



UNIÓN INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES

UIT-T

SECTOR DE NORMALIZACIÓN
DE LAS TELECOMUNICACIONES
DE LA UIT

G.722

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

**CODIFICACIÓN DE AUDIO DE 7 kHz DENTRO
DE 64 kbit/s**

Recomendación UIT-T G.722

(Extracto del *Libro Azul*)

NOTAS

1 La Recomendación UIT-T G.722 se publicó en el fascículo III.4 del Libro Azul. Este fichero es un extracto del Libro Azul. Aunque la presentación y disposición del texto son ligeramente diferentes de la versión del Libro Azul, el contenido del fichero es idéntico a la citada versión y los derechos de autor siguen siendo los mismos (Véase a continuación).

2 Por razones de concisión, el término «Administración» se utiliza en la presente Recomendación para designar a una administración de telecomunicaciones y a una empresa de explotación reconocida.

© UIT 1988, 1993

Reservados todos los derechos. No podrá reproducirse o utilizarse la presente Recomendación ni parte de la misma de cualquier forma ni por cualquier procedimiento, electrónico o mecánico, comprendidas la fotocopia y la grabación en micropelícula, sin autorización escrita de la UIT.

Recomendación G.722

CODIFICACIÓN DE AUDIO DE 7 kHz DENTRO DE 64 kbit/s

(Melbourne, 1988)

1 Generalidades

1.1 Objeto y descripción general

Esta Recomendación describe las características de un sistema de codificación audio (banda de 50 a 7000 Hz) que puede utilizarse en diversas aplicaciones para señales vocales de alta calidad. El sistema de codificación utiliza modulación por impulsos codificados diferencial adaptativa de subbanda (MICDA-SB) a una velocidad binaria de hasta 64 kbit/s. El sistema se denominará en adelante sistema de codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s. En la técnica MICDA-SB utilizada, la banda de frecuencias se divide en dos subbandas (superior e inferior) y las señales de cada una se codifican utilizando la MICDA. El sistema tiene tres modos básicos de funcionamiento, correspondientes a las velocidades binarias utilizadas para la codificación de audio de 7 kHz: 64, 56 y 48 kbit/s. Los dos últimos modos permiten obtener, respectivamente, un canal de datos auxiliar de 8 kbit/s o de 16 kbit/s, que se proporciona dentro de los 64 kbit/s mediante el uso de bits de la subbanda inferior.

En la figura 1/G.722 pueden verse las principales partes funcionales del códec audio (7 kHz) a 64 kbit/s. Éstas son las siguientes:

- i) codificador audio (7 kHz) a 64 kbit/s, que comprende:
 - una parte audio de emisión que convierte una señal audio en una señal digital uniforme, que se codifica utilizando 14 bits con muestreo a 16 kHz;
 - un codificador MICDA-SB que reduce la velocidad binaria a 64 kbit/s;
- ii) decodificador audio (7 kHz) a 64 kbit/s, que comprende:
 - un decodificador MICDA-SB que realiza la operación inversa a la del codificador, considerando que la velocidad binaria efectiva de codificación audio a la entrada del decodificador puede ser de 64, 56 ó 48 kbit/s, según el modo de funcionamiento;
 - una parte audio de recepción que reconstruye la señal audio a partir de la señal digital uniforme, que se codifica utilizando 14 bits con muestreo a 16 kHz.

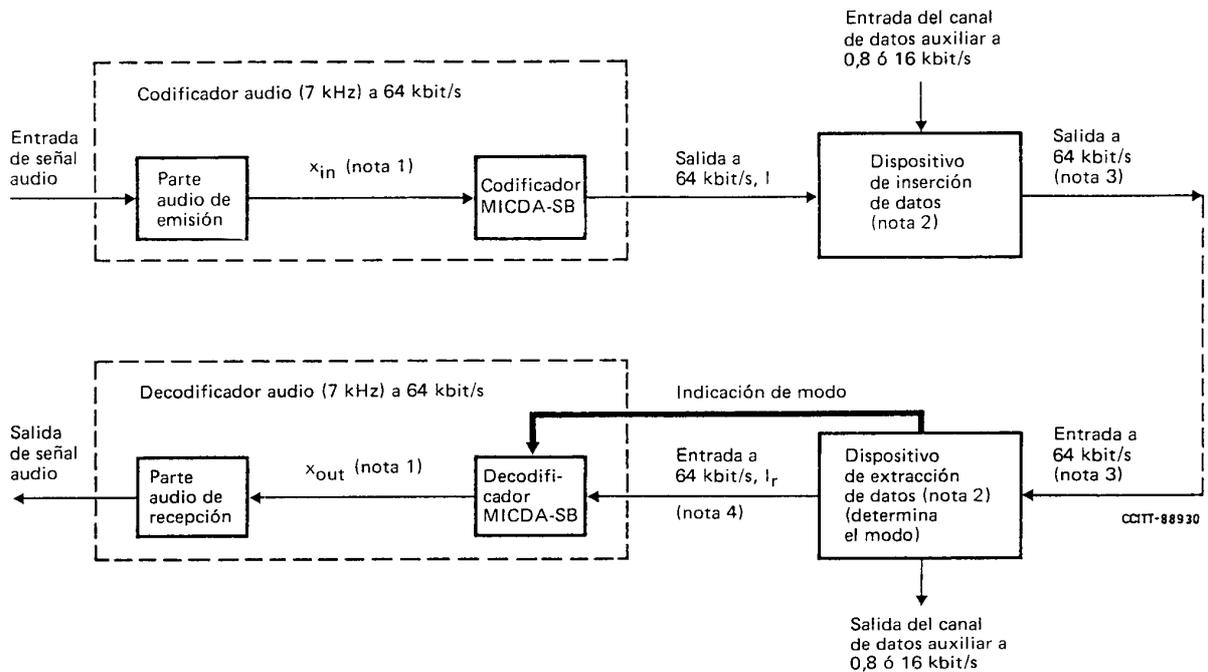
Las dos partes siguientes, que se indican en la figura 1/G.722 para mayor claridad, serán necesarias en aplicaciones que exijan un canal de datos auxiliar en la señal a 64 kbit/s:

- un dispositivo de inserción de datos en el extremo emisión, que utiliza, si es necesario, uno o dos bits por octeto en la banda audio según el modo de funcionamiento y los sustituye por bits de datos para proporcionar un canal de datos auxiliar a 8 ó 16 kbit/s respectivamente;
- un dispositivo de extracción de datos en el extremo recepción que determina el modo de funcionamiento según una estrategia de control de modos y extrae los bits de datos según proceda.

El § 1.2 contiene una descripción funcional de las partes audio de emisión y de recepción; el § 1.3 describe los modos de funcionamiento y las consecuencias de la inserción de bits de datos en los algoritmos, en tanto que los § 1.4 y 1.5 presentan las descripciones funcionales de los algoritmos de codificación y de decodificación MICDA-SB, respectivamente. El § 1.6 trata de los requisitos de temporización. El § 2 especifica las características de transmisión del códec audio (7 kHz) a 64 kbit/s y de las partes audio de emisión y de recepción; los § 3 y 4 describen los principios del codificador y del decodificador MICDA-SB, respectivamente, en tanto que los § 5 y 6 especifican los detalles de cálculo de los filtros espejos en cuadratura (FEC) y de los codificadores y decodificadores MICDA, respectivamente.

Los aspectos relativos al funcionamiento de redes y las secuencias de prueba se tratan respectivamente en los apéndices I y II a esta Recomendación.

La Recomendación G.725 contiene especificaciones sobre los procedimientos de toma de contacto en el canal para la identificación de terminales y para la estrategia de control de los modos, incluido el interfuncionamiento con los terminales MIC a 64 kbit/s existentes.



- Nota 1* – x_{in} y x_{out} son señales digitales codificadas uniformemente con 14 bits y muestreadas a 16 kHz.
Nota 2 – Estos dispositivos sólo son necesarios en aplicaciones que requieren un canal de datos auxiliar dentro de los 64 kbit/s.
Nota 3 – Comprende 64, 56 ó 48 kbit/s para la codificación de las señales audio y 0,8 ó 16 kbit/s para datos.
Nota 4 – Señal a 64 kbit/s que comprende 64, 56 ó 48 kbit/s para la codificación de audio, según el modo de funcionamiento.

FIGURA 1/G.722

Diagrama de bloques funcional simplificado

1.2 Descripción funcional de las partes audio

La figura 2/G.722 muestra una posible disposición de las partes audio en un terminal de codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s. El micrófono, el preamplificador, el amplificador de potencia y el altavoz se representan simplemente para identificar las partes audio y no se consideran en lo sucesivo en esta Recomendación.

Para facilitar la medida de las características de transmisión especificadas en el § 2 es necesario prever los puntos de prueba A y B que se indican en la figura. Estos puntos pueden tener fines de prueba exclusivamente; sin embargo, cuando las partes audio están situadas en unidades distintas que el micrófono, altavoz, etc., pueden corresponder a interfaces físicos.

Las partes audio de emisión y de recepción comprenden las siguientes unidades funcionales o cualesquiera elementos equivalentes que satisfagan las especificaciones del § 2:

- i) emisión:
 - un dispositivo de ajuste del nivel de entrada,
 - un filtro antisolape de entrada,
 - un dispositivo de muestreo que funciona a 16 kHz,
 - un convertidor de analógico a digital uniforme con 14 bits y muestreo a 16 kHz;
- ii) recepción:
 - un convertidor de digital uniforme a analógico con 14 bits y muestreo a 16 kHz;
 - un filtro de reconstrucción que incluye la corrección $x/\text{sen } x$,
 - un dispositivo de ajuste del nivel de salida.

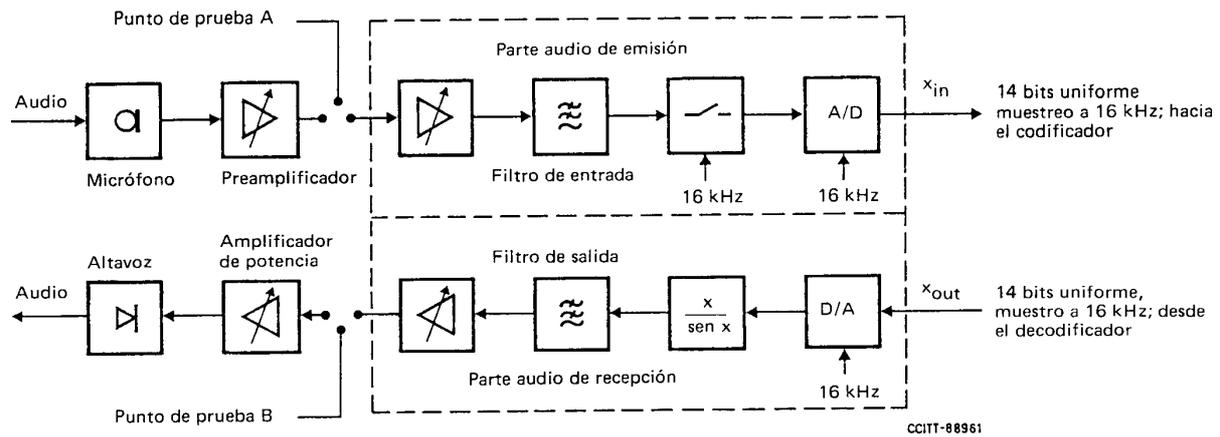


FIGURA 2/G.722

Possible realización de las partes audio

1.3 Posibles modos de funcionamiento y consecuencias de la inserción de datos

En el cuadro 1/G.722 se definen los tres posibles modos básicos de funcionamiento, que corresponden a las velocidades binarias disponibles para la codificación audio a la entrada del codificador.

CUADRO 1/G.722

Posibles modos básicos de funcionamiento

| Modo | Velocidad binaria de codificación audio (7 kHz) | Velocidad binaria del canal de datos auxiliar |
|------|---|---|
| 1 | 64 kbit/s | 0 kbit/s |
| 2 | 56 kbit/s | 8 kbit/s |
| 3 | 48 kbit/s | 16 kbit/s |

En el apéndice I pueden verse ejemplos de aplicaciones en que se utilizan uno o varios de estos modos y su correspondiente calidad subjetiva.

El codificador audio (7 kHz) a 64 kbit/s utiliza siempre 64 kbit/s para la codificación audio, cualquiera que sea el modo de funcionamiento. El algoritmo de codificación audio se ha elegido de forma que, sin enviar ninguna indicación al codificador, el bit menos significativo o los dos bits menos significativos de la subbanda inferior pueden utilizarse en sentido hacia adelante desde el codificador audio (7 kHz) a 64 kbit/s para sustituir a los bits del canal de datos auxiliar. Sin embargo, para maximizar la calidad de funcionamiento en audio con un determinado modo de funcionamiento, el decodificador audio (7 kHz) a 64 kbit/s debe optimizarse a la velocidad binaria disponible para la codificación audio. Por tanto, esta Recomendación describe tres variantes del decodificador MICDA-SB y, para aplicaciones que exijan un canal de datos auxiliar, debe enviarse una indicación para seleccionar en el decodificador la variante apropiada al modo funcionamiento. La figura 1/G.722 ilustra el montaje. Debe señalarse que la velocidad binaria a la entrada del decodificador audio (7 kHz) a 64 kbit/s es siempre la de 64 kbit/s, pero comprende las velocidades de 64, 56 ó 48 kbit/s para codificación audio según el modo de funcionamiento. Desde el punto de vista del algoritmo, la variante utilizada en el decodificador MICDA-SB puede cambiarse en cualquier octeto durante la transmisión. Cuando no se envía al decodificador ninguna indicación sobre el modo de funcionamiento, debe utilizarse la variante correspondiente al modo 1.

Una situación de discordancia de modos, en la que la variante utilizada en el decodificador audio (7 kHz) a 64 kbit/s para un determinado octeto no corresponda al modo de funcionamiento, no provocará un funcionamiento incorrecto del decodificador. Sin embargo, para maximizar la calidad de funcionamiento en audio, se recomienda que la estrategia de control de modos adoptada en el dispositivo de extracción de datos sea tal que minimice la duración de la discordancia de los modos. El apéndice I contiene más información sobre los efectos de la discordancia de modos. Para asegurar la compatibilidad entre diversos tipos de terminales con codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s, se recomienda que, como mínimo, se prevea siempre en el decodificador la variante correspondiente al funcionamiento en modo 1.

La estrategia de control de modos podría derivarse del protocolo del canal auxiliar de datos (véase la Recomendación G.725).

1.4 Descripción funcional del codificador MICDA-SB

La figura 3/G.722 es un diagrama de bloques del codificador MICDA-SB. En los § 1.4.1 a 1.4.4 se incluye una descripción funcional de cada bloque.

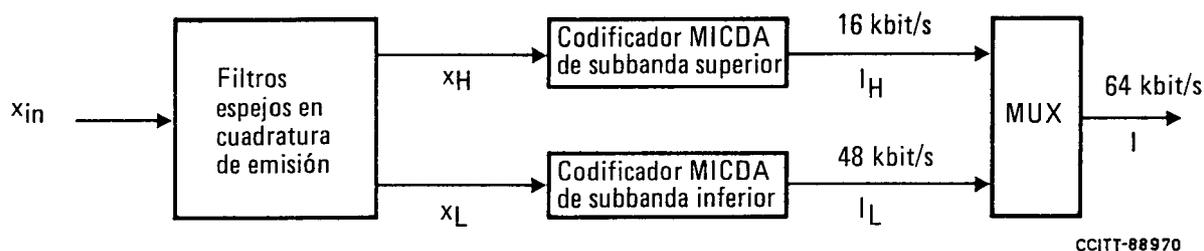


FIGURA 3/G.722

Diagrama de bloques del codificador MICDA-SB

1.4.1 Filtros espejos en cuadratura (FEC) en el lado emisión

Los FEC de emisión comprenden dos filtros digitales no recursivos de fase lineal que dividen la banda de frecuencias de 0 a 8000 Hz en dos subbandas: la subbanda inferior (0 a 4000 Hz) y la subbanda superior (4000 a 8000 Hz). La entrada a los FEC de emisión, x_{in} , es la salida de la parte audio de emisión, y se muestrea a 16 kHz. Las salidas, x_L y x_H , de las subbandas inferior y superior, respectivamente, se muestrean a 8 kHz.

1.4.2 Codificador MICDA de subbanda inferior

La figura 4/G.722 es un diagrama de bloques del codificador MICDA de subbanda inferior. La señal de entrada de la subbanda inferior, x_L , tras la sustracción de una estimación, s_L , de la señal de entrada, produce la señal diferencia, e_L . Se utiliza un cuantificador adaptativo no lineal de 60 niveles para asignar seis dígitos binarios al valor de la señal diferencia y producir una señal a 48 kbit/s, I_L .

En el bucle de realimentación se suprimen los dos bits menos significativos de I_L para producir una señal de cuatro bits, I_{L1} , que se utiliza para la adaptación del cuantificador y se aplica a un cuantificador adaptativo inverso de 15 niveles para producir una señal diferencia cuantificada, d_{L1} . La estimación de la señal, s_L , se suma a esta señal diferencia cuantificada para producir una versión reconstruida, r_{L1} , de la señal de entrada de subbanda inferior. Tanto la señal reconstruida como la señal diferencia cuantificada se aplican a un predictor adaptativo que produce la estimación, s_L , de la señal de entrada, completando así el bucle de realimentación.

El funcionamiento con cuatro bits, en lugar de seis bits, en los bucles de realimentación del codificador MICDA de subbanda inferior y del decodificador MICDA de subbanda inferior, ofrece la posibilidad de insertar datos en los bits menos significativos, como se ha indicado en el § 1.3, sin provocar un funcionamiento incorrecto del decodificador. El empleo de un cuantificador de 60 niveles (en lugar de 64 niveles) garantiza que se satisfacen los requisitos de densidad de impulsos especificados en la Recomendación G.802, en todas las condiciones y en todos los modos de funcionamiento.

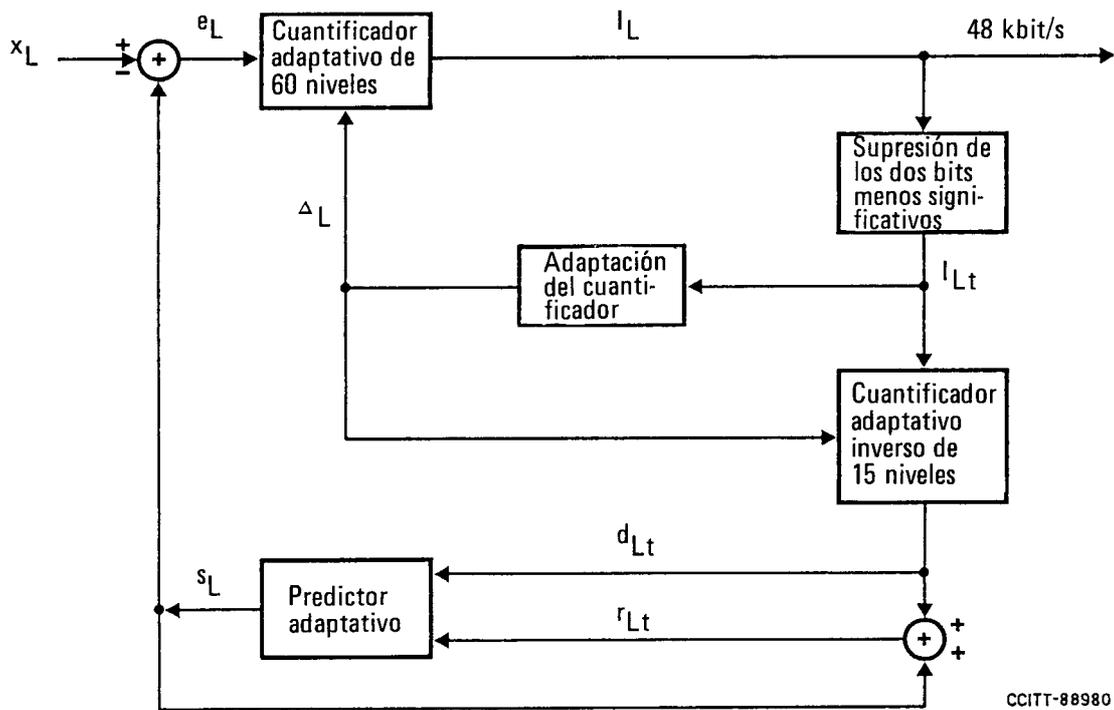


FIGURA 4/G.722

Diagrama de bloques del codificador MICDA de subbanda inferior

1.4.3 Codificador MICDA de subbanda superior

La figura 5/G.722 es un diagrama de bloques del codificador MICDA de subbanda superior. La señal de entrada de la subbanda superior, x_H , tras la sustracción de una estimación, s_H , de la señal de entrada, produce la señal diferencia, e_H . Se utiliza un cuantificador adaptativo no lineal de cuatro niveles para asignar dos dígitos binarios al valor de la señal diferencia y producir una señal a 16 kbit/s, I_H .

Un cuantificador adaptativo inverso produce una señal diferencia cuantificada, d_H , a partir de estos mismos dos dígitos binarios. La estimación de la señal, s_H , se suma a esta señal diferencia cuantificada para producir una versión reconstruida, r_H , de la señal de entrada de subbanda superior. Tanto la señal reconstruida como la señal diferencia cuantificada se aplican a un predictor adaptativo que produce la estimación, s_H , de la señal de entrada completando así el bucle de realimentación.

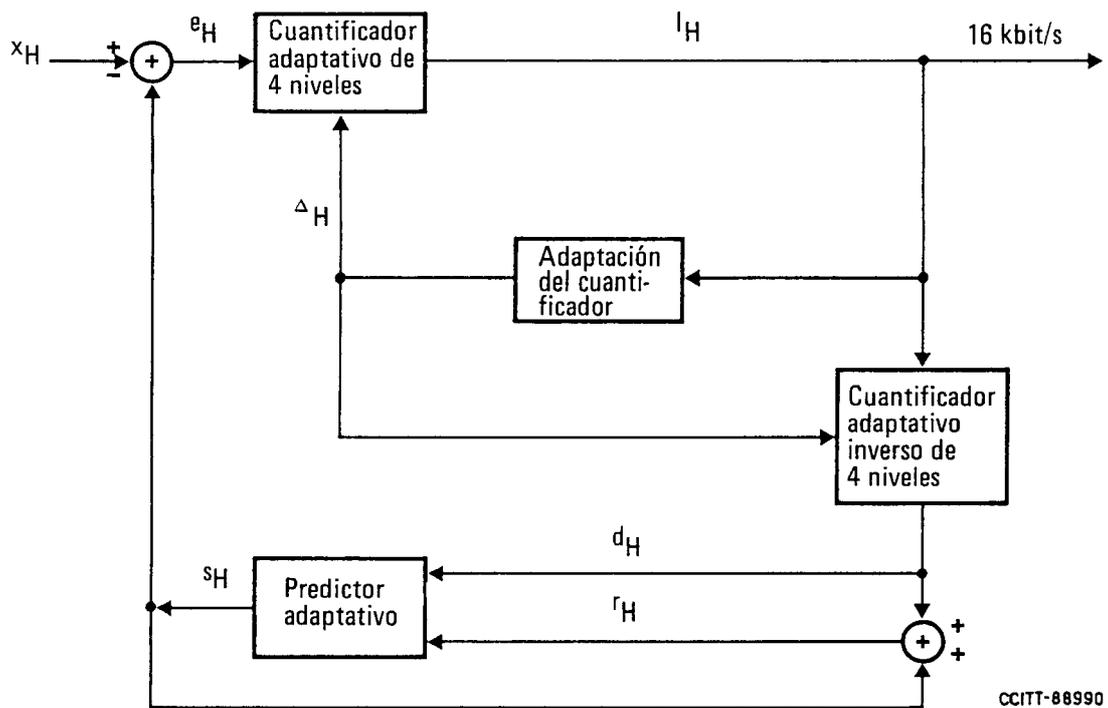


FIGURA 5/G.722
Diagrama de bloques del codificador MICDA de subbanda superior

1.4.4 Multiplexor

El multiplexor (MUX) representado en la figura 3/G.722 se utiliza para combinar las señales I_L e I_H procedentes de los codificadores MICDA de las subbandas inferior y superior, respectivamente, para formar una señal a 64 kbit/s compuesta, I , con formato de octeto para su transmisión.

El formato de los octetos de salida, tras la multiplexación, es el siguiente:

$$I_{H1} I_{H2} I_{L1} I_{L2} I_{L3} I_{L4} I_{L5} I_{L6}$$

donde I_{H1} es el primer bit transmitido; I_{H1} e I_{L1} son los bits más significativos de I_H e I_L respectivamente; I_{H2} e I_{L6} son los bits menos significativos de I_H e I_L respectivamente.

1.5 Descripción funcional del decodificador MICDA-SB

La figura 6/G.722 es un diagrama de bloques del decodificador MICDA-SB. En los § 1.5.1 a 1.5.4 se da una descripción funcional de cada bloque.

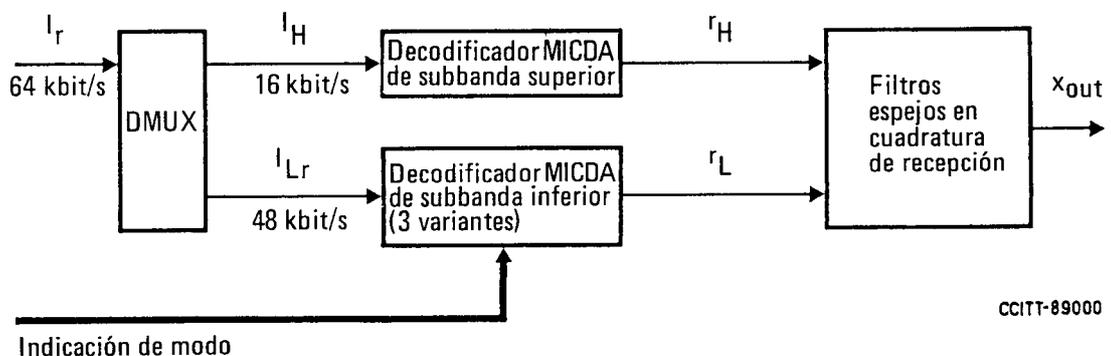


FIGURA 6/G.722
Diagrama de bloques del decodificador MICDA-SB

1.5.1 Demultiplexor

El demultiplexor (DMUX) descompone la señal de 64 kbit/s recibida con formato octeto, I_r , en dos señales, I_{Lr} e I_{Hr} , que forman las entradas de palabra de código a los decodificadores MICDA de las subbandas inferior y superior, respectivamente.

1.5.2 Decodificador MICDA de subbanda inferior

La figura 7/G.722 es un diagrama de bloques del decodificador MICDA de subbanda inferior. Este decodificador puede funcionar en cualquiera de tres posibles variantes, según la indicación recibida del modo de funcionamiento.

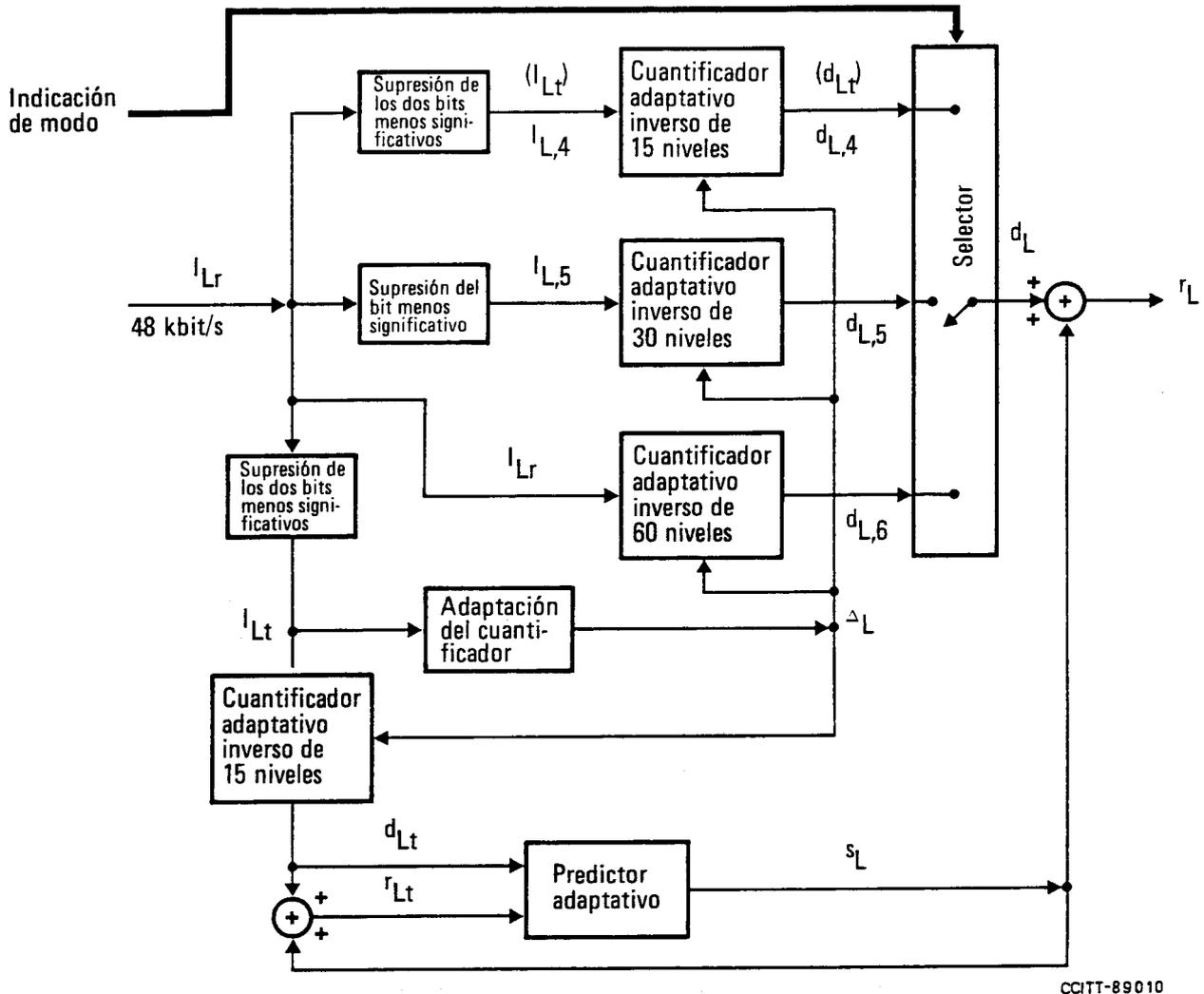


FIGURA 7/G.722

Diagrama de bloques del decodificador MICDA de subbanda inferior

El trayecto que produce la estimación, s_L , de la señal de entrada, incluida la adaptación del cuantificador, es idéntico a la parte realimentación del codificador MICDA de subbanda inferior descrito en el § 1.4.2. La señal reconstruida, r_L , se produce sumando a la estimación de la señal una de las tres posibles señales diferencia cuantificadas, $d_{L,6}$, $d_{L,5}$ o $d_{L,4}$ ($= d_{Lt}$ - véase la nota), seleccionada según la indicación recibida del modo de funcionamiento. Para cada indicación, el cuadro 2/G.722 muestra la señal diferencia cuantificada seleccionada, el cuantificador adaptativo inverso utilizado y el número de bits menos significativos suprimidos de la palabra código de entrada.

Variantes del decodificador MICDA de subbanda inferior

| Indicación recibida del modo de funcionamiento | Señal diferencia cuantificada seleccionada | Cuantificador adaptativo inverso utilizado | Número de bits menos significativos suprimidos de la palabra código de entrada I_{Lr} |
|--|--|--|---|
| Modo 1 | $d_{L,6}$ | 60 niveles | 0 |
| Modo 2 | $d_{L,5}$ | 30 niveles | 1 |
| Modo 3 | $d_{L,4}$ | 15 niveles | 2 |

Nota – Para mayor claridad, en la parte superior de la figura 7/G.722 se han indicado los tres cuantificadores inversos. En una realización optimizada, la señal $d_{L,t}$, producida en el bucle del predictor, podría sustituirse por $d_{L,4}$.

1.5.3 *Decodificador MICDA de subbanda superior*

La figura 8/G.722 es un diagrama de bloques del decodificador MICDA de subbanda superior. Este decodificador es idéntico a la parte realimentación del codificador MICDA de subbanda superior descrito en el § 1.4.3, siendo la salida la señal reconstruida, r_H .

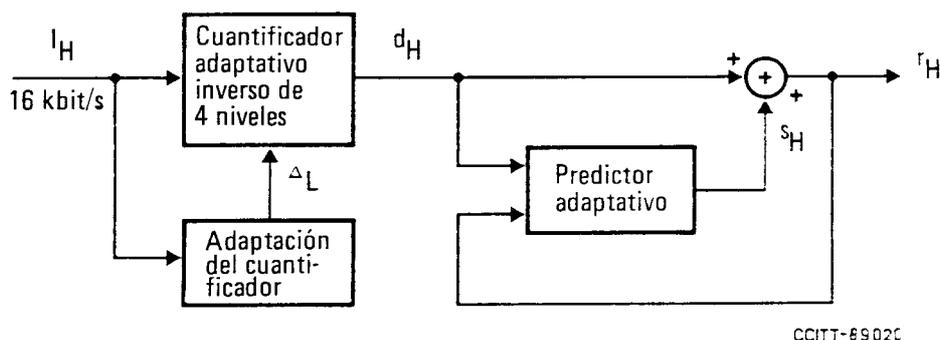


FIGURA 8/G.722

Diagrama de bloques del decodificador MICDA de subbanda superior

1.5.4 *Filtros espejos en cuadratura (FEC) de recepción*

Los FEC de recepción representados en la figura 6/G.722 son dos filtros digitales no recursivos de fase lineal que interpolan las salidas, r_L y r_H , de los decodificadores MICDA de las subbandas inferior y superior, de 8 kHz a 16 kHz, y que producen entonces una salida, x_{out} , muestreada a 16 kHz, que constituye la entrada a las partes audio de recepción.

Si se excluyen los procesos de codificación MICDA, la combinación de los FEC de emisión y de recepción tiene una respuesta impulsional que corresponde, con un buen grado de aproximación, a un retardo simple, en tanto que, al mismo tiempo, se anulan los efectos de la solape asociados al submuestreo a 8 kHz.

1.6 *Requisitos de temporización*

La red deberá proporcionar al decodificador la temporización de bits a 64 kHz y la temporización de octetos a 8 kHz.

Para un funcionamiento correcto del sistema de codificación audio, la precisión de las frecuencias de muestreo de 16 kHz de los convertidores A/D y D/A debe ser mejor que $\pm 50 \cdot 10^{-6}$.

2 Características de transmisión

2.1 Características de los puertos audio y de los puntos de prueba

La figura 2/G.722 indica los puertos audio de entrada y de salida y los puntos de prueba (A y B). Corresponde al diseñador determinar las características de los puertos audio y de los puntos de prueba (es decir, los niveles relativos, las impedancias, simétricas o asimétricas). El micrófono, el preamplificador, el amplificador de potencia y el altavoz deben elegirse con arreglo a las especificaciones de las partes audio: en particular, su anchura de banda nominal, ruido en reposo y distorsión.

Se sugiere una impedancia de entrada alta y una impedancia de salida baja para una terminación asimétrica, en tanto que para una terminación simétrica estas impedancias debieran ser de 600 ohmios. Sin embargo, las partes audio deben cumplir todas las especificaciones de partes audio para sus respectivas condiciones de impedancia de entrada y de salida.

2.2 Capacidad de carga

La capacidad de carga para los convertidores de analógico a digital y de digital a analógico debe ser de $+9 \text{ dBm}_0 \pm 0,3 \text{ dB}$. Esto presupone el mismo nivel vocal nominal (véase la Recomendación G.232) que para la MIC a 64 kbit/s, pero con un margen más amplio para el nivel máximo de señal que probablemente será necesario en configuraciones de conferencia. El método para la determinación de la capacidad de carga se halla en estudio.

2.3 Frecuencia nominal de referencia

Cuando se indique a continuación una frecuencia nominal de referencia de 1000 Hz, la frecuencia real elegida deberá ser la de 1020 Hz. El margen de tolerancia en frecuencia debería ser de $+2$ a -7 Hz.

2.4 Características de transmisión del códec audio (7 kHz) a 64 kbit/s

Los valores y límites especificados a continuación deben cumplirse con un codificador y un decodificador audio (7 kHz) a 64 kbit/s adosados. Por razones prácticas, las medidas pueden realizarse en una configuración en bucle como la que se muestra en la parte a) de la figura 9/G.722. Sin embargo, esta configuración en bucle sólo está destinada a simular una situación real en la que el codificador y el decodificador están situados en los dos extremos de una conexión.

Estos límites se aplican al funcionamiento en el modo 1.

2.4.1 Anchura de banda nominal

La anchura de banda nominal entre puntos a 3 dB es de 50 a 7000 Hz.

2.4.2 Distorsión de atenuación en función de la frecuencia

Las variaciones de la atenuación con la frecuencia deben cumplir los límites indicados en la plantilla de la figura 10/G.722. La frecuencia nominal de referencia es de 1000 Hz y el nivel de prueba de -10 dBm_0 .

2.4.3 Retardo de grupo absoluto

El retardo de grupo absoluto, definido como el mínimo retardo de grupo para una señal sinusoidal de una frecuencia comprendida entre 50 y 7000 Hz, no debe ser superior a 4 ms. El nivel de prueba es de -10 dBm_0 .

2.4.4 Ruido en reposo

La potencia de ruido no ponderado medida en la gama de frecuencias de 50 a 7000 Hz sin señal aplicada en el puerto de entrada (punto de prueba A) no debe pasar de -66 dBm_0 . Cuando se mide en la gama de frecuencias de 50 Hz a 20 kHz, la potencia de ruido no ponderado no debe pasar de -60 dBm_0 .

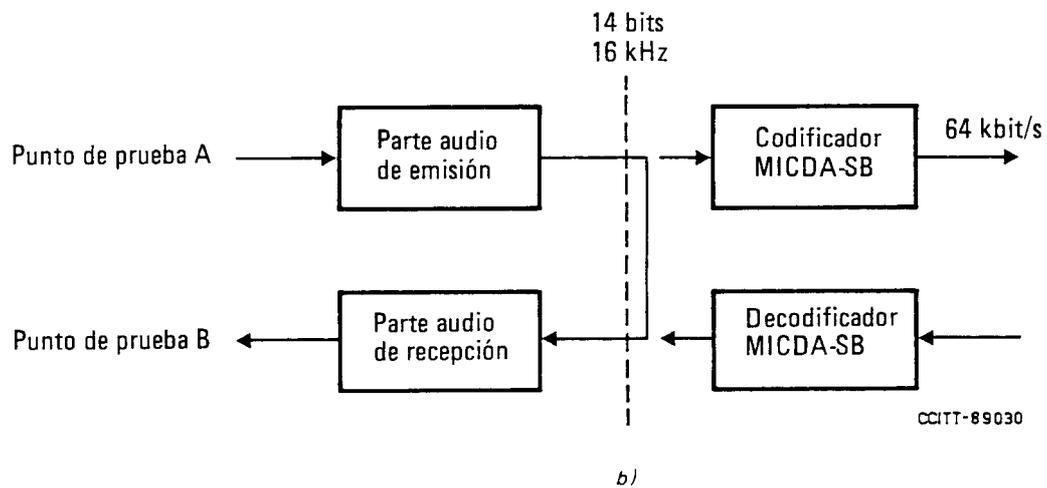
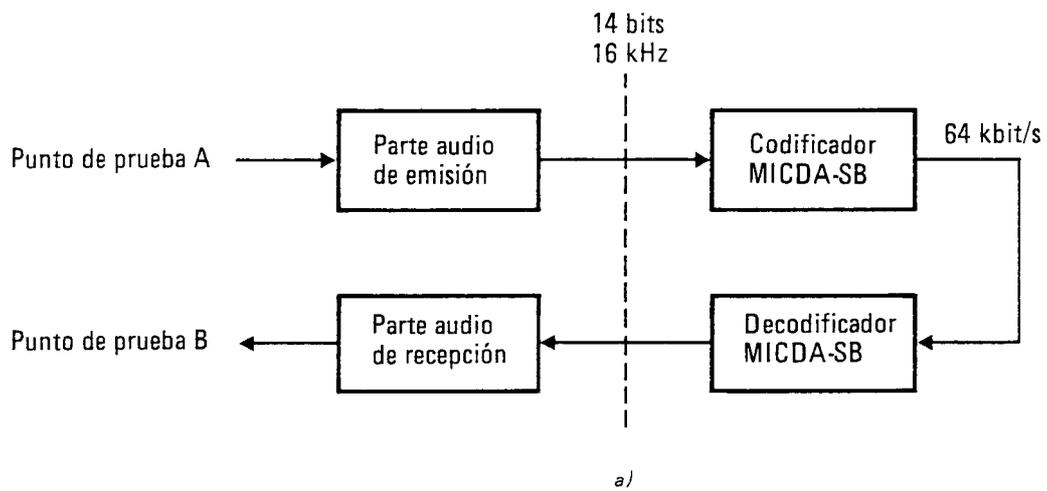


FIGURA 9/G.722
Configuraciones de medidas en bucle

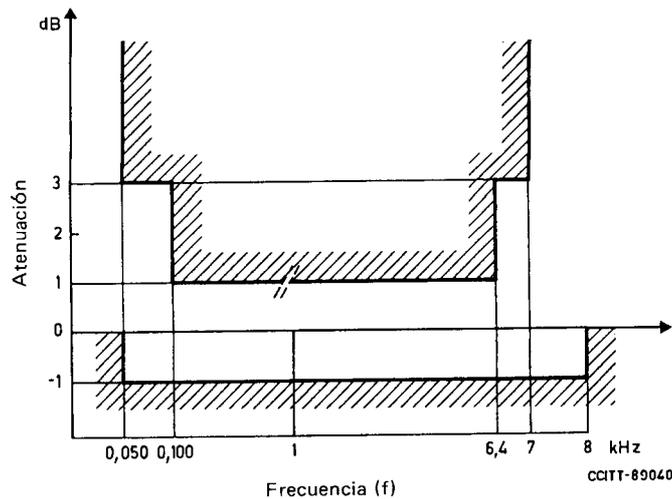


FIGURA 10/G.722

Distorsión de atenuación en función de la frecuencia

2.4.5 *Ruido a una sola frecuencia*

El nivel de cualquier señal de una sola frecuencia (en particular 8000 Hz, la frecuencia de muestreo y sus múltiplos) medido selectivamente sin señal aplicada en el puerto de entrada (punto de prueba A) no debe pasar de -70 dBm0.

2.4.6 *Relación señal/distorsión total*

En estudio.

2.5 *Características de transmisión de las partes audio*

Cuando las mediciones indicadas a continuación para las partes audio se efectúan entre los puntos audio, debe utilizarse una configuración en bucle como la indicada en la parte b) de la figura 9/G.722. Las partes audio deben también cumplir las especificaciones del § 2.4 con la configuración de medidas de la parte b) de la figura 9/G.722.

2.5.1 *Característica de atenuación en función de la frecuencia del filtro antisolape de entrada*

La característica de atenuación en función de la frecuencia dentro de banda y fuera de banda del filtro antisolape de entrada, debería satisfacer los límites de la plantilla de la figura 11/G.722. La frecuencia nominal de referencia es de 1000 Hz y el nivel de prueba de la característica dentro de banda -10 dBm0. Deben efectuarse las medidas apropiadas para comprobar la característica fuera de banda teniendo en cuenta la distorsión por solape debida al muestreo a 16 kHz.

2.5.2 *Característica de atenuación en función de la frecuencia del filtro de reconstrucción de salida*

La característica de atenuación en función de la frecuencia dentro de banda y fuera de banda del filtro de reconstrucción de salida, debería satisfacer los límites de la plantilla de la figura 12/G.722. La frecuencia nominal de referencia es de 1000 Hz y el nivel de prueba para la característica dentro de banda -10 dBm0. Deben efectuarse las medidas apropiadas para comprobar la característica fuera de banda teniendo en cuenta la distorsión por solape debida al muestreo a 16 kHz. La plantilla de la figura 12/G.722 es válida para la totalidad de la parte audio en recepción, incluida toda posible distorsión debida a la modulación de amplitud de los impulsos, así como la corrección $x/\sin x$.

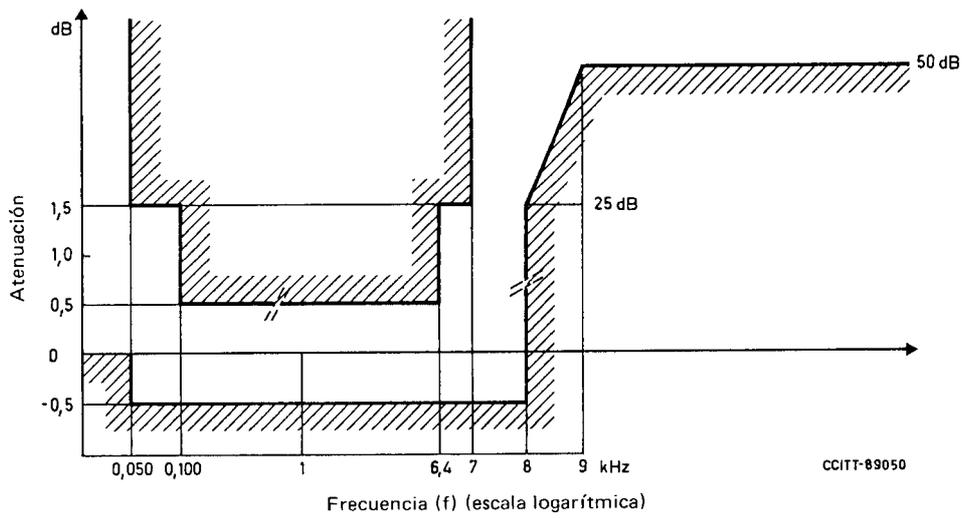


FIGURA 11/G.722
 Característica de atenuación en función de la frecuencia
 del filtro antisolape de entrada

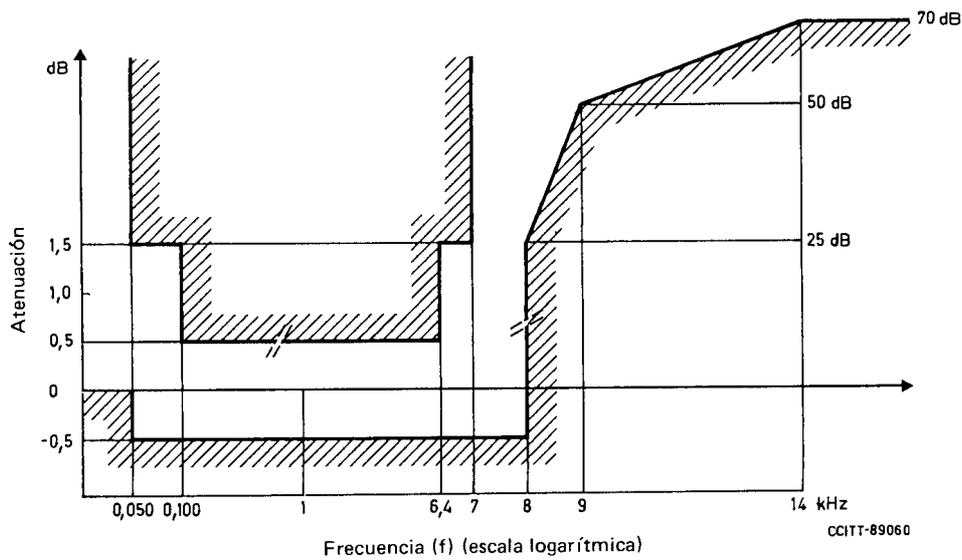


FIGURA 12/G.722
 Característica de atenuación en función de la frecuencia del filtro
 de reconstrucción de salida (incluye la corrección $x/\text{sen } x$)

2.5.3 *Distorsión por retardo de grupo en función de la frecuencia*

La distorsión por retardo de grupo, tomando como referencia el mínimo valor de retardo de grupo, debe satisfacer los límites de la plantilla de la figura 13/G.722.

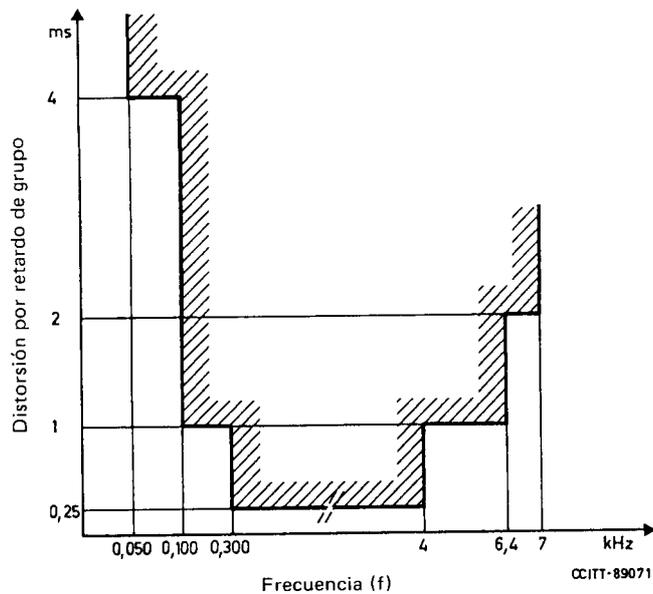


FIGURA 13/G.722

Distorsión por retardo de grupo en función de la frecuencia

2.5.4 *Ruido en reposo de la parte audio de recepción*

La potencia de ruido no ponderado de la parte audio de recepción medida en la gama de frecuencias de 50 a 7000 Hz con una señal todos ceros de 14 bits aplicada a su entrada no debe pasar de -75 dBm0.

2.5.5 *Relación señal/distorsión total en función del nivel de entrada*

Con una señal sinusoidal cuya frecuencia excluya las relaciones armónicas simples de la frecuencia de muestreo de 16 kHz, aplicada al punto de prueba A, la relación señal/potencia de distorsión total en función del nivel de entrada medida sin ponderación en la gama de frecuencias de 50 a 7000 Hz en el punto de prueba B, debería satisfacer los límites de la plantilla de la figura 14/G.722. Deben realizarse dos medidas, una, a una frecuencia de aproximadamente 1 kHz, y la otra a una frecuencia de unos 6 kHz.

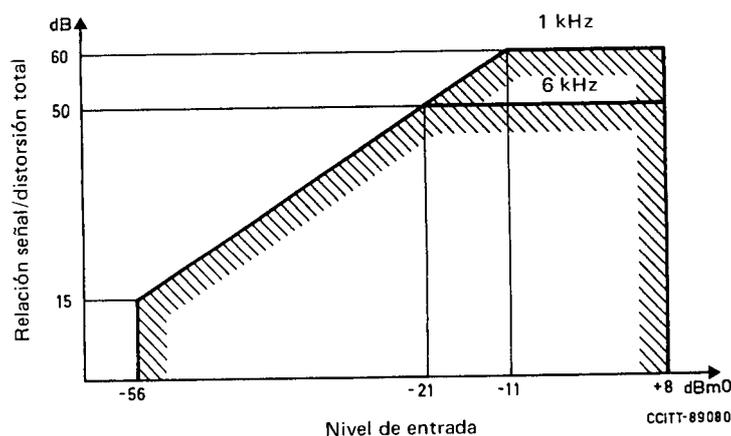


FIGURA 14/G.722

Relación señal/distorsión total en función del nivel de entrada

2.5.6 Relación señal/distorsión total en función de la frecuencia

Con una señal sinusoidal de un nivel de -10 dBm0 aplicada al punto de prueba A, la relación señal/potencia de distorsión total en función de la frecuencia, medida con ponderación en la gama de frecuencias de 50 a 7000 Hz en el punto de prueba B, debería satisfacer los límites de la plantilla de la figura 15/G.722.

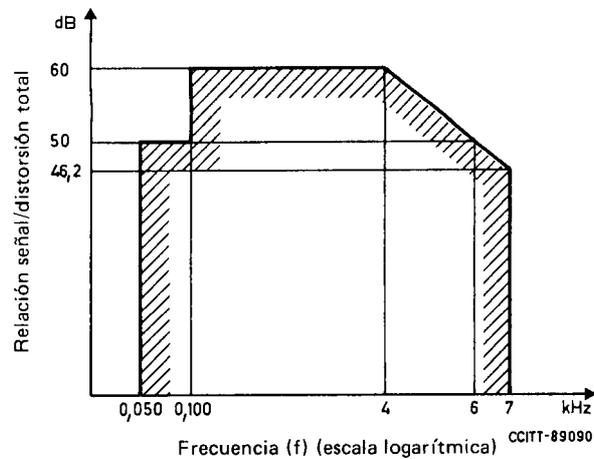


FIGURA 15/G.722

Relación señal/distorsión total en función de la frecuencia

2.5.7 Variación de la ganancia con el nivel de entrada

Con una señal sinusoidal a la frecuencia nominal de referencia de 1000 Hz excluyendo los submúltiplos de la frecuencia de muestreo de 16 kHz, aplicada al punto de prueba A, la variación de la ganancia en función del nivel de entrada con relación a la ganancia para un nivel de entrada de -10 dBm0, medida selectivamente en el punto de prueba B, debe satisfacer los límites de la figura 16/G.722.

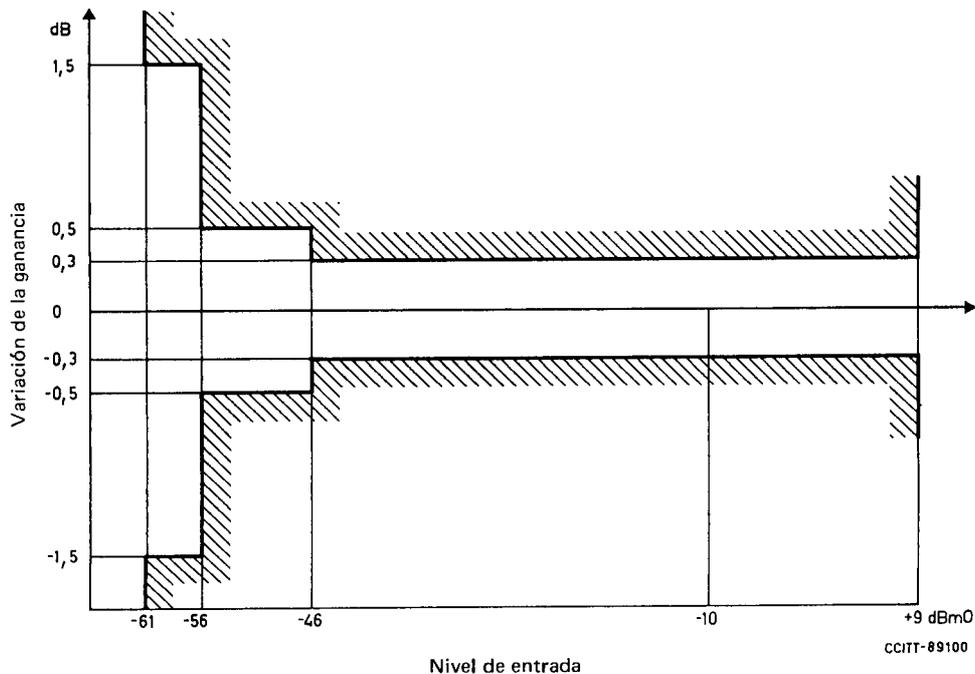


FIGURA 16/G.722

Variación de la ganancia con el nivel de entrada

2.5.8 Intermodulación

En estudio.

2.5.9 Diafonía entre los sentidos de ida y retorno

La diafonía causada por el sentido emisión al sentido recepción debe ser tal que, con una señal sinusoidal de cualquier frecuencia de la gama de 50 a 7000 Hz y un nivel de +6 dBm0 aplicada al punto de prueba A, el nivel de diafonía medido selectivamente en el punto de prueba B no debe ser superior a -64 dBm0. La medida debería efectuarse con una señal digital todos ceros de 14 bits aplicada a la entrada de la parte audio de recepción.

La diafonía causada por el sentido recepción al sentido emisión debe ser tal que, con una señal sinusoidal simulada digitalmente de cualquier frecuencia de la gama de 50 a 7000 Hz y un nivel de +6 dBm0, aplicada a la entrada de la parte audio de recepción, el nivel de diafonía medido selectivamente y realizando la medida digitalmente a la salida de la parte audio de emisión no debe pasar de -64 dBm0. La medida debe efectuarse sin ninguna señal aplicada al punto de prueba A, pero con el punto de prueba correctamente terminado.

2.6 Transcodificación hacia la MIC a 64 kbit/s y viceversa

Por razones de compatibilidad con la MIC a 64 kbit/s, la transcodificación entre la codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s y la MIC a 64 kbit/s debe tener en cuenta las especificaciones pertinentes de las Recomendaciones G.712, G.713 y G.714. Cuando la señal audio debe oírse a través de un altavoz, pueden ser necesarias especificaciones más rigurosas. En el apéndice I puede encontrarse más información.

3 Principio del funcionamiento del codificador MICDA-SB

La figura 3/G.722 presenta un diagrama de bloques del codificador MICDA-SB. En las figuras 4/G.722 y 5/G.722 se presentan diagramas de bloques de los codificadores MICDA de las subbandas inferior y superior, respectivamente.

Las principales variables utilizadas en las descripciones de los § 3 y 4 se resumen en el cuadro 3/G.722. En estas descripciones, el índice (j) indica un valor correspondiente al intervalo de muestreo a 16 kHz en curso, el índice ($j - 1$) un valor correspondiente al intervalo de muestreo a 16 kHz precedente, el índice (n) un valor correspondiente al intervalo de muestreo a 8 kHz en curso, y el índice ($n - 1$) un valor correspondiente al intervalo de muestreo a 8 kHz precedente. No se utilizan índices para las variables internas, es decir, las que sólo se emplean dentro de los distintos bloques de cálculo.

3.1 Filtro espejo en cuadratura (FEC) de emisión

Se utiliza un FEC de 24 coeficientes para calcular las componentes de señal de las subbandas inferior y superior. Los valores de los coeficientes del FEC, h_i , se indican en el cuadro 4/G.722.

Las variables de salida $x_L(n)$ y $x_H(n)$, se calculan del siguiente modo:

$$x_L(n) = x_A + x_B \quad (3-1)$$

$$x_H(n) = x_A - x_B \quad (3-2)$$

$$x_A = \sum_{i=0}^{11} h_{2i} \cdot x_{in}(j-2i) \quad (3-3)$$

$$x_B = \sum_{i=0}^{11} h_{2i+1} \cdot x_{in}(j-2i-1) \quad (3-4)$$

3.2 Cálculo de la señal diferencia

Las señales diferencia, $e_L(n)$ y $e_H(n)$, se calculan sustrayendo los valores predichos, $s_L(n)$ y $s_H(n)$, de los valores de entrada de las subbandas inferior y superior, $x_L(n)$ y $x_H(n)$:

$$e_L(n) = x_L(n) - s_L(n) \quad (3-5)$$

$$e_H(n) = x_H(n) - s_H(n) \quad (3-6)$$

Variables utilizadas en las descripciones del funcionamiento del codificador y del decodificador MICDA-SB

| Variable | Descripción |
|----------------------|---|
| x_{in} | Valor de entrada (representación uniforme) |
| x_L, x_H | Señales de salida de los FEC |
| S_{Lp}, S_{Hp} | Señales de salida del predictor de polos |
| $a_{L,i}, a_{H,i}$ | Coefficientes del predictor de polos |
| r_L, r_{Lt}, r_H | Señales reconstruidas (no truncadas y truncadas) |
| $b_{L,i}, b_{H,i}$ | Coefficientes del predictor de ceros |
| d_L, d_{Lt}, d_H | Señales diferencia cuantificadas (no truncadas y truncadas) |
| s_{Lz}, s_{Hz} | Señales de salida del predictor de ceros |
| s_L, s_H | Señales de salida del predictor |
| e_L, e_H | Señales diferencia a cuantificar |
| ∇_L, ∇_H | Factores de escala logarítmicos del cuantificador |
| Δ_L, Δ_H | Factores de escala lineales del cuantificador |
| I_L, I_{Lt}, I_H | Palabras código (no truncadas y truncadas) |
| p_{Lt}, p_H | Señales parcialmente reconstruidas |
| I_{Lr} | Palabra código de subbanda inferior recibida |
| x_{out} | Valor de salida (uniforme) |

Nota – No se indican las variables utilizadas exclusivamente en una sección. Los subíndices L y H denotan valores de la subbanda inferior y de la subbanda superior, respectivamente. El subíndice Lt denota valores generados a partir de la palabra código de 4 bits truncada, por oposición a las palabras código de 6 bits no truncadas (codificador) o de 6, 5 ó 4 bits (decodificador).

Valores de los coeficientes de las FEC de emisión y de recepción

| | |
|------------------|---------------|
| h_0, h_{23} | 0,366211E-03 |
| h_1, h_{22} | -0,134277E-02 |
| h_2, h_{21} | -0,134277E-02 |
| h_3, h_{20} | 0,646973E-02 |
| h_4, h_{19} | 0,146484E-02 |
| h_5, h_{18} | -0,190430E-01 |
| h_6, h_{17} | 0,390625E-02 |
| h_7, h_{16} | 0,441895E-01 |
| h_8, h_{15} | -0,256348E-01 |
| h_9, h_{14} | -0,982666E-01 |
| h_{10}, h_{13} | 0,116089E+00 |
| h_{11}, h_{12} | 0,473145E+00 |

3.3 Cuantificador adaptativo

Las señales diferencia, $e_L(n)$ y $e_H(n)$ se cuantifican con seis y dos bits para las subbandas inferior y superior, respectivamente. Los cuadros 5/G.722 y 6/G.722 dan los niveles de decisión y los códigos de salida para los cuantificadores de seis y de dos bits, respectivamente. En dichos cuadros sólo se indican los niveles de decisión positivos, pudiendo determinarse por simetría los niveles negativos. m_L y m_H son índices para los intervalos del cuantificador. Los límites de intervalo, $LL6$, $LU6$, HL y HU se determinan a escala mediante los factores de escala $\Delta_L(n)$ y $\Delta_H(n)$ calculados (véase el § 3.5). Los índices, m_L y m_H , se determinan entonces de manera que satisfagan las siguientes ecuaciones:

$$LL6(m_L) \cdot \Delta_L(n) \leq e_L(n) < LU6(m_L) \cdot \Delta_L(n) \quad (3-7)$$

$$HL(m_H) \cdot \Delta_H(n) \leq e_H(n) < HU(m_H) \cdot \Delta_H(n) \quad (3-8)$$

para las subbandas inferior y superior, respectivamente.

Los códigos de salida, ILN e IHN , representan intervalos negativos, en tanto que los códigos de salida, ILP e IHP , representan intervalos positivos. Los códigos de salida $I_L(n)$ e $I_H(n)$ vienen dados entonces por:

$$I_L(n) = \begin{cases} ILP(m_L), & \text{para } e_L(n) \geq 0 \\ ILN(m_L), & \text{para } e_L(n) < 0 \end{cases} \quad (3-9)$$

$$I_H(n) = \begin{cases} IHP(m_H), & \text{para } e_H(n) \geq 0 \\ IHN(m_H), & \text{para } e_H(n) < 0 \end{cases} \quad (3-10)$$

para las subbandas inferior y superior, respectivamente.

CUADRO 5/G.722

Niveles de decisión y códigos de salida del cuantificador de subbanda inferior de seis bits

| m _L | LL6 | LU6 | ILN | ILP |
|----------------|---------|---------|--------|--------|
| 1 | 0,00000 | 0,06817 | 111111 | 111101 |
| 2 | 0,06817 | 0,14103 | 111110 | 111100 |
| 3 | 0,14103 | 0,21389 | 011111 | 111011 |
| 4 | 0,21389 | 0,29212 | 011110 | 111010 |
| 5 | 0,29212 | 0,37035 | 011101 | 111001 |
| 6 | 0,37035 | 0,45482 | 011100 | 111000 |
| 7 | 0,45482 | 0,53929 | 011011 | 110111 |
| 8 | 0,53929 | 0,63107 | 011010 | 110110 |
| 9 | 0,63107 | 0,72286 | 011001 | 110101 |
| 10 | 0,72286 | 0,82335 | 011000 | 110100 |
| 11 | 0,82335 | 0,92383 | 010111 | 110011 |
| 12 | 0,92383 | 1,03485 | 010110 | 110010 |
| 13 | 1,03485 | 1,14587 | 010101 | 110001 |
| 14 | 1,14587 | 1,26989 | 010100 | 110000 |
| 15 | 1,26989 | 1,39391 | 010011 | 101111 |
| 16 | 1,39391 | 1,53439 | 010010 | 101110 |
| 17 | 1,53439 | 1,67486 | 010001 | 101101 |
| 18 | 1,67486 | 1,83683 | 010000 | 101100 |
| 19 | 1,83683 | 1,99880 | 001111 | 101011 |
| 20 | 1,99880 | 2,19006 | 001110 | 101010 |
| 21 | 2,19006 | 2,38131 | 001101 | 101001 |
| 22 | 2,38131 | 2,61482 | 001100 | 101000 |
| 23 | 2,61482 | 2,84833 | 001011 | 100111 |
| 24 | 2,84833 | 3,14822 | 001010 | 100110 |
| 25 | 3,14822 | 3,44811 | 001001 | 100101 |
| 26 | 3,44811 | 3,86796 | 001000 | 100100 |
| 27 | 3,86796 | 4,28782 | 000111 | 100011 |
| 28 | 4,28782 | 4,99498 | 000110 | 100010 |
| 29 | 4,99498 | 5,70214 | 000101 | 100001 |
| 30 | 5,70214 | ∞ | 000100 | 100000 |

Nota – Si una palabra código transmitida para la señal de subbanda inferior se ha transformado, por errores de transmisión, en una de las cuatro palabras código suprimidas “0000XX”, la palabra código recibida se pone a “111111”.

CUADRO 6/G.722

Niveles de decisión y códigos de salida del cuantificador de subbanda superior de dos bits

| m _H | HL | HH | IHN | IHP |
|----------------|---------|---------|-----|-----|
| 1 | 0 | 1,10156 | 01 | 11 |
| 2 | 1,10156 | ∞ | 00 | 10 |

3.4 Cuantificadores adaptativos inversos

3.4.1 Cuantificador adaptativo inverso del codificador MICDA de subbanda inferior

El código de salida de subbanda inferior, $I_L(n)$, se trunca suprimiéndole dos bits para producir $I_{L_t}(n)$. La palabra código de cuatro bits, $I_{L_t}(n)$, se convierte en la señal diferencia cuantificada truncada, $d_{L_t}(n)$, utilizando los valores de salida $QL4^{-1}$ del cuadro 7/G.722 tras aplicar el factor de escala $\Delta_L(n)$:

$$d_{L_t}(n) = QL4^{-1}[I_{L_t}(n)] \cdot \Delta_L(n) \cdot \text{sgn}[I_{L_t}(n)] \quad (3-11)$$

donde $\text{sgn}[I_{L_t}(n)]$ se deriva del signo de $e_L(n)$ definido en la ecuación (3-9).

Existe una relación de correspondencia única, que se muestra en el cuadro 7/G.722, entre cuatro intervalos adyacentes del cuantificador de seis bits, y los valores de salida $QL4^{-1}$. La determinación de $QL4^{-1}[I_{L_t}(n)]$ se hace en dos pasos: primero se determina el índice del intervalo del cuantificador, m_L , correspondiente a $I_L(n)$ según el cuadro 5/G.722, y luego se determina $QL4^{-1}(m_L)$ por referencia al cuadro 7/G.722.

CUADRO 7/G.722

Valores de salida y multiplicadores de los cuantificadores inversos de subbanda inferior de seis, cinco y cuatro bits

| m_L | $QL6^{-1}$ | $QL5^{-1}$ | $QL4^{-1}$ | W_L |
|-------|------------|------------|------------|----------|
| 1 | 0,03409 | 0,06817 | 0,0000 | -0,02930 |
| 2 | 0,10460 | | | |
| 3 | 0,17746 | 0,21389 | | |
| 4 | 0,25300 | | 0,29212 | -0,01465 |
| 5 | 0,33124 | 0,37035 | | |
| 6 | 0,41259 | | | |
| 7 | 0,49706 | 0,53929 | | |
| 8 | 0,58518 | | 0,63107 | 0,02832 |
| 9 | 0,67697 | 0,72286 | | |
| 10 | 0,77310 | | | |
| 11 | 0,87359 | 0,92383 | | |
| 12 | 0,97934 | | 1,03485 | 0,08398 |
| 13 | 1,09036 | 1,14587 | | |
| 14 | 1,20788 | | | |
| 15 | 1,33191 | 1,39391 | | |
| 16 | 1,46415 | | 1,53439 | 0,16309 |
| 17 | 1,60462 | 1,67486 | | |
| 18 | 1,75585 | | | |
| 19 | 1,91782 | 1,99880 | | |
| 20 | 2,09443 | | 2,19006 | 0,26270 |
| 21 | 2,28568 | 2,38131 | | |
| 22 | 2,49806 | | | |
| 23 | 2,73157 | 2,84833 | | |
| 24 | 2,99827 | | 3,14822 | 0,58496 |
| 25 | 3,29816 | 3,44811 | | |
| 26 | 3,65804 | | | |
| 27 | 4,07789 | 4,28782 | | |
| 28 | 4,64140 | | 4,99498 | 1,48535 |
| 29 | 5,34856 | 5,70214 | | |
| 30 | 6,05572 | | | |

3.4.2 Cuantificador adaptativo inverso del codificador MICDA de subbanda superior

El código de salida de subbanda superior, $I_H(n)$ se convierte en la señal diferencia cuantificada, $d_H(n)$, utilizando los valores de salida $Q2^{-1}$ del cuadro 8/G.722 tras aplicar el factor de escala, $\Delta_H(n)$:

$$d_H(n) = Q2^{-1}[I_H(n)] \cdot \Delta_H(n) \cdot \text{sgn}[I_H(n)] \quad (3-12)$$

donde $\text{sgn}[I_H(n)]$ se deriva del signo de $e_H(n)$ definido en la ecuación (3-10) y $Q2^{-1}[I_H(n)]$ se determina en dos pasos: primero se determina el índice del intervalo del cuantificador, m_H , correspondiente a $I_H(n)$ según el cuadro 6/G.722 y luego $Q2^{-1}(m_H)$ por referencia al cuadro 8/G.722.

CUADRO 8/G.722

Valores de salida y multiplicadores del cuantificador de subbanda superior de dos bits

| m_H | $Q2^{-1}$ | W_H |
|-------|-----------|----------|
| 1 | 0,39453 | -0,10449 |
| 2 | 1,80859 | -0,38965 |

3.5 Adaptación del cuantificador

Este bloque define $\Delta_L(n)$ y $\Delta_H(n)$, los factores de escala para los cuantificadores de las subbandas inferior y superior. Los factores de escala se actualizan en el dominio logarítmico y se convierten después a una representación lineal. Para la subbanda inferior, la entrada es $I_L(n)$ y la palabra de código truncada guardando los cuatro bits más significativos. Para la subbanda superior, se utiliza directamente la salida del cuantificador de dos bits $I_H(n)$.

Primeramente se actualizan los factores de escala logarítmicos, $\Delta_L(n)$ y $\Delta_H(n)$ como sigue:

$$\nabla_L(n) = \beta \cdot \nabla_L(n-1) + W_L[I_L(n-1)] \quad (3-13)$$

$$\nabla_H(n) = \beta \cdot \nabla_H(n-1) + W_H[I_H(n-1)] \quad (3-14)$$

donde $W_L(\cdot)$ y $W_H(\cdot)$ son los multiplicadores de los factores de escala logarítmicos indicados en los cuadros 7/G.722 y 8/G.722, y β es una constante de fuga igual a 127/128.

Después, los factores de escala logarítmicos se limitan con arreglo a:

$$0 \leq \nabla_L(n) \leq 9 \quad (3-15)$$

$$0 \leq \nabla_H(n) \leq 11 \quad (3-16)$$

Por último se calculan los factores de escala lineales a partir de los factores de escala logarítmicos, utilizando una aproximación de la función \log_2 inversa:

$$\Delta_L(n) = 2[\nabla_L(n) + 2] \cdot \Delta_{min} \quad (3-17)$$

$$\Delta_H(n) = 2\nabla_H(n) \cdot \Delta_{min} \quad (3-18)$$

donde Δ_{min} es igual a la mitad del tamaño del escalón de cuantificación del convertidor de analógico a digital de 14 bits.

3.6 Predicción adaptativa

3.6.1 Cálculo de los valores predichos

Los predictores adaptativos calculan valores de señal predichos, $s_L(n)$ y $s_H(n)$, para las subbandas inferior y superior respectivamente.

Cada predictor adaptativo comprende dos secciones: una sección de segundo orden que modela polos, y una sección de sexto orden que modela ceros en la señal de entrada.

Las secciones de polos de segundo orden (coeficientes $a_{L,i}$ y $a_{H,i}$) utilizan las señales reconstruidas cuantificadas, $r_{L_t}(n)$ y $r_H(n)$ para la predicción. Las secciones de ceros de sexto orden (coeficientes $b_{L,i}$ y $b_{H,i}$) utilizan las señales diferencia cuantificadas, $d_{L_t}(n)$ y $d_H(n)$. Las señales predichas basadas en ceros, $s_{L_z}(n)$ y $s_{H_z}(n)$, se emplean también para calcular señales parcialmente reconstruidas como se indica en el § 3.6.2.

En primer lugar, las salidas de las secciones de polos se calculan como sigue:

$$s_{Lp} = \sum_{i=1}^2 a_{L,i}(n-1) \cdot r_{L_t}(n-i) \quad (3-19)$$

$$s_{Hp} = \sum_{i=1}^2 a_{H,i}(n-1) \cdot r_H(n-i) \quad (3-20)$$

Análogamente, las salidas de las secciones de ceros se calculan como sigue:

$$s_{Lz}(n) = \sum_{i=1}^6 b_{L,i}(n-1) \cdot d_{L_t}(n-i) \quad (3-21)$$

$$s_{Hz}(n) = \sum_{i=1}^6 b_{H,i}(n-1) \cdot d_H(n-i) \quad (3-22)$$

Se suman luego los valores predichos intermedios para obtener los valores de señal predichos:

$$s_L(n) = s_{Lp} + s_{Lz}(n) \quad (3-23)$$

$$s_H(n) = s_{Hp} + s_{Hz}(n) \quad (3-24)$$

3.6.2 Cálculo de la señales reconstruidas

Las señales reconstruidas cuantificadas, $r_{L_t}(n)$ y $r_H(n)$, se calculan como sigue:

$$r_{L_t}(n) = s_L(n) + d_{L_t}(n) \quad (3-25)$$

$$r_H(n) = s_H(n) + d_H(n) \quad (3-26)$$

Se calculan luego las señales parcialmente reconstruidas, $p_{L_t}(n)$ y $p_H(n)$, utilizadas para la adaptación de secciones de polos:

$$p_{L_t}(n) = d_{L_t}(n) + s_{Lz}(n) \quad (3-27)$$

$$p_H(n) = d_H(n) + s_{Hz}(n) \quad (3-28)$$

3.6.3 Adaptación de secciones de polos

La sección de polos de segundo orden se adapta actualizando los coeficientes, $a_{L,1}$, $a_{L,2}$, $a_{H,1}$, $a_{H,2}$, mediante un algoritmo de gradiente simplificado:

$$a_{L,1}(n) = (1 - 2^{-8})a_{L,1}(n-1) + 3 \cdot 2^{-8} \cdot p_A \quad (3-29)$$

$$a_{L,2}(n) = (1 - 2^{-7})a_{L,2}(n-1) + 2^{-7} \cdot p_B - 2^{-7} \cdot f \cdot p_A \quad (3-30)$$

donde

$$p_A = \text{sgn}2[p_{L_t}(n)] \cdot \text{sgn}2[p_{L_t}(n-1)] \quad (3-31)$$

$$p_B = \text{sgn}2[p_{L_t}(n)] \cdot \text{sgn}2[p_{L_t}(n-2)] \quad (3-32)$$

con

$$\text{sgn}2(q) = \begin{cases} +1, & \text{para } q \geq 0 \\ -1, & \text{para } q < 0 \end{cases} \quad (3-33)$$

y

$$f = \begin{cases} 4a_{L,1}(n-1), & \text{para } |a_{L,1}| \leq 1/2 \\ 2\text{sgn}[a_{L,1}(n-1)], & \text{para } |a_{L,1}| > 1/2 \end{cases} \quad (3-34)$$

Se imponen luego las siguientes restricciones relativas a la estabilidad:

$$|a_{L,2}| \leq 0,75 \quad (3-35)$$

$$|a_{L,1}| \leq 1 - 2^{-4} - a_{L,2} \quad (3-36)$$

$a_{H,1}(n)$ y $a_{H,2}(n)$ se calculan análogamente, sustituyendo $a_{L,1}(n)$, $a_{L,2}(n)$ y $p_{L_t}(n)$ por $a_{H,1}(n)$, $a_{H,2}(n)$ y $p_H(n)$ respectivamente.

3.6.4 Adaptación de secciones de ceros

El predictor de ceros de sexto orden se adapta actualizando los coeficientes $b_{L,i}$ y $b_{H,i}$, mediante un algoritmo de gradiente simplificado:

$$b_{L,i}(n) = (1 - 2^{-8})b_{L,i}(n-1) + 2^{-7} \text{sgn}3[d_{L_t}(n)] \cdot \text{sgn}2[d_{L_t}(n-i)] \quad (3-37)$$

para $i = 1, 2 \dots 6$

y con

$$\text{sgn}3(q) = \begin{cases} +1, & \text{para } q > 0 \\ 0, & \text{para } q = 0 \\ -1, & \text{para } q < 0 \end{cases} \quad (3-38)$$

donde $b_{L,i}(n)$ está implícitamente limitado entre ± 2 .

Se actualiza análogamente $b_{H,i}(n)$ sustituyendo $b_{L,i}(n)$ y $d_{L_t}(n)$ por $b_{H,i}(n)$ y $d_H(n)$, respectivamente.

4 Principios de funcionamiento del decodificador MICDA-SB

La figura 6/G.722 muestra un diagrama de bloques del decodificador MICDA-SB, y las figuras 7/G.722 y 8/G.722 diagramas de bloques de los decodificadores MICDA de las subbandas inferior y superior, respectivamente.

La entrada al decodificador MICDA de subbanda inferior, I_{Lr} , puede diferir de I_L , aun en ausencia de errores de transmisión, en que uno o dos bits menos significativos pueden haber sido sustituidos por datos.

4.1 *Cuantificador adaptativo inverso*

4.1.1 *Selección del cuantificador adaptativo inverso para el decodificador MICDA de subbanda inferior*

Según la indicación recibida del modo de funcionamiento, se determina el número de bits menos significativos que deben truncarse de la palabra código de entrada, I_{Lr} , y se elige el cuantificador adaptativo inverso, como muestra el cuadro 2/G.722.

Para el funcionamiento en modo 1, la palabra código de seis bits, $I_{Lr}(n)$ se convierte en la diferencia cuantificada, $d_L(n)$ según los valores de salida $QL6^{-1}$ del cuadro 7/G.722, tras aplicar el factor de escala $\Delta_L(n)$:

$$d_L(n) = QL6^{-1}[I_{Lr}(n)] \cdot \Delta_L(n) \cdot \text{sgn}[I_{Lr}(n)] \quad (4-1)$$

donde $\text{sgn}[I_{Lr}(n)]$ se deriva del signo de $I_L(n)$ definido en la ecuación (3-9).

Análogamente, para funcionamiento en los modos 2 ó 3, la palabra código truncada (en uno o dos bits) se convierte en la señal diferencia cuantificada, $d_L(n)$, según los valores de salida $QL5^{-1}$ o $QL4^{-1}$, respectivamente, del cuadro 7/G.722.

Existen relaciones de correspondencia únicas, que se muestran en el cuadro 7/G.722, entre dos o cuatro intervalos adyacentes del cuantificador de seis bits y los valores de salida $QL5^{-1}$ o $QL4^{-1}$, respectivamente.

En los cálculos anteriores, los valores de salida se determinan en dos pasos: primero se determina el índice del intervalo del cuantificador, m_L , correspondiente a $I_{Lr}(n)$ según el cuadro 5/G.722, y luego se determinan los valores de salida correspondientes a m_L por referencia al cuadro 7/G.722.

El cuantificador adaptativo inverso, utilizado para el cálculo del valor predicho y para la adaptación del cuantificador y del predictor, se describe en el § 3.4.1, pero sustituyendo $I_L(n)$ por $I_{Lr}(n)$.

4.1.2 *Cuantificador adaptativo inverso para el decodificador MICDA de subbanda superior*

Véase el § 3.4.2.

4.2 *Adaptación del cuantificador*

Véase el § 3.5.

4.3 *Predicción adaptativa*

4.3.1 *Cálculos de valores predichos*

Véase el § 3.6.1.

4.3.2 *Cálculo de señales reconstruidas*

Véase el § 3.6.2.

La señal reconstruida de salida para el decodificador MICDA de subbanda inferior, $r_L(n)$, se calcula a partir de la señal diferencia, $d_L(n)$, como sigue:

$$r_L(n) = s_L(n) + d_L(n) \quad (4-2)$$

4.3.3 *Adaptación de secciones de polos*

Véase el § 3.6.3.

4.3.4 *Adaptación de secciones de ceros*

Véase el § 3.6.4.

4.4 *Filtro espejo en cuadratura (FEC) de recepción*

Se utiliza un FEC de 24 coeficientes para reconstruir la señal de salida, $x_{out}(j)$, a partir de las señales reconstruidas de las subbandas inferior y superior, $r_L(n)$ y $r_H(n)$. Los valores de los coeficientes del FEC, h_i , son los mismos que los utilizados en el FEC de emisión y se indican en el cuadro 4/G.722.

Las señales de salida, $x_{out}(j)$ y $x_{out}(j + 1)$, se calculan del siguiente modo:

$$x_{out}(j) = 2 \sum_{i=0}^{11} h_{2i} \cdot x_d(i) \quad (4-3)$$

$$x_{out}(j + 1) = 2 \sum_{i=0}^{11} h_{2i+1} \cdot x_s(i) \quad (4-4)$$

donde

$$x_d(i) = r_L(n-i) - r_H(n-i) \quad (4-5)$$

$$x_s(i) = r_L(n-i) + r_H(n-i) \quad (4-6)$$

5 Detalles de cálculo de los filtros espejos en cuadratura (FEC)

5.1 Señales de entrada y de salida

El cuadro 9/G.722 define las señales de entrada y de salida para los FEC de emisión y de recepción. Todas las señales de entrada y de salida están formadas por palabras con una longitud de 16 bits, que están limitadas a la gama de -16384 a 16383 en notación de complemento a 2. Obsérvese que el bit más significativo de amplitud de la salida A/D y de la entrada D/A aparece en la tercera posición de bit en XIN y XOUT respectivamente.

CUADRO 9/G.722

Representación de las señales de entrada y de salida

| FEC de emisión | | | |
|------------------|--------------|-----------------------------|---|
| | Denominación | Representación binaria | Descripción |
| Entrada | XIN | S, S, -2, -3, ..., -14, -15 | Valor de entrada (cuantificado uniformemente) |
| Salida | XL | S, S, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal de salida para codificador de subbanda inferior |
| Salida | XH | S, S, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal de salida para codificador de subbanda superior |
| FEC de recepción | | | |
| | Denominación | Representación binaria | Descripción |
| Entrada | RL | S, S, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal reconstruida de subbanda inferior |
| Entrada | RH | S, S, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal reconstruida de subbanda superior |
| Salida | XOUT | S, S, -2, -3, ..., -14, -15 | Valor de salida (cuantificado uniformemente) |

Nota – XIN y XOUT se representan en un formato de 15 bits con extensión de signo, donde el bit menos significativo se pone a “0” para los convertidores de 14 bits.

5.2 Descripción de variables y especificación detallada de los bloques

Se incluye aquí una descripción detallada de los FEC de emisión y de recepción. Lo descrito se ilustra en las figuras 17/G.722 y 18/G.722, indicándose las variables internas en el cuadro 10/G.722 y los coeficientes de los FEC en el cuadro 11/G.722. Las longitudes de palabra de las variables internas, XA, XB y WD, deben ser iguales o superiores a 24 bits (véase la nota). Las otras variables internas tienen una longitud de palabra mínima de 16 bits. Para cada bloque se da una breve descripción funcional y la especificación completa.

Para la descripción de los bloques se utiliza la siguiente notación:

- >> n denota una operación aritmética con desplazamiento a la derecha de n bits (extensión de signo),
- +
 denota una adición aritmética con control de saturación que fuerza el resultado al valor mínimo o máximo que puede representarse en el caso de desbordamiento negativo o positivo respectivamente,
-
 denota una sustracción aritmética con control de saturación que fuerza el resultado al valor mínimo o máximo que puede representarse en el caso de desbordamiento negativo o positivo respectivamente,
- *
 denota una multiplicación aritmética que puede realizarse con truncación o con redondeo,
- <
 denota la condición “menor que”, como en $x < y$; x es menor que y ,
- >
 denota la condición “mayor que”, como en $x > y$; x es mayor que y ,
- =
 denota la saturación de la variable del primer miembro por la del segundo miembro.

Nota – Se ofrece cierto grado de libertad para la realización del proceso de acumulación en el FEC: las longitudes de palabra de las variables internas pueden ser iguales o superiores a 24 bits, y las multiplicaciones aritméticas pueden realizarse con truncación o redondeo. Esto permite una realización simplificada en varios tipos de procesadores. El inconveniente es que excluye la utilización de secuencias de prueba digitales para la prueba del FEC.

CUADRO 10/G.722

Representación de las variables de procesamiento interno y de los coeficientes de los FEC

| FEC de emisión | | |
|------------------------|--------------------------------|---|
| Denominación | Representación binaria | Descripción |
| XA | S, -1, -2, -3, ..., -y + 1, -y | Señal de salida del bloque ACCUMA |
| XB | S, -1, -2, -3, ..., -y + 1, -y | Señal de salida del bloque ACCUMB |
| XIN1, XIN2, ..., XIN23 | S, S, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal de entrada con retardo de 1 a 23 |
| FEC de recepción | | |
| Denominación | Representación binaria | Descripción |
| XD, XD1, ..., XD11 | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal de entrada al bloque ACCUMC, con retardos de 0 a 11 |
| XOUT1 | S, S, -2, -3, ..., -14, -15 | Valor de salida muestreado a 8 kHz |
| XOUT2 | S, S, -2, -3, ..., -14, -15 | Valor de salida muestreado a 8 kHz |
| XS, XS1, ..., XS11 | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal de entrada al bloque ACCUMD, con retardos de 0 a 11 |
| WD | S, -1, -2, -3, ..., -y + 1, -y | Suma parcial |
| Coeficientes del FEC | | |
| Denominación | Representación binaria | Descripción |
| H0, H1, ..., H23 | S, -2, -3, -4, ..., -12, -13 | Valores de los coeficientes del filtro |

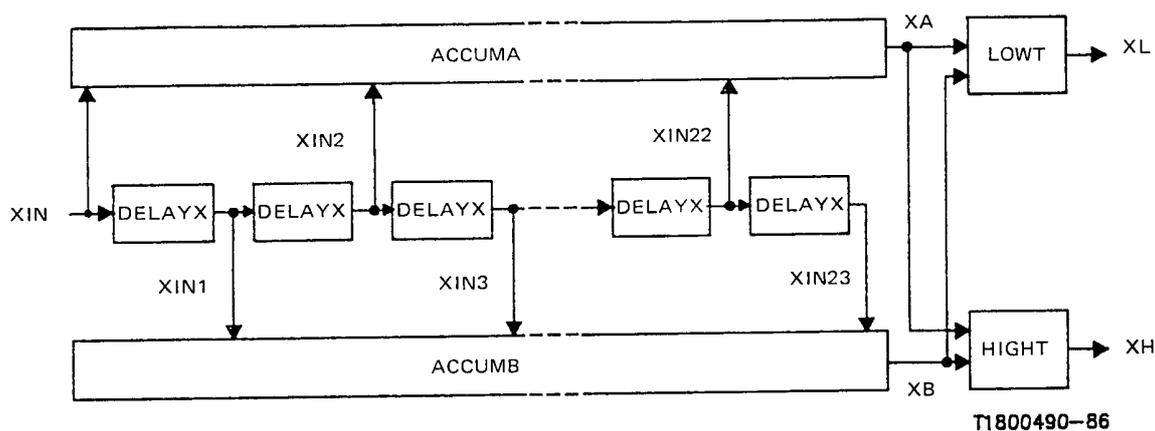
Nota – y es igual o mayor que 23.

CUADRO 11/G.722
Coefficientes del FEC

| Coefficientes | Valores tras la aplicación del factor de escala (véase la nota) |
|---------------|---|
| H0 , H23 | 3 |
| H1 , H22 | - 11 |
| H2 , H21 | - 11 |
| H3 , H20 | 53 |
| H4 , H19 | 12 |
| H5 , H18 | - 156 |
| H6 , H17 | 32 |
| H7 , H16 | 362 |
| H8 , H15 | - 210 |
| H9 , H14 | - 805 |
| H10, H13 | 951 |
| H11, H12 | 3876 |

Nota – A los coeficientes del FEC se les aplica un factor de escala de 2^{13} con respecto a la representación especificada en el cuadro 10/G.722.

5.2.1 Descripción del FEC de emisión



Nota – XA y XB se calculan con respecto a los mismos instantes de muestreo de entrada a 16 kHz y se presentan a la salida muestreados a 8 kHz.

FIGURA 17/G.722
FEC de emisión

DELAYX

Entrada: x

Salida: y

Nota – El índice (j) indica el periodo de muestreo a 16 kHz que se encuentra en curso, y el índice ($j - 1$) indica el precedente.

Función: Bloque de la memoria. Para una entrada cualquiera x , la salida viene dada por:

$$y(j) = x(j - 1)$$

ACCUMA

Entradas: $XIN, XIN2, XIN4, \dots, XIN22$

Salida: XA

Nota 1 – $X0, X2, \dots, H22$ se obtienen del cuadro 11/G.722.

Nota 2 – Los valores $XIN, XIN2, \dots, XIN22$ y $H0, H2, \dots, H22$ pueden ser desplazados antes de la multiplicación, si así se desea. El resultado XA deberá ser objeto de la aplicación del factor de escala en consecuencia. Al realizar estas operaciones de aplicación del factor de escala deberán cumplirse las reglas siguientes:

- 1) se debe mantener la precisión de $XIN, XIN2, \dots, XIN22$ y $H0, H2, \dots, H22$ indicada en los cuadros 9/G.722 y 10/G.722,
- 2) los productos parciales y la señal de salida XA deben conservar un valor de 2^{-23} , por lo menos,
- 3) en el cálculo de la función XA no debe producirse saturación.

Nota 3 – No se especifica un orden de suma para la acumulación de los productos parciales.

Función: Multiplicar los coeficientes FEC de orden par por las señales de entrada debidamente retardadas, y acumular estos productos.

$$XA = (XIN * H0) + (XIN2 * H2) + (XIN4 * H4) + \dots + (XIN22 * H22)$$

ACCUMB

Entradas: $XIN1, XIN3, XIN5, \dots, XIN23$

Salida: XB

Nota 1 – $H1, X3, \dots, H23$ se obtienen del cuadro 11/G.722.

Nota 2 – Los valores $XIN1, XIN3, \dots, XIN23$ y $H1, H3, \dots, H23$, pueden desplazarse antes de la multiplicación, si así se desea. El resultado XB tiene que ser objeto de la aplicación del factor de escala en consecuencia. Al realizar estas operaciones de aplicación del factor de escala deberán cumplirse las siguientes reglas:

- 1) se debe mantener la precisión de $XIN1, XIN3, \dots, XIN23$ y $H1, H3, \dots, H23$ indicada en los cuadros 9/G.722 y 10/G.722,
- 2) los productos parciales y la señal de salida XB deben conservar un valor de 2^{-23} , por lo menos,
- 3) en el cálculo de la función XB no debe producirse saturación.

Nota 3 – No se especifica un orden de suma para la acumulación de los productos parciales.

Función: Multiplicar los coeficientes FEC de orden impar por las señales de entrada debidamente retardadas, y acumular estos productos.

$$XB = (XIN1 * H1) + (XIN3 * H3) + (XIN5 * H5) + \dots + (XIN23 * H23)$$

LOWT

Entradas: XA, XB

Salida: XL

Función: Calcular el componente de señal subbanda inferior.

$$XL = (XA + XB) \gg (y - 15)$$

$$XL = \begin{cases} 16383, & \text{si } XL > 16383 \\ -16384, & \text{si } XL < -16383 \end{cases}$$

HIGHT

Entradas: XA, XB

Salida: XH

Función: Calcular el componente de señal de subbanda superior.

$$XH = (XA - XB) \gg (y - 15)$$

$$XH = \begin{cases} 16383, & \text{si } XH > 16383 \\ -16384, & \text{si } XH < -16384 \end{cases}$$

5.2.2 Descripción del FEC de recepción

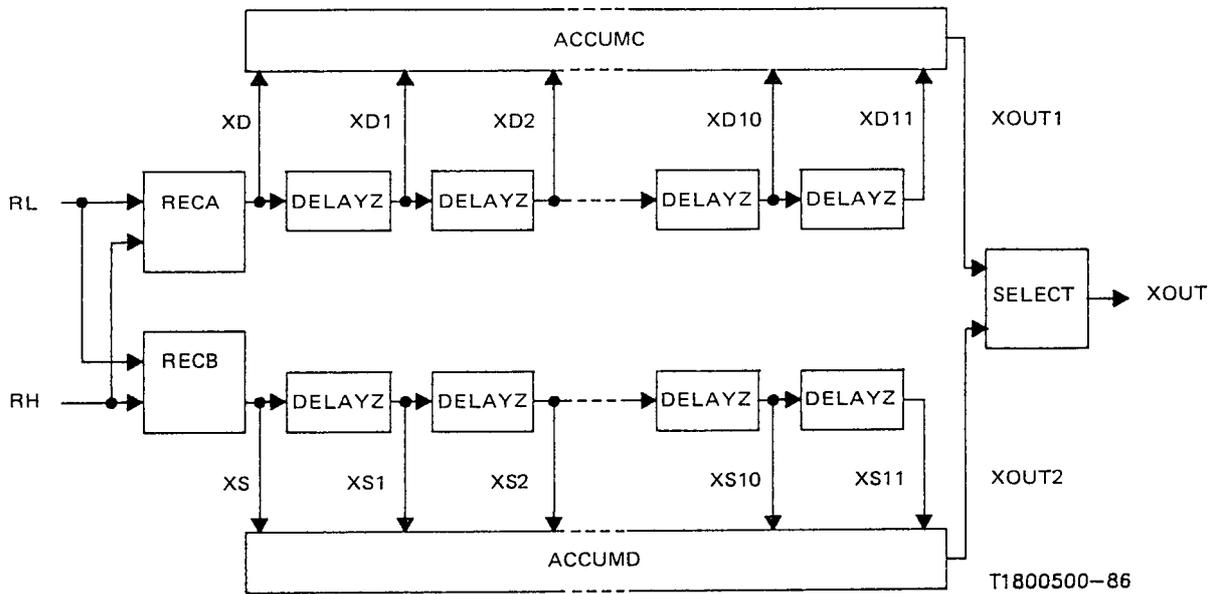


FIGURA 18/G.722

FEC de recepción

RECA

Entradas: RL, RH

Salida: XD

Función: Calcular la señal de entrada al FEC de recepción.

$$XD = RL - RH$$

RECB

Entradas: RL, RH

Salida: XS

Función: Calcular la señal de entrada al FEC de recepción.

$$XS = RL + RH$$

DELAYZ

Entrada: x

Salida: y

Nota – El índice (n) indica el periodo de muestreo a 8 kHz que se encuentra en curso, y el índice (n – 1) indica el precedente.

Función: Bloque de memoria. Para cualquier entrada x, la salida viene dada por:

$$y(n) = x(n - 1)$$

ACCUMC

Entradas: XD, XD_i (i = 1 a 11)

Salida: XOUT1

Nota 1 – X₀, X₂, ..., H₂₂ se obtienen del cuadro 11/G.722.

Nota 2 – Los valores XD, XD₁, ..., XD₁₁ y H₀, H₂, ..., H₂₂ pueden desplazarse antes de la multiplicación, si así se desea. El resultado WB debe ser objeto de la aplicación del factor de escala en consecuencia. Al realizar estas operaciones de aplicación del factor de escala deberán cumplirse las siguientes reglas:

- 1) debe mantenerse la precisión de XD, XD₁, ..., XD₁₁ y H₀, H₂, ..., H₂₂ indicada en los cuadros 9/G.722 y 10/G.722,
- 2) los productos parciales y la señal de salida WD deben conservar un valor de 2^{-23} , por lo menos,
- 3) en el cálculo de la función WD no debe producirse saturación.

Nota 3 – No se especifica un orden de suma para la acumulación de los productos parciales.

Función: Multiplicar los coeficientes del FEC de orden par por las señales de entrada debidamente retardadas, y acumular estos productos.

$$WD = (XD * H0) + (XD1 * H2) + (XD2 * H4) + ... + (XD11 * H22)$$

$$XOUT1 = WD \gg (y - 16)$$

$$XOUT1 = \begin{cases} 16383, & \text{si} \\ -16384, & \text{si} \end{cases} \begin{cases} XOUT1 > 16383 \\ XOUT1 < -16384 \end{cases}$$

ACCUMD

Entradas: XS, XSi ($i = 1$ a 11)

Salida: XOUT2

Nota 1 – H1, H3, ..., H23 se obtienen del cuadro 11/G.722.

Nota 2 – Los valores XS, XS1, ..., XS11 y H1, H3, ..., H23 pueden desplazarse antes de la multiplicación, si así se desea. El resultado WD debe ser objeto de la aplicación del factor de escala en consecuencia. Al realizar estas operaciones de aplicación del factor de escala deberán cumplirse las siguientes reglas:

- 1) debe mantenerse la precisión de XS, XS1, ..., XS11 y H1, H3, ..., H23 indicada en los cuadros 9/G.722 y 10/G.722,
- 2) los productos parciales y la señal de salida WD deben conservar un valor de 2^{-23} , por lo menos,
- 3) en el cálculo de la función WB no debe producirse saturación.

Nota 3 – No se especifica un orden de suma para la acumulación de los productos parciales.

Función: Multiplicar los coeficientes del FEC de orden impar por las señales de entrada debidamente retardadas y acumular estos productos.

$$WD = (XS * H1) + (XS1 * H3) + (XS2 * H5) + \dots + (XS11 * H23)$$

$$XOUT2 = WD \gg (y - 16)$$

$$XOUT2 = \begin{cases} 16383, & \text{si} \\ -16384, & \text{si} \end{cases} \begin{cases} XOUT2 > 16383 \\ XOUT2 < -16384 \end{cases}$$

SELECT

Entradas: XOUT1, XOUT2

Salida: XOUT

Nota – El índice (j) indica el periodo de muestreo a 16 kHz que está en curso; el índice ($j + 1$) indica el siguiente. Con respecto al instante de muestreo de entrada, XOUT1 se selecciona primero, seguida de XOUT2.

Función: Seleccionar una de las señales de entrada muestreadas a 8 kHz, alternativamente, para producir la señal de salida muestreada a 16 kHz.

$$XOUT(j) = XOUT1$$

$$XOUT(j + 1) = XOUT2$$

6 Detalles de cálculo para la MICDA de subbanda inferior y de subbanda superior

6.1 Señales de entrada y de salida

El cuadro 12/G.722 define las señales de entrada y de salida para los codificadores y los decodificadores de las subbandas inferior y superior. La señal RS representa una función de reiniciación que pone todos los elementos de la memoria interna a una condición especificada, de modo que los codificadores o decodificadores puedan ser forzados a pasar a un estado conocido. La señal MODE representa una indicación de modo. Los tres modos básicos de operación se describen en el cuadro 1/G.722. La identificación de modo se efectúa en cada intervalo de muestreo a 8 kHz.

CUADRO 12/G.722

Señales de entrada y de salida

| Codificador de subbanda inferior | | |
|------------------------------------|--------------|--|
| | Denominación | Descripción |
| Entrada | XL | Señal de entrada de 15 bits uniformemente cuantificada |
| Entrada | RS | Reiniciación |
| Salida | IL | Palabra código MICDA de seis bits |
| Codificador de subbanda superior | | |
| | Denominación | Descripción |
| Entrada | XH | Señal de entrada de 15 bits uniformemente cuantificada |
| Entrada | RS | Reiniciación |
| Salida | IH | Palabra código MICDA de dos bits |
| Decodificador de subbanda inferior | | |
| | Denominación | Descripción |
| Entrada | ILR | Palabra código MICDA de seis bits, recibida |
| Entrada | MODE | Identificación de modo |
| Entrada | RS | Reiniciación |
| Salida | RL | Señal de salida de 15 bits uniformemente cuantificada |
| Decodificador de subbanda superior | | |
| | Denominación | Descripción |
| Entrada | IH | Palabra código MICDA de dos bits |
| Entrada | RS | Reiniciación |
| Salida | RH | Señal de salida de 15 bits uniformemente cuantificada |

6.2 Descripción de las variables y especificación detallada de los bloques

Se incluye aquí una descripción detallada de todos los bloques de las figuras 4/G.722, 5/G.722, 7/G.722 y 8/G.722 descritos en los § 3 y 4, que con mayor detalle se ilustra en las figuras 19/G.722 a 31/G.722 indicándose las variables internas de procesamiento en el cuadro 13/G.722, los valores de las constantes en los cuadros 14/G.722 y 15/G.722, y las tablas de conversión en los cuadros 16/G.722 a 21/G.722. Todas las variables internas tienen una longitud de palabra de 16 bits, y se representan en notación de complemento a dos. Los valores de las constantes con una precisión de 13 bits indicados en los cuadros 14/G.722 y 15/G.722 se utilizan en los bloques con representación de 16 bits, con extensión de signo a los tres primeros bits más significativos. Para cada bloque se da una breve descripción funcional y una especificación completa.

En las descripciones de bloques se utilizan los símbolos siguientes:

- $\ll n$ denota una operación aritmética con desplazamiento hacia la izquierda de n bits (relleno de ceros),
- $\gg n$ denota una operación aritmética con desplazamiento hacia la derecha de n bits (extensión de signo); si n es negativo, $\gg n$ significa $\ll (-n)$,
- $\ggg n$ denota una operación lógica con desplazamiento hacia la derecha de n bits (relleno de ceros),
- $\lll n$ denota una operación lógica con desplazamiento hacia la izquierda de n bits (relleno de ceros),
- $\&$ denota la operación lógica “y”,
- $+$ denota una adición aritmética. (El resultado se pone a $+32767$ cuando se produce desbordamiento positivo o a -32768 cuando se produce desbordamiento negativo.),
- $-$ denota una sustracción aritmética. (El resultado se pone a $+32767$ cuando se produce desbordamiento positivo o a -32768 cuando se produce desbordamiento negativo.),

- * * denota la multiplicación definida por la siguiente operación aritmética:
 $A * B = (A \text{ veces } B) \gg 15,$
- = = denota la condición “igual a”,
- != denota la condición “diferente de”,
- < denota la condición “menor que”, como en $x < y$; x es menor que y ,
- > denota la condición “mayor que”, como en $x > y$; x es mayor que y ,
- = denota la sustitución de la variable del primer miembro por la variable del segundo,
- | delimita comentarios sobre las ecuaciones.

Variables del proceso interno

| MICDA de subbanda inferior | | |
|----------------------------|------------------------------|---|
| Denominación | Representación binaria | Descripción |
| AL1*, AL2* | S, 0, -1, -2, ..., -13, -14 | Coefficientes retardados de la sección de polos de segundo orden |
| APL1, APL2 | S, 0, -1, -2, ..., -13, -14 | Coefficientes de la sección de polos de segundo orden |
| BL1*, ..., BL6* | S, 0, -1, -2, ..., -13, -14 | Coefficientes retardados de la sección de ceros de sexto orden |
| BPL1, ..., BPL6 | S, 0, -1, -2, ..., -13, -14 | Coefficientes de la sección de ceros de sexto orden |
| DEPL | S, -4, -5, -6, ..., -17, -18 | Factor de escala del cuantificador |
| DETL* | S, -4, -5, -6, ..., -17, -18 | Factor de escala retardado del cuantificador |
| DLT | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal diferencia cuantificada para el predictor adaptativo con retardo 0 |
| DLT1*, ..., DLT6* | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal diferencia cuantificada para el predictor adaptativo con retardos 1 a 6 |
| DL | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal diferencia cuantificada para la salida del decodificador |
| EL | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal diferencia |
| NBL* | S, 3, 2, 1, 0, ..., -10, -11 | Factor de escala logarítmico retardado del cuantificador |
| NBPL | S, 3, 2, 1, 0, ..., -10, -11 | Factor de escala logarítmico del cuantificador |
| PLT | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal parcialmente reconstruida con retardo 0 |
| PLT1*, PLT2* | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal parcialmente reconstruida con retardos 1 y 2 |
| YL | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal de salida reconstruida |
| RLT | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal reconstruida para el predictor adaptativo con retardo 0 |
| RLT1*, RLT2* | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal reconstruida para el predictor adaptativo con retardos 1 y 2 |
| SL | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Valor de salida del predictor |
| SPL | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal de salida de la sección de polos |
| SZL | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal de salida de la sección de ceros |
| AH1*, AH2* | S, 0, -1, -2, ..., -13, -14 | Coefficientes retardados de la sección de polos de segundo orden |
| APH1, APH2* | S, 0, -1, -2, ..., -13, -14 | Coefficientes de la sección de polos de segundo orden |
| BH1*, ..., BH6* | S, 0, -1, -2, ..., -13, -14 | Coefficientes retardados de la sección de ceros de sexto orden |
| BPH1, ..., BPH6 | S, 0, -1, -2, ..., -13, -14 | Coefficientes de la sección de ceros de sexto orden |
| DEPH | S, -4, -5, -6, ..., -17, -18 | Factor de escala del cuantificador |
| DETH* | S, -4, -5, -6, ..., -17, -18 | Factor de escala retardado del cuantificador |
| DH | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal diferencia cuantificada con retardo 0 |
| DH1*, ..., DH6* | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal diferencia cuantificada con retardos 1 a 6 |
| EH | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal diferencia |
| NBH | S, 3, 2, 1, 0, ..., -10, -11 | Factor de escala logarítmico retardado del cuantificador |
| NBPH | S, 3, 2, 1, 0, ..., -10, -11 | Factor de escala logarítmico del cuantificador |
| PH | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal parcialmente reconstruida con retardo 0 |
| PH1*, PH2* | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal parcialmente reconstruida con retardos 1 y 2 |
| YH | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal reconstruida cuantificada con retardo 0 |
| RH1*, RH2* | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal reconstruida cuantificada con retardos 1 y 2 |
| SH | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Valor de salida del predictor |
| SPH | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal de salida de la sección de polos |
| SZH | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Señal de salida de la sección de ceros |

Nota – El * indica variables que deben inicializarse a un valor específico cuando se aplica una condición de reiniciación.

CUADRO 14/G.722

Niveles de decisión del cuantificador y valores de salida

| Representación de las constantes del cuantificador | | |
|--|-----------------------------|--|
| Denominación | Representación binaria | Descripción |
| Qi | S, 2, 1, 0, -1, ..., -8, -9 | Nivel de decisión del cuantificador |
| QQi | S, 2, 1, 0, -1, ..., -8, -9 | Salida de cuantificador inverso |
| WL, WH | S, 0, -1, -2, ..., -10, -11 | Multiplicador logarítmico del factor de escala |

| Cuantificador de subbanda inferior | | | | | |
|------------------------------------|------|------|------|------|------|
| Dirección | Q6 | QQ6 | QQ5 | QQ4 | WL |
| 0 | | | | 0 | -60 |
| 1 | 35 | 17 | 35 | 150 | -30 |
| 2 | 72 | 54 | 110 | 323 | 58 |
| 3 | 110 | 91 | 190 | 530 | 172 |
| 4 | 150 | 130 | 276 | 786 | 334 |
| 5 | 190 | 170 | 370 | 1121 | 538 |
| 6 | 233 | 211 | 473 | 1612 | 1198 |
| 7 | 276 | 254 | 587 | 2557 | 3042 |
| 8 | 323 | 300 | 714 | | |
| 9 | 370 | 347 | 858 | | |
| 10 | 422 | 396 | 1023 | | |
| 11 | 473 | 447 | 1219 | | |
| 12 | 530 | 501 | 1458 | | |
| 13 | 587 | 558 | 1765 | | |
| 14 | 650 | 618 | 2195 | | |
| 15 | 714 | 682 | 2919 | | |
| 16 | 786 | 750 | | | |
| 17 | 858 | 822 | | | |
| 18 | 940 | 899 | | | |
| 19 | 1023 | 982 | | | |
| 20 | 1121 | 1072 | | | |
| 21 | 1219 | 1170 | | | |
| 22 | 1339 | 1279 | | | |
| 23 | 1458 | 1399 | | | |
| 24 | 1612 | 1535 | | | |
| 25 | 1765 | 1689 | | | |
| 26 | 1980 | 1873 | | | |
| 27 | 2195 | 2088 | | | |
| 28 | 2557 | 2376 | | | |
| 29 | 2919 | 2738 | | | |
| 30 | | 3101 | | | |

| Cuantificador de subbanda superior | | | |
|------------------------------------|-----|-----|------|
| Dirección | Q2 | QQ2 | WH |
| 1 | 564 | 202 | -214 |
| 2 | | 926 | 798 |

Tabla de conversión de logarítmico a lineal

| Constantes de la tabla de conversión | | | | | | | | | |
|--------------------------------------|------|------------------------------|------|------|------|--|------|------|------|
| Denominación | | Representación binaria | | | | Descripción | | | |
| ILA | | S, -5, -6, -7, ..., -15, -16 | | | | Constantes de la tabla de 353 entradas | | | |
| ILB | | S, 0, -1, -2, ..., -15, -16 | | | | Constantes de la tabla de 32 entradas | | | |
| ILA | | | | | | | | | |
| j | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| i | | | | | | | | | |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 8 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 16 | 1 | 1 | 1 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 |
| 24 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 |
| 32 | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 |
| 40 | 3 | 3 | 3 | 4 | 4 | 4 | 4 | 4 | 4 |
| 48 | 4 | 4 | 4 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 |
| 56 | 5 | 5 | 6 | 6 | 6 | 6 | 6 | 6 | 6 |
| 64 | 7 | 7 | 7 | 7 | 7 | 7 | 8 | 8 | 8 |
| 72 | 8 | 8 | 8 | 9 | 9 | 9 | 9 | 9 | 10 |
| 80 | 10 | 10 | 10 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 12 |
| 88 | 12 | 12 | 13 | 13 | 13 | 13 | 14 | 14 | 14 |
| 96 | 15 | 15 | 15 | 16 | 16 | 16 | 17 | 17 | 17 |
| 104 | 18 | 18 | 18 | 19 | 19 | 20 | 20 | 20 | 21 |
| 112 | 21 | 22 | 22 | 23 | 23 | 24 | 24 | 24 | 25 |
| 120 | 25 | 26 | 27 | 27 | 28 | 28 | 29 | 29 | 30 |
| 128 | 31 | 31 | 32 | 33 | 33 | 34 | 35 | 35 | 36 |
| 136 | 37 | 37 | 38 | 39 | 40 | 41 | 42 | 42 | 43 |
| 144 | 44 | 45 | 46 | 47 | 48 | 49 | 50 | 50 | 51 |
| 152 | 52 | 54 | 55 | 56 | 57 | 58 | 60 | 60 | 61 |
| 160 | 63 | 64 | 65 | 67 | 68 | 70 | 71 | 71 | 73 |
| 168 | 75 | 76 | 78 | 80 | 82 | 83 | 85 | 85 | 87 |
| 176 | 89 | 91 | 93 | 95 | 97 | 99 | 102 | 102 | 104 |
| 184 | 106 | 109 | 111 | 113 | 116 | 118 | 121 | 121 | 124 |
| 192 | 127 | 129 | 132 | 135 | 138 | 141 | 144 | 144 | 147 |
| 200 | 151 | 154 | 157 | 161 | 165 | 168 | 172 | 172 | 176 |
| 208 | 180 | 184 | 188 | 192 | 196 | 200 | 205 | 205 | 209 |
| 216 | 214 | 219 | 223 | 228 | 233 | 238 | 244 | 244 | 249 |
| 224 | 255 | 260 | 266 | 272 | 278 | 284 | 290 | 290 | 296 |
| 232 | 303 | 310 | 316 | 323 | 331 | 338 | 345 | 345 | 353 |
| 240 | 361 | 369 | 377 | 385 | 393 | 402 | 411 | 411 | 420 |
| 248 | 429 | 439 | 448 | 458 | 468 | 478 | 489 | 489 | 500 |
| 256 | 511 | 522 | 533 | 545 | 557 | 569 | 582 | 582 | 594 |
| 264 | 607 | 621 | 634 | 648 | 663 | 677 | 692 | 692 | 707 |
| 272 | 723 | 739 | 755 | 771 | 788 | 806 | 823 | 823 | 841 |
| 280 | 860 | 879 | 898 | 918 | 938 | 958 | 979 | 979 | 1001 |
| 288 | 1023 | 1045 | 1068 | 1092 | 1115 | 1140 | 1165 | 1165 | 1190 |
| 296 | 1216 | 1243 | 1270 | 1298 | 1327 | 1356 | 1386 | 1386 | 1416 |
| 304 | 1447 | 1479 | 1511 | 1544 | 1578 | 1613 | 1648 | 1648 | 1684 |
| 312 | 1721 | 1759 | 1797 | 1837 | 1877 | 1918 | 1960 | 1960 | 2003 |
| 320 | 2047 | 2092 | 2138 | 2185 | 2232 | 2281 | 2331 | 2331 | 2382 |
| 328 | 2434 | 2488 | 2542 | 2598 | 2655 | 2713 | 2773 | 2773 | 2833 |
| 336 | 2895 | 2959 | 3024 | 3090 | 3157 | 3227 | 3297 | 3297 | 3370 |
| 344 | 3443 | 3519 | 3596 | 3675 | 3755 | 3837 | 3921 | 3921 | 4007 |
| 352 | 4095 | | | | | | | | |

CUADRO 15/G.722 (cont.)

| | | ILB | | | | | | | |
|----|---|------|------|------|------|------|------|------|------|
| i | j | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| 0 | | 2048 | 2093 | 2139 | 2186 | 2233 | 2282 | 2332 | 2383 |
| 8 | | 2435 | 2489 | 2543 | 2599 | 2656 | 2714 | 2774 | 2834 |
| 16 | | 2896 | 2960 | 3025 | 3091 | 3158 | 3228 | 3298 | 3371 |
| 24 | | 3444 | 3520 | 3597 | 3676 | 3756 | 3838 | 3922 | 4008 |

Nota 1 – Para obtener una dirección de la tabla se suman i y j.

Nota 2 – Se puede utilizar una tabla de 353 entradas o una tabla de 32 entradas, según el método de conversión de logarítmico a lineal que se elija, es decir el método 1 o el método 2. (Véanse los § 6.2.1.3 y 6.2.2.3.)

CUADRO 16/G.722

Conversión de los intervalos de cuantificación a palabras de código de salida de seis bits

| SIL | MIL | IL |
|-----|-----|--------|
| -1 | 30 | 000100 |
| -1 | 29 | 000101 |
| -1 | 28 | 000110 |
| -1 | 27 | 000111 |
| -1 | 26 | 001000 |
| -1 | 25 | 001001 |
| -1 | 24 | 001010 |
| -1 | 23 | 001011 |
| -1 | 22 | 001100 |
| -1 | 21 | 001101 |
| -1 | 20 | 001110 |
| -1 | 19 | 001111 |
| -1 | 18 | 010000 |
| -1 | 17 | 010001 |
| -1 | 16 | 010010 |
| -1 | 15 | 010011 |
| -1 | 14 | 010100 |
| -1 | 13 | 010101 |
| -1 | 12 | 010110 |
| -1 | 11 | 010111 |
| -1 | 10 | 011000 |
| -1 | 9 | 011001 |
| -1 | 8 | 011010 |
| -1 | 7 | 011011 |
| -1 | 6 | 011100 |
| -1 | 5 | 011101 |
| -1 | 4 | 011110 |
| -1 | 3 | 011111 |
| -1 | 2 | 111110 |
| -1 | 1 | 111111 |

| SIL | MIL | IL |
|-----|-----|--------|
| 0 | 1 | 111101 |
| 0 | 2 | 111100 |
| 0 | 3 | 111011 |
| 0 | 4 | 111010 |
| 0 | 5 | 111001 |
| 0 | 6 | 111000 |
| 0 | 7 | 110111 |
| 0 | 8 | 110110 |
| 0 | 9 | 110101 |
| 0 | 10 | 110100 |
| 0 | 11 | 110011 |
| 0 | 12 | 110010 |
| 0 | 13 | 110001 |
| 0 | 14 | 110000 |
| 0 | 15 | 101111 |
| 0 | 16 | 101110 |
| 0 | 17 | 101101 |
| 0 | 18 | 101100 |
| 0 | 19 | 101011 |
| 0 | 20 | 101010 |
| 0 | 21 | 101001 |
| 0 | 22 | 101000 |
| 0 | 23 | 100111 |
| 0 | 24 | 100110 |
| 0 | 25 | 100101 |
| 0 | 26 | 100100 |
| 0 | 27 | 100011 |
| 0 | 28 | 100010 |
| 0 | 29 | 100001 |
| 0 | 30 | 100000 |

CUADRO 17/G.722

Conversión de palabras de código de cuatro bits a intervalos de cuantificación

| RIL | SIL | IL4 |
|------|-----|-----|
| 0000 | 0 | 0 |
| 0001 | -1 | 7 |
| 0010 | -1 | 6 |
| 0011 | -1 | 5 |
| 0100 | -1 | 4 |
| 0101 | -1 | 3 |
| 0110 | -1 | 2 |
| 0111 | -1 | 1 |
| 1111 | 0 | 0 |
| 1110 | 0 | 1 |
| 1101 | 0 | 2 |
| 1100 | 0 | 3 |
| 1011 | 0 | 4 |
| 1010 | 0 | 5 |
| 1001 | 0 | 6 |
| 1000 | 0 | 7 |

Nota – Puede suceder que por errores de transmisión, el decodificador reciba la palabra código 0000.

CUADRO 18/G.722

Conversión de palabras código de seis bits a intervalos de cuantificación

| RIL | SIL | IL6 | RIL | SIL | IL6 |
|--------|-----|-----|--------|-----|-----|
| 000000 | -1 | 1 | 111110 | -1 | 2 |
| 000001 | -1 | 1 | 111111 | -1 | 1 |
| 000010 | -1 | 1 | 111101 | 0 | 1 |
| 000011 | -1 | 1 | 111100 | 0 | 2 |
| 000100 | -1 | 30 | 111011 | 0 | 3 |
| 000101 | -1 | 29 | 111010 | 0 | 4 |
| 000110 | -1 | 28 | 111001 | 0 | 5 |
| 000111 | -1 | 27 | 111000 | 0 | 6 |
| 001000 | -1 | 26 | 110111 | 0 | 7 |
| 001001 | -1 | 25 | 110110 | 0 | 8 |
| 001010 | -1 | 24 | 110101 | 0 | 9 |
| 001011 | -1 | 23 | 110100 | 0 | 10 |
| 001100 | -1 | 22 | 110011 | 0 | 11 |
| 001101 | -1 | 21 | 110010 | 0 | 12 |
| 001110 | -1 | 20 | 110001 | 0 | 13 |
| 001111 | -1 | 19 | 110000 | 0 | 14 |
| 010000 | -1 | 18 | 101111 | 0 | 15 |
| 010001 | -1 | 17 | 101110 | 0 | 16 |
| 010010 | -1 | 16 | 101101 | 0 | 17 |
| 010011 | -1 | 15 | 101100 | 0 | 18 |
| 010100 | -1 | 14 | 101011 | 0 | 19 |
| 010101 | -1 | 13 | 101010 | 0 | 20 |
| 010110 | -1 | 12 | 101001 | 0 | 21 |
| 010111 | -1 | 11 | 101000 | 0 | 22 |
| 011000 | -1 | 10 | 100111 | 0 | 23 |
| 011001 | -1 | 9 | 100110 | 0 | 24 |
| 011010 | -1 | 8 | 100101 | 0 | 25 |
| 011011 | -1 | 7 | 100100 | 0 | 26 |
| 011100 | -1 | 6 | 100011 | 0 | 27 |
| 011101 | -1 | 5 | 100010 | 0 | 28 |
| 011110 | -1 | 4 | 100001 | 0 | 29 |
| 011111 | -1 | 3 | 100000 | 0 | 30 |

Nota – Puede darse que por errores de transmisión, el decodificador reciba las palabras código 000000, 000001, 000010 y 000011.

CUADRO 19/G.722

Conversión de palabras código de cinco bits a intervalos de cuantificación

| RIL | SIL | IL5 | RIL | SIL | IL5 |
|--------|-----|-----|-------|-----|-----|
| 000000 | -1 | 1 | 11111 | -1 | 1 |
| 000001 | -1 | 1 | 11110 | 0 | 1 |
| 000010 | -1 | 15 | 11101 | 0 | 2 |
| 000011 | -1 | 14 | 11100 | 0 | 3 |
| 000100 | -1 | 13 | 11011 | 0 | 4 |
| 000101 | -1 | 12 | 11010 | 0 | 5 |
| 000110 | -1 | 11 | 11001 | 0 | 6 |
| 000111 | -1 | 10 | 11000 | 0 | 7 |
| 001000 | -1 | 9 | 10111 | 0 | 8 |
| 001001 | -1 | 8 | 10110 | 0 | 9 |
| 001010 | -1 | 7 | 10101 | 0 | 10 |
| 001011 | -1 | 6 | 10100 | 0 | 11 |
| 001100 | -1 | 5 | 10011 | 0 | 12 |
| 001101 | -1 | 4 | 10010 | 0 | 13 |
| 001110 | -1 | 3 | 10001 | 0 | 14 |
| 001111 | -1 | 2 | 10000 | 0 | 15 |

Nota – Puede darse que por errores de transmisión, el decodificador reciba las palabras código 00000 y 00001.

CUADRO 20/G.722

Conversión de intervalos de cuantificación palabras código de salida de dos bits

| SIH | MIH | IH |
|-----|-----|----|
| -1 | 2 | 00 |
| -1 | 1 | 01 |
| 0 | 1 | 11 |
| 0 | 2 | 10 |

CUADRO 21/G.722

Conversión de palabras código de dos bits a intervalos de cuantificación

| IH | SIH | IH2 |
|----|-----|-----|
| 00 | -1 | 2 |
| 01 | -1 | 1 |
| 11 | 0 | 1 |
| 10 | 0 | 2 |

6.2.1 Descripción de la MICDA subbanda inferior

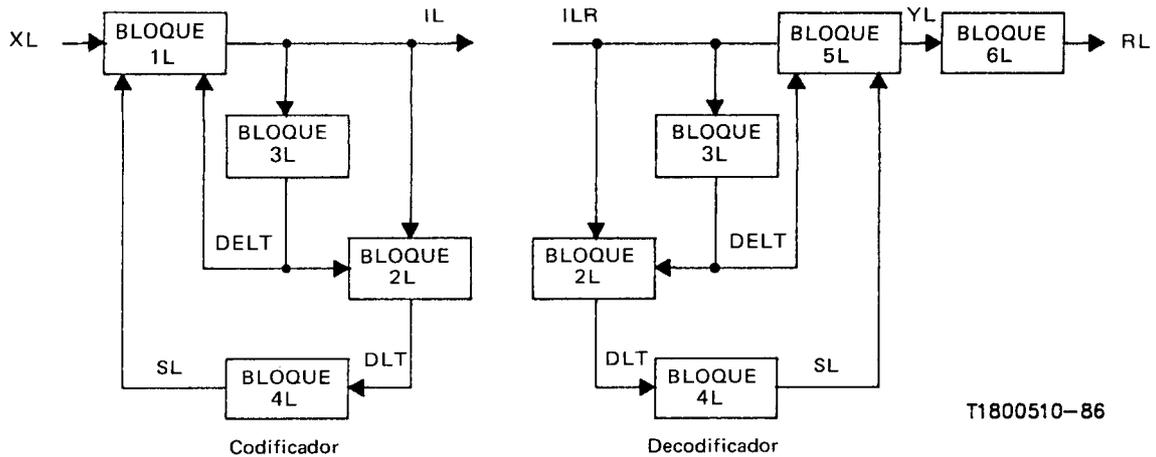


FIGURA 19/G.722
Codificador y decodificador MICDA de subbanda inferior

6.2.1.1 Cálculo de la señal diferencia y cuantificación en la subbanda inferior (BLOQUE IL)

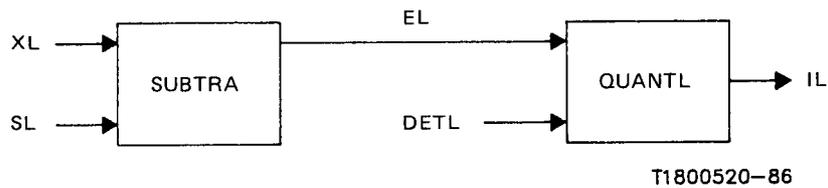


FIGURA 20/G.722
Cálculo de la señal diferencia y cuantificación en la subbanda inferior

SUBTRA

Entradas: XL, SL

Salida: EL

Función: Calcular la señal diferencia restando de la señal de entrada su valor predicho.

$$EL = XL - SL$$

QUANTL

Entradas: EL, DETL

Salida: IL

Nota 1 – Si WD cae exactamente en un nivel de decisión superior, LDU, se utiliza el MIL adyacente mayor.

Nota 2 – Cuando los niveles de decisión inferior y superior, LDL y LDU, tienen el mismo valor, el valor de MIL se excluye del valor que ha de seleccionarse.

Función: Cuantificar la señal diferencia en la subbanda inferior.

$$\begin{array}{l}
 \text{SIL} = \text{EL} \gg 15 \\
 \text{WD} = \begin{cases} \text{EL, si} \\ 32767 - \text{EL} \& 32767, \text{ si} \end{cases}
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{l}
 \text{SIL} = = 0 \\
 \text{SIL} = = -1
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{l}
 | \text{Signo de EL} \\
 | \text{Magnitud de EL} \\
 | (\text{Magnitud de EL}) - 1
 \end{array}$$

Niveles de decisión del cuantificador y valores MIL correspondientes:

| WD | | MIL |
|-----------------------------------|-----------------------------------|-----|
| Nivel de decisión inferior LDL | Nivel de decisión superior LDU | |
| 0 | (Q6(1) << 3) * DETL | 1 |
| (Q6(1) << 3) * DETL | (Q6(2) << 3) * DETL | 2 |
| (Q6(2) << 3) * DETL | (Q6(3) << 3) * DETL | 3 |
| (Q6(3) << 3) * DETL | (Q6(4) << 3) * DETL | 4 |
| (Q6(4) << 3) * DETL | (Q6(5) << 3) * DETL | 5 |
| ⋮ | ⋮ | ⋮ |
| ⋮ | ⋮ | ⋮ |
| (Q6(26) << 3) * DETL | (Q6(27) << 3) * DETL | 27 |
| (Q6(27) << 3) * DETL | (Q6(28) << 3) * DETL | 28 |
| (Q6(28) << 3) * DETL | (Q6(29) << 3) * DETL | 29 |
| En los demás casos | | 30 |

Q6 se obtiene del cuadro 14/G.722

IL se obtiene del cuadro 16/G.722 utilizando SIL y MIL.

6.2.1.2 Cuantificación inversa de la señal diferencia en la subbanda inferior (BLOQUE 2L)

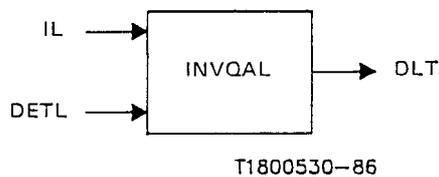


FIGURA 21/G.722
Cuantificación inversa de la señal diferencia en la subbanda inferior

INVQAL

Entradas: IL (ILR en el decodificador), DETL

Salida: DLT

Función: Calcular la señal diferencia cuantificada para el predictor adaptativo en la subbanda inferior.

| | |
|---|--|
| $RIL = IL \ggg 2$ <p>SIL e IL4 se obtienen del cuadro 17/G.722 utilizando RIL. Utilícese IL4 como una dirección para QQ4 en el cuadro 14/G.722 $WD1 = QQ4(IL4) \ll 3$</p> $WD2 = \begin{cases} WD1 & \text{si} \\ WD1 & \text{si} \end{cases}$ $DLT = DETL * WD2$ | <p>Suprimir los dos bits menos significativos</p> <p>Derivar signo DLT</p> <p>Aplicación del factor escala a la constante de la tabla. Poner el signo</p> |
| $SIL = 0$ $SIL = -1$ | <p>Aplicación del factor escala a la constante de la tabla.</p> <p>Poner el signo</p> |

6.2.1.3 Adaptación del factor de escala del cuantificador en la subbanda inferior (BLOQUE 3L)

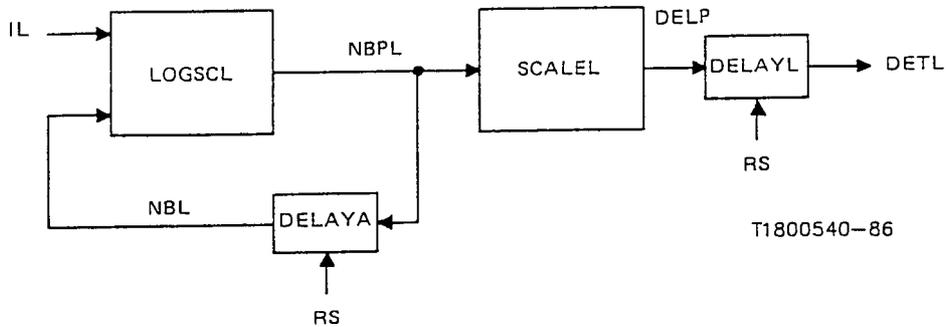


FIGURA 22/G.722
Adaptación del factor de escala del cuantificador en la subbanda inferior

LOGSCL

Entradas: IL (ILR en el decodificador), NBL

Salida: NBPL

Función: Actualizar el factor de escala logarítmica del cuantificador en la subbanda inferior.

| | |
|---|--|
| $RIL = IL \ggg 2$ <p>IL4 se obtiene del cuadro 17/G.722 utilizando RIL. Utilícese IL4 como una dirección para WL en el cuadro 14/G.722 $WD = NBL * 32512$ $NBPL = WD + WL(IL4)$</p> $NBPL = \begin{cases} 0, & \text{si} \\ 18432, & \text{si} \end{cases}$ | <p>Suprimir dos bits menos significativos</p> <p>Factor de fuga 127/128. Añadir multiplicador del factor escala</p> <p>Límite inferior de 0, Límite superior de 9.</p> |
| $NBPL < 0$ $NBPL > 18432$ | <p>Límite inferior de 0,</p> <p>Límite superior de 9.</p> |

DELAGA

Entradas: x, RS

Salida: y

Función: Bloque de memoria. Para cualquier entrada x, la salida viene dada por:

$$y(n) = \begin{cases} x(n - 1), & \text{si} \\ 0, & \text{si,} \end{cases} \quad \begin{array}{l} \text{RS} = 0 \\ \text{RS} = 1 \end{array} \quad \left| \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{Reiniciar a 0.} \\ \\ \end{array}$$

SCALEL

Entrada: NBPL

Salida: DEPL

Nota – Se utiliza el método 1 o el método 2.

Función: Calcular el factor de escala del cuantificador en la subbanda inferior.

Método 1 (con una tabla de 353 entradas)

$$\text{WD1} = (\text{NBPL} \gg 6) \& 511$$

$$\text{WD2} = \text{WD1} + 64$$

Utilícese WD2 como dirección para ILA
en el cuadro 15/G.722

$$\text{DEPL} = (\text{ILA}(\text{WD2}) + 1) \ll 2$$

| Calcular la dirección de la tabla
| para ILA

| Aplicación del factor escala con
| desplazamiento de dos bits

Método 2 (con una tabla de 32 entradas)

$$\text{WD1} = (\text{NBPL} \gg 6) \& 31$$

$$\text{WD2} = \text{NBPL} \gg 11$$

Utilícese WD1 como una dirección para ILB
en el cuadro 15/G.722

$$\text{WD3} = \text{ILB}(\text{WD1} \gg (8 - \text{WD2}))$$

$$\text{DEPL} = \text{WD3} \ll 2$$

| Parte fraccionaria de NBPL
| Parte entera de NBPL

| Aplicación del factor de escala
| con parte entera

| Aplicación del factor escala con
| desplazamiento de dos bits

DELAGL

Entradas: x, RS

Salida: y

Función: Bloque de memoria. Para la entrada x la salida viene dada por:

$$y(n) = \begin{cases} x(n - 1), & \text{si} \\ 32, & \text{si} \end{cases} \quad \begin{array}{l} \text{RS} = 0 \\ \text{RS} = 1 \end{array} \quad \left| \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{Reiniciar al valor mínimo 0.} \\ \\ \end{array}$$

6.2.1.4 Predictor adaptativo y calculador de la señal reconstruida en subbanda inferior (BLOQUE 4L)

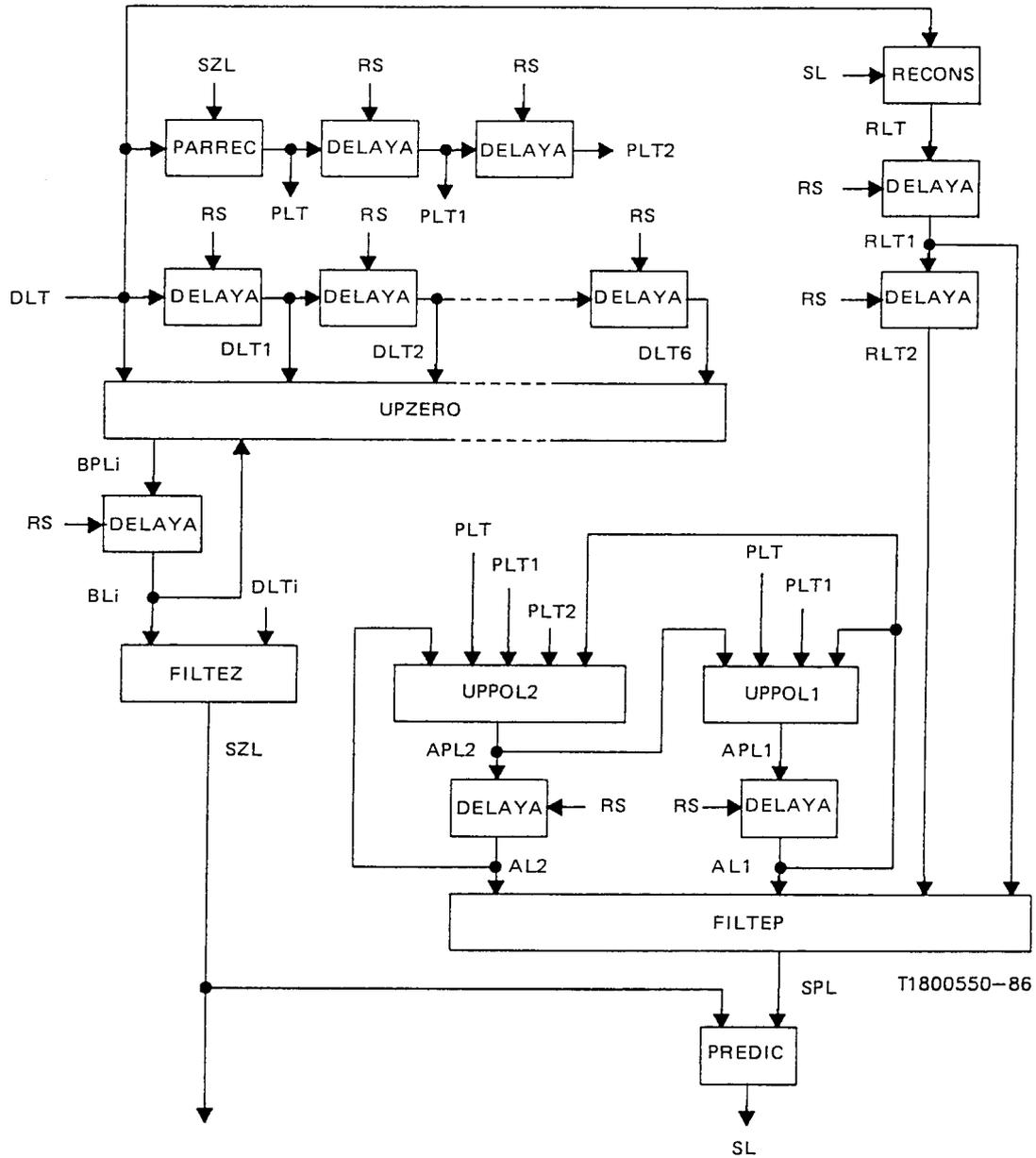


FIGURA 23/G.722
**Predictor adaptativo y calculador de la señal reconstruida
 en la subbanda inferior**

DELAGA

Para la especificación, véase el § 6.2.1.3.

PARREC

Entradas: DLT, SZL

Salida: PLT

Función: Calcular la señal parcialmente reconstruida.

$$PLT = DLT + SZL$$

RECONS

Entradas: ST, DLT

Salida: RLT

Función: Calcular la señal reconstruida para el predictor adaptativo.

$$RTL = SL + DLT$$

UPZERO

Entradas: DLT, DLT_i(i = 1 a 6), BL_i(i = 1 a 6)

Salidas: BPL_i(i = 1 a 6)

Función: Actualizar los coeficientes del predictor de sexto orden (sección de ceros).

| | | | |
|---|----------------|--|--|
| $WD1 = \begin{cases} 0, & \text{si} \\ 128, & \text{si} \end{cases}$ | $DLT = 0$ | | Ganancia nula |
| | $DLT \neq 0$ | | Ganancia 1/128 |
| $SG0 = DLT \gg 15$ | | | Signo de DLT |
| Repetir los cálculos para i = 1 a 6: | | | |
| $SGi = DLTi \gg 15$ | | | |
| $WD2 = \begin{cases} WD1, & \text{si} \\ -WD1, & \text{si} \end{cases}$ | $SG0 = SGi$ | | Signo de DLT _i |
| | $SG0 \neq SGi$ | | Poner el signo a WD1 |
| $WD3 = BLi * 32640$ | | | Factor de fuga 255/256 |
| $BPLi = WD2 + WD3$ | | | Actualizar los coeficientes de la sección de ceros |

UPPOL2

Entradas: ALi(i = 1 y 2), PLT, PLTi(i = 1 y 2)

Salida: APL2

Función: Actualizar el segundo coeficiente del predictor (sección de polos).

| | | |
|--|-----------------|--|
| $SG0 = PLT \gg 15$ | | Signo de PLT |
| $SG1 = PLT1 \gg 15$ | | Signo de PLT1 |
| $SG2 = PLT2 \gg 15$ | | Signo de PLT2 |
| $WD1 = AL1 + AL1$ | | Calcular f(AL1) |
| $WD1 = WD1 + WD1$ | | [Ecuación (3-34) del § 3.6.3] |
| $WD2 = \begin{cases} 0 - WD1, & \text{si} \\ WD1, & \text{si} \end{cases}$ | $SG0 == SG1$ | Poner el signo correcto a f(AL1) |
| | $SG0 != SG1$ | |
| | | Ganancia 1/128 |
| $WD2 = WD2 \gg 7$ | | Poner el signo a la constante 1/128 |
| $WD3 = \begin{cases} 128, & \text{si} \\ -128, & \text{si} \end{cases}$ | $SG0 == SG2$ | |
| | $SG0 != SG2$ | |
| $WD4 = WD2 + WD3$ | | Calcular el factor de ganancia |
| $WD5 = AL2 * 32512$ | | Factor de fuga 127/128 |
| $APL2 = WD4 + WD5$ | | Actualizar el segundo coeficiente de la sección de polos |
| $APL2 = \begin{cases} 12288, & \text{si} \\ -12288, & \text{si} \end{cases}$ | $APL2 > 12288$ | Límite superior de + 0,75 |
| | $APL2 < -12288$ | Límite inferior de - 0,75 |

UPPOL1

Entradas: AL1, APL2, PLT, PLT1

Salida: APL1

Función: Actualizar el segundo coeficiente del predictor (sección de polos).

| | | |
|--|---------------|---|
| $SG0 = PLT \gg 15$ | | Signo de PLT |
| $SG1 = PLT1 \gg 15$ | | Signo de PLT1 |
| $WD1 = \begin{cases} 192, & \text{si} \\ -192, & \text{si} \end{cases}$ | $SG0 == SG1$ | Ganancia 3/256 |
| | $SG0 != SG1$ | |
| | | Factor de fuga 255/256 |
| $WD2 = AL1 * 32640$ | | Actualizar el primer coeficiente de la sección de polos |
| $APL1 = WD1 + WD2$ | | |
| $WD3 = 15360 - APL2$ | | Calcular $(1 - 2^{-4} - APL2)$ |
| $APL1 = \begin{cases} WD3, & \text{si} \\ -WD3, & \text{si} \end{cases}$ | $APL1 > WD3$ | Límite superior de APL1 |
| | $APL1 < -WD3$ | Límite inferior de APL1 |

FILTEZ

Entradas: $DLTi(i = 1 \text{ a } 6)$, $BLi(i = 1 \text{ a } 6)$

Salida: SZL

Función: Calcular la señal de salida del predictor (sección de ceros).

$$WD1 = DLT1 + DLT1$$

$$WD1 = BL1 * WD1$$

$$WD2 = DLT2 + DLT2$$

$$WD2 = BL2 * WD2$$

: : :

: : :

: : :

$$WD6 = DLT6 + DLT6$$

$$WD6 = BL6 * WD6$$

$$SZL = (((WD6 + WD5) + WD4) + WD3) + WD2) + WD1$$

| Calcular la salida parcial
| de la sección de ceros

| Sumar las salidas parciales de
| la sección de ceros

FILTEP

Entradas: $RLTi(i = 1 \text{ y } 2)$, $ALi(i = 1 \text{ y } 2)$

Salida: SPL

Función: Calcular la señal de salida del predictor (sección de polos).

$$WD1 = RLT1 + RLT1$$

$$WD1 = AL1 * WD1$$

$$WD2 = RLT2 + RLT2$$

$$WD2 = AL2 * WD2$$

$$SPL = WD1 + WD2$$

| Calcular la salida parcial
| de la sección de polos

| Sumar las salidas parciales de
| la sección de polos

PREDIC

Entradas: SPL, SZL

Salida: SL

Función: Calcular la señal de salida del predictor.

$$SL = SPL + SZL$$

6.2.1.5 Calculador de la señal reconstruida para la salida del decodificador en la subbanda inferior (BLOQUE 5L)

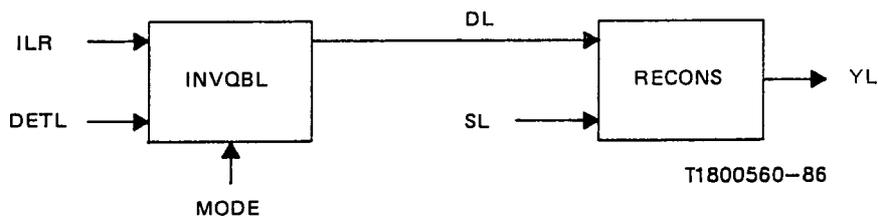


FIGURA 24/G.722

Calculador de la señal reconstruida para la salida del decodificador en la subbanda inferior

INVQBL

Entradas: ILR, DETL, MODE

Salida: DL

Nota – DL puede sustituirse por la señal de salida (DLT) del bloque INVQAL en el caso del modo 3.

Función: Calcular la señal diferencia cuantificada para la salida del decodificador en la subbanda inferior.

| | | | |
|---|---|-------------|--|
| <p>RIL = ILR</p> | } | si MODE = 1 | Palabra de código de seis bits |
| <p>SIL e IL6 se obtienen del cuadro 18/G.722 utilizando RIL. Utilícese IL6 como una dirección para QQ6 en el cuadro 14/G.722</p> <p>WD1 = QQ6(IL6) << 3</p> | | | Aplicar el factor de escala a la constante de la tabla |
| <p>RIL = IRL >>> 1</p> | } | si MODE = 2 | Palabra de código de cinco bits |
| <p>SIL e IL5 se obtienen del cuadro 19/G.722 utilizando RIL. Utilícese IL5 como una dirección para QQ5 en el cuadro 14/G.722</p> <p>WD1 = QQ5(IL5) << 3</p> | | | Aplicar el factor de escala a la constante de la tabla |
| <p>RIL = IRL >>> 2</p> | } | si MODE = 3 | Palabra de código de cuatro bits |
| <p>SIL e IL4 se obtienen del cuadro 17/G.722 utilizando RIL. Utilícese IL4 como una dirección para QQ4 en el cuadro 14/G.722</p> <p>WD1 = QQ4(IL4) << 3</p> | | | Aplicar el factor de escala a la constante de la tabla |
| <p>WD2 = $\begin{cases} \text{WD1, si} \\ -\text{WD1, si} \end{cases}$</p> | | SIL = 0 | Poner el signo |
| <p>DL = DETL * WD2</p> | | SIL = -1 | |

RECONS

Para la especificación, véase el § 6.2.1.4. Sustitúyase DTL por DL como entrada, RTL por YL como salida.

6.2.1.6 Saturación de la señal reconstruida en la subbanda inferior (BLOQUE 6L)

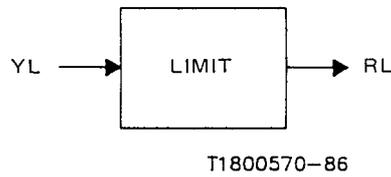


FIGURA 25/G.722

Saturación de la señal reconstruida en la subbanda inferior

LIMIT

Entrada: YL

Salida: RL

Función: Limitar la señal reconstruida de salida

$RL = YL$

$$RL = \begin{cases} 16383, & \text{si } YL > 16383 \\ -16384, & \text{si } YL < -16384 \end{cases}$$

| |
|-----------------|
| Límite superior |
| |
| Límite inferior |

6.2.2 Descripción de la MICDA de subbanda superior

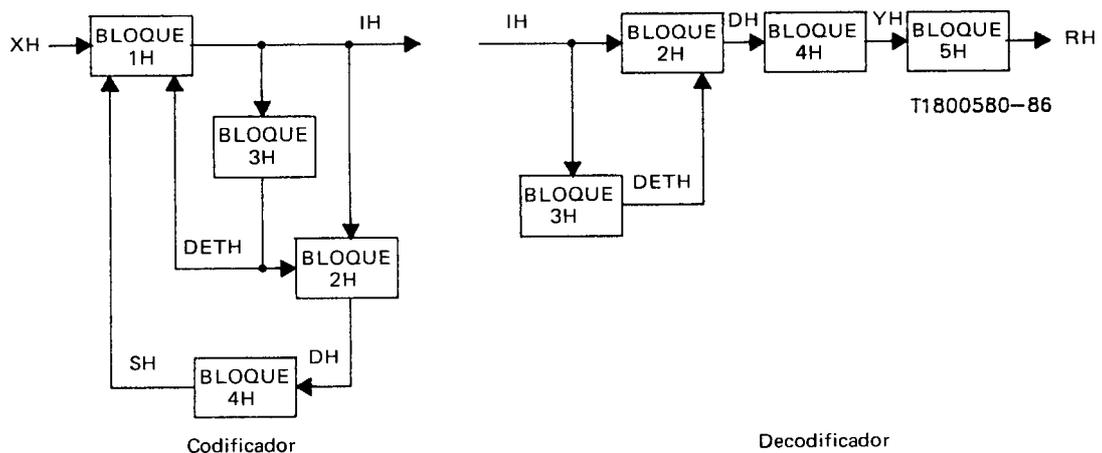


FIGURA 26/G.722

Codificador y decodificador MICDA de subbanda superior

6.2.2.1 Cálculo de la señal diferencia y cuantificación en la subbanda superior (BLOQUE 1H)

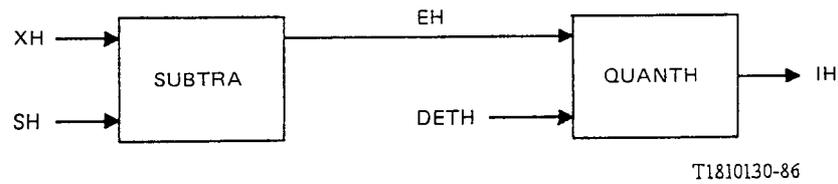


FIGURA 27/G.722
Cálculo de la señal diferencia y cuantificación en la subbanda superior

SUBTRA

Para la especificación, véase el § 6.2.1.1. Sustitúyase XL por XH y SL por SH como entradas, y EL por EH como salida.

QUANTH

Entradas: EH, DETH

Salida: IH

Nota – Si WD cae exactamente en un nivel de decisión superior, HDU, se utiliza el MIH adyacente mayor.

Función: Cuantificar la señal diferencia en la subbanda superior

$$SIH = EH \gg 15$$

$$WD = \begin{cases} EH, & \text{si} \\ 32767 - EH \ \& \ 32767, & \text{si} \end{cases}$$

| | |
|-----------|----------------------|
| SIH == 0 | Signo de EH |
| SIH == -1 | Magnitud de EH |
| | (Magnitud de EH) - 1 |

Niveles de decisión del cuantificador y valores MIH correspondientes:

| WD | | MIH |
|--------------------------------|--------------------------------|-----|
| Nivel de decisión inferior HDL | Nivel de decisión superior HDU | |
| 0 | $(Q2(1) \ll 3) * DETH$ | 1 |
| En los demás casos | | 2 |

Q2 se obtiene del cuadro 14/G.722.

IH se obtiene del cuadro 20/G.722 utilizando SIH y MIH.

6.2.2.2 Cuantificación inversa de la señal diferencia en la subbanda superior (BLOQUE 2H)

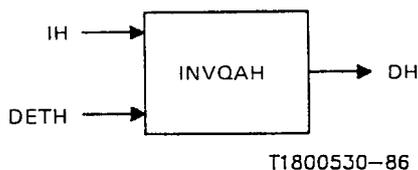


FIGURA 28/G.722
Cuantificación inversa de la señal diferencia en la subbanda superior

INVQAH

Entradas: IH, DETH

Salida: DH

Función: Calcular la señal diferencia cuantificada en la subbanda superior.

SIH e IH2 se obtienen del cuadro 21/G.722 utilizando IH. Utilícese IH2 como una dirección para QQ2 en el cuadro 14/G.722

$$WD1 = QQ2(IH2) \lll 3$$

$$WD2 = \begin{cases} WD1 & \text{si} \\ -WD1 & \text{si} \end{cases}$$

$$DH = DETH * WD2$$

| Obtener el signo de DH

| Aplicar el factor de escala a la constante de la tabla

SIH == 0
 SIH == -1

| Poner el signo

2.2.3 Adaptación del factor de escala del cuantificador en la subbanda superior (BLOQUE 3H)

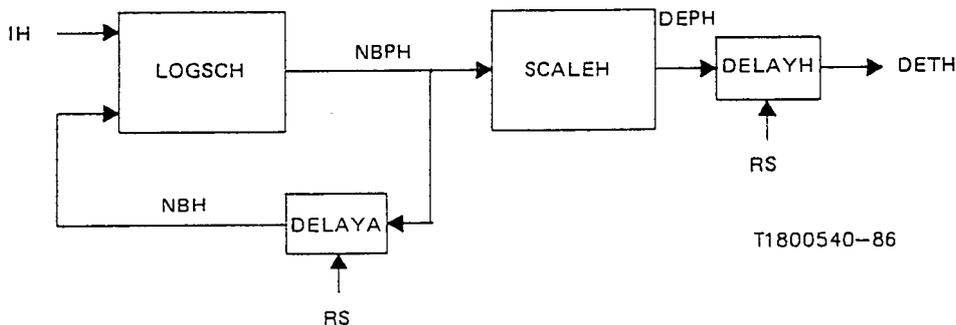


FIGURA 29/G.722
Adaptación del factor de escala del cuantificador en la subbanda superior

LOGSCH

Entradas: IH, NBH

Salida: NBPH

Función: Actualizar el factor de escala logarítmico del cuantificador en la subbanda superior.

IH2 se obtiene del cuadro 21/G.722 utilizando IH.

Utilícese IH2 como una dirección para WH en el cuadro 14/G.722

$WD = NBH * 32512$
 $NBPH = WD + WH(IH2)$

| Factor de fuga 127/128
| Añadir multiplicador del
| factor de escala

$NBPH = \begin{cases} 0, & \text{si} \\ 22528, & \text{si} \end{cases}$

$NBPH < 0$

| Límite inferior de 0

$NBPH > 22528$

| Límite superior de 11

DELAYA

Para la especificación, véase el § 6.2.1.3

SCALEH

Entrada: NBPH

Salida: DEPH

Nota – Se utiliza el método 1 o el método 2.

Función: Calcular el factor de escala del cuantificador en la subbanda superior.

Método 1 (con una tabla de 353 entradas)

$WD = (NBPH \gg 6) \& 511$

| Calcular la dirección de
| la tabla para ILA

Utilícese WD como dirección para ILA en el cuadro 15/G.722

$DEPH = (ILA(WD) + 1) \ll 2$

| Aplicación del factor de escala
| con un desplazamiento de dos bits

Método 2 (con una tabla de 32 entradas)

$WD1 = (NBPH \gg 6) \& 31$

$WD2 = NBPH \gg 11$

| Parte fraccionaria de NBPH
| Parte entera de NBPH

Utilícese WD1 como dirección para ILB en el cuadro 15/G.722

$WD3 = ILB(WD1) \gg (10 - WD2)$

| Aplicación del factor de escala
| con la parte entera

$DEPH = WD3 \ll 2$

| Aplicación del factor de escala
| con un desplazamiento de dos bits

DELAYH

Entradas: X, RS

Salida: y

Función: Bloque de memoria. Para la entrada x, la salida viene dada por:

$$y(n) = \begin{cases} x(n - 1), & \text{si } RS = 0 \\ 8, & \text{si } RS = 1 \end{cases} \quad \left| \begin{array}{l} \text{Reiniciar al valor m\u00ednimo} \end{array} \right.$$

6.2.2.4 Predictor adaptativo y calculador de la se\u00f1al reconstruida en la subbanda superior (BLOQUE 4H)

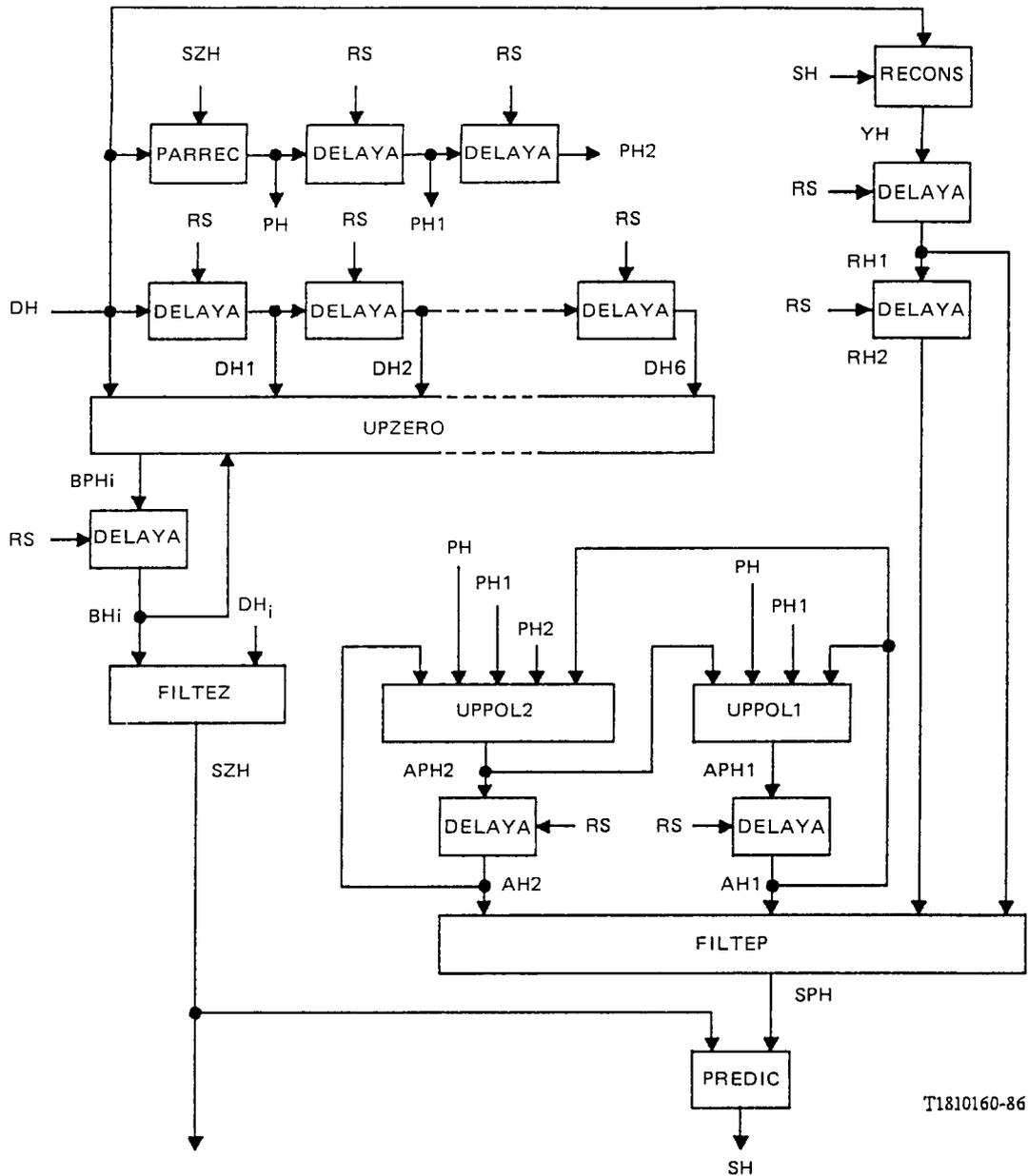


FIGURA 30/G.722

Predictor adaptativo y calculador de la se\u00f1al reconstruida en la subbanda superior

DELAYA

Para la especificación, véase el § 6.2.1.3.

PARREC

Para la especificación, véase el § 6.2.1.4. Sustitúyase DLT por DH y SZL por SZH como entradas, y PLT por PH como salida.

RECONS

Para la especificación, véase el § 6.2.1.4. Sustitúyase SL por SH y DLT por DH como entradas, y RTL por YH como salida.

UPZERO

Para la especificación, véase el § 6.2.1.4. Sustitúyase DLT por DH, DLTi por DHi y BLi por BHi como entradas, y BPLi por BPHi como salida.

UPPOL2

Para la especificación, véase el § 6.2.1.4. Sustitúyase ALi por AHi, PLT por PH y PLTi por PHi como entradas, y APL2 por APH2 como salida.

UPPOL1

Para la especificación, véase el § 6.2.1.4. Sustitúyase AL1 por AH1, APL2 por APH2, PLT por PH y PLT1 por PH1 como entradas, y APL1 por APH1 como salida.

FILTEZ

Para la especificación, véase el § 6.2.1.4. Sustitúyase DLTi por DHi y BLi por BHi como entradas, y SZL por SZH como salida.

FILTEP

Para la especificación, véase el § 6.2.1.4. Sustitúyase RLTi por RHi y ALi por AHi como entradas, y SPL por SPH como salida.

PREDIC

Para la especificación, véase el § 6.2.1.4. Sustitúyase SPL por SPH y SZL por SZH como entradas y SL por SH como salida.

6.2.2.5 Saturación de la señal reconstruida en la subbanda superior (BLOQUE 5H)

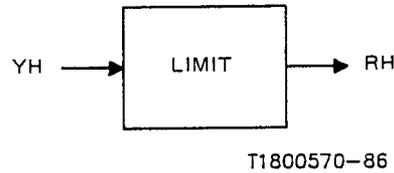


FIGURA 31/G.722

**Saturación de la señal reconstruida
en la subbanda superior**

LIMIT

Para la especificación, véase el § 6.2.1.6. Sustitúyase YL por YH como entrada y RL por RH como salida.

APÉNDICE I

(a la Recomendación X.21)

Aspectos de red

Este apéndice tiene por objeto presentar una descripción general de la interacción de la codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s con otras partes de la red digital. Se ofrecen también algunas orientaciones generales.

El establecimiento de la conexión cae fuera del ámbito de esta Recomendación.

I.1 Características de las redes

Esta Recomendación es aplicable a sistemas que funcionan en redes que reúnen las siguientes características:

- i) disponibilidad en los terminales de la temporización de los octetos ofrecida por la red;

Nota – La temporización de octetos puede derivarse también de las señales de control en la estructura de trama definida en la Recomendación G.725;

- ii) funcionamiento pliesícrono de la red, con relojes de referencia que satisfacen los requisitos de temporización de la Recomendación G.811, o funcionamiento síncrono de la red;
- iii) tipos de conexión a 64 kbit/s, con una de las dos características siguientes:
 - transparencia completa a 64 kbit/s;
 - restricción de la densidad de los impulsos, como se indica en la Recomendación G.802.

Nota – La codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s puede también funcionar en redes en las que un bit de señalización reemplaza al octavo bit del octeto, como se indica en el § 3.1 de la Recomendación G.704, o en las que sólo hay transparencia a 56 kbit/s. Sin embargo, se produce una reducción de la velocidad binaria para audio y de la capacidad del canal de datos auxiliar y sólo son posibles dos modos de funcionamiento denominados 1 *bis* (sin tramas) y 3 *bis*, que se describen a continuación:

- modo 1 *bis*: 56 kbit/s para codificación audio y sin canal de datos;
- modo 3 *bis*: 48 kbit/s para codificación audio, un canal de datos a 6,4 kbit/s, y 1,6 kbit/s para la alineación de trama del canal de servicio y el control de modos.

I.2 Integración en la red de telecomunicaciones

Se prevé que el sistema de codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s se utilice para aplicaciones punto a punto, multipunto y de difusión. Ejemplos de usos particulares son: canales de calidad de comentario para radiodifusión y señales vocales de alta calidad para aplicaciones de audioconferencia y videoconferencia.

El sistema de codificación puede funcionar por cualquier canal portador a 64 kbit/s (véase el § I.1), por ejemplo a través de la red telefónica pública conmutada, de circuitos arrendados, o de una RDSI.

Procesos tales como la interpolación digital de la palabra, el control de eco y los atenuadores digitales deben neutralizarse para la transmisión de la codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s. El protocolo de neutralización no es objeto de esta Recomendación.

Debe señalarse no obstante que el procesamiento de las señales puede tener lugar en una unidad de conferencia multipunto (véase el § I.7).

I.3 Calidad de funcionamiento en audio del sistema de codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s

I.3.1 Señales vocales

La calidad de funcionamiento del sistema de codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s con señales vocales se ha cuantificado en base a valores Q_W , siendo Q_W una medida de la relación señal/ruido correlacionado del sistema de banda ancha, medida en dB. En la Recomendación P.81 se ofrece información detallada sobre las mediciones de los valores Q . Dicha Recomendación, aunque está destinada fundamentalmente a aplicaciones de telefonía en banda ancha, se ha utilizado para la evaluación de los sistemas de banda ampliada (lo que se indica por el subíndice W , de la palabra inglesa “wide”) mediante el empleo de un filtro apropiado (50 a 7000 Hz).

Como referencia solamente se señala que un valor Q_W de 38 dB corresponde aproximadamente a un sistema MIC (7 kHz) a 128 kbit/s (frecuencia de muestreo 16 kHz y ley de codificación según la Recomendación G.711), en tanto que un valor Q_W de 45 dB corresponde aproximadamente a las partes audio del codificador interconectado sin el proceso intermedio de codificación MICDA-SB.

El cuadro I-1/G.722 indica la calidad de funcionamiento relativa en valores Q_W para niveles de entrada nominales.

CUADRO I-1/G.722

Niveles relativos de la calidad de funcionamiento con señales vocales (valores Q_W)

| Modo de funcionamiento | Transcodificaciones | | |
|------------------------|---------------------|--|--|
| | 1 | 4 Analógico, de acuerdo con la figura I-1/G.722 | 4 Digital, de acuerdo con la figura I-2/G.722 |
| 1 (64 kbit/s) | 45 | 38 | 41 |
| 2 (56 kbit/s) | 43 | 36 | 38 |
| 3 (48 kbit/s) | 38 | 29 | 34 |

Se ha observado que la calidad de funcionamiento del sistema de codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s no es esencialmente afectada por errores distribuidos al azar con valores de la tasa de errores en los bits (TEB) de hasta 1.10^{-4} . Tasas de errores mayores que se aproximen a 1.10^{-3} producen una degradación perceptible que puede considerarse tolerable en ciertas aplicaciones.

No se han presentado problemas particulares en la condición de múltiples hablantes (conversación simultánea) por lo que puede suponerse, con un buen grado de seguridad, una operación correcta en condiciones normales de conferencia.

La calidad de funcionamiento en condiciones de desadaptación de modos (es decir, cuando la variante utilizada en el decodificador para un determinado octeto no corresponde al modo funcionamiento) se considera en el § I.5.

I.3.2 Señales musicales

Aunque el sistema está diseñado principalmente para señales vocales, cabe esperar que no habrá distorsiones apreciables en la codificación de una amplia gama de material musical en el modo 1. Ulteriores estudios sobre los efectos en las señales musicales son de la competencia de la Comisión de Estudio Mixta CMTT.

I.4 Calidad de funcionamiento en audio cuando se interconecta con otros sistemas de codificación sobre una base analógica

I.4.1 MIC a 64 kbit/s

Pruebas subjetivas oficiosas realizadas en un trayecto constituido por una combinación, interconectada en analógico, de un enlace MIC a 64 kbit/s conforme a la Recomendación G.711 y un enlace con codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s indican que no habrá problemas de interfuncionamiento. Sin embargo, la calidad de funcionamiento de la combinación no será mejor que la de la MIC a 64 kbit/s.

La interconexión de dos sistemas de codificación sobre una base digital se trata en el § I.8.

I.4.2 MICDA a 32 kbit/s

Cabe esperar que una combinación interconectada en analógico de un enlace MICDA a 32 kbit/s conforme a la Recomendación G.721 y un enlace con codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s no presente ningún problema de interfuncionamiento. Sin embargo la calidad de funcionamiento de la combinación no será mejor que la de la MICDA a 32 kbit/s.

La interconexión de los dos sistemas de codificación a nivel digital será objeto de ulterior estudio.

I.5 Calidad de funcionamiento en audio con conmutación de modos

Para maximizar la calidad de funcionamiento en audio se recomienda que la conmutación de modos se realice síncronamente entre el emisor y el receptor. Sin embargo, puede considerarse una conmutación asíncrona de modos, ya que la condición de desadaptación de modos probablemente tendrá una duración limitada y por tanto, probablemente la calidad de funcionamiento correspondiente será aceptable. El funcionamiento con una desadaptación permanente de modos, aunque no es deseable, puede contemplarse en circunstancias excepcionales. El cuadro I-2/G.722 indica la calidad de funcionamiento relativa con todas las combinaciones de desadaptación de modos para niveles de entrada nominales.

CUADRO I-2/G.722

Calidad de funcionamiento relativa con señales vocales en el caso de desadaptación de modos (valores Q_w)

| Velocidad binaria utilizada para la recepción audio | Velocidad binaria utilizada para la emisión audio | |
|---|---|-----------|
| | 56 kbit/s | 48 kbit/s |
| 64 kbit/s | 41 | 35 |
| 56 kbit/s | – | 36 |

Nota – Los bits no utilizados para la codificación audio se han remplazado por bits de una secuencia pseudoaleatoria.

I.6 *Funcionamiento del canal de datos auxiliar*

Las combinaciones disponibles de velocidades binarias para audio y canal de datos dependen de los tipos de conexión descritos en el apartado iii) del § I.1.

Al canal de datos no le afectan las características de la señal de audio, pues los canales de audio y de datos están efectivamente desacoplados. La transparencia del canal de datos sólo está limitada por las secuencias de señalización que podrían elegirse para obtener la identificación del terminal. Si se eligen secuencias de un formato adecuado, la posibilidad de que sean simuladas por bits de audio o de datos puede hacerse extremadamente baja. En consecuencia, puede suponerse que el canal de datos es transparente para todas las aplicaciones prácticas.

El control de la capacidad del canal de datos se trata en la Recomendación G.725.

Aunque el formato del canal de datos no es objeto de esta Recomendación, puede observarse que el algoritmo no prohíbe la utilización de dos canales de datos a 8 kbit/s completamente independientes cuando la capacidad total del canal de datos es de 16 kbit/s.

En condiciones de errores de transmisión, el canal de datos no sufre una multiplicación de errores como consecuencia del algoritmo de codificación audio.

Nota – Podría obtenerse una capacidad adicional de canal de datos reemplazando por datos los dos bits normalmente asignados a la subbanda superior, con el consiguiente inconveniente de una reducción de la anchura de banda audio. Sin embargo, este enfoque probablemente requiera una especificación más estricta de las características del filtro de recepción, para minimizar los efectos de la distorsión por solape.

I.7 *Configuración para conferencia multipunto*

Las propiedades específicas de una configuración para conferencia multipunto que incluya el control del canal de datos, el control del eco, y el tratamiento de mensajes de control entre terminales están fuera del ámbito de esta Recomendación. Sin embargo, el algoritmo de codificación audio se ha elegido de modo que se asegure una flexibilidad máxima para las configuraciones para conferencia multipunto que probablemente surjan. Deben señalarse ciertas directrices generales, a saber:

- Para maximizar la calidad de funcionamiento en audio, debería utilizarse la velocidad binaria para audio más alta posible, compatible con la velocidad binaria requerida para la transmisión por el canal de datos, para la transmisión hacia y desde el dispositivo de suma de señales de la unidad de conferencia multipunto.

Nota – La suma de señales se efectuará sobre una representación lineal de las señales.

- Los modos emisión y recepción de un terminal o puerto de una unidad de conferencia multipunto no tienen porqué ser necesariamente los mismos.
- Se debe preferir la suma de señales al nivel MIC uniforme de subbanda, por las siguientes razones:
 - i) se minimiza el soporte físico en la unidad de conferencia multipunto (UCM), pues no se necesitan filtros espejos en cuadratura;
 - ii) al ahorrarse un filtrado adicional, se mejora al máximo la calidad de la señal y se elimina el retardo adicional de la señal;
 - iii) probablemente, la forma más sencilla de asegurar el control del eco será a nivel de subbanda.

La figura I-3/G.722 indica una posible configuración en el puente de conferencia multipunto con suma de señales a nivel de subbanda.

- Considerando la calidad de funcionamiento en audio, el número de unidades de conferencia multipunto conectadas en cascada, interconectadas con la codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s, está limitado a tres (véase la figura I-4/G.722).
- Cuando la unidad de conferencia multipunto incluya puertos MIC a 64 kbit/s, se aplicarán principios de transcodificación digital equivalentes a los descritos en el § I.8 para obtener las señales de las subbandas superior e inferior.

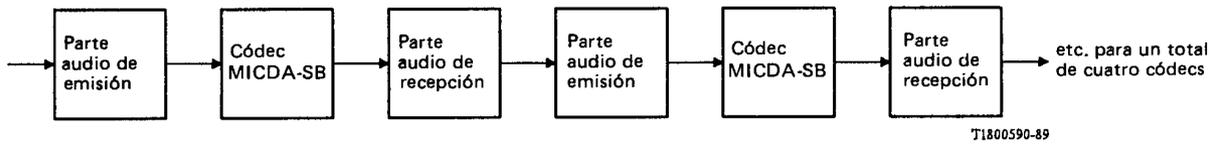


FIGURA I-1/G.722
Cuatro transcodificaciones (interconexión analógica)

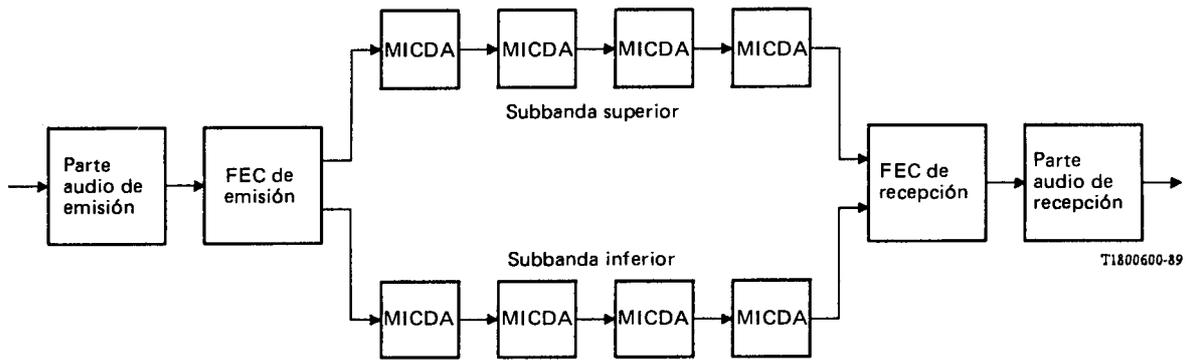


FIGURA I-2/G.722
Cuatro transcodificaciones (interconexión digital)

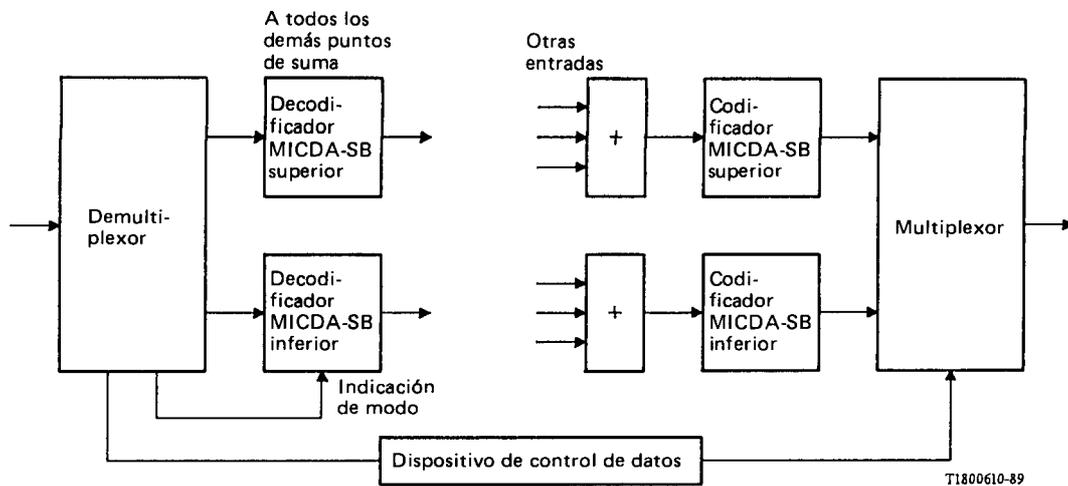


FIGURA I-3/G.722
Posible configuración de una unidad de conferencia multipunto

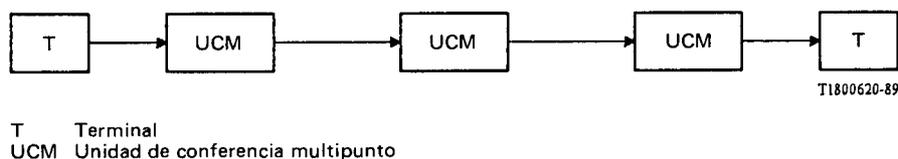


FIGURA I-4/G.722

Unidades de conferencia multipunto conectadas en cascada

I.8 *Transcodificación digital entre el sistema de codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s y MIC a 64 kbit/s*

La figura I-5/G.722 indica el método recomendado para la interconexión digital del sistema de codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s y la MIC a 64 kbit/s conforme a la Recomendación G.711.

El principio de la transcodificación de MIC a 64 kbit/s a codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s implica la conversión de MIC ley A o ley μ a MIC uniforme y la inserción de muestras alternadas entrelazadas de amplitud nula en la señal MIC uniforme muestreada a 8 kHz para formar una señal muestreada a 16 kHz. Esta señal se hace pasar por un filtro paso bajo digital muestreado a 16 kHz que no modifica apreciablemente la respuesta en frecuencia en banda base hasta los 3,4 kHz y que atenúa los componentes de frecuencia superior a 4,6 kHz. La señal resultante se aplica al codificador MICDA de subbanda como se indica en la figura I-3/G.722.

Debe señalarse la conveniencia de evitar la utilización de la subbanda inferior sola para transportar la información en una señal que proviene de un enlace MIC a 64 kbit/s conforme a la Recomendación G.711.

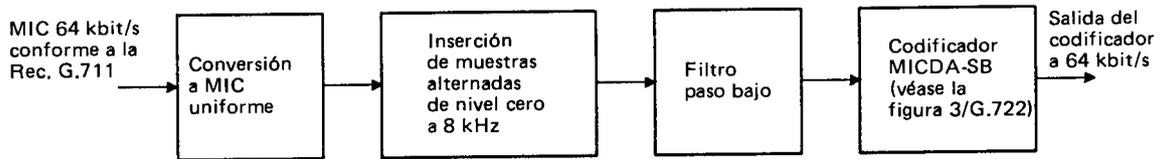
En la figura I-6/G.722 se describe otro posible método para obtener dos señales de subbanda a partir de una señal MIC a 64 kbit/s utilizando los diseños de filtros espejos en cuadratura paso bajo (PB) y paso alto (PA) ya empleados para el esquema de codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s. El objetivo consiste en generar una señal de subbanda superior que finalmente anulará la distorsión por solape introducida en la señal de subbanda inferior. La señal MIC a 64 kbit/s se convierte a MIC uniforme y se muestrea a 16 kHz insertando muestras alternadas de valor nulo. El factor multiplicador por 2 se inserta para mantener la ganancia unitaria. La señal de subbanda inferior se obtiene por dos etapas idénticas de filtrado con filtros espejos en cuadratura paso alto seguidas de un submuestreo 2:1. La señal de subbanda superior se obtiene mediante dos etapas de filtrado, PA seguido de una PB, una reducción de ganancia por un factor 1/2, inversión de signo, seguido de un submuestreo 2:1. Cuando estas dos señales se aplican a la entrada del filtro espejo en cuadratura sintetizador descrito en la presente Recomendación se obtiene una forma a 7 kHz apropiada de la señal MIC original.

Obsérvese que el proceso de sobremuestreo y submuestreo debe sincronizarse de modo que los instantes de supresión de las muestras correspondan con los instantes de inserción de muestras de amplitud nula.

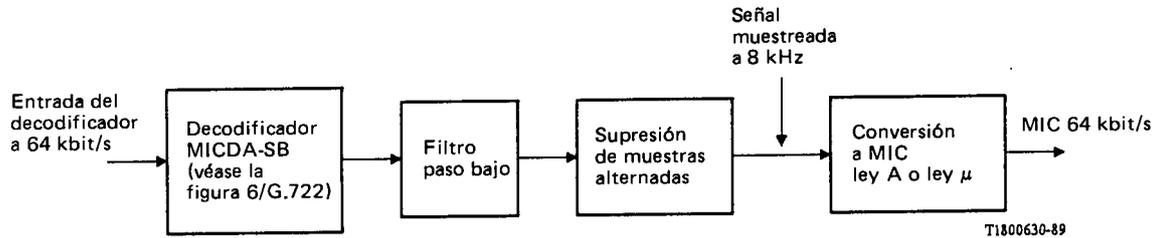
La transcodificación de codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s a MIC a 64 kbit/s puede realizarse tomando la señal de salida del decodificador MICDA de subbanda y aplicándole sucesivamente los tres procesos siguientes:

- filtrado paso bajo digital (muestreo a 16 kHz) que no modifica apreciablemente la respuesta en frecuencia en banda base hasta los 3,4 kHz y que atenúa los componentes de frecuencia superior a 4,6 kHz;
- supresión de las muestras alternadas de la señal muestreada a 16 kHz resultante;
- conversión de la señal MIC uniforme muestreada a 8 kHz resultante a MIC de ley A o de ley μ .

Nota – La obtención de una señal MIC a 64 kbit/s partiendo solamente de la subbanda inferior de la señal (7 kHz) a 64 kbit/s será objeto de ulterior estudio.



a) De MIC a 64 kbit/s, a codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s



b) De codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s, a MIC 64 kbit/s

FIGURA I-5/G.722

Transcodificación digital entre un sistema de codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s y MIC a 64 kbit/s conforme a la Recomendación G.711

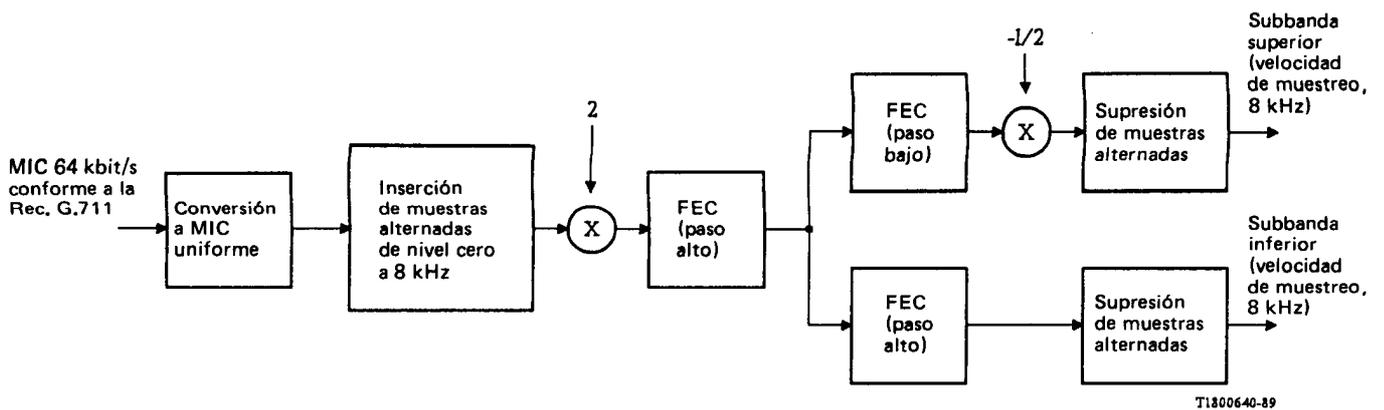


FIGURA I-6/G.722

Otro posible método para la transcodificación digital entre MIC a 64 kbit/s conforme a la Recomendación G.711 y codificación audio (7 kHz) a 64 kbit/s

APÉNDICE II

(a la Recomendación G.722)

Secuencias de prueba digitales

Este apéndice ofrece información sobre las secuencias de prueba digitales que deben utilizarse para facilitar la verificación de realizaciones de la parte códec MICDA del algoritmo de codificación en banda ancha. Hay disponibles copias de estas secuencias en discos flexibles (véase el § II.4).

II.1 *Señales de entrada y de salida*

El cuadro II-1/G.722 define las señales de entrada y de salida para las secuencias de prueba. Contiene algunas señales (indicadas por #) propias de estas secuencias de prueba a fin de facilitar el interfaz entre el generador/receptor de secuencias de prueba y el codificador/decodificador. Las figuras II-1/G.722, II-2/G.722 y II-3/G.722 muestran los formatos de palabra de 16 bits para estas señales de entrada y de salida.

II.2 *Configuraciones para la aplicación de las secuencias de prueba*

Para la aplicación de secuencias de prueba pueden utilizarse dos configuraciones (denominadas configuración 1 y configuración 2). En ambas se utiliza una señal TEST para preparar la prueba del codificador y el decodificador con las secuencias de prueba digitales. Cuando se proporciona la señal, los filtros espejos en cuadratura (FEC) se saltan y las secuencias de prueba se aplican directamente a los codificadores o decodificadores MICDA. De las secuencias de prueba de entrada X # (I # en el decodificador) se extrae una señal RSS la cual pasa a ser una señal de reiniciación RS para el codificador y el decodificador. La señal RS se utilizará para poner a cero, o a valores específicos, las variables de estado (indicadas con un * en el cuadro 13/G.722).

II.2.1 *Configuración 1*

La configuración 1 indicada en la figura II-4/G.722 es una versión simplificada de las figuras 4/G.722 y 5/G.722. Las señales de entrada al codificador, XL y XH, se describen en el cuadro 12/G.722. Estas señales de entrada se aplican directamente a los codificadores MICDA de las subbandas inferior y superior, sin pasar por los FEC. Las señales de salida del codificador, IL e IH, se definen en los bloques QUANTL y QUANTH, respectivamente.

Esta secuencia se utiliza para probar el bucle de realimentación cuantificador/predictor en el decodificador.

Descripción de las señales de entrada y de salida para las secuencias de prueba

| Nombre | Descripción |
|--------|--|
| XL | Señal de entrada uniformemente cuantificada de 15 bits al codificador de subbanda inferior |
| XH | Señal de entrada uniformemente cuantificada de 15 bits al codificador de subbanda superior |
| X# | Secuencia de prueba de entrada con formato de palabra de 16 bits indicado en la figura II-1/G.722 |
| IL | Palabra código MICDA de subbanda inferior de seis bits |
| ILR | Palabra código MICDA de subbanda inferior de seis bits recibida |
| IH | Palabra código MICDA de subbanda superior de dos bits |
| I# | Secuencia de prueba de salida (en la configuración 1) y de entrada (en la configuración 2) con formato de palabra código de 16 bits indicado en la figura II-2/G.722 |
| RL | Señal de salida uniformemente cuantificada de 15 bits del decodificador de subbanda inferior |
| RH | Señal de salida uniformemente cuantificada de 15 bits del decodificador de subbanda superior |
| RL# | Secuencia de prueba de salida con formato de palabra de 16 bits indicado en la figura II-3/G.722 |
| RH# | Secuencia de prueba de salida con formato de palabra de 16 bits indicado en la figura II-3/G.722 |
| RSS | Señal de reiniciación/sincronización |
| VI | Señal de indicación de datos válidos |

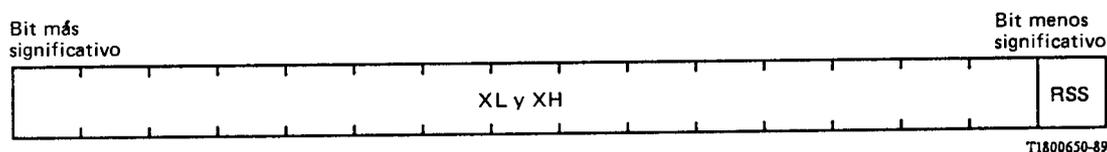
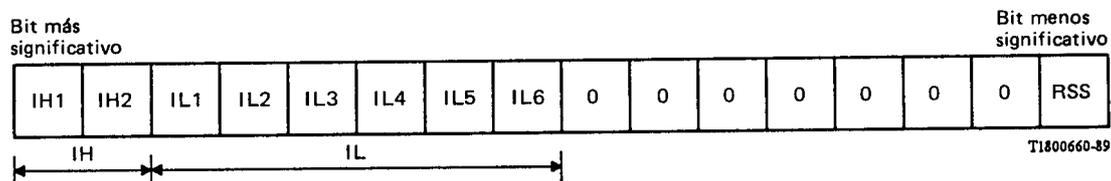


FIGURA II-1/G.722
Formato de palabra de X#



Nota 1 - IH1 e IL1 son los bits más significativos de IH e IL, respectivamente.
Nota 2 - IL es ILR en la configuración 2.

FIGURA II-2/G.722
Formato de palabra de I#

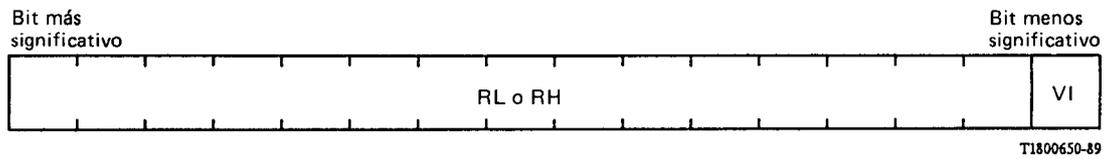


FIGURA II-3/G.722
Formato de palabra de RL# y RH#

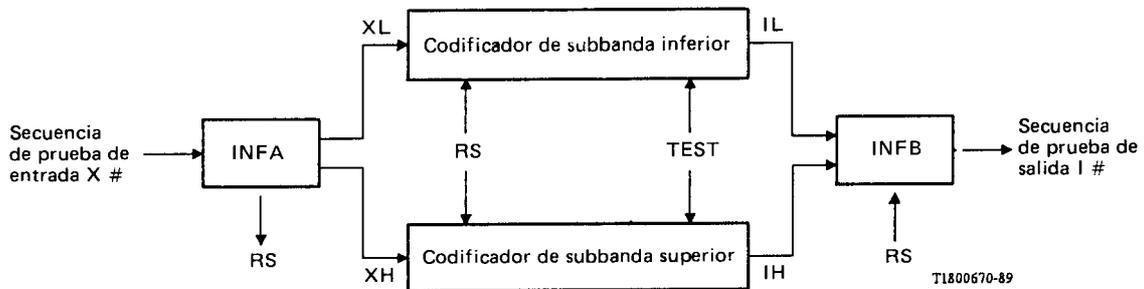


FIGURA II-4/G.722
Configuración 1 - Sólo el codificador

II.2.2 Configuración 2

La configuración 2 indicada en la figura II-5/G.722 es una versión simplificada de las figuras 7/G.722 y 8/G.722. Las señales de prueba ILR e IH, y la señal MODE se describen en el cuadro 12/G.722. Las correspondientes señales de salida del decodificador, RL y RH se definen en los bloques LIMIT, en los § 6.2.1.6 y 6.2.2.5. Para la subbanda inferior, las señales de salida del decodificador MICDA se derivan para tres modos básicos de funcionamiento (modos 1, 2 y 3). Sin pasar por los FEC, las señales de salida RL y RH se obtienen separadamente de los decodificadores MICDA de las subbandas inferior y superior, respectivamente.

La configuración 2 se utiliza para probar el funcionamiento del cuantificador inverso y la adaptación del predictor sin un bucle de realimentación cuantificador/predictor en el decodificador.

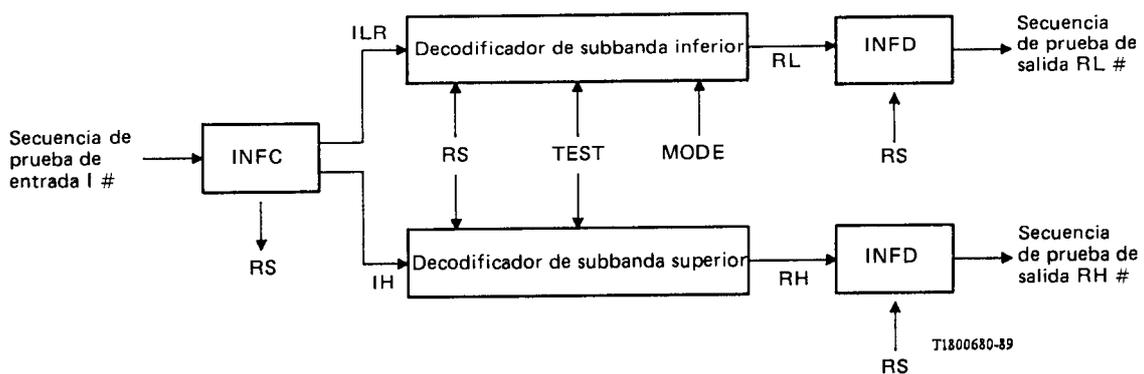


FIGURA II-5/G.722
Configuración 2 - Sólo el decodificador
(RL y RL# se obtienen para los modos 1, 2 y 3)

II.2.3 Señales de reiniciación/sincronización (RSS) e indicación de datos válidos (VI)

Todos los estados de memoria en las dos configuraciones de prueba deben inicializarse a los estados exactos especificados en la presente Recomendación antes de comenzar una secuencia de entrada, para obtener los valores de salida correctos para la prueba.

En la configuración 1, la secuencia de prueba de entrada, X #, se compone de señales de prueba de entrada al codificador y de la señal de reiniciación/sincronización (RSS) como indica la figura II-1/G.722. La señal RSS está situada en el primer bit menos significativo de la secuencia de entrada. Si RSS es "1" se inicializan los codificadores de las subbandas inferior y superior y las salidas de los codificadores se ponen a "0", es decir, IH = "0" e IL = "0". Este código de salida, que normalmente está prohibido, se utiliza para indicar "datos no válidos" de las salidas. Después que la señal RSS pasa a "0", la secuencia de prueba de entrada será válida y comenzará a funcionar el algoritmo MICDA.

En la configuración 2, la secuencia de prueba de entrada, I#, se compone de los ocho primeros bits de las palabras código de entrada a los decodificadores de subbandas inferior y superior, y los últimos ocho bits consisten en siete ceros y la señal RSS en el bit menos significativo, como se indica en la figura II-2/G.722. La señal RSS desempeña el mismo papel que en la configuración 1. Es decir, si la señal RSS es igual a "1", se inicializan los decodificadores de las subbandas inferior y superior. Cuando la señal RSS pasa a "0", el algoritmo MICDA estará en el estado operacional. Las secuencias de prueba de salida, RL# y RH#, están constituidas por una señal de salida de 15 bits del decodificador y una señal de indicación de datos válidos (VI), como se indica en la figura II-3/G.722. Cuando la señal RSS del decodificador es "1", la señal VI se pone a "1" y la salida del decodificador se pone a "0", lo que indica "datos no válidos" de la salida. Cuando la señal VI es "0", la secuencia de prueba de salida es válida.

Para establecer la conexión entre el generador/receptor de secuencia de prueba y el codificador/decodificador se proporcionan cuatro bloques, INFA, INFB, INFC, INFD indicados en las figuras II-4/G.722 y II-5/G.722. A continuación se da una explicación detallada de estos bloques utilizando la notación especificada en el § 6.2.

INFA

Entrada: X#

Salidas: XL, XH, RS

Función: Extraer la señal de reiniciación/sincronización y las señales de entrada a los codificadores MIDCA de las subbandas inferior y superior.

| | | |
|---------------|--|---------------------------------------|
| RS = X # & 1 | | Extraer señal RSS |
| | | Señal de entrada de subbanda inferior |
| XL = X # >> 1 | | Señal de entrada de subbanda superior |
| XH = XL | | |

INFB

Entradas: IL, IH, RS

Salida: I#

Función: Crear una secuencia de prueba de salida combinando las señales de salida de los codificadores MICDA de las subbandas inferior y superior y la señal de reiniciación/sincronización.

| | | | |
|---|-----------|--|-------------------------|
| $I = \begin{cases} (IH \lll 6) + IL \\ 0 \end{cases}$ | si RS = 0 | | Combinar IH e IL |
| | si RS = 1 | | Poner la señal a cero 1 |
| 1 | | | |
| $I\# = (I \lll 8) + RS$ | | | Añadir la señal RSS |

INFC

Entradas: I#

Salida: ILR, IH, RS

Función: Extraer la señal de reiniciación/sincronización y las señales de entrada a los decodificadores MICDA de las subbandas inferior y superior.

| | | |
|-----------------------------|--|------------------------------------|
| $RS = I \# \& 1$ | | Extraer la señal RSS |
| $ILR = (I \# \ggg 8) \& 63$ | | Entrada MICDA de subbanda inferior |
| $IH = I \# \ggg 14$ | | Entrada MICDA de subbanda superior |

INFD

Entradas: RL (RH en la subbanda superior), RS

Salida: RL# (RH# en la subbanda superior)

Función: Crear una secuencia de prueba de salida combinando la señal de salida del codificador MICDA de las subbandas inferior (superior) y la señal de indicación de datos válidos.

| | | |
|---|--|--|
| $RLX = \begin{cases} (RL \ll 1) & \text{si } RS = 0 \\ 0 & \text{si } RS = 1 \end{cases}$ | | Aplicación del factor de escala con desplazamiento de un bit |
| $RL \# = RLX + RS$ | | Poner la salida a cero |
| | | Añadir la señal VI |

II.3 *Secuencias de prueba*

II.3.1 *Secuencias de entrada para la configuración 1*

Para la configuración 1 se proporcionan dos tipos de secuencias de prueba de entrada:

- 1) una secuencia que contiene tonos, corriente continua c.c. y ruido blanco,
- 2) una secuencia para probar los medios de control de desbordamiento en los codificadores MICDA.

La primera secuencia de entrada contiene tonos de varias frecuencias, c.c. y ruido blanco con dos niveles. Los segmentos de señal y sus longitudes se indican en el cuadro II-2/G.722.

Los tonos se utilizan para desplazar los polos del predictor a valores situados por encima de su gama de trabajo y para probar el control de la estabilidad. Aunque los coeficientes del segundo polo se estabilizan solamente en las proximidades de su límite inferior para las entradas de tonos, el límite superior se examina al principio de la entrada de c.c. positiva. La c.c. y el ruido blanco se utilizan para variar los factores de escala del cuantificador en su gama completa.

La segunda secuencia de entrada permite medir los desbordamientos frecuentes. Los segmentos de señal y sus longitudes se indican en el cuadro II-3/G.722.

La secuencia produce grandes errores de predicción, por lo cual se utiliza para verificar los medios de control del desbordamiento en los cálculos de la salida de las secciones de polos y ceros.

En la configuración 1, los valores de los coeficientes del predictor de ceros no alcanzan los límites de la gama: -2 y +2.

II.3.2 Secuencias de entrada para la configuración 2

Para la configuración 2 se proporcionan tres secuencias de prueba de entrada:

- 1) La secuencia generada por el codificador se utiliza cuando se aplica la secuencia de prueba de entrada descrita en el cuadro II-2/G.722.
- 2) La secuencia generada por el codificador se utiliza cuando se aplica la secuencia de prueba de entrada descrita en el cuadro II-3/G.722.
- 3) Se utiliza una secuencia de prueba artificial que contiene subsecuencias consecutivas y que normalmente no procede de un codificador.

La tercera secuencia de prueba que consta de 16 384 valores, se describe más adelante.

CUADRO II-2/G.722

Secuencia de tonos, corriente continua y ruido blanco

| Segmentos de señal | Longitud (palabras de 16 bits) |
|--------------------------------|-----------------------------------|
| Tono de 3504 Hz | 1 024 |
| Tono de 2054 Hz | 1 024 |
| Tono de 1504 Hz | 1 024 |
| Tono de 504 Hz | 1 024 |
| Tono de 254 Hz | 1 024 |
| Tono de 1254 Hz | 1 024 |
| Tono de 2254 Hz | 1 024 |
| Tono de 3254 Hz | 1 024 |
| Tono de 4000 Hz | 512 |
| c.c., positiva, de bajo nivel | 512 |
| c.c., de valor cero | 512 |
| c.c., negativa, de bajo nivel | 512 |
| Ruido blanco, de bajo nivel | 3 072 |
| Ruido blanco, de alto nivel | 3 072 |
| Longitud total de la secuencia | 16 384 |

CUADRO II-3/G.722

Secuencia de prueba de desbordamiento

| Segmentos de señal | Longitud (palabras de 16 bits) |
|--------------------------------------|-----------------------------------|
| -16 384, + 16 383; repetido | 639 |
| 0, -10 000, -8192 | 3 |
| -16 384, + 16 383, -16 384; repetido | 126 |
| Longitud total de la secuencia | 768 |

II.3.2.1 Palabras código MICDA de subbanda inferior

La secuencia de entrada del decodificador de subbanda inferior de seis bits consiste en una secuencia de bit más significativo y en una secuencia distinta de los cinco bits restantes. La secuencia de bit más significativo está constituida por ocho subsecuencias artificiales, cada una con una longitud de 2048 bits, de la forma siguiente:

- (1) 00100100100100100100.....
- (2) 11110000111100001.....
- (3) 111111111111111111.....
- (4) 11001100110011001.....
- (5) 10101010101010101.....
- (6) 00000100000001000.....
- (7) 00101001010010100.....
- (8) 11000110001100011.....

Estas secuencias de bit más significativo se utilizan para hacer que los coeficientes del predictor de ceros varíen en toda la gama de $-2 + 2$.

La secuencia asociada de palabras de cinco bits está constituida por 64 subsecuencias artificiales concatenadas, cada una con una longitud de 256 valores, como se indica en el cuadro II-4/G.722. Esta secuencia de palabras de cinco bits se eligió para permitir la variación del factor de escala logarítmico del cuantificador en toda su gama, y la conversión de logarítmico a lineal.

La secuencia compuesta de ILR prueba también el predictor de polos y hace variar sus coeficientes en su gama admisible. Las secuencias desde los números de subsecuencia (56) a (64) prueban la conversión a partir de las palabras código suprimidas, lo que puede ocurrir como consecuencia de errores de transmisión, a niveles de cuantificación especificados.

II.3.2.2 Palabras código MICDA de subbanda superior

La secuencia de entrada al decodificador de subbanda superior de dos bits consiste en una secuencia de bit más significativo y una secuencia de bit menos significativo distinta.

La secuencia de bit más significativo consta de ocho subsecuencias artificiales, idénticas a las utilizadas en la secuencia bit más significativo para MICDA de subbanda inferior.

La secuencia de bit menos significativo consta de ocho subsecuencias artificiales concatenadas, cada una con una longitud de 2048 bits, de forma siguiente:

- (1) 111111.....
- (2) se alternan dieciséis 1, dieciséis 0
- (3) 000000.....
- (4) se alternan ocho 1, ocho 0
- (5) 000000.....
- (6) se alternan cuatro 1, cuatro 0
- (7) 111111.....
- (8) se alternan dos 1, dos 0.

La secuencia compuesta formada agregando el bit menos significativo al bit más significativo desempeña un papel equivalente al de la palabra código MICDA de subbanda inferior descrita en el § II.3.2.1.

II.4 Formato para la distribución de secuencias de prueba

II.4.1 Interfaz y formato de disco

Pueden obtenerse de la UIT copias de las secuencias de prueba digitales contenidas en tres discos flexibles de 5¼" (cinco pulgadas, un cuarto).

El sistema operativo es el PC-DOS o el MS-DOS (versión 2.0 o ulterior). Se utiliza el formato MS-DOS, en disco de 5¼".

Se emplea el siguiente formato:

- de dos caras disco flexible de 5¼"
- 40 pistas por cara
- nueve sectores por pista
- 512 octetos por sector.

Los textos de los ficheros están escritos en ASCII, a fin de facilitar las operaciones de vaciado, listado y edición.

Secuencia de los últimos cinco bits de ILR

| Esquema repetitivo, cada uno con una longitud de 256 valores | |
|--|---|
| (1) 31 31 31 31 31 31 | (33) 15 15 15 15 15 15 |
| (2) se alternan dieciséis 31, dieciséis 30 | (34) se alternan dieciséis 15, dieciséis 14 |
| (3) 30 30 30 30 30 30 | (35) 14 14 14 14 14 14 |
| (4) se alternan dieciséis 30, dieciséis 29 | (36) se alternan dieciséis 14, dieciséis 13 |
| (5) 29 29 29 29 29 29 | (37) 13 13 13 13 13 13 |
| (6) se alternan dieciséis 29, dieciséis 28 | (38) se alternan dieciséis 13, dieciséis 12 |
| (7) 28 28 28 28 28 28 | (39) 12 12 12 12 12 12 |
| (8) se alternan dieciséis 28, dieciséis 27 | (40) se alternan dieciséis 12, dieciséis 11 |
| (9) 27 27 27 27 27 27 | (41) 11 11 11 11 11 11 |
| (10) se alternan dieciséis 27, dieciséis 26 | (42) se alternan dieciséis 11, dieciséis 10 |
| (11) 26 26 26 26 26 26 | (43) 10 10 10 10 10 10 |
| (12) se alternan dieciséis 26, dieciséis 25 | (44) se alternan dieciséis 10, dieciséis 9 |
| (13) 25 25 25 25 25 25 | (45) 9 9 9 9 9 9 |
| (14) se alternan dieciséis 25, dieciséis 24 | (46) se alternan dieciséis 9, dieciséis 8 |
| (15) 24 24 24 24 24 24 | (47) 8 8 8 8 8 8 |
| (16) se alternan dieciséis 24, dieciséis 23 | (48) se alternan dieciséis 8 dieciséis 7 |
| (17) 23 23 23 23 23 23 | (49) 7 7 7 7 7 7 |
| (18) se alternan dieciséis 23, dieciséis 22 | (50) se alternan dieciséis 7, dieciséis 6 |
| (19) 22 22 22 22 22 22 | (51) 6 6 6 6 6 6 |
| (20) se alternan dieciséis 22, dieciséis 21 | (52) se alternan dieciséis 6, dieciséis 5 |
| (21) 21 21 21 21 21 21 | (53) 5 5 5 5 5 5 |
| (22) se alternan dieciséis 21, dieciséis 20 | (54) se alternan dieciséis 5, dieciséis 4 |
| (23) 20 20 20 20 20 20 | (55) 4 4 4 4 4 4 |
| (24) se alternan dieciséis 20, dieciséis 19 | (56) se alternan dieciséis 4, dieciséis 3 |
| (25) 19 19 19 19 19 19 | (57) 3 3 3 3 3 3 |
| (26) se alternan dieciséis 19, dieciséis 18 | (58) se alternan dieciséis 3, dieciséis 2 |
| (27) 18 18 18 18 18 18 | (59) 2 2 2 2 2 2 |
| (28) se alternan dieciséis 18, dieciséis 17 | (60) se alternan dieciséis 2, dieciséis 1 |
| (29) 17 17 17 17 17 17 | (61) 1 1 1 1 1 1 |
| (30) se alternan dieciséis 17, dieciséis 16 | (62) se alternan dieciséis 1, dieciséis 0 |
| (31) 16 16 16 16 16 16 | (63) 0 0 0 0 0 0 |
| (32) se alternan dieciséis 16, dieciséis 15 | (64) se alternan dieciséis 0, dieciséis 3 |

II.4.2 *Tipos de ficheros proporcionados*

Las secuencias de prueba están dispuestas en 17 ficheros. Estos 17 ficheros se clasifican en tres grupos de acuerdo con la siguiente descripción:

Clase T1: Ficheros fuente para introducir en el códec MICDA. La clase T1 incluye dos ficheros para ser utilizados en la configuración 1 (sólo el codificador) y un fichero para ser utilizado en la configuración 2 (sólo el decodificador).

Clase T2: Ficheros combinados fuente-comparación. Hay dos ficheros de la clase T2. Estos dos ficheros se utilizan para fines de comparación a la salida del codificador en la configuración 1. Se utilizan también como ficheros fuente para probar el decodificador en la configuración 2.

Clase T3: Ficheros de comparación utilizados para comprobar la salida del decodificador en diferentes modos. Hay nueve ficheros de la clase T3 para probar el decodificador de subbanda inferior y tres ficheros de la misma clase para probar el decodificador de subbanda superior. En la clase T3, los sufijos H o L en el nombre del fichero indican si es de subbanda superior o de subbanda inferior, respectivamente. Además, un número del uno al tres en el nombre del fichero indica el modo utilizado para la prueba.

II.4.3 Guía para los ficheros de secuencias de prueba

Aquí se indican el nombre y el contenido de cada fichero proporcionado para las secuencias de prueba digitales. La figura II-6/G.722 muestra los ficheros que se utilizan en las diferentes configuraciones de prueba.

Nombres de los ficheros de la clase T1

T1C1.XMT: 16 416 valores de prueba (palabras de 16 bits) que contienen diversas frecuencias, c.c. y ruido blanco para la prueba del codificador.

T1C2.XMT: 800 valores de prueba (palabras de 16 bits) que contienen la secuencia artificial para medir el desbordamiento del codificador.

T1D3.COD: 16 416 valores de prueba (palabras de 16 bits) que contienen la secuencia artificial para la prueba del decodificador. Los ocho bits más significativos contienen el código MICDA (IH, IL) y los ocho bits menos significativos contienen la información RSS (señal de reiniciación/sincronización).

Nombre de los ficheros de la clase T2

T2R1.COD 16 416 valores de prueba (palabras de 16 bits) que contienen el código de salida para el fichero T1C1.XMT. Este fichero se utiliza también como entrada para probar el decodificador, y tiene por tanto la misma estructura que el fichero T1D3.COD.

T2R2.COD: 800 valores de prueba (palabras de 16 bits) que contienen el código de salida para el fichero T1C2.XMT. Este fichero se utiliza también como fuente para probar el decodificador y tiene por tanto la misma estructura que el fichero T1D3.COD.

Nombre de los ficheros de la clase T3

T3L1.RC1: 16 416 valores de prueba (palabras de 16 bits) que contienen la salida del decodificador de subbanda inferior para funcionamiento en modo 1 cuando se utiliza el fichero T2R1.COD como entrada.

T3L1.RC2: El mismo significado que el indicado para el fichero T3L1.RC1, pero cuando se utiliza el modo 2.

T3L1.RC3: El mismo significado que el indicado para el fichero T3L1.RC1, pero cuando se utiliza el modo 3.

T3H1.RC0: 16 416 valores de prueba (palabras de 16 bits) que contienen la salida del decodificador de subbanda superior cuando se utiliza el fichero T2R1.COD como entrada.

T3L2.RC1: 800 valores de prueba (palabras de 16 bits) que contienen la salida del decodificador de subbanda inferior para funcionamiento en modo 1 cuando se utiliza el fichero T2R2.COD como entrada.

T3L2.RC2: El mismo significado que el indicado para el fichero T3L3.RC1, pero cuando se utiliza el modo 2.

T3L2.RC3 El mismo significado que el indicado para el fichero T3L2.RC1, pero cuando se utiliza el modo 3.

T3H2.RC0: 800 valores de prueba (palabras de 16 bits) que contienen la salida del decodificador de subbanda superior cuando se utiliza el fichero T2R2.COD como entrada.

T3L2.RC1: 800 valores de prueba (palabras de 16 bits) que contienen la salida del decodificador de subbanda inferior para funcionamiento en modo 1 cuando se utiliza el fichero T2R2.COD como entrada.

T3L2.RC2: El mismo significado que el indicado para el fichero T3L3.RC1, pero cuando se utiliza el modo 2.

T3L3.RC3: El mismo significado que el indicado para el fichero T3L3.RC1, pero cuando se utiliza el modo 3.

T3H3.RC0: 16 416 valores de prueba (palabras de 16 bits) que contienen la salida del decodificador de subbanda inferior para el funcionamiento en modo 1 cuando se utiliza el fichero T1D3.COD como entrada.

Nota – La indicación de modo la debe fijar el usuario de las secuencias de prueba digitales.

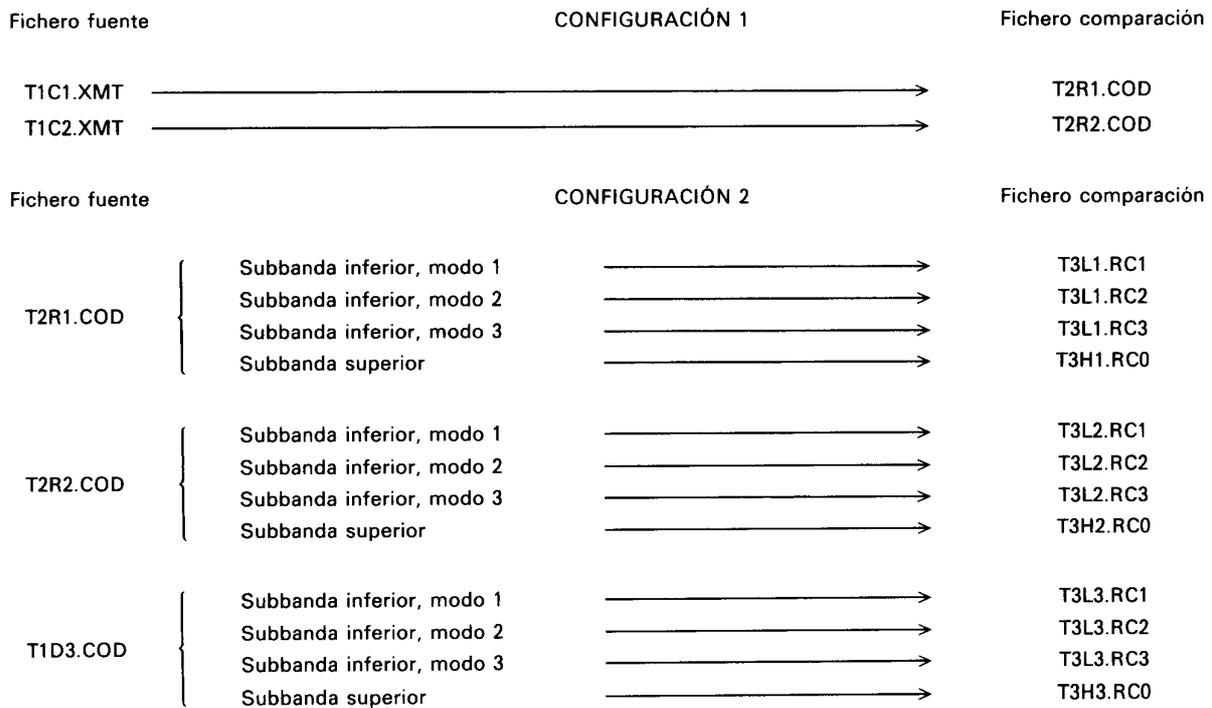


FIGURA II-6/G.722
Configuración de prueba

II.4.4 Descripción del formato de fichero

Todos los ficheros están escritos en ASCII con una estructura de líneas. Las dos primeras líneas de cada fichero dan información sobre el contenido del fichero. Para las dos primeras líneas se utiliza el siguiente formato:

```
/* CCITT 64KBIT/S SB-ADPCM          DIGITAL TEST SEQUENCE    G.722 */
/* FILE NAME: xxxx.eee          DATE: mm-dd-yy          VERSION: V 1.0 */
```

En las líneas siguientes del fichero, 16 valores de prueba (palabras de 16 bits, 64 caracteres hexadecimales) van seguidos de una suma de control en un octeto (2 caracteres hexadecimales), un retroceso del carro (código ASCII 0D en hexadecimal) y un cambio de renglón (código ASCII 0A en hexadecimal). Estos dos últimos caracteres no son imprimibles.

La suma de control es el complemento a dos de los ocho bits menos significativos de la suma de todos los caracteres precedentes (códigos ASCII) de la línea. Si los ocho bits menos significativos de la suma son todos ceros, el correspondiente complemento a dos se pone a todos ceros.

Cada fichero está terminado por una línea de comentario que es de la forma:

```
/* END OF FILE:          xxxx.eee
```

II.4.5 Descripción interna del fichero

II.4.5.1 Fichero con extensión .XMT

- 16 palabras de 16 bits con el bit menos significativo puesto a 1 y todos los demás a 0 (RSS=1: modo reiniciación).
- 16 384 ó 768 palabras de 16 bits de secuencia de prueba digital con RSS=0 (RSS es el bit menos significativo del octeto inferior de la palabra).
- 16 palabras de 16 bits con el bit menos significativo puesto a 1 y todos los demás a 0 (marcas para el final de la secuencia de prueba).

II.4.5.2 Fichero con extensión .COD

- 16 palabras de 16 bits con el bit menos significativo puesto a 1 y todos los demás a 0 (RSS=1: modo reiniciación y el código MICDA puesto a 0).
- 16 384 ó 768 palabras de 16 bits de secuencia de prueba digital con RSS=0 (RSS es el bit menos significativo del octeto inferior de la palabra y el octeto superior es el código MICDA).
- 16 palabras de 16 bits con el bit menos significativo puesto a 1 y todos los demás a 0 (marcas para el final de la secuencia de prueba).

II.4.5.3 Fichero con extensión .RCx

- 16 palabras de 16 bits con el bit menos significativo puesto a 1 y todos los demás a 0 (lo que significa que estas palabras no son datos válidos).
- 16 384 ó 768 palabras de 16 bits de secuencia de prueba digital con el bit menos significativo del octeto inferior puesto a 0 para indicar datos válidos.
- 16 palabras de 16 bits con el bit menos significativo puesto a 1 y todos los demás a 0 (marcas para el final de la secuencia de prueba).

II.4.6 Distribución de las secuencias de prueba digitales del CCITT

Las secuencias de prueba digitales del CCITT se distribuyen en tres discos flexibles de 5¼" MS-DOS (2 caras, formatizadas de 360 K). En el cuadro II-5/G.722 se describe el contenido de los discos.

CUADRO II-5/G.722

Contenido de los discos flexibles de secuencias de prueba digitales

| | Contenido | | |
|---------|--------------------|-----------|-------------------|
| | Nombre del fichero | Extensión | Número de octetos |
| Disco 1 | T1C1 | XMT | 69 973 |
| | T1C2 | XMT | 3 605 |
| | T1D3 | COD | 69 973 |
| | T2R1 | COD | 69 973 |
| | T2R2 | COD | 3 605 |
| Disco 2 | T3L1 | RC1 | 69 973 |
| | T3L1 | RC2 | 69 973 |
| | T3L1 | RC3 | 69 973 |
| | T3H1 | RC0 | 69 973 |
| | T3L2 | RC1 | 3 605 |
| | T3L2 | RC2 | 3 605 |
| Disco 3 | T3L2 | RC3 | 3 605 |
| | T3H2 | RC0 | 3 605 |
| | T3L3 | RC1 | 69 973 |
| | T3L3 | RC2 | 69 973 |
| | T3L3 | RC3 | 69 973 |
| | T3H3 | RC0 | 69 973 |