



UNIÓN INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES

UIT-T

SECTOR DE NORMALIZACIÓN
DE LAS TELECOMUNICACIONES
DE LA UIT

G.729

Anexo A
(11/96)

SERIE G: SISTEMAS Y MEDIOS DE TRANSMISIÓN

Sistemas de transmisión digital – Equipos terminales –
Codificación de señales analógicas mediante métodos
diferentes de la MIC

Codificación de la voz a 8 kbit/s mediante
predicción lineal con excitación por código
algebraico de estructura conjugada

**Anexo A: Codificador de la voz mediante
predicción lineal con excitación por código
algebraico de estructura conjugada a 8 kbit/s de
complejidad reducida**

Recomendación UIT-T G.729 – Anexo A

(Anteriormente Recomendación del CCITT)

RECOMENDACIONES DE LA SERIE G DEL UIT-T
SISTEMAS Y MEDIOS DE TRANSMISIÓN

CONEXIONES Y CIRCUITOS TELEFÓNICOS INTERNACIONALES	G.100–G.199
SISTEMAS INTERNACIONALES ANALÓGICOS DE PORTADORAS	
CARACTERÍSTICAS GENERALES COMUNES A TODOS LOS SISTEMAS ANALÓGICOS DE PORTADORAS	G.200–G.299
CARACTERÍSTICAS INDIVIDUALES DE LOS SISTEMAS TELEFÓNICOS INTERNACIONALES DE PORTADORAS EN LÍNEAS METÁLICAS	G.300–G.399
CARACTERÍSTICAS GENERALES DE LOS SISTEMAS TELEFÓNICOS INTERNACIONALES EN RADIOENLACES O POR SATELITE E INTERCONEXIÓN CON LOS SISTEMAS EN LÍNEAS METÁLICAS	G.400–G.449
COORDINACIÓN DE LA RADIOTELEFONÍA Y LA TELEFONÍA EN LÍNEA	G.450–G.499
CARACTERÍSTICAS DE LOS MEDIOS DE TRANSMISIÓN	G.600–G.699
SISTEMAS DE TRANSMISIÓN DIGITAL	
EQUIPOS TERMINALES	G.700–G.799
Generalidades	G.700–G.709
Codificación de señales analógicas mediante modulación por impulsos codificados (MIC)	G.710–G.719
Codificación de señales analógicas mediante métodos diferentes de la MIC	G.720–G.729
Características principales de los equipos multiplex primarios	G.730–G.739
Características principales de los equipos multiplex de segundo orden	G.740–G.749
Características principales de los equipos multiplex de orden superior	G.750–G.759
Características principales de los transcodificadores y de los equipos de multiplicación de circuitos digitales	G.760–G.769
Características de operación, administración y mantenimiento de los equipos de transmisión	G.770–G.779
Características principales de los equipos multiplex de la jerarquía digital síncrona	G.780–G.789
Otros equipos terminales	G.790–G.799
REDES DIGITALES	G.800–G.899
Generalidades	G.800–G.809
Objetivos de diseño para las redes digitales	G.810–G.819
Objetivos de calidad y disponibilidad	G.820–G.829
Funciones y capacidades de la red	G.830–G.839
Características de las redes con jerarquía digital síncrona	G.840–G.899
SECCIONES DIGITALES Y SISTEMAS DIGITALES DE LÍNEA	G.900–G.999
Generalidades	G.900–G.909
Parámetros para sistemas en cables de fibra óptica	G.910–G.919
Secciones digitales a velocidades binarias jerárquicas basadas en una velocidad de 2048 kbit/s	G.920–G.929
Sistemas digitales de transmisión en línea por cable a velocidades binarias no jerárquicas	G.930–G.939
Sistemas de línea digital proporcionados por soportes de transmisión MDF	G.940–G.949
Sistemas de línea digital	G.950–G.959
Sección digital y sistemas de transmisión digital para el acceso del cliente a la RDSI	G.960–G.969
Sistemas en cables submarinos de fibra óptica	G.970–G.979
Sistemas de línea óptica para redes de acceso y redes locales	G.980–G.999

Para más información, véase la Lista de Recomendaciones del UIT-T.

RECOMENDACIÓN UIT-T G.729 – Anexo A

CODIFICADOR DE LA VOZ MEDIANTE PREDICCIÓN LINEAL CON EXCITACIÓN POR CÓDIGO ALGEBRAICO DE ESTRUCTURA CONJUGADA A 8 kbit/s DE COMPLEJIDAD REDUCIDA

Orígenes

El Anexo A a la Recomendación UIT-T G.729, ha sido preparado por la Comisión de Estudio 15 (1993-1996) del UIT-T y fue aprobado por el procedimiento de la Resolución N.º 1 de la CMNT el 8 de noviembre de 1996.

PREFACIO

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

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

La aprobación de Recomendaciones por los Miembros del UIT-T es el objeto del procedimiento establecido en la Resolución N.º 1 de la CMNT.

En ciertos sectores de la tecnología de la información que corresponden a la esfera de competencia del UIT-T, se preparan las normas necesarias en colaboración con la ISO y la CEI.

NOTA

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

PROPIEDAD INTELECTUAL

La UIT señala a la atención la posibilidad de que la utilización o aplicación de la presente Recomendación suponga el empleo de un derecho de propiedad intelectual reivindicado. La UIT no adopta ninguna posición en cuanto a la demostración, validez o aplicabilidad de los derechos de propiedad intelectual reivindicados, ya sea por los miembros de la UIT o por terceros ajenos al proceso de elaboración de Recomendaciones.

En la fecha de aprobación de la presente Recomendación, la UIT ha recibido/no ha recibido notificación de propiedad intelectual, protegida por patente, que puede ser necesaria para aplicar esta Recomendación. Sin embargo, debe señalarse a los usuarios que puede que esta información no se encuentre totalmente actualizada al respecto, por lo que se les insta encarecidamente a consultar la base de datos sobre patentes de la TSB.

© UIT 1997

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

ÍNDICE

	Página
A.1	Introducción 1
A.2	Descripción general del codificador 1
A.2.1	Definición del códec de señales vocales..... 2
A.2.2	Convenios de notación..... 2
A.3	Descripción de las funciones del codificador 2
A.3.1	Preprocesamiento..... 2
A.3.2	Análisis y cuantificación de la predicción lineal 2
A.3.3	Ponderación perceptual..... 3
A.3.4	Análisis de tono en bucle abierto..... 3
A.3.5	Cálculo de la respuesta de impulso..... 4
A.3.6	Cálculo de la señal objetivo..... 4
A.3.7	Búsqueda de la tabla de códigos adaptativos..... 4
A.3.8	Tabla de códigos fijos – Estructura y búsqueda 5
A.3.9	Cuantificación de las ganancias..... 6
A.3.10	Actualización de la memoria 6
A.4	Descripción de las funciones del decodificador..... 6
A.4.1	Procedimiento de decodificación de los parámetros 6
A.4.2	Postprocesamiento 7
A.4.3	Inicialización del codificador y el decodificador..... 8
A.4.4	Ocultamiento de borrados de tramas 8
A.5	Descripción binaria exacta del codificador de complejidad reducida CS-ACELP..... 8
A.5.1	Empleo del soporte lógico de simulación..... 8
A.5.2	Organización del soporte lógico de simulación..... 8

**CODIFICADOR DE LA VOZ MEDIANTE PREDICCIÓN LINEAL CON EXCITACIÓN
POR CÓDIGO ALGEBRAICO DE ESTRUCTURA CONJUGADA A 8 kbit/s DE
COMPLEJIDAD REDUCIDA**

(Ginebra, 1996)

A.1 Introducción

El presente anexo proporciona la descripción de alto nivel de una versión de complejidad reducida del códec de señales vocales G.729. Esta versión puede interfuncionar en trenes de bits con la versión completa, es decir, puede utilizarse un codificador de complejidad reducida con una realización completa del decodificador y viceversa. No obstante, los realizadores del códec definido en este anexo deben ser conscientes de que la calidad de funcionamiento de este códec puede no ser tan buena como la realización completa de la Recomendación G.729 en ciertas circunstancias.

La versión de complejidad reducida del códec ha sido preparada para aplicaciones de voz y datos simultáneos en multimedios, aunque la utilización del códec no se limita a tales aplicaciones.

La descripción del códec es similar a la de la realización completa de la Recomendación G.729. Este anexo describe los cambios introducidos en la realización completa con el fin de reducir la complejidad del algoritmo del códec. En aquellas partes del algoritmo que no han sido modificadas, este anexo se refiere a la subcláusula apropiada de la Recomendación principal.

A.2 Descripción general del codificador

La descripción general del algoritmo de codificación/decodificación es semejante a la de la versión completa. La asignación de bits es la misma que se señala en el Cuadro 1/G.729. Tiene también el mismo retardo (trama vocal de 10 ms y preanálisis de 5 ms). Los principales cambios algorítmicos con respecto a la versión completa de la Recomendación G.729 se resumen a continuación:

- El filtro de ponderación perceptual utiliza los parámetros de filtro de predicción lineal (LP) cuantificados y viene dado por $W(z) = \hat{A}(z)/\hat{A}(z/\gamma)$ con un valor fijo de $\gamma = 0,75$.
- El análisis de tono en bucle abierto se simplifica mediante un diezmado al tiempo que se calculan las correlaciones de la señal vocal ponderada.
- El cálculo de la respuesta de impulsos del filtro de síntesis ponderado $W(z)/\hat{A}(z)$, el cálculo de la señal objetivo y la actualización de los estados del filtro se simplifican al reducirse $W(z)/\hat{A}(z)$ a $1/\hat{A}(z/\gamma)$.
- La búsqueda de la tabla de códigos adaptativos se simplifica. La búsqueda maximiza la correlación entre la excitación pasada y la señal objetivo filtrada hacia atrás (no se considera la energía de la excitación anterior filtrada).
- Se simplifica la búsqueda de la tabla de códigos algebraicos fijos. En vez de una búsqueda enfocada a bucles encajados se sigue un método de búsqueda en árbol iterativa, en profundidad primeramente.
- En el decodificador se simplifica el postfiltro de armónicos utilizando solamente retardos enteros.

Estos cambios se describen más detalladamente en A.3 y A.4.

CUADRO A.1/G.729

Resumen de los principales subprogramas que se han modificado

Nombre de subprograma G.729	Nombre de subprograma G.729A
Coder_1d8k ()	Coder_1d8a ()
Decod_1d8k ()	Decod_1d8a ()
Pitch_o1 ()	Pitch_o1_fast ()
Pitch_fr3 ()	Pitch_fr3_fast ()
ACELP_Codebook ()	ACELP_Code_A ()
Post ()	Post-Filter ()

A.2.1 Definición del códec de señales vocales

La descripción del códec de señales vocales de complejidad reducida se hace en términos de operaciones matemáticas de coma fija y exactitud de bits. El código C de ANSI indicado en A.5 y que es parte integrante de este anexo, refleja este modo descriptivo de coma fija y exactitud de bit. Las descripciones matemáticas del codificador (véase A.3) y del decodificador (véase A.4) pueden aplicarse también de varias otras maneras, dando lugar quizás a aplicaciones del códec que no satisfacen los términos de este anexo. Por este motivo la descripción del algoritmo del código C ANSI de A.5 prevalecerá en caso de discrepancia con cualquier otra descripción matemática contenida en A.3 y A.4. Sin llegar a ser exhaustivo, puede obtenerse de la UIT un juego de señales de prueba utilizables al aplicar el código C de ANSI.

A.2.2 Convenios de notación

Los convenios de notación son los mismos expresados en 2.5/G.729.

A.3 Descripción de las funciones del codificador

Se describen aquí las diferentes funciones del codificador representadas por los bloques de la Figura 4/G.729. Se hace referencia al cuerpo principal de la Recomendación en la mayor parte de esta subcláusula, excepto en las partes en que se han realizado simplificaciones de algoritmo.

A.3.1 Preprocesamiento

El mismo indicado en 3.1/G.729.

A.3.2 Análisis y cuantificación de la predicción lineal

A.3.2.1 Ventanización y cálculo de la autocorrelación

El mismo que en 3.2.1/G.729.

A.3.2.2 Algoritmo de Levinson-Durbin

El mismo que en 3.2.2/G.729.

A.3.2.3 Conversión de LP a LSP

La misma que en 3.2.3/G.729 con algunas simplificaciones. El número de puntos en el que se evalúan los polinomios $F_1(z)$ y $F_2(z)$ se reduce a 50 (en vez de 60) y el intervalo de cambio de signo se divide por 2 en vez de por 4 para el seguimiento de la raíz del polinomio.

A.3.2.4 Cuantificación de los coeficientes LSP

La misma que en 3.2.4/G.729.

A.3.2.5 Interpolación de los coeficientes LSP

La misma que en 3.2.5/G.729 salvo en que solamente los coeficientes LP cuantificados se interpolan, dado que el filtro de ponderación utiliza por sencillez los parámetros cuantificados.

A.3.2.6 Conversión de LSP a LP

La misma que en 3.2.6/G.729.

A.3.3 Ponderación perceptual

A diferencia de 3.3/G.729, el filtro de ponderación perceptual se basa en los coeficientes de filtro LP cuantificados \hat{a}_i , y viene dado por:

$$W(z) = \frac{\hat{A}(z)}{\hat{A}(z/\gamma)} \quad (\text{A.1})$$

con $\gamma = 0,75$. Esto simplifica la combinación de filtros de síntesis y de ponderación a $W(z)/\hat{A}(z) = 1/\hat{A}(z/\gamma)$, que reduce el número de operaciones de filtrado al tiempo que se calculan la respuesta de impulsos y la señal objetivo y se actualizan los estados del filtro. Obsérvese que el valor de γ se fija en 0,75 y que el procedimiento de adaptación en los factores del filtro de ponderación perceptual descrito en 3.3/G.729 no se utiliza en esta versión de complejidad reducida.

La señal vocal ponderada no se utiliza para calcular la señal objetivo, ya que se sigue otro método alternativo (véase A.3.6). No obstante, se utiliza la señal vocal ponderada (filtrada en paso bajo) para calcular una estimación del tono en bucle abierto. Se halla la señal vocal ponderada filtrada en paso bajo filtrando la señal vocal $s(n)$ a través del filtro $\hat{A}(z)/[\hat{A}(z/\gamma)(1 - 0,7z^{-1})]$. Primeramente se calculan los coeficientes del filtro $A'(z) = \hat{A}(z/\gamma)(1 - 0,7z^{-1})$ y después se calcula la señal vocal ponderada filtrada en paso bajo en una subtrama por medio de:

$$s_w(n) = r(n) - \sum_{i=1}^{10} a'_i s_w(n-i), \quad n = 0, \dots, 39 \quad (\text{A.2})$$

donde $r(n)$ es la señal residual LP dada por:

$$r(n) = s(n) + \sum_{i=1}^{10} \hat{a}_i s(n-i), \quad n = 0, \dots, 39 \quad (\text{A.3})$$

La señal $s_w(n)$ se utiliza para hallar una estimación del retardo de tono en la trama de señal vocal.

A.3.4 Análisis de tono en bucle abierto

Con el fin de reducir la complejidad que implica buscar el mejor retardo de la tabla de códigos adaptativos, el campo de búsqueda se limita en torno a un retardo candidato T_{op} , que se obtiene de un análisis de tono en bucle abierto. Este análisis de tono en bucle abierto se efectúa una vez por cada trama (10 ms). La estimación de tono en bucle abierto utiliza los valores de señal vocal ponderada $s_w(n)$ de la ecuación (A.2) como se describe a continuación: en el primer paso se establecen 3 máximos de la correlación:

$$R(k) = \sum_{n=0}^{39} s_w(2n) s_w(2n-k) \quad (\text{A.4})$$

para las tres gamas siguientes:

$$i = 1: 20, \dots, 39$$

$$i = 2: 40, \dots, 79$$

$$i = 3: 80, \dots, 119$$

Los máximos retenidos $R(t_i)$, $i = 1, \dots, 3$, se normalizan mediante:

$$R^*(t_i) = \frac{R(t_i)}{\sqrt{\sum_{n=0}^{39} s_w^2 (2n - t_i)}}, \quad i = 1, \dots, 3 \quad (\text{A.5})$$

El ganador de las tres correlaciones normalizadas se selecciona favoreciendo aquellos retardos que presenten valores en la gama inferior. Ello se logra aumentando las correlaciones normalizadas correspondiente a la gama de retardos inferior si sus retardos son submúltiplos de los retardos de la gama superior.

Adviértase que en el cálculo de las correlaciones de la ecuación (A.4) solamente se utilizan las muestras pares. Además, en la tercera región de retardos [80, 143] solamente se calculan las correlaciones en los retardos pares en el primer paso y después se prueban los retardos distantes ± 1 del retardo par seleccionado.

A.3.5 Cálculo de la respuesta de impulso

La respuesta a impulsos $h(n)$ del filtro de síntesis ponderado $W(z)/\hat{A}(z)$ se necesita para indagar las tablas de códigos adaptativos y fijos. Se calcula la respuesta de impulso $h(n)$ para cada subtrama filtrando una señal consistente en una muestra unitaria completada con ceros a través del filtro $1/\hat{A}(z/\gamma)$.

A.3.6 Cálculo de la señal objetivo

La señal objetivo $x(n)$ para la búsqueda de la tabla de códigos adaptativos se calcula filtrando la señal LP residual $r(n)$ a través del filtro de síntesis ponderado $1/\hat{A}(z/\gamma)$. Tras determinar la excitación correspondiente a la subtrama, los estados iniciales de este filtro se actualizan según se explica en A.3.10.

La señal residual $r(n)$, necesaria para determinar el vector objetivo, también se aplica a la búsqueda de la tabla de códigos adaptativos para ampliar la memoria intermedia de la excitación anterior. El cálculo de la LP residual está dado en la ecuación (A.3).

A.3.7 Búsqueda de la tabla de códigos adaptativos

La estructura de la tabla de códigos adaptativos es la misma que en 3.7/G.729. En la primera subtrama se aplica un retardo de tono fraccionario T_1 con una definición de $1/3$ en el intervalo $\left[19\frac{1}{3}, 84\frac{2}{3}\right]$ y únicamente con enteros en el intervalo [85, 143]. Para la segunda subtrama se utiliza

siempre un retardo de T_2 con una definición $1/3$ en el intervalo $\left[\text{int}(T_1) - 5\frac{2}{3}, \text{int}(T_1) + 4\frac{2}{3}\right]$, en el

que $\text{int}(T_1)$ es la parte entera del retardo de tono fraccionario T_1 de la primera subtrama. Este intervalo se adapta para los casos en que T_1 sobrepasa los límites del intervalo de retardo.

Los límites de la búsqueda t_{\min} y t_{\max} para ambas subtramas se determinan del mismo modo que en 3.7/G.729.

La búsqueda de tono en bucle cerrado suele realizarse haciendo máximo el término:

$$R(k) = \frac{\sum_{n=0}^{39} x(n)y_k(n)}{\sqrt{\sum_{n=0}^{39} y_k(n)y_k(n)}} \quad (\text{A.6})$$

donde $x(n)$ es la señal objetivo e $y_k(n)$ la excitación centrada anterior en el retardo k [excitación anterior convolucionada con $h(n)$]. Con el fin de simplificar la búsqueda en esta versión de complejidad reducida, solamente se hace máximo el numerador de la ecuación (A.6). Es decir, se hace máximo el término:

$$R_N(k) = \sum_{n=0}^{39} x(n)y_k(n) = \sum_{n=0}^{39} x_b(n)u_k(n) \quad (\text{A.7})$$

en la que $x_b(n)$ es la señal objetivo filtrada hacia atrás (correlación entre $x(n)$ y la respuesta de impulso $h(n)$) y $u_k(n)$ es la excitación anterior en el retardo k ($u(n-k)$). Obsérvese que el intervalo de búsqueda está limitado en torno a un valor preseleccionado correspondiente al tono en bucle abierto T_{op} para la primera subtrama y T_1 para la segunda subtrama.

Obsérvese que, en la fase de búsqueda, las muestras $u(n)$, $n = 0, \dots, 39$ no se conocen y son necesarias para determinar los retardos de tono inferiores a 40. Para simplificar la búsqueda, se copia la LP residual a $u(n)$.

Para determinar T_2 y T_1 cuando el retardo entero óptimo es inferior a 85, deben probarse las fracciones alrededor del retardo entero óptimo. La búsqueda de tonos fraccionarios se realiza interpolando la excitación anterior en las fracciones $-\frac{1}{3}$, 0 y $\frac{1}{3}$, y escogiendo la fracción que hace máxima la correlación en la ecuación (A.7). La interpolación de la excitación anterior se realiza utilizando el mismo filtro FIR, b_{30} , definido en 3.7/G.729. La excitación anterior interpolada en un retardo entero dado k y una fracción t viene dada por:

$$u_{kt}(n) = \sum_{i=0}^9 u(n-k+i)b_{30}(t+3i) + \sum_{i=0}^9 u(n-k+1+i)b_{30}(3-t+3i), \quad n = 0, \dots, 39, \quad t = 0, 1, 2 \quad (\text{A.8})$$

A.3.7.1 Generación del vector de tabla de códigos adaptativos

El mismo que en 3.7.1/G.729.

A.3.7.2 Cálculo de palabras de código para retardos de tabla de códigos adaptativos

El mismo que en 3.7.2/G.729.

A.3.7.3 Cálculo de la ganancia de tabla de códigos adaptativos

El mismo que en 3.7.3/G.729.

A.3.8 Tabla de códigos fijos – Estructura y búsqueda

La estructura de la tabla de códigos algebraica de 17 bit es la misma que en 3.8/G.729.

A.3.8.1 Procedimiento de búsqueda de la tabla de códigos fijos

Los signos de los impulsos se hallan siguiendo el mismo método explicado en 3.8.1/G.729. Sin embargo, las posiciones de los impulsos se hallan aplicando un método más eficaz. En vez de aplicar una búsqueda en bucle encajado se adopta una búsqueda en árbol iterativa, primeramente en profundidad. En este nuevo enfoque se prueba un número más pequeño de combinaciones de posiciones de impulsos y la complejidad es fija.

A.3.8.2 Cálculo de palabra de código de la tabla de códigos fijos

El mismo que en 3.8.2/G.729.

A.3.9 Cuantificación de las ganancias

La misma que en 3.9/G.729.

A.3.10 Actualización de la memoria

Es necesario actualizar los estados del filtro de síntesis ponderado para calcular la señal objetivo en la subtrama siguiente. Después de cuantificar las dos ganancias, la señal de excitación $u(n)$ en la subtrama actual se obtiene mediante:

$$u(n) = \hat{g}_p v(n) + \hat{g}_c c(n), \quad n = 0, \dots, 39 \quad (\text{A.9})$$

donde \hat{g}_p y \hat{g}_c , son las ganancias cuantificadas de las tablas de códigos adaptativos y fijos, respectivamente, $v(n)$ es el vector de tabla de códigos adaptativos (excitación anterior interpolada) y $c(n)$ es el vector de tabla de códigos fijos que incluye los armónicos ampliados. Los estados del filtro de síntesis ponderado pueden actualizarse filtrando la señal $r(n) - u(n)$ (diferencia entre residuo y excitación) a través del filtro $1/\hat{A}(z/\gamma)$ para la subtrama de 40 muestras y conservando los estados del filtro. Un método más simple, que no requiere operaciones de filtrado, se describe a continuación. La salida del filtro correspondiente a la entrada $r(n) - u(n)$ es la señal de error ponderada $e_w(n)$ que puede calcularse mediante:

$$e_w(n) = x(n) - \hat{g}_p y(n) - \hat{g}_c z(n) \quad (\text{A.10})$$

donde $x(n)$ es la señal objetivo, $y(n)$ es el vector de tabla de códigos adaptativos filtrado y $z(n)$ es el vector de tabla de códigos fijos filtrado. Puesto que se dispone de las señales $x(n)$, $y(n)$ y $z(n)$, se actualizan los estados del filtro de síntesis ponderado calculando $e_w(n)$ como en la ecuación (A.10) para $n = 30, \dots, 39$.

A.4 Descripción de las funciones del decodificador

El principio del decodificador se muestra en la Figura 3/G.729. Los parámetros transmitidos son los mismos enumerados en el Cuadro 8/G.729. Se utilizan los parámetros decodificados para calcular la señal vocal reconstruida. Esta señal reconstruida se mejora mediante una operación de postprocesamiento consistente en un postfiltro, un filtro de paso alto y un escalamiento ascendente (véase A.4.2). El diagrama detallado del flujo de señales en el decodificador es el mismo que el mostrado en la Figura 6/G.729.

El único cambio en el decodificador es en el postfiltro, descrito en A.4.2.

A.4.1 Procedimiento de decodificación de los parámetros

El mismo que en 4.1/G.729.

A.4.2 Postprocesamiento

El postprocesamiento es el mismo que en 4.2/G.729 excepto cierta simplificación en el postfiltro adaptativo.

El postfiltro adaptativo es una cascada de tres filtros: un postfiltro de largo plazo $H_p(z)$, un postfiltro de corto plazo $H_f(z)$ y un filtro de compensación de pendiente $H_t(z)$ seguido de un procedimiento de control de ganancia adaptativo. El postfiltro de largo plazo se simplifica utilizando solamente valores enteros del retardo. En el postfiltro de corto plazo y en el filtro de compensación de pendiente no se utilizan los términos de ganancia g_f y g_t .

El proceso de postfiltrado es similar al descrito en la Recomendación G.729 con la excepción de que el filtrado de compensación se realiza antes del filtrado de síntesis a través de $1/\hat{A}(z/\gamma_d)$.

A.4.2.1 Postfiltro de largo plazo

El postfiltro de largo plazo está dado por:

$$H_p(z) = \frac{1}{1 + \gamma_p g_l} (1 + \gamma_p g_l z^{-T}) \quad (\text{A.11})$$

La única diferencia con respecto a 4.2.1/G.729 es que el retardo a largo plazo T es siempre un retardo entero y se calcula buscando el intervalo $[T_{cl} - 3, T_{cl} + 3]$, donde T_{cl} es la parte entera del retardo (transmitido) en la subtrama actual limitada por $T_{cl} \leq 140$.

A.4.2.2 Postfiltro de corto plazo

El postfiltro de corto plazo está dado por:

$$H_f(z) = \frac{\hat{A}(z/\gamma_n)}{\hat{A}(z/\gamma_d)} = \frac{1 + \sum_{i=1}^{10} \gamma_n^i \hat{a}_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^{10} \gamma_d^i \hat{a}_i z^{-i}} \quad (\text{A.12})$$

donde $\hat{A}(z)$ es el filtro LP inverso cuantificado recibido (no hay análisis LP en el decodificador) mientras que los factores γ_n y γ_d controlan la cantidad de postfiltrado de corto plazo y se fijan en $\gamma_n = 0,55$ y $\gamma_d = 0,7$.

La única diferencia respecto de 4.2.2/G.729 es que se elimina el factor de ganancia g_f .

A.4.2.3 Compensación de la pendiente

El filtro $H_t(z)$ compensa la pendiente en el postfiltro de corto plazo $H_f(z)$ y viene dado por:

$$H_t(z) = 1 + \gamma_t k_1' z^{-1} \quad (\text{A.13})$$

donde $\gamma_t k_1'$ es el factor de pendiente, siendo k_1' el primer coeficiente de reflexión calculado por:

$$k_1' = -\frac{r_h(1)}{r_h(0)}; \quad r_h(i) = \sum_{j=0}^{21-i} h_f(j) h_f(j+i) \quad (\text{A.14})$$

en el que $h_f(n)$ es la respuesta de impulso truncado del filtro $\hat{A}(z/\gamma_n)/\hat{A}(z/\gamma_d)$. Se utiliza el valor de $\gamma_t = 0,8$, si $k_1' < 0$ y γ_t se pone a cero si $k_1' \geq 0$. El factor de ganancia g_t que se utiliza en 4.2.3/G.729 se elimina.

A.4.2.4 Control de ganancia adaptativo

Es el mismo que en 4.2.4/G.729. La única diferencia es que el factor de escala de ganancia G para la subtrama actual se calcula mediante:

$$G = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{39} \hat{s}^2(n)}{\sum_{n=0}^{39} sf^2(n)}} \quad (\text{A.15})$$

y $g^{(n)}$ viene dado por

$$g^{(n)} = 0,9 g^{(n-1)} + 0,1G, \quad n = 0, \dots, 39$$

A.4.2.5 Filtrado de paso alto y escalamiento ascendente

El mismo que en 4.2.5/G.729.

A.4.3 Inicialización del codificador y el decodificador

El mismo que en 4.3/G.729.

A.4.4 Ocultamiento de borrados de tramas

Igual que el 4.4/G.729 con la diferencia que no se utiliza detección de voz. La excitación es siempre la adición de las contribuciones de la tabla de códigos adaptables y fijos.

A.5 Descripción binaria exacta del codificador de complejidad reducida CS-ACELP

El codificador de complejidad reducida CS-ACELP se simula en el código C de ANSI utilizando el mismo conjunto de operadores básicos de coma fija definido en el Cuadro 11/G.729.

A.5.1 Empleo del soporte lógico de simulación

El mismo que en 5.1/G.729.

A.5.2 Organización del soporte lógico de simulación

El mismo que en 5.2/G.729.

Los cuadros utilizados por el códec de simulación se encuentran en el fichero **tab_1d8a.c** que sustituye al fichero **tab_1d8k.c** de la Recomendación completa. La diferencia entre esos dos ficheros es que las tablas **tab_hup_s**, **tab_hup_1** e **inter_3** incluidas en el fichero **tab_1d8k.c** se suprimen del fichero **tab_1d8a.c**. Además se ha modificado la tabla **grid**.

Los programas principales utilizan una biblioteca de subprogramas proporcionados en la simulación de coma fija en códigos C de ANSI. La mayoría de los subprogramas son los mismos que los de la Recomendación completa. En el Cuadro A-1 se resumen los principales subprogramas que se han modificado. Consúltese el fichero **read.me** que dispone de soporte lógico para mayores detalles.

SERIES DE RECOMENDACIONES DEL UIT-T

Serie A	Organización del trabajo del UIT-T
Serie B	Medios de expresión
Serie C	Estadísticas generales de telecomunicaciones
Serie D	Principios generales de tarificación
Serie E	Red telefónica y RDSI
Serie F	Servicios de telecomunicación no telefónicos
Serie G	Sistemas y medios de transmisión
Serie H	Transmisión de señales no telefónicas
Serie I	Red digital de servicios integrados
Serie J	Transmisiones de señales radiofónicas y de televisión
Serie K	Protección contra las interferencias
Serie L	Construcción, instalación y protección de los cables y otros elementos de planta exterior
Serie M	Mantenimiento: sistemas de transmisión, circuitos telefónicos, telegrafía, facsímil y circuitos arrendados internacionales
Serie N	Mantenimiento: circuitos internacionales para transmisiones radiofónicas y de televisión
Serie O	Especificaciones de los aparatos de medida
Serie P	Calidad de transmisión telefónica
Serie Q	Conmutación y señalización
Serie R	Transmisión telegráfica
Serie S	Equipos terminales para servicios de telegrafía
Serie T	Equipos terminales y protocolos para los servicios de telemática
Serie U	Conmutación telegráfica
Serie V	Comunicación de datos por la red telefónica
Serie X	Redes de datos y comunicación entre sistemas abiertos
Serie Z	Lenguajes de programación