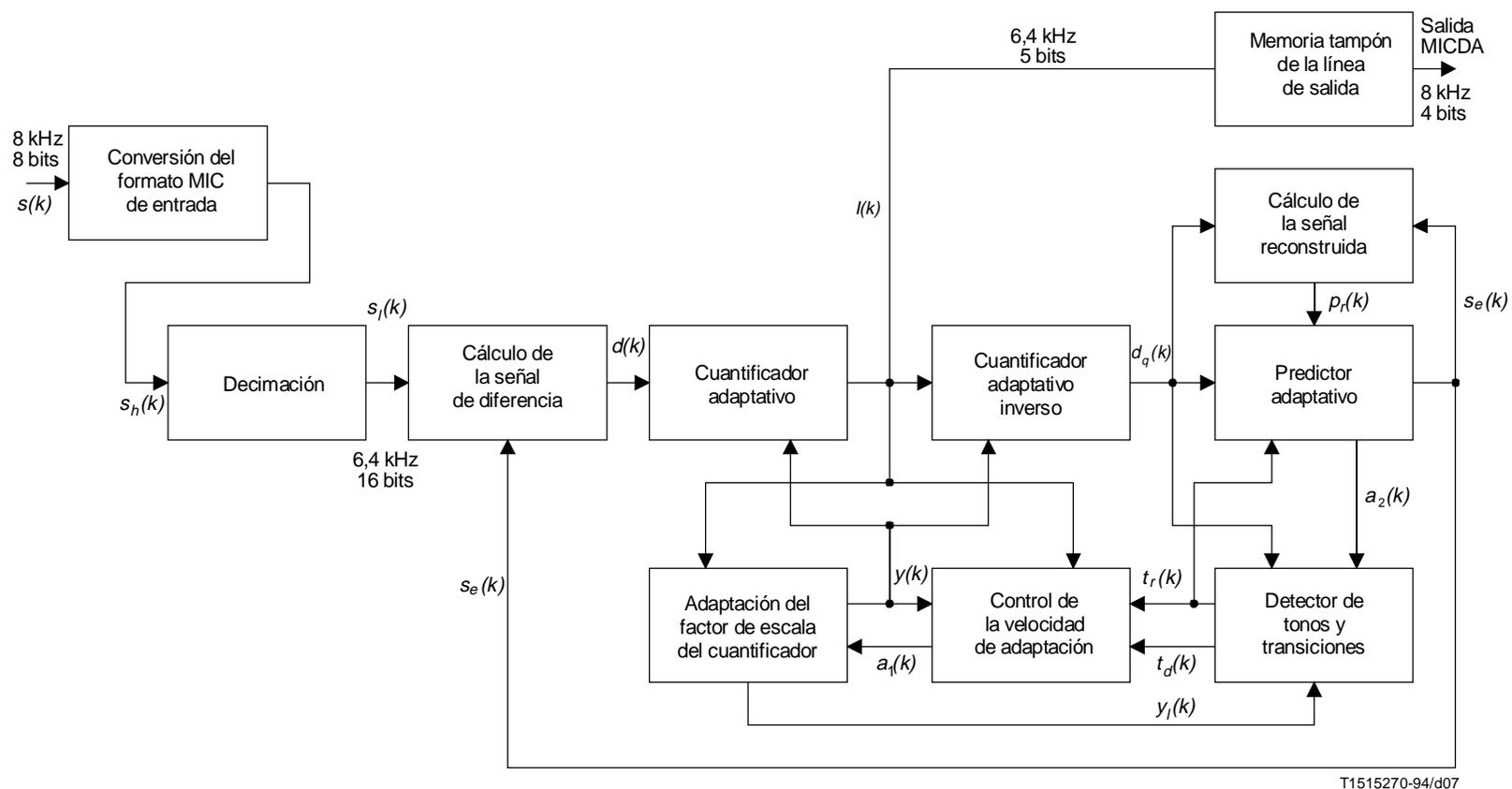


FIGURA 6
Diagrama de bloques del decodificador COM XVIII-101



NOTA – El bloque detector de tonos ha sido supuesto; no se describe en [33] ni en [53].

FIGURA 7
Diagrama de bloques del codificador COM XVIII-102

La adaptación del cuantificador y del cuantificador inverso depende de todos los bits $I(k)$ en los algoritmos de velocidad fija, y de todos los bits de núcleo, $I_c(k)$ en el algoritmo de la Recomendación G.727. La salida del cuantificador $I(k)$ toma todos los valores correspondientes distintos de cero, mientras que la adaptación actúa sobre todos los valores posibles, ya que la palabra de código «todos ceros» asociada puede producir errores de transmisión.

El decodificador del receptor y el codificador del transmisor incluyen una estructura idéntica a la parte de realimentación del codificador. Además, el receptor para las Recomendaciones G.726 y G.727 transcodifica el tren binario procedente de la MIC uniforme y lo retorna a la MIC de ley A o de ley μ para el ajuste de codificación síncrona. Esta operación se basa en todos los bits recibidos y evita la distorsión acumulativa en las codificaciones síncronas en cascada (MICDA-MIC-MICDA) en ciertas condiciones. Esto se consigue seleccionando los códigos de salida MIC que eliminen la distorsión de cuantificación en la siguiente etapa de codificación MICDA [38].

El algoritmo de COM XVIII-102 no tiene un bloque de ajuste de codificación síncrona como los de las Recomendaciones G.726, G.727 y COM VIII-101; por tanto, no tiene la propiedad de cascada síncrona descrita en 5.2.

En la cláusula 5 se recapitulan los principios de codificador y se explican las diferencias entre los diversos algoritmos de las Recomendaciones G.726, G.727 y la Contribución COM XVIII-102. La discusión del algoritmo de COM XVIII-101, cuya estructura es diferente de la de otros algoritmos, figura en la cláusula 6.

3 Principios de las Recomendaciones G.726, G.727 y de la Contribución COM XVIII-102

3.1 Predicción adaptativa y reconstrucción de la señal

La función primaria del predictor adaptativo es calcular la señal estimada, $s_e(k)$, a partir de la señal de diferencia cuantificada $d_q(k)$ y valores antiguos de la señal reconstruida $s_r(k)$. El predictor tiene la forma de un filtro de media móvil autorregresiva (ARMA, *autoregressive moving average*) cuyo espectro de frecuencias se adapta a una amplia gama de señales de entrada en la banda vocal.

La señal estimada se calcula a partir de la señal reconstruida $s_r(k)$ como:

$$s_e(k) = \sum_{i=1}^2 a_i^{k-1} s_r(k-i) + \sum_{i=1}^6 b_i^{k-1} d_q(k-i) \quad (2)$$

con

$$s_r(k) = s_e(k) + d_q(k) \quad (3)$$

y

$$d_q(k) = d(k) + e(k) = Q \left[d \frac{(k)}{y} (k) \right] y(k) \quad (4)$$

donde

a_1^k, a_2^k	los coeficientes autorregresivos para la muestra k ;
$b_i^k, i = 1, \dots, 6$	coeficientes de la media móvil para la muestra k ;
$d(k)$	señal de diferencia en la muestra k ;
$d_q(k)$	señal de diferencia cuantificada en la muestra k ;
$e(k)$	error de cuantificación en la muestra k ;
$Q[x]$	salida normalizada del cuantificador para la entrada x ; = $ x - y(k)$ en el dominio logarítmico;
$y(k)$	error del factor de escala en la muestra k .

Los valores iniciales son: $d(0) = s_0(0) = s_r(0) = 0$ y $d_q(k) = 0$ para $k < 0$. Las ecuaciones (2)-(4) son similares a las de las Recomendaciones G.726 y G.727, excepto que el error de cuantificación $e(k)$ en la Recomendación G.727 incluye los efectos del uso de $I_c(k)$ en lugar de $I(k)$. Como se ha explicado antes, $d_q(k)$ se obtuvo a partir de $I_c(k)$ mediante cuantificación inversa.

Con $B =$ un operador de retardo tal que $Bd_q(k) \triangleq d_q(k-1)$, se puede combinar (2) y (3):

$$s_e(k) = \frac{\left(a_1^{k-1} + b_1^{k-1} \right) B_+ \left(a_2^{k-1} + b_2^{k-1} \right) B_+^2 \dots + b_6 B^6}{1 - a_1^{k-1} B - a_2^{k-1} B^2} \cdot d_q(k) \quad (5)$$

Utilizando (1), (3) y (5) se puede escribir:

$$\left(1 + \sum_{i=1}^6 b_i^{k-1} B^i \right) d(k) = \left(1 - a_1^{k-1} B - a_2^{k-1} B^2 \right) s_l(k) + \left[\left(a_1^{k-1} + b_1^{k-1} \right) B_+ \left(a_2^{k-1} + b_2^{k-1} \right) B_+^2 \dots + b_6 B^6 \right] e(k) \quad (6)$$

Las ecuaciones de actualización para los coeficientes autorregresivos y de media móvil del predictor ARMA (2,6) siguen el mismo algoritmo de gradiente simplificado utilizado en la Recomendación G.721 [39; 45].

$$a_1^k = (1 - 2^{-8}) a_1^{k-1} + (3 \cdot 2^{-8}) \operatorname{sgn} [p(k)] \operatorname{sgn} [p(k-1)] \quad (7)$$

$$a_2^k = (1 - 2^{-7}) a_2^{k-1} + 2^{-7} \left(\operatorname{sgn} [p(k)] \operatorname{sgn} [p(k-2)] - f(a_1^{k-1}) \operatorname{sgn} [p(k)] \operatorname{sgn} [p(k-1)] \right) \quad (8)$$

donde $p(k)$ es un proceso MA (6) definido como:

$$\begin{aligned} p(k) &= d_q(k) + s_{ez}(k) = \\ &= \left(1 + b_1^{k-1} B_+ \dots + b_6^{k-1} B^6 \right) d_q(k) \end{aligned} \quad (9)$$

y

$$f(a_1) = \begin{cases} 4a_1, & |a_1| \leq 2^{-1} \\ 2 \operatorname{sgn} (a_1), & |a_1| > 2^{-1} \end{cases}$$

Partiendo de la ecuación (5), la respuesta de frecuencia del predictor viene dada por:

$$H(\omega) = \frac{\left(a_1^{k-1} + b_1^{k-1} \right) e^{-j\omega T} + \left(a_2^{k-1} + b_2^{k-1} \right) e^{-j2\omega T} + \dots + b_6^{k-1} e^{-j6\omega T}}{1 - a_1^{k-1} e^{-j\omega T} - a_2^{k-1} e^{-j2\omega T}} \quad (10)$$

$$j = \sqrt{-1}, 0 \leq \omega \leq \frac{\pi}{T} \quad \text{y} \quad T = 125 \mu s$$

Las respuestas de frecuencia para los algoritmos de 40 kbit/s de la Recomendación G.726 y los algoritmos de COM XVIII-101 y COM XVIII-102 pueden encontrarse en la literatura técnica [23; 24].

En el caso estacionario, los parámetros autorregresivos (AR) tienen que caer en la región triangular definida por [11]:

$$|a_1^k| + a_2^k < 1$$

$$|a_2^k| < 1$$

Esta condición se satisface con las restricciones para la estabilidad:

$$y \quad \begin{aligned} |a_1|^k &\leq 1 - 2^{-4} - a_2^k \\ |a_2|^k &\leq 0,75 \end{aligned}$$

3.1.1 Recomendaciones G.726 y G.727

En el caso de los algoritmos de las Recomendaciones G.726 y G.727, las ecuaciones de actualización para los coeficientes de media móvil (MA) b_i son [39; 45]:

$$b_i^k = (1 - 2^{-8}) b_i^{k-1} + 2^{-7} \operatorname{sgn} [d_q(k)] \operatorname{sgn} [d_q(k - i)] \quad (11)$$

para $i = 1, 2, \dots, 6$.

Obsérvese que $|b_i(k)| \leq 2$. Como se verá más adelante, cuando se detecta una transición se reinician los coeficientes del predictor, es decir, $a_1^k = a_2^k = 0$, y $b_i^k = 0$ para $i = 1, 2, \dots, 6$.

Como anteriormente, $\operatorname{sgn} [0] = 1$, $\operatorname{sgn} [d_q(k)] = 0$, para $k < 0$.

En la codificación a 40 kbit/s, el predictor adaptativo se modifica para que reduzca el factor de fuga utilizado en el funcionamiento con coeficientes ceros. En este caso, la ecuación (11) se convierte en:

$$b_i(k) = (1 - 2^{-9}) b_i(k - 1) + 2^{-7} \operatorname{sgn} [d_q(k)] \operatorname{sgn} [d_q(k - i)] \quad (11')$$

Obsérvese que $b_i(k)$ está implícitamente limitado a ± 2 .

3.1.2 Contribución COM XVIII-102

En el algoritmo de 32 kbit/s de COM XVIII-102 [33], las ecuaciones de actualización de los coeficientes tienen la misma forma, pero el factor de fuga es menor, tanto para los polos como para los ceros. Las ecuaciones correspondientes son:

$$a_1^k = (1 - 2^{-11}) a_1^{k-1} + \left(2^{-9}\right) \operatorname{sgn} [p(k)] \operatorname{sgn} [p(k - 1)] \quad (7)$$

$$\begin{aligned} a_2^k &= (1 - 2^{-10}) a_2^{k-1} + 2^{-9} (\operatorname{sgn} [p(k)] \operatorname{sgn} [p(k - 2)] \\ &\quad - f(a_1^{k-1}) \operatorname{sgn} [p(k)] \operatorname{sgn} [p(k - 1)]) \end{aligned} \quad (8)$$

y

$$b_i^k = (1 - 2^{-10}) b_i^{k-1} + 2^{-9} \operatorname{sgn} [d_q(k)] \operatorname{sgn} [d_q(k - i)] \quad (9)$$

3.2 Cuantificador adaptativo

Todos los algoritmos MICDA tienen cuantificadores adaptativos no uniformes de tipo «mitad-subida» (*mid-rise*) que se basan en el cuantificador Lloyd-Max de error medio cuadrático mínimo a 32 kbit/s [35; p. 131-134]. Funcionan en dos modos (lento y rápido) con un factor de escala adaptativo, $y(k)$, para acomodar señales de conversación y de datos en la banda vocal [47]. En el algoritmo de la Recomendación G.726 se emplea un cuantificador adaptativo no uniforme de 31, 15, 7 ó 4 niveles para el funcionamiento a 40, 32, 24 ó 16 kbit/s, respectivamente. Cada velocidad tiene su propio cuantificador. En la Recomendación G.727 se utiliza un cuantificador adaptativo no uniforme de 32, 16, 8 ó 4 niveles para cuantificar la señal de diferencia, $d(k)$. Las diversas tablas del cuantificador están jerarquizadas unas con respecto a otras, de modo que los niveles de decisión están forzosamente alineados con el fin de asegurar que los niveles de decisión para los cuantificadores de 32, 24 y 16 kbit/s sean subconjuntos de los del cuantificador de 40 kbit/s. Esto contrasta con los algoritmos de la Recomendación G.726, en los que los niveles de decisión no están alineados; esto hace que sean inadecuados para las aplicaciones jerarquizadas, pero que tengan una relación señal/ruido de cuantificación algo mejor, como se indica en 8.3.1.

Los Cuadros 1, 2 y 3 muestran la característica de entrada/salida normalizada del cuantificador G.726 para el funcionamiento a 40, 32 y 24 kbit/s. El Cuadro 4 corresponde al algoritmo de COM XVIII-102 [33].

CUADRO 1

**Característica de entrada/salida normalizada
del cuantificador para el funcionamiento a 40 kbit/s
del algoritmo de la Recomendación G.726**

Gama de entrada normalizada del cuantificador $\log_2 d(k) - y(k) $	$ I(k) $	Salida normalizada del cuantificador $\log_2 d_q(k) - y(k) $
[4,31, +∞)	15	4,42
[4,12, 4,31)	14	4,21
[3,91, 4,12)	13	4,02
[3,70, 3,91)	12	3,81
[3,47, 3,70)	11	3,59
[3,22, 3,47)	10	3,35
[2,95, 3,22)	9	3,09
[2,64, 2,95)	8	2,80
[2,32, 2,64)	7	2,48
[1,95, 2,32)	6	2,14
[1,54, 1,95)	5	1,75
[1,08, 1,54)	4	1,32
[0,52, 1,08)	3	0,81
[-0,13, 0,52)	2	0,22
[-0,96, -0,13)	1	-0,52
(-∞, -0,96)	0	-∞

Los Cuadros 5 y 6 presentan respectivamente, las características de entrada y de salida normalizadas (valores con precisión infinita) del cuantificador para los algoritmos G.727 con 5, 4, 3 y 2 bits de núcleo. Ambos cuadros muestran la alineación de los niveles de decisión para las diversas velocidades binarias. En los tres cuadros, el bit más significativo es el bit de signo, y los bits restantes representan la magnitud. La salida del cuantificador de 5, 4, 3 ó 2 bits, $I(k)$, del Cuadro 6, forma la señal de salida a 40, 32, 24 ó 16 kbit/s, que comprende bits de mejoramiento y bits de núcleo. El algoritmo de 16 kbit/s es igual al algoritmo (2,2) de la Recomendación G.727. Comparando los Cuadros 1 y 4 se puede ver que la salida normalizada del cuantificador es menor con el algoritmo de COM XVIII-102 que con el algoritmo de 40 kbit/s de la Recomendación G.726, para la misma palabra de código.

El enmascaramiento de bits es otra diferencia entre los algoritmos MICDA de velocidad fija de la Recomendación G.726, COM XVIII-101, COM XVIII-102 y los algoritmos MICDA jerarquizados de la Recomendación G.727. Mediante este proceso, los bits de mejoramiento se descartan aplicando a $I(k)$ la operación lógica de desplazamiento hacia la derecha por un número de posiciones igual al número de bits de mejoramiento. Los bits de núcleo, $I_c(k)$, son utilizados entonces por el cuantificador adaptativo inverso en el trayecto de realimentación, la adaptación del factor de escala del cuantificador y los bloques de control de la velocidad de adaptación. El cuantificador adaptativo inverso genera $d_q(k)$ (la señal de diferencia cuantificada) añadiendo $y(k)$ al valor que corresponde a $I_c(k)$ en la característica de cuantificación normalizada del cuadro respectivo.

CUADRO 2

**Característica de entrada/salida normalizada
del cuantificador para el funcionamiento a 32 kbit/s
del algoritmo de la Recomendación G.726**

Gama de entrada normalizada del cuantificador $\log_2 d(k) - y(k) $	$ I(k) $	Salida normalizada del cuantificador $\log_2 d_q(k) - y(k) $
[3,12, +∞)	7	3, 32
[2,72, 3,12)	6	2, 91
[2,34, 2,72)	5	2, 52
[1,91, 2,34)	4	2, 13
[1,38, 1,91)	3	1, 66
[0,62, 1,38)	2	1, 05
[-0,98, 0,62)	1	0,031
(-∞, -0,98)	0	-∞

CUADRO 3

**Característica de entrada/salida normalizada
del cuantificador para el funcionamiento a 24 kbit/s
del algoritmo de la Recomendación G.726**

Gama de entrada normalizada del cuantificador $\log_2 d(k) - y(k) $	$ I(k) $	Salida normalizada del cuantificador $\log_2 d_q(k) - y(k) $
[2,58, +∞)	3	3,59
[1,70, 2,58)	2	2,13
[0,06, 1,70)	1	1,05
(-∞, 0,06)	0	-∞

CUADRO 4

**Característica de entrada/salida normalizada
del cuantificador para el algoritmo de COM XVIII-102**

Gama de entrada normalizada del cuantificador $\log_2 d(k) - y(k) $	$ I(k) $	Salida normalizada del cuantificador $\log_2 d_q(k) - y_q(k) $
[3,45, +∞)	15	3,59
[3,20, 3,45)	14	3,31
[2,99, 3,20)	13	3,09
[2,80, 2,99)	12	2,89
[2,61, 2,80)	11	2,71
[2,42, 2,61)	10	2,52
[2,23, 2,42)	9	2,33
[2,02, 2,23)	8	2,12
[1,79, 2,02)	7	1,90
[1,52, 1,79)	6	1,66
[1,22, 1,52)	5	1,38
[0,84, 1,22)	4	1,04
[0,35, 0,84)	3	0,61
[-0,40, 0,35)	2	0,00
[-1,98, -0,40)	1	-0,98
(-∞, -1,98)	0	-∞

CUADRO 5

Característica de entrada normalizada del cuantificador para el funcionamiento jerarquizado (Recomendación G.727)

Gama de magnitudes de la entrada del cuantificador $\log_2 d(k) - y(k) $	$ I(k) \text{ o } I_c(k) $			
	Número de bits			
	5			
	4			
	3			
2				
$(-\infty, -1,05)$	0	0	0	0
$[-1,05, -0,05)$	0	0	0	1
$[-0,05, 0,54)$	0	0	1	0
$[0,54, 0,96)$	0	0	1	1
$[0,96, 1,30)$	0	1	0	0
$[1,30, 1,58)$	0	1	0	1
$[1,58, 1,82)$	0	1	1	0
$[1,82, 2,04)$	0	1	1	1
$[2,04, 2,23)$	1	0	0	0
$[2,23, 2,42)$	1	0	0	1
$[2,42, 2,60)$	1	0	1	0
$[2,60, 2,78)$	1	0	1	1
$[2,78, 2,97)$	1	1	0	0
$[2,97, 3,16)$	1	1	0	1
$[3,16, 3,43)$	1	1	1	0
$[3,43, \infty)$	1	1	1	1

CUADRO 6

Característica de salida normalizada del cuantificador para el funcionamiento jerarquizado (Recomendación G.727)

$ I(k) \text{ o } I_c(k)$				Magnitud de la salida normalizada del cuantificador $\log_2 d_q(k) - y(k) $			
Número de bits				Número de bits			
5				5			
4				4			
3				3			
2				2			
0	0	0	0	0,91	-0,09	-1,06	-2,06
0	0	0	1	"	"	"	-0,48
0	0	1	0	"	"	0,53	0,27
0	0	1	1	"	"	"	0,76
0	1	0	0	"	1,55	1,29	1,13
0	1	0	1	"	"	"	1,44
0	1	1	0	"	"	1,81	1,70
0	1	1	1	"	"	"	1,92
1	0	0	0	2,85	2,4	2,23	2,13
1	0	0	1	"	"	"	2,33
1	0	1	0	"	"	2,59	2,51
1	0	1	1	"	"	"	2,69
1	1	0	0	"	3,09	2,95	2,87
1	1	0	1	"	"	"	3,05
1	1	1	0	"	"	3,34	3,27
1	1	1	1	"	"	"	3,56

Obsérvese que el algoritmo (5,5) no ha sido normalizado, porque no se ha considerado ningún algoritmo MICDA jerarquizado con más de 5 bits en el bucle de compensación previa.

3.3 Adaptación del factor de escala del cuantificador

Para mejorar la insensibilidad de la adaptación a las perturbaciones (dícese, su «robustez»), el cuantificador y el cuantificador inverso emplean el factor de escala compuesto, $y(k)$, que combina un factor de escala lento (bloqueado), $y_l(k)$, y un factor de escala rápido (desbloqueado), $y_u(k)$. $y_l(k)$ se utiliza para la detección de transiciones, $y(k)$ para la adaptación de velocidad [47].

3.3.1 Adaptación para los algoritmos de las Recomendaciones G.726 y G.727

La adaptación rápida se emplea para señales (como las de conversación) cuya serie de tiempo de la primera diferencia fluctúa rápidamente. La adaptación lenta se emplea para señales (como las de datos en la banda vocal y tonos) cuya serie de tiempo de la primera diferencia presenta desviaciones pequeñas. La velocidad efectiva de adaptación combina ambos factores de escala.

El factor de escala rápido (desbloqueado), $y_u(k)$, se calcula recursivamente en el dominio logarítmico de base 2 a partir del factor de escala logarítmico resultante, $y(k)$:

$$\begin{aligned} y_u(k) &= (1 - 2^{-5}) y(k) + 2^{-5} W[I(k)], \quad k = 1, 2, \dots \\ y(0) &= y_z(0) = 1,06 \end{aligned} \quad (12)$$

donde $y_u(k)$ está limitado por $1,06 \leq y_u(k) \leq 10,00$ y $W[I(k)]$ es una función discreta que define un multiplicador cuantificador cuyos valores dependen de la palabra de código I en el caso del algoritmo de la Recomendación G.726, y de los bits de núcleo I_c en el caso del algoritmo de la Recomendación G.727, como se muestra en el Apéndice I. El factor de fuga $(1 - 2^{-5})$ da al proceso una memoria finita para permitir la recuperación tras errores de transmisión.

Para los algoritmos de las Recomendaciones G.726 y G.727, el factor de escala lento (bloqueado), $y_l(k)$, se deriva de $y_u(k)$ con un filtro ARMA (1,1) de paso bajo:

$$\begin{aligned} \text{con} \quad y_l(k) &= (1 - 2^{-6}) y_l(k - 1) + 2^{-6} y_u(k), \quad k = 1, 2, \dots \\ y_u(0) &= 1,06, \quad \text{e} \quad y_l(0) = 1,06 \end{aligned} \quad (13)$$

Para el algoritmo de la Recomendación G.726, la ecuación (13) puede escribirse como:

$$y_l(k) = \frac{2^{-6}(1 - 2^{-5}) y(k) + 2^{-11} W[I(k)]}{1 - (1 - 2^{-6}) B} \quad (13.a)$$

y para el algoritmo de la Recomendación G.727 como:

$$y_l(k) = \frac{2^{-6}(1 - 2^{-5}) y(k) + 2^{-11} W[I_c(k)]}{1 - (1 - 2^{-6}) B} \quad (13.b)$$

El polo de este filtro es positivo y está muy próximo al círculo unitario; por tanto, su función de correlación decae lentamente hasta cero según una ley exponencial. Esto significa que las frecuencias bajas dominan el espectro de frecuencias.

Los pasos utilizados en la adaptación del factor de escala $y(k)$ son los mismos de los algoritmos de las Recomendaciones G.726 y G.727, excepto que, en el de la Recomendación G.727, la función discreta $W[I_c(k)]$ se define para 2, 3 y 4 bits de núcleo en lugar de definirse para la palabra de código completa como en la función $W[I(k)]$ de la Recomendación G.726. Los valores de ambas funciones para el funcionamiento con un núcleo de 2 bits son los mismos que para el algoritmo de la Recomendación G.726 a 16 kbit/s [19]. La función $W[I(k)]$ se define en el Apéndice I.

En el desarrollo que sigue se utilizará exclusivamente la variable $I_c(k)$ para todos los algoritmos; obsérvese que la palabra de código de núcleo es la palabra de código completa para algoritmos no jerarquizados.

Después de esto, los factores de escala rápido y lento se combinan para formar el factor de escala resultante:

$$y(k) = a_l(k) y_u(k - 1) + [1 - a_l(k)] y_l(k - 1)$$

Por consiguiente:

$$\begin{aligned} y(k) = & \{a_l(k)(1 - 2^{-5}) + [1 - a_l(k)]2^{-6}(1 - 2^{-5})\} y(k - 1) \\ & + \{[1 - a_l(k)](1 - 2^{-6})\} y_l(k - 1) \\ & + \{2^{-5} a_l(k) + [1 - a_l(k)]2^{-11}\} W[I_c(k - 1)], \quad k = 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (14.a)$$

donde

$$0 \leq a_l(k) \leq 1 \quad \text{y} \quad a_l(0) = 0$$

o

$$y(k) = \frac{[1 - a_l(k)][1 - 2^{-6}] B y_l(k) + \{2^{-5} a_l(k) + [1 - a_l(k)]2^{-11}\} W[I_c(k - 1)]}{1 - [2^{-6} + (1 - 2^{-6}) a_l(k)](1 - 2^{-5}) B} \quad (14.b)$$

$k = 1, 2, \dots$

Cuando $a_l(k) = 1$, el cuantificador está desbloqueado e $y(k)$ es idéntico a $y_u(k)$, es decir,

$$y(k) = \frac{2^{-5} W[I_c(k - 1)]}{1 - (1 - 2^{-5}) B}, \quad k = 1, 2, \dots \quad (15.a)$$

En este caso, $y(k)$ no incluye una media a largo plazo, y es adecuado para señales que varían rápidamente como las de conversación. Cuando $a_l(k) = 0$, el cuantificador está bloqueado e $y(k)$ viene dado por:

$$\begin{aligned} y(k) = & 2^{-6} (1 - 2^{-5}) y(k - 1) + (1 - 2^{-6}) y_l(k - 1) \\ & + 2^{-11} W[I_c(k - 1)] \end{aligned} \quad (15.b)$$

$$y(k) = \frac{(1 - 2^{-6}) B y_l(k) + 2^{-11} W[I_c(k - 1)]}{1 - 2^{-6}(1 - 2^{-5}) B}, \quad k = 1, 2, \dots \quad (15.c)$$

En esta expresión, $y(k)$ depende de la media a largo plazo, y también de sus valores pasados pero en un grado menor (el coeficiente autorregresivo es 64 veces más pequeño), y el cuantificador se adapta más lentamente. Este es el caso de las señales estacionarias, como las de datos en la banda vocal y los tonos, donde la cuantificación tiene que ser pequeña para reducir el error de cuantificación.

El parámetro de control $a_l(k)$ se deriva sobre la base de la velocidad de cambio de la primera diferencia cuantificada de la serie de tiempo de entrada, de modo que su valor está comprendido en la gama [0,1]. Esto se muestra en la siguiente subcláusula.

3.3.2 Adaptación para el algoritmo de COM XVIII-102

La adaptación del factor de escala en el algoritmo de COM XVIII-102 viene dada por la siguiente ecuación:

$$y(k) = (1 - a(k)) y(k - 1) + a(k) W[I(k)], \quad k = 1, 2, \dots \quad (16)$$

El factor de control $a(k)$ puede tomar valores en la gama de 2^{-9} , 2^{-6} . El valor inferior es para el modo de baja velocidad (señales de datos en la banda vocal y tonos), y el valor superior es para los periodos de silencio. El valor inicial es 2^{-6} . Si se observan tres muestras consecutivas tales que $y(k) > 3,5$, se permite que $a(k)$ decaiga de acuerdo con el siguiente modelo AR:

$$a(k) = (1 - 2^{-3}) a(k - 1) \quad k = 1, 2, \dots$$

Tan pronto como se observa una caída de la energía, $a(k)$ se hace retornar a 2^{-6} para que funcione en el modo de alta velocidad.

Los valores de $W[I]$ para el algoritmo de COM XVIII-102 se definen también en el apéndice. Debe señalarse que estos valores son menores que los utilizados para el algoritmo de la Recomendación G.726.

3.4 Control de la velocidad de adaptación

Hay dos medidas de la magnitud media de $I(k)$ o $I_c(k)$: 1) una medida a corto plazo $d_{ms}(k)$ y 2) una medida a largo plazo $d_{ml}(k)$. El cálculo de estas dos medidas es exactamente el mismo que en las Recomendaciones G.726 y G.727:

$$d_{ms}(k) = (1 - 2^{-5}) d_{ms}(k - 1) + 2^{-5} F[I(k - 1)] \quad (16.a)$$

$$d_{ms}(k) = (1 - 2^{-5}) d_{ms}(k - 1) + 2^{-5} F[I_c(k - 1)] \quad (16.b)$$

y

$$d_{ml}(k) = (1 - 2^{-7}) d_{ml}(k - 1) + 2^{-7} F[I(k - 1)] \quad (17.a)$$

$$d_{ml}(k) = (1 - 2^{-7}) d_{ml}(k - 1) + 2^{-7} F[I_c(k - 1)] \quad (17.b)$$

con $d_{ms}(0) = d_{ml}(0) = 0$, y $F[I(k - 1)]$ y $F[I_c(k - 1)]$ son las funciones escalón correspondientes. $F[I_c(k - 1)]$ se define para 2, 3 y 4 bits de núcleo en lugar de definirse para la palabra de código completa, como se hace para $F[I(k - 1)]$. Los valores de ambas funciones para el funcionamiento con un núcleo de 2 bits son los mismos que para el algoritmo de la Recomendación G.726 a 16 kbit/s [19]. Estas funciones se definen en el Apéndice I.

Si $\frac{|d_{ms}(k) - d_{ml}(k)|}{d_{ml}(k)} \geq 2^{-3}$, el cuantificador se desbloquea haciendo:

$$a_p(k) = (1 - 2^{-4}) a_p(k - 1) + 2^{-3} \quad \text{para } k > 0 \quad \text{y} \quad a_p(0) = 0$$

Esto permite al cuantificador seguir los cambios de $I(k)$ en el caso del algoritmo de la Recomendación G.726 o de $I_c(k)$ en el de la Recomendación G.727.

Cuando las características de la señal de entrada cambian bruscamente mientras que la ganancia del predictor es alta, es decir, su error de predicción es bajo, podrían presentarse problemas, como ocurrió con la versión 1984 del algoritmo. Cuando el predictor se adapta a tonos extendidos [como en el caso de los módems por desplazamiento discreto de frecuencia (modulación FSK) que funcionan en el modo carácter o en el modo asíncrono], seguirá la señal de entrada muy de cerca. Como el error residual es pequeño, el cuantificador estará en el modo bloqueado. Si la frecuencia del tono cambia bruscamente, el predictor y el cuantificador tardarán cierto tiempo en adaptarse a la nueva señal, porque, como puede verse en la ecuación (15.a), el factor de escala del cuantificador dependerá durante algún tiempo de sus valores pasados, por lo que requerirá también un periodo para desbloquearse y aumentar su factor de escala [7; 8]. Esta adaptación lenta causa algunas inestabilidades en los módems Bell 202 y en los módems de la serie V.23 del CCITT, en los cuales los tonos de marca y espacio están muy separados, cuando funcionan en el modo carácter.

Se introdujeron modificaciones para obligar al cuantificador a funcionar en el modo de adaptación rápida, y para reiniciar el coeficiente del predictor, cuando está presente una señal FSK. Además, se adoptó una cuantificación de 15 niveles en lugar de la original de 16 niveles para permitir su uso en las redes de Estados Unidos de América, que no

proporcionan la independencia de la secuencia de bits. De esta forma, los coeficientes del predictor se reponen a 0 y el cuantificador se desbloquea, es decir ($a_p = 1$), después de una transición entre dos tonos [7; 34]. Se detecta un tono si $a_2(k) < -0,71775$, de modo que si la variable binaria $t_d(k)$ señala la presencia de un tono:

$$t_d(k) = \begin{cases} 1, & a_2(k) < -0,71775 \\ 0, & \text{en otro caso.} \end{cases} \quad (18)$$

En presencia de un tono (o de una señal de banda parcial), a_p se pone a 1 para desbloquear el cuantificador y se observan los errores residuales. Si el error residual $d_q(k)$ excede cierto umbral, se supone que se ha producido una transición de tono. Los coeficientes del predictor se reponen entonces a cero mientras el cuantificador está en el modo rápido de adaptación. Si la variable binaria $t_r(k)$ indica la presencia de un tono, se tiene:

$$t_r(k) = \begin{cases} 1, & a_2(k) < -0,71775 \text{ y } |d_q(k)| > 24 \cdot 2^{y_l(k)} \\ 0, & \text{en otro caso.} \end{cases} \quad (19)$$

En resumen, la variable intermedia $a_p(k)$ se define como sigue:

$$a_p(k) = \begin{cases} (1 - 2^{-4}) a_p(k - 1) + 2^{-3}, & \text{si } |d_{ms}(k) - d_{ml}(k)| \geq 2^{-3} d_{ml}(k) \\ & \text{o } y(k) < 3 \\ & \text{o } t_d(k) = 1 \\ 1, & \text{, } t_r(k) = 1 \\ (1 - 2^{-4}) a_p(k - 1), & \text{en otro caso,} \end{cases} \quad (20)$$

y

$$a_p(k) = a_p \text{ para } k \leq 0$$

De esta forma, $a_p(k) \rightarrow 2$ cuando se cumple una de las siguientes condiciones:

- 1) $\frac{|d_{ms}(k) - d_{ml}(k)|}{d_{ml}(k)}$ es grande porque la magnitud media de $I_c(k)$ está cambiando.
- 2) Hay una señal de reposo [indicada por $y(k) < 3$].
- 3) Se detecta un tono [indicado por $t_d(k) = 1$].

Cuando $a_p(k)$ aumenta, el cuantificador se desbloquea, por lo que el factor de escala cambia rápidamente y el tamaño del escalón del cuantificador puede adaptarse a la señal de entrada.

En cambio, $a_p(k) \rightarrow 0$ si la diferencia es pequeña [magnitud media de $I_c(k)$ es relativamente constante].

Al igual que en el caso del algoritmo de las Recomendaciones G.721 y G.723, se limita entonces $a_p(k - 1)$ para que dé el $a_1(k)$ utilizado en la anterior ecuación (10):

$$a_l(k) = \text{mín} \{a_p(k - 1), 1\} \quad (21)$$

de modo que

$$a_l(0) = 0 \text{ puesto que } a_p(-1) = 0.$$

La limitación asimétrica reduce las transiciones prematuras en las señales de entrada en forma de impulso como las de datos en la banda vocal con portadora conmutada, donde el módem conmuta entre la conexión de la portadora para transmitir el mensaje y su desconexión después de transmitido el mensaje. Esto se debe a que la transición de estado de rápido a lento se aplaza hasta que el valor absoluto de $I_c(k)$ haya permanecido constante durante cierto tiempo. Obsérvese que $a_p(k)$ se fija a un nivel de recorte de 1 tras la detección de una transición de señal en banda parcial [indicada por $t_r(k) = 1$].

4 Principios de la Contribución COM XVIII-101

La descripción de este algoritmo se basa en [15; 31; 36] y en la correspondencia personal con el Sr. Atsushi Shimbo de OKI Electric.

4.1 Predicción

La función de transferencia $H(B)$ del predictor adaptativo compuesto de COM XVIII-101 viene dada por:

$$H(B) = \frac{1 + \Theta(B)}{(1 - g_{ap} \Phi_{ap}(B))(1 - g_{fp} \Phi_{fp}(B))} \quad (22)$$

donde $\Theta(B)$ es la función de transferencia de la media móvil adaptativa de 10.º orden, $\Phi_{ap}(B)$ es la función de transferencia del predictor autorregresivo adaptativo de 4.º orden, $\Phi_{fp}(B)$ es la función de transferencia del predictor autorregresivo fijo de 16.º orden y g_{ap} y g_{fp} son las ganancias adaptativas de los predictores adaptativo y fijo.

Comparando la ecuación (22) con la (10), vemos que el predictor de COM XVII-101 tiene los siguientes componentes:

- 1) un predictor de media móvil (MA) adaptativo de 10.º grado,
- 2) un predictor autorregresivo (AR) adaptativo de 4.º grado,
- 3) un predictor autorregresivo (AR) fijo de 16.º grado y
- 4) una distancia («offset»).

Como se explicó antes, el filtro AR(4) adaptativo se emplea para señales de conversación, y el filtro AR(16) fijo para señales en la banda vocal. Se ha elegido ese orden del predictor fijo porque la ganancia de predicción tiende a la saturación por encima del 16.º orden [31]. La ganancia adaptativa g_{ap} se elige de modo que tienda a 1 para señales de conversación y a 0 para datos en la banda vocal. A la inversa, la ganancia fija g_{fp} se elige de modo que tienda a 0 para señales de conversación y a 1 para datos en la banda vocal.

Por tanto, la señal estimada, s_e se calcula a partir de cuatro componentes $e_i(k)$ de la manera siguiente:

$$s_e(k) = \sum_{i=1}^4 e_i(k) \quad (23)$$

En esta ecuación, $e_1(k)$ es la salida del predictor MA(10) cuyos coeficientes para la k -ésima muestra son b_i^k , $i = (1, \dots, 10)$, $e_2(k)$ es la salida del predictor adaptativo AR(4) con los coeficientes para k , φ_i^k , $i = (1, \dots, 4)$, $e_3(k)$ es la salida del filtro AR(16) fijo cuyos coeficientes se designan por c_i , $i = (1, \dots, 16)$, y la distancia $e_4(k)$ es una versión filtrada de la diferencia cuantificada $d_q(k)$.

Por consiguiente, la señal estimada, $s_e(k)$, viene dada por:

$$s_e(k) = \sum_{i=1}^{10} b_i^{k-1} d_q(k-1) + g_{ap}(k) \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 \varphi_i^{(k-1)} d_2(k-1) \right\} + g_{fp}(k) \left[\sum_{i=1}^{16} c_i d_3(k-i) \right] + e_4(k) \quad (24)$$

El error de predicción $e(k)$ es normalizado por el factor de escala $y(k)$ que se calcula como se indica más adelante en la ecuación (50). La señal resultante es cuantificada entonces, para formar la diferencia cuantificada $d_q(k)$, por un cuantificador con un tamaño de escalón de 15 niveles, cuyos tamaños de escalón se indican en el Cuadro 7.

CUADRO 7

**Característica de entrada/salida normalizada
del cuantificador para COM XVIII-101**

Gama de entrada normalizada del cuantificador $\log_2 d(k) - y(k) $	$ I(k) $	Salida normalizada del cuantificador $\log_2 d_q(k) - y(k) $
[2,344, +∞)	7	2,681
[1,776, 2,344)	6	2,007
[1,361, 1,776)	5	1,546
[1,013, 1,361)	4	1,175
[0,7030, 1,013)	3	0,8512
[0,4143, 0,7030)	2	0,5548
[0,1369, 0,4143)	1	0,2739
	0	0,0
[-0,1369, 0,1369)	8	0,0
[-0,4143, -0,1369)	9	-0,2739
[-0,7030, -0,4143)	10	-0,5548
[-1,013, -0,7030)	11	-0,8512
[-1,361, -1,013)	12	-1,175
[-1,776, -1,361)	13	-1,546
[-2,334, -1,776)	14	-2,007
(-∞, -2,344)	15	-2,681

En las ecuaciones precedentes, las variables $d_1(k)$, $d_2(k)$, $d_3(k)$ y $e_4(k)$ son versiones filtradas de $d_q(k)$, y se obtienen de la manera siguiente:

$$\begin{aligned}
 d_1(k) &= d_q(k) + e_1(k) \\
 &= d_q(k) + \sum_{i=1}^{10} b_i^{k-1} d_q(k - 1) \\
 &= \left[1 + \sum_{i=1}^{10} b_i^{k-1} B^i \right] d_q(k) \\
 &= [1 + \Theta(B)] d_q(k)
 \end{aligned} \tag{25}$$

Ahora, se tiene

$$\begin{aligned}
 d_2 &= d_1(k) + e_2(k) \\
 &= \left[1 + \sum_{i=1}^{10} b_i^{k-1} B^i \right] d_q + g_{ap}(k) \left[-\frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 \varphi_i^{k-1} d_2(k - i) \right]
 \end{aligned}$$

Por consiguiente

$$\begin{aligned}
 d_2(k) &= \frac{\left[1 + \sum_{i=1}^{10} b_i^{k-1} B^i \right]}{\left[1 + \frac{g_{ap}(k)}{2} \sum_{i=1}^4 \varphi_i^{k-1} B^i \right]} d_q(k) \\
 &= \frac{[1 + \Theta(B)]}{\left[1 + g_{ap} \frac{(k)}{2} \Phi_{ap}(B) \right]} d_q(k)
 \end{aligned} \tag{26}$$

$$d_3(k) = d_2(k) + e_3(k)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\left[1 + \sum_{i=1}^{10} b_i^{k-1} B^i \right]}{\left[1 + \frac{g_{ap}(k)}{2} \sum_{i=1}^4 \varphi_i^{k-1} B^i \right]} d_q(k) + g_{fp}(k) \sum_{i=1}^{16} c_i d_3(k-i) \\
&= \frac{\left[1 + \sum_{i=1}^{10} b_i^{k-1} B^i \right]}{\left[1 + \frac{g_{ap}(k)}{2} \sum_{i=1}^4 \varphi_i^{k-1} B^i \right] \left[1 - g_{fp}(k) \sum_{i=1}^{16} c_i B^i \right]} d_q(k) \\
&= \frac{[1 + \Theta(B)]}{\left[1 + g_{ap} \frac{(k)}{2} \Phi_{ap}(B) \right] \left[1 - g_{fp}(k) \Phi_{fp}(B) \right]} d_q(k) \tag{27}
\end{aligned}$$

$$e_4(k) = \begin{cases} (1 - 2^{-7}) e_4(k-1) + 2^{-14} \operatorname{tsgn} \{d_q(k-1)\}, & \text{si } 1/y(k-1) \geq 256 \\ (1 - 2^{-7}) e_4(k-1) + 2^{-11} \operatorname{tsgn} \{d_q(k-t)\}, & \text{en otro caso} \end{cases}$$

Por ejemplo:

$$e_4(k) = \begin{cases} \frac{2^{-14} \operatorname{tsgn} [d_q(k-1)]}{1 - (1 - 2^{-7})B}, & \text{si } 1/y(k-1) \geq 256 \\ \frac{2^{-11} \operatorname{tsgn} [d_q(k-1)]}{1 - (1 - 2^{-7})B}, & \text{en otro caso} \end{cases} \tag{28}$$

En la ecuación (28), $1/y(k)$ es el factor de escala lineal del cuantificador adaptativo obtenido a partir del factor de escala logarítmico $v(k)$ como se muestra en la ecuación (50).

Por tanto, la ecuación (24) puede escribirse:

$$s_e(k) = \left[\sum_{i=1}^{10} b_i^{k-1} B^i \right] + g_{ap}(k) \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 \varphi_i^{k-1} \left\{ \frac{\left[1 + \sum_{j=1}^{10} b_j^{k-i-1} B^j \right]}{\left[1 + \frac{g_{ap}(k-i)}{2} \sum_{l=1}^4 \varphi_l^{k-i-1} B^3 \right]} B^i \right\} \right\}$$

$$\begin{aligned}
& + g_{fp}(k) \sum_{i=1}^{16} c_i \frac{[1 + \sum_{j=1}^{10} b_j^{k-i-1} B^j]}{[1 + \frac{g_{ap}(k-i)}{2} \sum_{l=1}^4 \phi_l^{k-i-1} B^l] [1 - g_{fp}(k-1) \sum_{m=1}^{16} c_m B^m]} \Bigg] d_q(k-i) \\
& + \frac{\gamma \operatorname{tsgn} [d_q(k-1)]}{1 - (1 - 2^{-7}) B}
\end{aligned} \tag{29}$$

con

$$\gamma = \begin{cases} 2^{-14}, & \text{si } 1/y(k-1) \geq 256 \\ 2^{-11}, & \text{en otro caso,} \end{cases} \tag{30}$$

4.2 Filtro AR fijo

Los coeficientes c_i , $i = 1, \dots, 19$ del filtro AR fijo están optimizados para un espectro promediado de señales de módem V.29. Los valores correspondientes son los siguientes:

i	1	2	3	4	5	6	7
c_i	1,0034	-1,7419	1,4170	-1,8785	1,0615	-1,2004	-0,2230
i	8	9	10	11	12	13	14
c_i	-0,3077	-0,4208	0,1938	-0,5917	0,2434	-0,3826	0,0840
i	15	16	17	18	19		
c_i	-0,1217	-0,0214	0,5017	-0,36755	-0,5343		

La ganancia $g_{fp}(k)$ se adapta de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$g_{fp}(k) = \begin{cases} 0 & , \text{ si } g_4(k-1) \leq 0 \\ 1,1 & , \text{ si } g_4(k-1) \geq 1,1 \\ g_4(k-1), & \text{en otro caso} \end{cases} \tag{31}$$

donde

$$g_4(k) = \begin{cases} (1 - 2^{-10}) [g_4(k-1) - 1] + 1 - 2^{-8} & , \text{ si } 1/y(k) \geq 750 \\ (1 - 2^{-10}) [g_4(k-1) - 1] + 1 + 2^{-8} \operatorname{tsgn} [d_2(k)] \operatorname{tsgn} [e_6(k)], & \text{en otro caso} \end{cases} \tag{32}$$

con

$$g_4(0) = 0 \text{ y } g_4(k) \text{ limitado a } -0,125 \leq g_4 \leq 1,25$$

Teóricamente, el factor de ganancia $g_4(k)$ para el predictor AR fijo debe haberse actualizado utilizando la correlación entre $d_2(k)$ y la salida $e_3(k)$ del predictor AR fijo. En lugar de esto se utiliza una media móvil de $d_2(k)$, designada por $e_6(k)$, para protección contra una posible divergencia debida a errores de bit en el trayecto de transmisión. El valor de $e_6(k)$ se obtiene de:

$$e_6(k) = \sum_{i=1}^3 c_{i+16} d_2(k-i) = \sum_{i=1}^3 c_{i+16} \frac{[1 + \sum_{j=1}^{10} b_j^{k-1} B^j] B^i}{[1 + \frac{g_{ap}(k)}{2} \sum_{l=1}^4 \phi_b^{k-1} B^l]} d_q(k) \quad (33)$$

4.3 Filtro AR adaptativo

En una realización práctica no es fácil supervisar las posiciones de las raíces de un filtro adaptativo AR(n), cuando $n > 2$. Por tanto, para asegurar la estabilidad, el filtro AR adaptativo se elige en forma de polinomios que satisfacen en todo momento las «condiciones reales estrictamente positivas [28]». En el algoritmo de COM XVIII-101, el filtro AR se expresa como un par de polinomios de Chebyshev (es decir, polinomios de imagen de espejo y de antiespejo) de la forma:

$$\begin{aligned} \Phi_{ap}(B) &= \left(\sum_{i=1}^4 \varphi_i B^i \right) \\ &= 1 - \frac{1}{2} \left(\left(1 + B \prod_{i=1}^2 (B^2 - 2 \cos \xi_i B + 1) \right) \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{2} \left(\left(1 + B \prod_{i=1}^2 (B^2 - 2 \cos \zeta_i B + 1) \right) \right) \right) \end{aligned} \quad (34)$$

Aquí, φ_i son los coeficientes del filtro autorregresivo y ξ_i y ζ_i son las raíces de cada par de ecuaciones de polinomios de Chebyshev. De acuerdo con la teoría de la estabilidad de Hurwitz, estas raíces tienen que estar en el círculo unitario en el plano B complejo, y deben ser simples y estar entrelazadas, de modo que $0 < \xi_1 < \zeta_1 < \xi_2 < \zeta_2 < \pi$. Estas raíces corresponden a frecuencias que guardan la siguiente relación

$$\frac{2\pi f}{T}$$

donde

$$T = 125 \mu s$$

En la siguiente discusión, y para facilitar la notación, se usarán las siguientes equivalencias: $z_1 \equiv \xi_1$, $z_2 \equiv \zeta_1$, $z_3 \equiv \xi_2$, $z_4 \equiv \zeta_2$, y $r_1 \equiv 2 \cos \xi_1$, $r_2 \equiv 2 \cos \zeta_1$, $r_3 \equiv 2 \cos \xi_2$, $r_4 \equiv 2 \cos \zeta_2$.

La ecuación (34) puede desarrollarse como sigue:

$$\begin{aligned} \Phi_{ap}(B) &= \left(\sum_{i=1}^4 \varphi_i B^i \right) \\ &= 1 - \frac{1}{2} (1 + B) \left[B^4 - (r_1 + r_3) B^3 - (2 - r_1 r_3) B^2 - (r_1 + r_3) B + 1 \right] \\ &\quad - \frac{1}{2} (1 - B) \left[B^4 - (r_1 + r_2) B^3 - (2 - r_1 r_4) B^2 - (r_2 + r_4) B + 1 \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= 1 - \frac{1}{2} \left[B^5 + (1 - r_1 - r_3) B_4 + (-2 - r_1 - r_3 + r_1 r_3) B^3 \right. \\
&\quad \left. + (-2 - r_1 - r_3 + r_1 r_3) B^2 + (1 - r_1 - r_3) B + 1 \right] \\
&\quad - \frac{1}{2} \left[-B^5 + (1 + r_2 + r_4) B_4 + (2 - r_2 - r_4 - r_2 r_4) B^3 \right. \\
&\quad \left. + (-2 + r_2 + r_4 + r_2 r_4) B^2 + (-1 - r_2 - r_4) B + 1 \right] \\
&= -\frac{1}{2} \left[(2 - r_1 - r_2 + r_3 + r_4) B_4 + (-r_1 - r_2 - r_3 - r_4 + r_1 r_3 - r_2 r_4) B^3 \right. \\
&\quad \left. + (-4 - r_1 + r_2 - r_3 + r_4 + r_1 r_3 + r_2 r_4) B^2 + (-r_1 - r_2 - r_3 - r_4) B \right] \quad (35)
\end{aligned}$$

Comparando ambos lados de la ecuación (35), obtenemos la siguiente relación de los coeficientes φ_i :

$$\left. \begin{aligned}
\varphi_1 &= -\frac{1}{2}(-r_1 - r_2 - r_3 - r_4) = -\frac{1}{2} \left(\sum_{j=1}^4 r_j \right) \\
\varphi_2 &= -\frac{1}{2}(4 - r_1 + r_2 - r_3 + r_4 + r_1 r_3 + r_2 r_4) \\
\varphi_3 &= -\frac{1}{2}(-r_1 - r_2 - r_3 - r_4 + r_1 r_3 - r_2 r_4) \\
&= \varphi_1 - \frac{1}{2}(r_1 r_3 - r_2 r_4), \\
\varphi_4 &= -\frac{1}{2}(2 - r_1 + r_2 - r_3 + r_4)
\end{aligned} \right\} \quad (36)$$

4.4 Ecuaciones de actualización

4.4.1 El filtro de media móvil

Los coeficientes b_i^k del filtro de media móvil (filtro MA) se actualizan de acuerdo con la siguiente recursión:

$$b_i^k = (1 - 2^{-7}) b_i^{k-1} + 2^{-6} \operatorname{tsgn} [d_q(k)] \operatorname{tsgn} [d_q(k - 1)] \quad \text{para } i = 1, 2, \dots, 10 \quad (37)$$

con

$$\operatorname{tsgn}(x) = \begin{cases} -1, & x < 0 \\ 0, & x = 0 \\ 1, & x > 0 \end{cases} \quad (38)$$

Obsérvese que los factores de fuga son el doble de los factores de fuga para los algoritmos de las Recomendaciones G.726 y G.727, indicados en la ecuación (11).

4.4.2 Filtro adaptativo

4.4.2.1 Ganancia

La ganancia adaptativa $g_{ap}(k)$ para el filtro AR adaptativo se calcula como sigue:

$$g_{ap}(k) = \begin{cases} 0 & , \text{ si } g_1(k-1) \leq 0 \\ 1 & , \text{ si } g_1(k-1) \geq 1 \\ g_1(k-1), & \text{ en otro caso} \end{cases} \quad (39)$$

donde

$$g_1(k) = (1 - 2^{-10}) g_1(k-1) + 2^{-8} \text{tsgn} [d_1(k)] \text{tsgn} [e_5(k)] \quad (40)$$

con la condición inicial: $g_1(0) = 0$. Así, la actualización de $g_1(k)$ depende de $d_1(k)$. Obsérvese que el factor de fuga es el mismo que para la ganancia g_{fp} del filtro AR fijo.

La variable $e_5(k)$ es una estimación filtrada de $d_1(k)$, calculada de:

$$e_5(k) = - \sum_{i=1}^4 \left\{ \varphi_i^{k-1} \left[d_1(k-1) + \frac{1}{2} e_5(k-i) \right] \right\} \quad (41)$$

Esta ecuación puede escribirse de la forma siguiente:

$$\left[1 + \sum_{i=1}^4 \frac{\varphi_i^{k-1}}{2} B^i \right] e_5(k) = \left(- \sum_{i=1}^4 \varphi_i^{k-1} B^i \right) d_1(k)$$

Por tanto

$$\begin{aligned} e_5(k) &= \frac{\left(- \sum_{i=1}^4 \varphi_i^{k-1} B^i \right)}{1 + \sum_{i=1}^4 \frac{\varphi_i^{k-1}}{2} B^i} \times \left[1 + \sum_{i=1}^{10} b_i^{k-1} B^i \right] d_q(k) \\ &= \frac{- \Phi_{ap}(B) [1 + \Theta(B)]}{1 + \Phi_{ap}(B)} d_q(k) \end{aligned} \quad (42)$$

La ecuación (39) se construye de manera que $g_{ap}(k) \rightarrow 1$ para voz y $g_{ap}(k) \rightarrow 0$ para datos en la banda vocal.

4.4.2.2 Coeficientes AR

Los coeficientes del predictor con polos adaptativos φ_i^k se actualizan mediante los pasos siguientes.

Primeramente, las raíces entrelazadas de los polinomios de Chebyshev z_i^k ($i = 1, \dots, 4$) se actualizan como se especifica en las siguientes ecuaciones:

$$z_i^k = \begin{cases} (1 - 2^{-7}) [z_i^{k-1} - Z_i] + Z_i - 2^{-8} \\ \quad \times \text{tsgn} [d_q(k)] \text{tsgn} [p_i(k-1)], & \text{ si } z_i^{k-1} - z_{i-1}^{k-1} > Z_i \text{ y } z_{i+1}^{k-1} - z_i^{k-1} > Z_i + 1 \\ (1 - 2^{-7}) [z_i^{k-1} - Z_i] + Z_i & \text{ en otro caso,} \end{cases} \quad (43)$$

donde

$$Z_0^k = 0, Z_5^k = \pi$$

Los valores iniciales de las frecuencias correspondientes se indican en la siguiente tabla:

Ubicación de la raíz		Frecuencia (Hz)	
Variable	Valor	Variable	Valor
z_0^0	0,3501	f_0^0	0
z_1^0	0,3501	f_1^0	445,8
z_2^0	0,5520	f_2^0	702,8
z_3^0	1,5010	f_3^0	1911,1
z_4^0	2,2160	f_4^0	2821,5
z_5^0	3,1416 (π)	f_5^0	4000

Ubicación de la raíz		Frecuencia (Hz)
Variable	Valor	Valor
z_1	0,1570	200
z_2	0,0313	40
z_3	0,0313	40
z_4	0,0313	40
z_5	0,3928	500

Así, las condiciones para actualizar la ubicación de las raíces pueden expresarse como se indica en la siguiente tabla:

N.º de la raíz	Condición N.º 1	Condición N.º 2
1	$f_1^{k-1} - f_0^{k-1} > 200$	$f_2^{k-1} - f_1^{k-1} > 40$
2	$f_2^{k-1} - f_1^{k-1} > 40$	$f_3^{k-1} - f_2^{k-1} > 40$
3	$f_3^{k-1} - f_2^{k-1} > 40$	$f_4^{k-1} - f_3^{k-1} > 40$
4	$f_4^{k-1} - f_3^{k-1} > 40$	$f_5^{k-1} - f_4^{k-1} > 500$

Puesto que f_0 es siempre 0 y f_5 es siempre 4000 Hz, estas condiciones muestran que la primera ecuación de actualización se utiliza cuando una o más de las frecuencias correspondientes a las raíces de los polinomios de Chebyshev están comprendidas en la gama (200, 3500) Hz y están separadas de la frecuencia vecina al menos por 40 Hz.

Si no se satisfacen estas condiciones, las posiciones de las raíces se actualizan de acuerdo con la operación de fuga que efectúa la convergencia con los valores iniciales.

Sea, como antes, $r_i^k = 2, \cos z_j^k$. Los gradientes $p_i, i = 1, \dots, 4$ se calculan como

$$\frac{\partial \varphi_{ap}(B)}{\partial z_i}, i = 1, \dots, 4.$$

Por tanto

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varphi_{ap}(B)}{\partial z_1} &= \partial \left(\sum_{i=1}^4 \varphi_i B^i \right) \\ &= - \operatorname{sen} z_1 [B^4 + (B^3 + B^2) (1 - r_3) + B] \end{aligned} \quad (44.a)$$

$$\frac{\partial \varphi_{ap}(B)}{\partial z_2} = - \operatorname{sen} z_2 [-B^4 + (B^3 - B^2) (1 + r_4) + B] \quad (44.b)$$

$$\frac{\partial \varphi_{ap}(B)}{\partial z_3} = - \operatorname{sen} z_3 [B^4 + (B^3 + B^2) (1 - r_1) + B] \quad (44.c)$$

$$\frac{\partial \varphi_{ap}(B)}{\partial z_4} = - \operatorname{sen} z_4 [-B^4 + (B^3 - B^2) (1 + r_2) + B] \quad (44.d)$$

Dado que, por construcción, $0 < z_i < \pi$, por lo que $\operatorname{sen} z_i > 0$, se tiene:

$$\operatorname{tsgn} [p_1(k)] = - \operatorname{tsgn} [d_q(k-1) + (1 - r_3^k) \{d_q(k-2) + d_q(k-3)\} + d_q(k-4)] \quad (45.a)$$

$$\operatorname{tsgn} [p_2(k)] = - \operatorname{tsgn} [d_q(k-1) - (1 + r_4^k) \{d_q(k-2) - d_q(k-3)\} - d_q(k-4)] \quad (45.b)$$

$$\operatorname{tsgn} [p_3(k)] = - \operatorname{tsgn} [d_q(k-1) + (1 - r_1^k) \{d_q(k-2) + d_q(k-3)\} + d_q(k-4)] \quad (45.c)$$

$$\operatorname{tsgn} [p_4(k)] = - \operatorname{tsgn} [d_q(k-1) - (1 + r_2^k) \{d_q(k-2) - d_q(k-3)\} - d_q(k-4)] \quad (45.d)$$

Una vez calculadas las posiciones de las nuevas raíces, las ecuaciones de actualización de φ_i son:

$$\varphi_1^{(k+1)} = - \frac{1}{2} \left(-r_1^k - r_2^k - r_3^k - r_4^k \right) = - \frac{1}{2} \left(\sum_{j=1}^4 r_j^k \right)$$

$$\varphi_2^{(k+1)} = - \frac{1}{2} \left(-4 - r_1^k + r_2^k - r_3^k + r_4^k + r_1^k r_3^k + r_2^k r_4^k \right)$$

$$\varphi_3^{(k+1)} = -\frac{1}{2} \left(-r_1^k - r_2^k - r_3^k - r_4^k + r_1^k r_3^k - r_2^k r_4^k \right) \quad (46)$$

$$= \varphi_i^k - \frac{1}{2} (r_1^k r_3^k - r_2^k r_4^k)$$

$$\varphi_4^{(k+1)} = -\frac{1}{2} \left(2 - r_1^k + r_2^k - r_3^k + r_4^k \right)$$

4.5 Adaptación del cuantificador

El cuantificador adaptativo emplea un factor de escala que tiene dos velocidades de adaptación. La adaptación del factor de escala y la de la velocidad se describen en las dos siguientes subcláusulas.

4.5.1 Adaptación del factor de escala del cuantificador

El factor de escala del cuantificador es una media ponderada de un factor de escala rápido, $v_1(k)$, y de un factor de escala lento, $v_2(k)$.

El factor de escala rápido del cuantificador se calcula recursivamente como sigue:

$$v_1(k) = (1 - 2^{-6}) v(k) + W_s[I(k)] + l(k) W_d[I(k)] \quad (47)$$

y el factor de escala lento viene dado por:

$$v_2(k) = (1 - 2^{-3}) v_2(k - 1) + 2^{-3} v_1(k) \quad (48)$$

con $v_1(0) = -11,2876$ y $v_2 = 0$. $W_s[I(k)]$ y $W_d[I(k)]$ son funciones escalón optimizadas para conversación y para datos en la banda vocal, respectivamente. Estas funciones se definen en el Apéndice I.

El parámetro $l(k)$, que es la salida del controlador de adaptación, desempeña un papel análogo al desempeñado por la función $a_l(k)$ para el algoritmo de las Recomendaciones G.726 y G.727, definida en la ecuación (15). Por tanto, se deriva sobre la base de que la velocidad de cambio de la primera diferencia cuantificada $d_q(k)$ está comprendida en la gama [0-1] como se explica en la sección siguiente.

Una comparación de la ecuación (47) con la ecuación (12) permite ver claramente que el algoritmo de COM XVIII-102 comprende dos funciones $W[I(k)]$ en vez de una. De manera similar, comparando la ecuación (48) con la (11) se ve claramente que los factores de fuga utilizados en COM XVIII-101 son más grandes.

La ecuación (48) puede escribirse de la forma siguiente:

$$v_2(k) = \frac{2^{-3} v_1(k)}{[1 - (1 - 2^{-3}) B]} \quad (48')$$

El factor de escala combinado viene dado por:

$$v(k) = [1 - l(k - 1)] v_2(k) + 2^{-3} v_1(k) \quad (49.a)$$

Utilizando la expresión de $v_2(k)$ en la ecuación (48), $v(k)$ toma la forma:

$$v(k) = \left\{ \frac{[1 - l(k - 1)] \cdot 2^{-3}}{[1 - (1 - 2^{-3}) B]} + 2^{-3} \right\} v_1(k) \quad (49.b)$$

donde $v(k)$ está limitado a $-11,2876 \leq v(k) \leq -1,3218$.

Combinando las ecuaciones (47) y (49.b) se obtiene:

$$\begin{aligned}
 v(k) &= \left\{ \frac{[1 - I(k-1)] \cdot 2^{-3}}{[1 - (1 - 2^{-3})B]} + 2^{-3} \right\} \left\{ (1 - 2^{-6})v(k) + W_s[I(k)] + I(k)W_d[I(k)] \right\} \\
 &= \frac{1 - 2^{-3} [1 - I(k-1) - (1 - 2^{-3})B]}{1 - [1 - 2^{-3}I(k-1)](1 - 2^{-6}) - (1 - 2^{-3})B[1 - 2^{-3}(1 - 2^{-6})]} \\
 &\quad \left\{ W_s[I(k)] + I(k)W_d[I(k)] \right\} \tag{49.c}
 \end{aligned}$$

El factor de escala logarítmico $v(k)$ se relaciona con el factor de escala lineal por la expresión siguiente:

$$y(k) = 2^{v(k)} \tag{50}$$

4.5.2 Control de la velocidad de adaptación

La velocidad de adaptación depende del cambio en la magnitud media de la salida de código de 4 bits, $I(k)$, y de la correlación entre la salida normalizada $Q(k)$ del cuantificador y una estimación filtrada de $Q(k)$, $e_8[Q(k) = d_q \frac{(k)}{y(k)}]$. La variaciones de la media de $I(k)$ son indicativas del cambio en la potencia de la señal, en tanto que la correlación entre $Q(k)$ y $e_8(k)$ da una estimación del contenido de frecuencia de la señal de diferencia cuantificada $d_q(k)$.

La medida de la variación de potencia de la variable normalizada $d_m(k)$ viene dada por:

$$d_m(k) = (1 - 2^{-7})d_m(k-1) + 2^{-7}F[I(k)] \tag{51}$$

con $d_m(0) = 0$, y $F[I(k)]$ es la función escalón descrita en el Apéndice I.

Se introducen las variables intermedias $t_1(k)$ y $t(k)$ de modo que:

$$t_1(k) = \begin{cases} (1 - 2^{-7})t_1(k-1) + 2^{-7}, & \text{si } t(k) \geq 0,8 \\ (1 - 2^{-7})t_1(k-1) & , \text{ en otro caso} \end{cases} \tag{52}$$

y

$$t(k) = \begin{cases} (1 - 2^{-10})[t(k-1) - 1] + 1 - 2^{-8} & , \text{ si } d_m(k) < 2^{-2} \\ (1 - 2^{-10})[t(k-1) - 1] + 1 + 2^{-8} \text{tsgn}[Q(k)] \text{tsgn}[e_8(k)], & \text{ en otro caso} \end{cases} \tag{53}$$

$t(k)$ está limitada a $0 \leq t(k) \leq 1$, y $Q(k)$ es la salida normalizada del cuantificador.

En estas ecuaciones, $t(k) \rightarrow 0$ cuando $d_m(k)$ es menor que un determinado nivel de potencia, y $t(k) \rightarrow 1$ en todos los demás casos, uno de los cuales es el de las señales de módem. La señal $t_1(k)$ es una versión filtrada de $t(k)$.

La variable $e_8(k)$ es la salida de un filtro ARMA (2,2) que actúa sobre la salida normalizada $Q(k)$ del cuantificador. Los parámetros de este filtro se seleccionan de manera que representen una señal a 9,6 kbit/s de un módem V.29 promedio.

Así, se expresa:

$$e_8(k) = \frac{[-0,123B - 0,787B^2]}{1 + \frac{0,123}{2}B + \frac{0,787}{2}B^2} Q(k) \tag{54}$$

Finalmente, el parámetro de control de modo, $I(k)$, es una versión filtrada en paso bajo de $t_1(k)$, que a su vez es una versión filtrada de $\iota(k)$. Estas dos operaciones de filtrado tienen por objeto evitar errores.

$$I(k) = \begin{cases} (1 - 2^{-7}) I(k - 1) + 2^{-7}, & \text{si } t_1(k) \geq 0,8 \\ (1 - 2^{-7}) I(k - 1) & , \text{ en otro caso} \end{cases} \quad (55)$$

El parámetro de control de modo, $I(k)$, será 0 para señales que varían rápidamente, como las de conversación, y 1 para las que varían lentamente, como las señales de datos en la banda vocal. [Este parámetro tiene un comportamiento inverso al del parámetro $a_1(k)$ en los algoritmos de las Recomendaciones G.726 y G.727.]

5 Decodificador MICDA

5.1 Descripción general

Los decodificadores MICDA tanto de funcionamiento a velocidad fija y de funcionamiento jerarquizado tienen la misma estructura básica. La diferencia principal es que, en el funcionamiento jerarquizado, el trayecto de realimentación utiliza los bits de núcleo para calcular la señal estimada. En el funcionamiento a velocidad fija, el trayecto utiliza la palabra de código completa para calcular la señal estimada. En ambos casos, el trayecto de compensación previa utiliza la palabra de código completa para reconstruir la palabra de código MIC de salida. El codificador y el decodificador tienen una estructura similar. Además, el lado transmisor tiene un decodificador local que actúa sobre la misma señal que recibiría el decodificador receptor si no hubiera errores de línea. Cada decodificador tiene dos cuantificadores adaptativos inversos, uno en el bucle de compensación previa y el otro en el bucle de realimentación. El trayecto de compensación previa del decodificador comienza en la entrada del cuantificador adaptativo inverso de compensación previa y termina en la salida del bloque de ajuste de codificación síncrona. En funcionamiento jerarquizado, el trayecto de realimentación va de la entrada del bloque de enmascaramiento de bits a la salida del predictor adaptativo.

El cuantificador adaptativo inverso de compensación previa utiliza $I(k)$ para generar la diferencia cuantificada de compensación previa $d_q(k)_{FF}$. En cambio, el cuantificador adaptativo inverso de realimentación del decodificador jerarquizado utiliza los bits de núcleo, $I_c(k)$, para calcular la diferencia cuantificada de realimentación $d_q(k)_{FB}$. [El cuantificador adaptativo inverso de realimentación del decodificador utiliza la palabra de código completa, $I(k)$.] La predicción adaptativa y la reconstrucción de la señal prosiguen sobre la base de $d_q(k)_{FB}$ como en el codificador. Por último, la palabra de código MIC de salida se reconstruye añadiendo $s_e(k)$ a $d_q(k)_{FF} \cdot I(k)$. Obsérvese que en la Recomendación G.727, mientras $I(k) > I_c(k)$, el cuantificador inverso de compensación previa funcionará a una velocidad binaria más alta que la del cuantificador inverso de realimentación.

5.2 Ajuste de codificación síncrona

El ajuste de sincronización síncrona es un método para evitar la distorsión acumulativa que se produce en las codificaciones síncronas en cascada (es decir, de la forma MIC-MICDA MIC-MICDA) cuando se conserva la integridad del tren de bits [38]. Conservar la integridad de los bits significa que ningún dispositivo que trate señales digitales perturba los trenes binarios (por ejemplo, por conversiones de digital a analógico, compensación de eco, filtrado digital, ajuste de ganancia o pérdida digital o señalización por el procedimiento de «robo de bit»). El ajuste síncrono puede utilizarse en los algoritmos de las Recomendaciones G.726, G.727 y COM XVIII-101. No es posible utilizarlo en el algoritmo de COM XVIII-102 debido a los efectos de limitación de banda de los filtros empleados en el codificador y en el decodificador.

El concepto básico consiste en asegurar que la MIC de salida se convierta a la misma palabra de código MICDA en todas las etapas, incluso modificando la MIC de salida, si es necesario [26; 38; 44]. Con esto se asegura que todas las palabras de código MICDA sean idénticas en todas las etapas y que, desde la segunda etapa en adelante, las palabras de código en cada etapa de par de transcodificación sean idénticas.

La inclusión de un ajuste de codificación síncrona garantiza que la relación señal/ruido de MIC a MIC se conserva, si no se mejora [40; 41]. Una evaluación subjetiva por Bowker [1986], no publicada, mostró que la calidad de la voz evaluada por métodos subjetivos cuando se emplea la MICDA de 32 kbit/s es la misma después de cuatro codificaciones síncronas que después de una sola codificación. Si el codificador transmisor y el decodificador receptor tienen condiciones iniciales diferentes, como por ejemplo cuando se producen errores de línea, la propiedad de cascada síncrona tomará cierto tiempo en establecerse ya que el codificador/decodificador tiene que estar siguiendo los cambios de la señal. Como una regla práctica, la resincronización puede requerir unos 500 ms para tonos y unos 250 ms para conversación.

6 Evaluación objetiva de la MICDA

6.1 Fundamento teórico

En esta cláusula se describe un procedimiento para estudiar analíticamente el rendimiento de la MICDA. Se supone que no se distingue entre un cuantificador de tipo «mitad-base» (*mid-tread*) y otro de tipo «mitad-subida» (*mid-rise*). Para el algoritmo de la Recomendación G.727, este supuesto es válido cuando el número de bits en el bucle de realimentación es de 4 ó 5.

Basándose en la ecuación (2) se puede escribir:

$$E \left[\left(1 + \sum_{i=1}^6 b_i^{k-1} B^i \right) d(k) \right]^2 = E \left[\left(1 - \sum_{j=1}^2 a_j^{k-1} B^j \right) s_l(k) \right]^2 + E \left[\left(\sum_{i=1}^6 (a_i^{k-1} + b_i^{k-1}) B^i \right) d_q(k) \right]^2 \quad (56)$$

con

$$a_i^{k-1} = 0 \text{ para } i = 3, \dots, 6$$

Se supone que la señal de entrada $s_l(n)$ no está correlacionada con el ruido del cuantificador $e(n)$ y que $e(n)$ es ruido blanco. Este último supuesto es válido para un cuantificador óptimo con 2 o más niveles de cuantificación [35; p. 128].

La ecuación (56) puede escribirse de la forma:

$$\Theta' T \Theta = A' R A + E [e^2(n)] P^2 \quad (57)$$

donde

$$\Theta' = [1, -b_1^{k-1}, \dots, b_6^{k-1}]$$

$$A' = [1, -a_1^{k-1}, -a_2^{k-1}]$$

$$P^2 = \sum_{i=1}^2 (a_i^{k-1})^2 + \sum_{j=1}^6 (b_j^{k-1})^2 + 2(a_1^{k-1} b_1^{k-1} + a_2^{k-1} b_2^{k-1})$$

T es una matriz de 7×7 con el (i, j) -ésimo elemento dado por $E[d(k-i+1)d(k-j+1)]$, y R es una matriz de 3×3 con el (i, j) -ésimo elemento dado por $E[s_l(k-i+1)s_l(k-j+1)]$.

La ganancia G de la MICDA se da por:

$$G = \frac{E [s_l^2(k)]}{E [d^2(k)]} = \frac{1}{A \tilde{R} A} \left[\Theta \tilde{T} \Theta - \frac{P^2}{SNR_q} \right] \quad (58)$$

donde la relación señal/ruido cuantificada, SNR_q viene dada por:

$$SNR_q = \frac{E[d^2(k)]}{E[e^2(k)]}$$

$$\tilde{R} = \frac{R}{E[s_l^2(k)]}, \quad \tilde{T} = \frac{T}{E[d^2(k)]}$$

Así, la ecuación (58) puede escribirse como:

$$G = G_1 G_2$$

con

$$G_1 = \frac{1}{A' \tilde{R} A} \quad \text{y} \quad G_2 = \Theta' \tilde{T} \Theta - \frac{P^2}{SNR_q} \quad (59)$$

G_1 depende de la autocorrelación de la señal de entrada s_l y los polos de los coeficientes del predictor. En consecuencia, depende indirectamente de la señal de diferencia cuantificada mediante la adaptación descrita en [39].

G_2 representa la degradación de la ganancia de predicción debido a:

- 1) los efectos de residuos anteriores;
- 2) el efecto indirecto de la señal de diferencia cuantificada en la actualización de los ceros del predictor; y
- 3) los efectos de la diferencia cuantificada que se está pasando a través del predictor adaptativo.

Obsérvese que, para un predictor basado exclusivamente en polos, las ecuaciones (56)-(59) se reducen a las ecuaciones (17)-(22) de Suzuki y Taka [51]. Por consiguiente, la ecuación (59) puede resolverse para estimar G y SNR_q por un procedimiento de estimación numérica similar al descrito por estos autores.

6.2 Rendimiento de los algoritmos MICDA para datos en la banda vocal

Las condiciones de prueba para evaluar el rendimiento de la MICDA en transmisión de datos en la banda vocal bajo diversas condiciones de red se definen por los llamados factores de degradación «R-28», así designados por la referencia a un anexo al Informe de la Comisión de Estudio XVIII del CCITT de diciembre de 1983 que lleva ese número [13]. Está disponible una descripción de los módems probados [1], y los resultados del algoritmo G.721 modificado, aprobado en 1986, se han presentado al CCITT [1; 2].

Los resultados presentados en esas Contribuciones muestran que las modificaciones permiten un buen rendimiento en el caso de datos en la banda vocal con modulación por desplazamiento discreto de frecuencia (FSK) en modo carácter y eliminan el comportamiento oscilatorio del decodificador para entradas constituidas por el código de reposo. Las modificaciones no cambiaron sensiblemente el rendimiento para otras señales de conversación y de otros tipos, con excepción de los tonos simples. En este caso, la degradación de la relación señal/ruido fue de unos 1,5 dB.

6.2.1 Rendimiento con datos en la banda vocal a 9,6 kbit/s

Las pruebas objetivas para la ampliación a 40 kbit/s de la MICDA de 32 kbit/s se llevaron a cabo entre octubre de 1986 y mayo de 1987 en los laboratorios de COMSAT. El programa de pruebas incluía condiciones para una, dos y tres codificaciones asíncronas con los siguientes módems V.29: CODEX 2640, OKI VLSI96, CODEX LSI/V.29 (a 9,6 kbit/s y 4,8 kbit/s) y Racal Milgo Omni 96. Se probó asimismo el funcionamiento con el módem CODEX LSI/V.27 (a 4,8 kbit/s) y con el módem V.33 de Racal Milgo (9,6 kbit/s). Algunos resultados se presentaron en dos Contribuciones de COMSAT al CCITT [23; 24]. Los resultados completos están también disponibles en un conjunto de 7 volúmenes de COMSAT que contiene los datos detallados completos de todas las mediciones, típicamente 100 eventos de error por punto de datos [25]. Por último, se ha publicado [29] una breve descripción del programa de mediciones y algunos ejemplos representativos.

En la fase inicial se probaron cuatro algoritmos candidatos: una versión de 16 niveles de un algoritmo propuesto por CNET (Francia), dos versiones de un algoritmo de OKI y KDD (Japón), y un algoritmo de ECI (Israel) [23]. En la segunda fase, el algoritmo de CNET se modificó para que funcionara con un cuantificador de 31 niveles, y había también un algoritmo unificado de OKI/KDD [24] que también funcionaba en el nivel 15. Por último, se presentaron

pruebas adicionales con la versión retenida del algoritmo de 40 kbit/s, al CCITT, para módems V.29 que emplean el procedimiento de portadora conmutada en los canales primario y secundario, y módems V.32 [3]. Estos resultados muestran que el canal secundario afecta sensiblemente el rendimiento, aunque la tasa de errores de bloque (BLER) sigue siendo 10^{-2} para una relación señal/ruido de 30 dB. Los resultados muestran también que el rendimiento a velocidades superiores a 12 kbit/s depende de las características del módem utilizado.

Las mediciones del rendimiento en analógico no revelan diferencias sustanciales entre los diversos algoritmos, excepto que la anchura de banda restringida de 3,2 kHz del algoritmo de COM XVIII-102 causa algunas distorsiones de amplitud y de retardo de grupo en la respuesta de frecuencia. El algoritmo de COM XVIII-101 era marginalmente mejor, aunque más complejo, que los algoritmos de la Recomendación G.726 y COM XVIII-102. En definitiva, el algoritmo de la Recomendación G.726 fue superior al algoritmo de COM XVIII-102 en el caso de módems V.29 que funcionan en presencia de errores de bit en el enlace digital.

6.2.2 Rendimiento con módems de alta velocidad

Los años 1992 y 1993 fueron ricos en actividades relacionadas con los módems de alta velocidad (véase la Recomendación V.34) y videotelefonía en la red telefónica pública conmutada. Estas actividades se basaron en novedosos métodos de modulación/demodulación. Con esta situación en mente, los Laboratorios Bell de AT&T realizaron algunas investigaciones preliminares para evaluar la influencia de estos nuevos métodos de modulación en el rendimiento de los distintos algoritmos MICDA [4].

Cuando en el sistema de extremo a extremo el único ruido presente es el gaussiano, se pueden sacar las siguientes conclusiones:

- 1) Las conexiones que encuentran el algoritmo MICDA de 40 kbit/s (véase la Recomendación G.726 o nivel 32) admiten una velocidad de datos de hasta 19,2 kbit/s con algún margen operativo. Las conexiones que contienen el algoritmo MICDA de COM XVIII-102 admiten velocidades de datos de hasta 16,8 kbit/s con algún margen operativo. Las conexiones que encuentran el algoritmo MICDA de COM XVIII-101 admiten velocidades de datos de hasta 14,4 kbit/s con algún margen operativo.
- 2) Si se aumenta la velocidad de modulación de 2400 a 2800 baudios, el margen operativo de todos los algoritmos MICDA mejora en 1-2,5 dB, aproximadamente.
- 3) El algoritmo de COM XVIII-102 no admite 3200 baudios. Las conexiones internacionales a 3200 baudios que encuentren este algoritmo no se establecerán a ninguna velocidad de datos.
- 4) Sólo la MIC de 64 kbit/s o la MICDA de 40 kbit/s (algoritmo de la Recomendación G.726 o de 32 niveles), paquetizada o no paquetizada, admiten el funcionamiento a 19,2 kbit/s. Sin embargo, con la MICDA de 40 kbit/s, y para una BLER de 10^{-3} , el margen de la SNR se reduce en unos 4,8 dB para las condiciones de esta prueba.

Como se parte del supuesto de que las líneas digitales no introducen errores, las conexiones que se utilizan en la práctica con combinaciones de líneas de transmisión analógicas y digitales pueden tener un rendimiento peor que el mostrado por estos resultados.

6.3 Mediciones objetivas

Si bien todavía no existen mediciones objetivas normalizadas para los algoritmos MICDA, se recurre frecuentemente a las directrices de la Recomendación G.712 del CCITT relativas a las pruebas de la MIC. Antes de la revisión de 1992, la Recomendación G.712 especificaba dos métodos: el método del ruido limitado en banda y el método de la onda sinusoidal. En el método del ruido limitado en banda, la entrada es un ruido aleatorio conformado con un espectro especificado; en el método de la onda sinusoidal, la señal de entrada es un tono simple de una frecuencia definida. En cuanto a la MIC, ambos métodos no son exactamente equivalentes porque responden de una manera algo diferente a los diversos factores de degradación.

Aunque ambos métodos tienen las propiedades algorítmicas de los algoritmos MICDA, no reflejan convenientemente la evaluación subjetiva de la distorsión introducida por la MICDA en la forma de onda de las señales de conversación [14].

6.3.1 Mediciones por el método de prueba con ruido cuasi aleatorio

La señal de ruido cuasi aleatorio tenía un espectro de frecuencia conforme a la Recomendación O.131. Se obtuvo haciendo pasar el ruido a través de un filtro de paso de banda con los puntos de 3 dB a 350 Hz y 550 Hz. Las mediciones se realizaron con un equipo que modelaba una familia de algoritmos MICDA entre los cuales están el algoritmo MICDA de velocidad fija de 32 kbit/s de la Recomendación G.726 y los algoritmos jerarquizados de la Recomendación G.727. El Cuadro 8 muestra la diferencia en la relación señal/ruido entre el algoritmo de 32 kbit/s de la Recomendación G.726 y el algoritmo (4,2) de la Recomendación G.727 para diversos niveles de entrada.

CUADRO 8

Mediciones de ruido con los algoritmos MICDA y MICDA jerarquizada

Entrada (dBm0)	-5	-10	-15	-20	-25
Diferencia en SNR	0,2	0,3	0,5	0,1	0,3

Los resultados muestran que el algoritmo de velocidad fija tiene una SNR algo mayor, como es de esperar. Sin embargo, los resultados de este método de prueba no siempre son fáciles de interpretar debido a las limitaciones que se describen a continuación.

En la práctica, el ruido cuasi aleatorio puede reproducir indebidamente tonos y causar detecciones incorrectas de transiciones. Dado que los coeficientes de predicción serán reiniciados subsiguientemente, la señal de diferencia puede hacerse grande, aumentando así la señal de diferencia cuantificada. Como la respuesta del factor de escala de baja velocidad $y_1(k)$ puede ser retardada, es posible que el cuantificador adaptativo no pueda adaptar rápidamente. En la salida MIC del decodificador, esto causa depresiones que el oyente puede percibir como chasquidos [42; 43]. Las depresiones son más pronunciadas con la modulación de ley A que con la de ley μ .

Paradójicamente, cuanto mejor es la predicción, tanto más pronunciado es el fenómeno de chasquido. Los chasquidos son más intensos a 40 kbit/s; a esta velocidad, se producen en intervalos de unos pocos segundos; a la velocidad de 32 kbit/s, el intervalo medio entre los chasquidos es de unos pocos minutos. Asimismo, son más pronunciados para la ley A que para la ley μ .

Se hicieron también investigaciones con los siguientes algoritmos de ley A y de ley μ [22]:

- 1) Algoritmos de velocidad fija de la Recomendación G.726 (velocidades de 40, 32, 24 y 16 kbit/s).
- 2) Algoritmos jerarquizados de la Recomendación G.727, es decir (5,2), (4,2), (3,2),(5,3), (4,3), (3,3), (5,4) y (4,4).

Como se ha dicho anteriormente, el algoritmo de 16 kbit/s de la Recomendación G.726 es el mismo que el algoritmo (2,2) jerarquizado de la Recomendación G.727.

Se probó además el algoritmo MICDA (5,5) jerarquizado. Este algoritmo se describe en el Apéndice I del Anexo 1 de la Cuestión 24/XV para el Periodo de Estudios 1988 a 1992, pero que no forma parte del texto final de la Recomendación. La finalidad de incluir el caso (5,5) era la de comparar y contrastar un algoritmo de velocidad fija de 40 kbit/s para «voz» con el algoritmo de 40 kbit/s de la Recomendación G.726, que fue diseñado específicamente para permitir el transporte de datos de módem a 9,6 kbit/s.

Las mediciones se repitieron cuatro veces para el algoritmo de velocidad fija de 40 kbit/s y para el algoritmo (5,4) jerarquizado. Las mediciones se repitieron sólo dos veces para todos los demás algoritmos.

Los resultados mostraron que:

- 1) La respuesta del algoritmo de velocidad fija de 40 kbit/s presenta cierta aleatoriedad para niveles de señal de entrada altos (superiores a -20 dBm0). En esta misma región, la salida no es reproducible de unas series de mediciones a otras.
Esto sucede con las codificaciones de ley A y con las de ley μ .
- 2) La respuesta para el algoritmo de velocidad fija de 32 kbit/s presenta las mismas características antes mencionadas, pero la magnitud de las fluctuaciones y su aleatoriedad están atenuadas.

- 3) En la codificación jerarquizada, algunas fluctuaciones son visibles para los algoritmos (5,4) y (5,3).
- 4) Se produce alguna turbulencia para los algoritmos a 24 kbit/s y 16 kbit/s cuando se utiliza la codificación de ley A.

Esta inestabilidad se atribuye a la detección indebida de tonos y a las características de reiniciación de los tonos en el algoritmo [42; 43]. Este fenómeno tiene más probabilidades de darse en el caso de algoritmos que:

- 1) utilizan más bits para la predicción y por eso rastrean la señal con mayor exactitud;
- 2) tienen una mayor resolución en su cuantificador; y
- 3) son propensos a permanecer en el modo bloqueado de cuantificación (es decir, están más sintonizados para datos en la banda vocal).

Estas tres condiciones suelen darse con más frecuencia con el algoritmo de velocidad fija de 40 kbit/s de la Recomendación G.726, porque fue optimizado para datos en la banda vocal, por lo que tienen más probabilidades de ser bloqueados que los otros algoritmos. Esto explica también por qué las fluctuaciones son más pronunciadas en el caso del algoritmo de 40 kbit/s de la Recomendación G.726 que en el del algoritmo (5,5).

Por esta razón, el CCITT no recomienda este método para la caracterización de la MICDA. En efecto, este método fue excluido de la Recomendación G.712 en la revisión de 1992.

6.3.2 Mediciones por el método de la onda sinusoidal

Las mediciones de la relación señal/ruido se realizaron a través del componente utilizando una señal de 1,01 kHz en un punto de nivel de transmisión cero. Los niveles de potencia de la señal de entrada se hicieron entonces variar de +3 a -45 dBm0. El Cuadro 9 indica los valores de la SNR para diferentes algoritmos de codificación.

En el Cuadro 9 se ve claramente que la relación señal/ruido disminuye para las velocidades de codificación más bajas, lo que refleja un aumento del ruido de cuantificación.

Las mediciones se hicieron manteniendo constante el número de bits del trayecto de compensación previa. En aplicaciones reales, el número de bits en el trayecto de compensación previa puede variar en función del tráfico.

CUADRO 9

Mediciones de la relación señal/ruido con onda sinusoidal

Nivel de señal en (dBm0)	MIC (64 kbit/s)	MICDA (32 kbit/s)	MICDA jerarquizada		
			(4,2)	(3,2)	(2,2)
+ 3	41,3	36,6	36	30,8	26,4
0	39,4	35,7	35,5	30,8	25,6
- 5	40,2	36,0	35,6	30,7	25,5
-10	40,5	36,5	35,2	30,4	24,8
-15	39,6	36,2	33,6	29,2	23,7
-20	38,7	35,1	33,3	28,5	22,8
-25	38,3	35,5	32,5	27,7	22,3
-30	38,0	34,5	31,0	27,0	21,2
-35	34,7	32,0	29,8	25,5	20,1
-40	32,1	29,5	27,5	23,5	18,6
-45	28,8	27,0	24,7	21,0	15,6

7 Evaluación subjetiva de la MICDA

El criterio final para la aceptación de un algoritmo de codificación de conversación es la aceptación por el usuario. A pesar de los esfuerzos que se realizan para obtener mediciones objetivas de la calidad de la voz, en la actualidad no existen métodos fiables que puedan sustituir las pruebas subjetivas [46; 30]. Por eso, para la evaluación del rendimiento de los algoritmos se utilizan fundamentalmente pruebas subjetivas.

7.1 Evaluación subjetiva de la MICDA de 32 kbit/s

Se dispone de los resultados de la evaluación subjetiva del algoritmo MICDA de 32 kbit/s [2]. Se presentó un total de 352 ensayos a 22 sujetos para probar 22 condiciones experimentales diferentes, cada una reproducida dos veces con ocho locutores diferentes. Seis de estas condiciones eran condiciones de referencia registradas mediante un «aparato de referencia para ruido modulado», definido en la Recomendación P.70 del CCITT [14].

7.2 Evaluación subjetiva de ampliaciones del algoritmo de la Recomendación G.721

Se dispone de los resultados de la evaluación subjetiva del rendimiento de los algoritmos de 24 kbit/s y 40 kbit/s [3]. Estos resultados muestran que, para una sola codificación, hay poca diferencia (menos de un décimo de punto de la nota media de opinión) entre las condiciones de la MICDA a las velocidades de 32 kbit/s y de 40 kbit/s. El rendimiento de la MICDA de 24 kbit/s es peor, como se esperaba; sin embargo, en un entorno de multiplicación de circuitos digitales, la utilización de la MICDA de 24 kbit/s es un mecanismo utilizado en situaciones de sobrecarga, y el porcentaje de tiempo empleado a esta velocidad debe ser una pequeña fracción del tiempo total en sistemas correctamente diseñados.

7.3 Evaluación subjetiva de la MICDA jerarquizada

Cuarenta y tres sujetos juzgaron la calidad de segmentos de conversación registrados con un gran número de condiciones de prueba [18; 48; 49]. Los resultados muestran que el rendimiento de la MICDA jerarquizada de 5 bits con un cuantificador de tipo mitad-subida era esencialmente idéntico al de la MIC de 64 kbit/s con una codificación, y con cuatro codificaciones. Además, con cuatro codificaciones, la evaluación del algoritmo de 5 bits de la Recomendación G.727 fue esencialmente más alta que la del algoritmo de 32 kbit/s de la Recomendación G.726. La calidad obtenida a diversas velocidades binarias para el algoritmo MICDA jerarquizada con 2 bits de núcleo fue esencialmente la misma que para el algoritmo de la Recomendación G.726 a la velocidad correspondiente.

Apéndice I

(al Apéndice III de la Recomendación G.726
y al Apéndice II de la Recomendación G.727)

La función discreta $W[I(k)]$ define un multiplicador cuantificador cuyo valor depende de la palabra de código I en el caso del algoritmo de la Recomendación G.726, y de los bits de núcleo I_c en el caso del algoritmo de la Recomendación G.727.

Para el funcionamiento con 2 bits de núcleo (1 bit de signo), la función discreta $W[I_c(k)]$ se define como sigue:

$$\frac{|I_c(k)|}{W[I_c(k)]} \left| \begin{array}{c|c|c} 1 & & 0 \\ \hline 27,44 & & -1,38 \end{array} \right.$$

Para el funcionamiento con 3 bits de núcleo (1 bit de signo), la función discreta $W[I_c(k)]$ se define como sigue:

$$\frac{|I_c(k)|}{W[I_c(k)]} \left| \begin{array}{c|c|c|c} 3 & 2 & 1 & 0 \\ \hline 36,38 & 8,56 & 1,88 & -0,25 \end{array} \right.$$

Para el funcionamiento con 4 bits de núcleo (1 bit de signo), la función discreta $W[I_c(k)]$ se define como sigue:

$$\frac{|I_c(k)|}{W[I_c(k)]} \left| \begin{array}{c|c|c|c|c|c|c} 7 & 6 & 5 & 4 & 3 & 2 & 1 & 0 \\ \hline 69,25 & 21,25 & 11,50 & 6,13 & 3,13 & 1,69 & 0,25 & -0,75 \end{array} \right.$$

Para la MICDA de 40 kbit/s, la función discreta $W(I)$ se define para optimizar el rendimiento con una diversidad de señales de datos en la banda vocal, y en particular para módems V.29:

$$\frac{|I(k)|}{W[I(k)]} \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline 15 & 14 & 13 & 12 & 11 & 10 & 9 & 8 \\ \hline 43,50 & 33,06 & 27,50 & 22,38 & 17,50 & 13,69 & 11,19 & 8,81 \\ \hline \end{array}$$

$$\frac{|I(k)|}{W[I(k)]} \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline 7 & 6 & 5 & 4 & 3 & 2 & 1 & 0 \\ \hline 6,25 & 3,63 & 2,56 & 2,50 & 2,44 & 1,50 & 0,88 & 0,88 \\ \hline \end{array}$$

Para el algoritmo MICDA optimizado a 32 kbit/s de COM XVIII-102, la función discreta $W(I)$ se define así:

$$\frac{|I(k)|}{W[I(k)]} \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline 15 & 14 & 13 & 12 & 11 & 10 & 9 & 8 \\ \hline 245,94 & 136,88 & 76,98 & 55,54 & 41,73 & 28,61 & 15,14 & 8,81 \\ \hline \end{array}$$

$$\frac{|I(k)|}{W[I(k)]} \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline 7 & 6 & 5 & 4 & 3 & 2 & 1 & 0 \\ \hline 11,55 & 8,65 & 5,71 & 2,58 & 1,28 & 0,04 & -1,59 & -2,40 \\ \hline \end{array}$$

Para la MICDA de 32 kbit/s, la función discreta $W(I)$ se define como sigue (valores de precisión infinita):

$$\frac{|I(k)|}{W[I(k)]} \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline 7 & 6 & 5 & 4 & 3 & 2 & 1 & 0 \\ \hline 70,13 & 22,19 & 12,38 & 7,00 & 4,00 & 2,56 & 1,13 & -0,75 \\ \hline \end{array}$$

Para la MICDA de 24 kbit/s, la función discreta $W(I)$ se define como sigue (valores de precisión infinita):

$$\frac{|I(k)|}{W[I(k)]} \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline 3 & 2 & 1 & 0 \\ \hline 36,38 & 8,56 & 1,88 & -0,25 \\ \hline \end{array}$$

Para la MICDA de 16 kbit/s, la función discreta $W(I)$ se define como sigue (valores de precisión infinita):

$$\frac{|I(k)|}{W[I(k)]} \begin{array}{|c|c|} \hline 1 & 0 \\ \hline 27,44 & -1,38 \\ \hline \end{array}$$

$F[I(k)]$ se define utilizando $I(k)$ para el algoritmo MICDA fijo de la Recomendación G.727, COM XVIII-101, COM XVIII-102, y utilizando $I_c(k)$ para la MICDA jerarquizada de la Recomendación G.727, por:

$$\frac{|I(k)|}{F[I(k)]} \begin{array}{|c|c|} \hline 1 & 0 \\ \hline 7 & 0 \\ \hline \end{array}$$

para el funcionamiento con 2 bits de núcleo (1 bit de signo) o 16 kbit/s; o

$$\frac{|I(k)|}{F[I(k)]} \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline 3 & 2 & 1 & 0 \\ \hline 7 & 2 & 1 & 0 \\ \hline \end{array}$$

para el funcionamiento con 3 bits de núcleo (1 bit de signo) o 24 kbit/s; o

$$\frac{|I(k)|}{F[I(k)]} \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline 7 & 6 & 5 & 4 & 3 & 2 & 1 & 0 \\ \hline 7 & 3 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$$

para el funcionamiento con 4 bits de núcleo (1 bit de signo) y 32 kbit/s.

Para la MICDA de 40 kbit/s, $F[I(k)]$ se define por:

$$\begin{array}{c|c|c|c|c|c|c|c|c} |I(k)| & 15 & 14 & 13 & 12 & 11 & 10 & 9 & 8 \\ \hline F[I(k)] & 6 & 6 & 5 & 4 & 3 & 2 & 1 & 1 \\ \\ \hline |I(k)| & 7 & 6 & 5 & 4 & 3 & 2 & 1 & 0 \\ \hline F[I(k)] & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array}$$

La función $F[I(k)]$ del algoritmo de COM XVIII-102 no se conoce.

Las funciones $W_s[I(k)]$ y $W_d[I(k)]$ del algoritmo de COM XVIII-101 son:

$ I(k) $	15	14	13	12	11	10	9	8
$W_s[I(k)]$	1,2695	0,4883	0,1294	-0,0708	-0,0977	-0,1123	-0,1709	-0,2495
$W_d[I(k)]$	1,0825	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0503	0,1235
$ I(k) $	7	6	5	4	3	2	1	0
$W_s[I(k)]$	1,2695	0,4883	0,1294	-0,0708	-0,0977	-0,1123	-0,1709	-0,2495
$W_d[I(k)]$	1,0825	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0503	0,1235

La función $F[I(k)]$ del algoritmo de COM XVIII-101 es:

$$\begin{array}{c|c|c|c|c|c|c|c|c} |I(k)| & 15 & 14 & 13 & 12 & 11 & 10 & 9 & 8 \\ \hline F[I(k)] & 7 & 3 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \\ \hline |I(k)| & 7 & 6 & 5 & 4 & 3 & 2 & 1 & 0 \\ \hline F[I(k)] & 7 & 3 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{array}$$

Referencias

- [1] DAUMER (W. R.) y SPARRELL (D.): FSK enhancements for proposed T1Y1 ADPCM algorithm, *Doc. No. T1Y1.2/86-006*, enero 1986.
- [2] AT&T *G.721 ADPCM algorithm modification and test results*, CCITT Contribution No. D.725/XVIII, julio 1986.
- [3] AT&T *G.721 algorithmic modification and test data for 24 and 40 kbit/s operation*, CCITT Contribution to SG XVIII, julio 1987.
- [4] AT&T *Performance of various ADPCM algorithms with very high speed modems*, ITU-T Contribution No. COM 15-D.9, Q.4/15, 9/15, 13/15, septiembre 1993.
- [5] BANERJEE (S.) y BERTOCCI (G.): Testing implementations of the 32 kb/s CCITT and ANSI ADPCM algorithm, *ICC'87*, Vol. 3: 1487-1490, Seattle, Washington, junio 7-10, 1987.
- [6] BENVENUTO (N.), BERTOCCI (G.), DAUMER (W. R.) y SPARRELL (D. K.): The 32-kbit/s ADPCM coding standard, *AT&T Tech. J.*, Vol. 65 (5): 12-22, septiembre/octubre 1986.
- [7] BENVENUTO (N.) y BERTOCCI (G.): Prevention of quantizer overloading in the 32 kbit/s ADPCM algorithm, *ICC Proceedings*, Vol. 3: 1483-1486, junio 7-10 1987.
- [8] BENVENUTO (N.) y BERTOCCI (G.): Enhancement in the 32 kbit/s ADPCM algorithm for FSK voiceband data signals, *IEEE Trans. Commu.*, Vol. COM-36: 626-628, mayo 1988.
- [9] BENVENUTO (N.) y DAUMER (W. R.): Two approaches for waveform coding of 9.6 kbit/s voiceband data signals through 32 kbit/s ADPCM, *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-36: 382-385, marzo 1988.
- [10] BIALLY (T.), GOLD (B.) y SENEFF (S.): A technique for adaptive voice flow control in integrated packet networks, *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-28: 325-333, marzo 1980.

- [11] BOWKER (D. O.) y DVORAK (A.): Speech Transmission Quality of Wideband Packet Technology, *GLOBECOM'87*, Vol.3: 1887-1889, Tokyo, Japan, noviembre 15-18, 1977.
- [12] BOX (G. E. P.) y JENKINS (G. M.): Time Series Analysis Forecasting and Control, Holden-Day, San Francisco, 1976.
- [13] CCITT SG XVIII, Annex 1 to the Report of the Meeting of Working Party XVIII/2 (Speech Processing), Geneva 21, 22 and 25 November 1983, COM XVIII-R 28, diciembre 1983.
- [14] CCITT Recommendation P.70 *Modulated Noise Reference Unit*, VIIIth Plenary Assembly, Malaga-Torremolinos, 8-19 octubre 1984.
- [15] CCITT SG XVIII, Question 25,31, Report to Working Party XVIII/8, julio 1987.
- [16] CCITT Recommendation G.721 *32 kbit/s adaptive differential pulse code modulation (ADPCM)*, IXth Plenary Assembly, Melbourne, 14-25 noviembre 1988.
- [17] CCITT Recommendation G.723 *Extensions of Recommendation G.721 to 24 and 40 kbit/s for DCME Application*, IXth Plenary Assembly, Melbourne, 14-25 noviembre 1988.
- [18] CCITT Plenary Assembly, 1988 *Questions allocated to Study Group XV (Transmission systems and equipment)*, Question 24/XV, Speech Packetization, Appendix 3 to Annex 1.
- [19] CCITT Recommendation G.726 *40, 32, 24, 16 kbit/s Adaptive Embedded ADPCM*, julio 1990.
- [20] CCITT Recommendation G.727 *5-, 4-, 3-, 2-Bit/Sample Embedded ADPCM*, julio 1990.
- [21] CCITT Recommendation G.764 *Packet Voice Protocol*, julio 1990.
- [22] CCITT SG XV Special Rapporteur for Q.24/XV (D. Sparrell) *Objective measurements of the fixed rate and embedded ADPCM algorithms using the pseudorandom noise method of G.712*, CCITT SG XV Temporary Documents 21 (XV/2) and 49 (XV/3), 18 febrero-marzo 1991.
- [23] COMSAT, *Testing/Phase I: Results of an objective performance evaluation of ADPCM coders for DCME voiceband data transparency*, CCITT Contribution to 25/XVIII DCME Ad Hoc Group No. 74, enero 1987.
- [24] COMSAT, *Testing/Phase II: Results of an objective performance evaluation of ADPCM coders for DCME voiceband data transparency*, CCITT Contribution to 25/XVIII DCME Ad Hoc Group No. 98, abril 1987.
- [25] COMSAT, *Evaluation of ADPCM Coders for Digital Circuit Multiplication Equipment*, Final Report on Task TTA-22, CTD 87/125, agosto 1987, Volumes 1-7. Vol. 1: Performance Curves (for all algorithms), Vol. 2: PCM Reference, Vol. 3: OKI/KDD 32 kbit/s ADPCM, Vol. 4: ECI 32 kbit/s ADPCM, Vol. 5: OKI/KDD 40 kbit/s ADPCM, Vol. 6: CNET 40 kbit/s ADPCM, Vol. 7: 4800 bit/s modem (for all algorithms). Available from COMSAT Laboratories, Records Dept., 22300 Comsat Dr., Clarksburg, MD 20871, USA.
- [26] DAUMER (W. R.), MERMELSTEIN (P.), MAITRE (X.) y TOKIZAWA (I.): Overview of the ADPCM coding algorithm, *GLOBECOM'84*, Vol. 2: 774-777, Atlanta, GA, noviembre 26-29, 1984.
- [27] DÈCINA (M.) y MODENA (G.): CCITT standards on digital speech processing, *IEEE J. Sel. Areas. Commun.*, Vol. 6 (2): 227-234, febrero 1988.
- [28] DIMOLITSAS (S.) y BHASKAR (U.): Hurwitz stability analysis of an ADPCM system, *COMSAT Technical Review*, Vol. 17 (1): 107-125, Spring 1987.
- [29] DIMOLITSAS (S.), CORCORAN (F. L.), ONUFRY (M.) y SUYDERHOUD (H. G.): Evaluation of ADPCM coders for digital circuit multiplication equipment, *COMSAT Technical Review*, Vol. 17 (2): 325-345, Fall 1987.
- [30] DIMOLITSAS (S.): Objective speech distortion measures and their relevance to speech quality assessments, *IEE Proceedings*, Vol. 136, Pt. 1. No. 5: 317-324, octubre 1989.
- [31] HOSODA (H.), NOGUCHI (O.) y YATSUZUKA (Y.): A 32 kbit/s ADPCM algorithm having a high performance for both voice and 9.6 kbit/s modems, *J. Select. Areas Commun.*, Vol. 6, No. 2: 262-272, febrero 1988.
- [32] IEEE Recommended Practice, *Speech Quality Measurements*, No. 297, 1969.

- [33] Israel, Voiceband data optimized algorithm- Detailed description, Document No. COM XVIII/92 CCITT Study Group XVIII- Ad Hoc Group DCME-Base Solution for Voiceband Data Transparency, Stockholm, abril 1987.
- [34] JAIN (V. K.), SKRZYPKOWIAK (S. S.) y HEATHCOCK (R. B.): Full duplex speech and data coder: algorithm enhancement test bed, *GLOBECOM'88*, Vol. 3: 1409-1413, Hollywood, Florida, noviembre 28-diciembre 1, 1988.
- [35] JAYANT (N. S.) y NOLL (P.): Digital Coding of Waveforms: Principles and Applications to Speech and Video, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1984.
- [36] Kokusai Denshin Denwa Co. Ltd. (KDD), *High-level description of advanced advanced 32 kbit/s ADPCM*, Document Ad Hoc No. 27 CCITT Study Group XVIII/WP8- Ad Hoc Group "DCMEBase Solution for Voiceband Data Transparency," septiembre 22-24, 1986.
- [37] Kokusai Denshin Denwa Co. Ltd. (KDD) y OKI Electric Industry Co., Ltd., *Computational details of advanced 32 kbit/s ADPCM*, Document Ad-Hoc No. 86 CCITT Study Group XVIII/WP8- Ad Hoc Group "DCM-Base Solution for Voiceband Data Transparency," enero 5-9, 1987.
- [38] MEDAUGH (R. S.): Digital code converter, US Patent 4,475,213, octubre 2, 1984.
- [39] MILLAR (D. J.) y MERMELSTEIN (P.): Prevention of predictor mistracking in ADPCM coders, *ICC'84*, Vol. 3: 1508-1512, Amsterdam, Netherlands, junio 1984.
- [40] MILLS (J. D.) y MELSA (J. L.): Performance Improvements using synchronous code correction in ADPCM/PCM tandem connections, *IEEE Trans. Commun.*: Vol. 38, No. 5, mayo 1990, pp. 561-564.
- [41] MILLS (J. D.), MELSA (J. L.) y MAGILL (R.B.): T1.EMB single encoding distortion using synchronous code correction, *ICC'90*, Vol. 3: 1019-1024, Atlanta, Georgia, abril 1990.
- [42] Mitsubishi Electric Corporation, *The problems on objective test results of Recommendations G.721/G.723 ADPCM transcoder*, CCITT contribution to SG XV, julio 1990.
- [43] Mitsubishi Electric Corporation, *The characteristics of the turbulences appeared in objective test and voice signal transmission of Rec. G.726*, CCITT contribution D.301/XV, julio 1991.
- [44] NISHITANI (T.): Tandem transcoding without distortion accumulation, *IEEE Trans. Commun.*: Vol. COM-34, No. 3, marzo 1986, pp. 278-284.
- [45] NISHITANI (T.), AIKOH (S.), ARASCKI (T.), OZAWA (K.) y MARITA (R.): A 32 kb/s toll quality ADPCM codec using a single chip processor, *IEEE Int. Conf. Acoust. Speech. Sig. Process. (ICASSP'82)*: Vol. 2: 960-963, Paris, France, 1982.
- [46] PASCAL (D.) y COMBESURE (P.): Evaluation de la qualité de la transmission vocale, *L'Echo des Recherches*, No. 132: 31-40, 1988.
- [47] PETR (D. W.): 32 Kb/s ADPCM-DLQ for network applications, *GLOBECOM'82*, Vol. 1: 239-243, Miami, Florida, noviembre 29-diciembre 2, 1982.
- [48] SHERIF (M. H.), BOWKER (D. O.), BERTOCCI (G.), ORFORD (B. A.) y MARIANO (G. A.): Overview of CCITT/ANSI embedded ADPCM algorithms, *ICC'90*, Vol. 3, pp. 1014-1018, Atlanta, GA, abril 15-19, 1990.
- [49] SHERIF (M.H.), BOWKER (D.O.), BERTOCCI (G.), ORFORD (B. A.) y MARIANO (G. A.): Overview and performance of CCITT/ANSI embedded ADPCM algorithms, accepted for publication in *IEEE Trans. Commun.*
- [51] SUZUKI (J.) y TAKA (M.): Missing packet recovery techniques for low-bit rate coded speech, *J. Select. Areas Commun.*, Vol. 7, No. 5: 707-717, junio 1989.
- [52] WINER (B. J.): Statistical Principles in Experimental Design (Second Edition), *McGraw-Hill*, New York, 1971.
- [53] SHAPIRO Zeev: Adaptive differential pulse code modulation (ADPCM) systems, *US Patent 4,860,313*, agosto 22, 1989.