

# UIT-T

SECTOR DE NORMALIZACIÓN  
DE LAS TELECOMUNICACIONES  
DE LA UIT

# G.722

**Apéndice III**  
(11/2006)

SERIE G: SISTEMAS Y MEDIOS DE TRANSMISIÓN,  
SISTEMAS Y REDES DIGITALES

Equipos terminales digitales – Codificación de señales  
analógicas mediante métodos diferentes de la MIC

---

Codificación de audio de 7 kHz dentro de 64 kbit/s

**Apéndice III: Algoritmo de alta calidad para el  
ocultamiento de pérdida de paquetes para G.722**

Recomendación UIT-T G.722 – Apéndice III

RECOMENDACIONES UIT-T DE LA SERIE G  
**SISTEMAS Y MEDIOS DE TRANSMISIÓN, SISTEMAS Y REDES DIGITALES**

CONEXIONES Y CIRCUITOS TELEFÓNICOS INTERNACIONALES	G.100–G.199
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 Y DE LOS SISTEMAS ÓPTICOS	G.600–G.699
EQUIPOS TERMINALES DIGITALES	G.700–G.799
Generalidades	G.700–G.709
Codificación de señales analógicas mediante modulación por impulsos codificados (MIC)	G.710–G.719
<b>Codificación de señales analógicas mediante métodos diferentes de la MIC</b>	<b>G.720–G.729</b>
Características principales de los equipos múltiplex primarios	G.730–G.739
Características principales de los equipos múltiplex de segundo orden	G.740–G.749
Características principales de los equipos múltiplex 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 múltiplex de la jerarquía digital síncrona	G.780–G.789
Otros equipos terminales	G.790–G.799
REDES DIGITALES	G.800–G.899
SECCIONES DIGITALES Y SISTEMAS DIGITALES DE LÍNEA	G.900–G.999
CALIDAD DE SERVICIO Y DE TRANSMISIÓN – ASPECTOS GENÉRICOS Y ASPECTOS RELACIONADOS AL USUARIO	G.1000–G.1999
CARACTERÍSTICAS DE LOS MEDIOS DE TRANSMISIÓN	G.6000–G.6999
DATOS SOBRE CAPA DE TRANSPORTE – ASPECTOS GENÉRICOS	G.7000–G.7999
ASPECTOS RELATIVOS A LOS PROTOCOLOS EN MODO PAQUETE SOBRE LA CAPA DE TRANSPORTE	G.8000–G.8999
REDES DE ACCESO	G.9000–G.9999

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

## **Recomendación UIT-T G.722**

### **Codificación de audio de 7 kHz dentro de 64 kbit/s**

#### **Apéndice III**

#### **Algoritmo de alta calidad para el ocultamiento de pérdida de paquetes para G.722**

##### **Resumen**

El apéndice III a la Recomendación UIT-T G.722 especifica un algoritmo de ocultamiento de pérdida de paquetes (PLC) de alta calidad para G.722. El algoritmo oculta la pérdida de paquetes en el dominio de salida de 16 kHz del decodificador G.722. Para rellenar la señal de los paquetes perdidos se emplea extrapolación de la señal periódica, mezclándola con ruido filtrado con arreglo a las características de la señal antes de la pérdida. La señal de 16 kHz extrapolada pasa por el banco de filtros de análisis por filtro espejo en cuadratura, y las señales de subbanda pasan a codificadores parciales de modulación por impulsos codificados diferencial adaptativa (MICDA) de subbanda a fin de actualizar los estados de los decodificadores MICDA de subbanda. Asimismo, por cada pérdida de paquetes se lleva a cabo un procesamiento adicional para lograr una transición sin problemas de la señal extrapolada a la señal decodificada a partir de los paquetes recibidos. Cabe hacer notar, entre otras cosas, que los estados de los decodificadores MICDA de subbanda están alineados en fase con el primer paquete que se recibe tras una pérdida de paquetes, y que la señal decodificada se deforma temporalmente para alinearla con la señal extrapolada antes de que las dos se adicionen con superposición para suavizar la transición. En el caso de una pérdida de paquetes prolongada, el algoritmo se ve obligado a silenciar gradualmente la salida.

El algoritmo funciona basándose en un tamaño de trama intrínseco de 10 ms, pero puede funcionar con cualquier tamaño de paquete o trama que sea múltiplo de 10 ms. Una trama de entrada más larga se convierte en una supertrama para la que se solicita, un número pertinente de veces, la aplicación del ocultamiento de la pérdida de paquetes conforme a su tamaño de trama intrínseco de 10 ms. Esto no produce ningún retardo adicional en comparación con la decodificación G.722 regular que emplea el mismo tamaño de trama.

El algoritmo G.722 con PLC que se describe en este apéndice cumple con los mismos requisitos de complejidad del algoritmo PLC en el apéndice IV de G.722. Asimismo, ofrece una calidad vocal significativamente mejor que la del G.722 con PLC en dicho apéndice IV, con una complejidad adicional de 2,8 millones de operaciones por segundo ponderadas (WMOPS) en el caso más desfavorable y de 2 WMOPS promedio en comparación con el decodificador G.722 sin PLC. El G.722 con PLC en el apéndice IV de G.722 ofrece una alternativa de compromiso entre calidad y complejidad.

##### **Orígenes**

El apéndice III a la Recomendación UIT-T G.722 fue aceptado el 24 de noviembre de 2006 por la Comisión de Estudio 16 (2005-2008) del UIT-T.

## 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 Asamblea Mundial de Normalización de las Telecomunicaciones (AMNT), 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 1 de la AMNT.

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.

La observancia de esta Recomendación es voluntaria. Ahora bien, la Recomendación puede contener ciertas disposiciones obligatorias (para asegurar, por ejemplo, la aplicabilidad o la interoperabilidad), por lo que la observancia se consigue con el cumplimiento exacto y puntual de todas las disposiciones obligatorias. La obligatoriedad de un elemento preceptivo o requisito se expresa mediante las frases "tener que, haber de, hay que + infinitivo" o el verbo principal en tiempo futuro simple de mandato, en modo afirmativo o negativo. El hecho de que se utilice esta formulación no entraña que la observancia se imponga a ninguna de las partes.

## 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 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 en la dirección <http://www.itu.int/ITU-T/ipr/>.

© UIT 2008

Reservados todos los derechos. Ninguna parte de esta publicación puede reproducirse por ningún procedimiento sin previa autorización escrita por parte de la UIT.

## ÍNDICE

	<b>Página</b>
Apéndice III – Algoritmo de alta calidad para el ocultamiento de pérdida de paquetes para G.722 .....	1
III.1 Alcance .....	1
III.2 Referencias .....	1
III.3 Abreviaturas, siglas o acrónimos.....	1
III.4 Convenios .....	2
III.5 Descripción general del algoritmo PLC .....	5
III.6 PLC con MIC de WB – Extrapolación de la señal de la salida G.722 .....	9
III.7 Recodificación de la salida del PLC.....	21
III.8 Supervisión de las características de la señal, y su aplicación en el PLC .....	25
III.9 Computación del desfase cronológico.....	29
III.10 Reposición de fase .....	32
III.11 Deformación temporal.....	33
III.12 Descripción binaria exacta del algoritmo G.722 con PLC .....	36



## Recomendación UIT-T G.722

### Codificación de audio de 7 kHz dentro de 64 kbit/s

#### Apéndice III

#### Algoritmo de alta calidad para el ocultamiento de pérdida de paquetes para G.722

##### III.1 Alcance

En este apéndice se describe un algoritmo de ocultamiento de pérdida de paquetes de alta calidad para G.722. El análisis estadístico de los resultados de las pruebas de selección de los G.722 con PLC ha demostrado que el algoritmo PLC en este apéndice fue, sin lugar a dudas, el que arrojó un mejor rendimiento entre las soluciones examinadas (incluido el PLC en el apéndice IV de G.722), en términos de calidad vocal para las aplicaciones de G.722 en presencia de pérdida de paquetes. Este apéndice cumple con los mismos requisitos de complejidad del apéndice IV, pero tiene una mayor complejidad. El PLC de este apéndice, debido a su alta calidad, es adecuado para las aplicaciones generales de G.722 en las que se puedan producir borraduras o pérdida de paquetes. Algunos ejemplos de esta aplicaciones son: protocolo de transmisión de la voz por Internet (VoIP, *voice over IP*), voz por el servicio de fidelidad inalámbrica (WiFi, *wireless fidelity*) y las telecomunicaciones inalámbricas digitales mejoradas (DECT, *digital enhanced cordless telecommunications*) de la próxima generación. El algoritmo en este apéndice añade una complejidad de 2,8 WMOPS en el caso más desfavorable y de 2 WMOPS en promedio para el decodificador G.722. Es fácil de acomodar, salvo para las aplicaciones en las que prácticamente no queda espacio alguno para una mayor complejidad tras la implementación del decodificador G.722 básico sin ocultamiento de pérdida de paquetes.

##### III.2 Referencias

- [UIT-T G.191 An.A] Recomendación UIT-T G.191 anexo A (2005), *Herramientas de soporte lógico para la normalización de señales vocales y de audio. Anexo A: Lista de herramientas de soporte lógico disponible.*
- [UIT-T G.192] Recomendación UIT-T G.192 (1996), *Interfaz paralelo digital común para las actividades de normalización de señales vocales.*
- [UIT-T G.722] Recomendación UIT-T G.722 (1988), *Codificación de audio de 7 kHz dentro de 64 kbit/s.*

##### III.3 Abreviaturas, siglas o acrónimos

En este apéndice se utilizan las siguientes abreviaturas, siglas o acrónimos.

DECT	Telecomunicaciones inalámbricas digitales mejoradas ( <i>digital enhanced cordless telecommunications</i> )
FIR	Respuesta de impulsos finitos ( <i>finite impulse response</i> )
LPC	Codificación predictiva lineal ( <i>linear predictive coding</i> )
MIC	Modulación por impulsos codificados
MICDA	Modulación por impulsos codificados diferencial adaptativa
OLA	Adición con superposición ( <i>overlap-add</i> )

PLC	Ocultamiento de pérdida de paquetes ( <i>packet loss concealment</i> )
PWE	Extrapolación de forma de onda periódica ( <i>periodic waveform extrapolation</i> )
QMF	Filtro espejo en cuadratura ( <i>quadrature mirror filter</i> )
STL2005	Biblioteca de herramientas de soporte lógico de 2005 ( <i>software tool library 2005</i> )
VoIP	Protocolo de transmisión de la voz por Internet ( <i>voice over Internet protocol</i> )
WB	Banda ancha ( <i>wideband</i> )
WiFi	Fidelidad inalámbrica ( <i>wireless fidelity</i> )

### III.4 Convenios

En este apéndice se aplican los siguientes convenios:

- El PLC funciona con un tamaño de trama intrínseco de 10 ms, y por consiguiente, el algoritmo se describe sólo para una trama de 10 ms. En el caso de paquetes más grandes (múltiplos de 10 ms) el paquete recibido se decodifica por secciones de 10 ms.
- El índice de tiempo discreto de las señales en el nivel de velocidad de muestreo de 16 kHz se denomina, por lo general, con "j" o "i".
- El tiempo discreto de las señales en el nivel de muestreo de 8 kHz se denomina, por lo general, con "n".
- Las señales de banda inferior (0-4 kHz) se identifican con un subíndice "L".
- Las señales de banda superior (4-8 kHz) se identifican con un subíndice "H".
- En este apéndice se tratan de reutilizar los convenios de [UIT-T G.722].

La lista siguientes es una lista de los símbolos que se emplean más a menudo, así como su descripción correspondiente.

$x_{out}(j)$	Salida del decodificador G.722 de 16 kHz
$x_{PLC}(i)$	Salida del G.722 con PLC de 16 kHz
$x_{out, FGF}(j)$	Salida del decodificador G.722 a 16 kHz para la "primera buena trama" recibida tras la pérdida de paquetes
$w(j)$	Ventana de LPC
$x_w(j)$	Señales vocales visualizadas en ventanas
$r(i)$	Autocorrelación
$\tilde{r}(i)$	Autocorrelación tras la distribución espectral uniforme y la corrección de ruido blanco
$\hat{a}_i$	Coefficientes intermedios del predictor de LPC
$a_i$	Coefficientes del predictor de LPC
$d(j)$	Señal de error de predicción de corto plazo de 16 kHz
$avm$	Magnitud media de la señal residual de predicción de corto plazo
$a'_i$	Coefficientes ponderados del filtro de síntesis de corto plazo
$xw(j)$	Señales vocales ponderadas de 16 kHz
$xwd(n)$	Señales vocales ponderadas y muestreadas en sentido descendente (2 kHz)
$b_i$	Filtro paso bajo de 60 <sup>avo</sup> orden para muestreo en sentido descendente
$c(k)$	Correlación para el análisis aproximado del tono (2 kHz)

$E(k)$	Energía para el análisis aproximado del tono (2 kHz)
$c2(k)$	Correlación cuadrática con signo para el análisis aproximado del tono (2 kHz)
$cpp$	Periodo del tono aproximado
$cpplast$	Periodo del tono aproximado de la última trama
$Ei(j)$	$E(k)$ interpolada (a 16 kHz)
$c2i(j)$	$c2(k)$ interpolada (a 16 kHz)
$\tilde{E}(k)$	Energía para el refinamiento del tono (16 kHz)
$\tilde{c}(k)$	Correlación para el refinamiento del tono (16 kHz)
$ppfe$	Periodo del tono para borradura/supresión de trama
$ptfe$	Derivación del tono para borradura trama
$ppt$	Derivación del predictor de tonos
$merit$	Figura de mérito de la periodicidad
$G_r$	Factor de escala para componente aleatorio
$G_p$	Factor de escala para componente periódico
$ltring(j)$	Llamada (tono) de larga duración
$ring(j)$	Llamada final (incluida la de corta duración)
$wi(j)$	Ventana de aparición gradual
$wo(j)$	Ventana de desvanecimiento gradual
$wn(j)$	Salida del generador de ruido
$wgn(j)$	Salida del generador de ruido tras la aplicación del factor de escala
$fn(j)$	Ruido tras el filtrado y la aplicación del factor de escala
$cfecount$	Contador de borraduras de tramas de 10 ms consecutivas
$w_i(j)$	Ventana para adición con superposición
$w_o(j)$	Ventana para adición con superposición
$h_i$	Coefficientes del filtro espejo en cuadratura
$x_L(n)$	Señal de subbanda de banda inferior (8 kHz)
$x_H(n)$	Señal de subbanda de banda superior (8 kHz)
$I_L(n)$	Índice para codificador MICDA de banda inferior (8 kHz)
$I_H(n)$	Índice para codificador MICDA de banda superior (8 kHz)
$s_{Lz}(n)$	Señal predicha de banda inferior con contribución de la sección de ceros
$s_{Lp}(n)$	Señal predicha de banda inferior con contribución de la sección de polos
$s_L(n)$	Señal predicha de banda inferior
$e_L(n)$	Señal de error de predicción de banda inferior
$r_L(n)$	Señal reconstruida de banda inferior
$p_L(n)$	Señal truncada reconstruida parcialmente de banda inferior
$\nabla_L(n)$	Factor de escala logarítmica de banda inferior

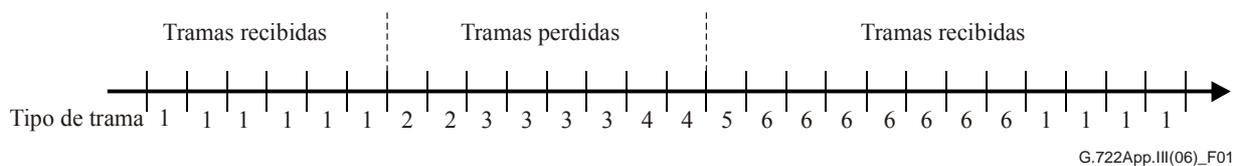
$\Delta_L(n)$	Factor de escala de banda inferior
$\nabla_{L,m1}(n)$	Factor de escala logarítmica de banda inferior, 1 <sup>er</sup> valor medio
$\nabla_{L,m2}(n)$	Factor de escala logarítmica de banda inferior, 2 <sup>o</sup> valor medio
$\nabla_{L,trck}(n)$	Factor de escala logarítmica de banda inferior, seguimiento
$\nabla_{L,chg}(n)$	Factor de escala logarítmica de banda inferior, grado de cambio
<i>MPTH</i>	Umbral de altura de tono múltiple
<i>MPDTH</i>	Umbral de desviación de altura de tono múltiple
$\beta_L(n)$	Margen de estabilidad de la sección de polos de banda inferior
$\beta_{L,MA}(n)$	Media móvil del margen de estabilidad de la sección de polos de banda inferior
$\beta_{L,min}$	Margen de estabilidad mínimo de la sección de polos de banda inferior
$s_{Hz}(n)$	Señal predicha de banda superior con contribución de la sección de ceros
$s_{Hp}(n)$	Señal predicha de banda superior con contribución de la sección de polos
$s_H(n)$	Señal predicha de banda superior
$e_H(n)$	Señal de error de predicción de banda superior
$r_H(n)$	Señal reconstruida de banda superior
$r_{H,HP}(n)$	Señal reconstruida con filtrado paso alto de banda superior
$p_H(n)$	Señal reconstruida parcialmente de banda superior
$p_{H,Hp}(n)$	Señal reconstruida parcialmente con filtrado paso alto de banda superior
$\nabla_H(n)$	Factor de escala logarítmica de banda superior
$\nabla_{H,m}(n)$	Factor de escala logarítmica de banda superior, valor medio
$\nabla_{H,trck}(n)$	Factor de escala logarítmica de banda superior, seguimiento
$\nabla_{H,chg}(n)$	Factor de escala logarítmica de banda superior, grado de cambio
$\alpha_{LP}(n)$	Coefficiente para filtrado paso bajo del factor de escala logarítmica de banda superior
$\nabla_{H,LP}(n)$	Factor de escala logarítmica de banda superior con filtrado paso bajo
$r_{Le}(n)$	Señal de error reconstruida de banda inferior valorada
$es(n)$	Señal extrapolada para el cálculo del desfase cronológico de la reposición de fase
$R_{SUB}(k)$	Transcorrelación normalizada con submuestreo
$R(k)$	Transcorrelación normalizada
$T_{LSUB}$	Desfase cronológico por submuestreo
$T_L$	Desfase cronológico para reposición de fase
$es_{tw}(n)$	Señal extrapolada para refinamiento del desfase cronológico para la deformación temporal
$T_{Lwarp}$	Desfase cronológico para la deformación temporal
$X_{warp}(j)$	Señal deformada en el tiempo (16 kHz)
$es_{ola}(j)$	Señal extrapolada para adición con superposición (16 kHz)

### III.5 Descripción general del algoritmo PLC

Para facilitar la comprensión de la descripción se definen seis tipos de tramas a las que se hace referencia en este texto:

- Tipo 1: Trama recibida después de la trama 8 tras la pérdida de paquetes.
- Tipo 2: Tramas pérdidas 1 y 2 de la pérdida de paquetes.
- Tipo 3: Tramas pérdidas 3 a 6 de la pérdida de paquetes.
- Tipo 4: Trama perdida después de la trama 6 de la pérdida de paquetes.
- Tipo 5: Trama recibida inmediatamente después de la pérdida de paquetes.
- Tipo 6: Tramas 2 a 8 recibidas tras la pérdida de paquetes.

Esto se ilustra con el ejemplo de la línea de tiempo en la figura III.1. El algoritmo PLC funciona con un tamaño de trama intrínseco de 10 ms de duración.

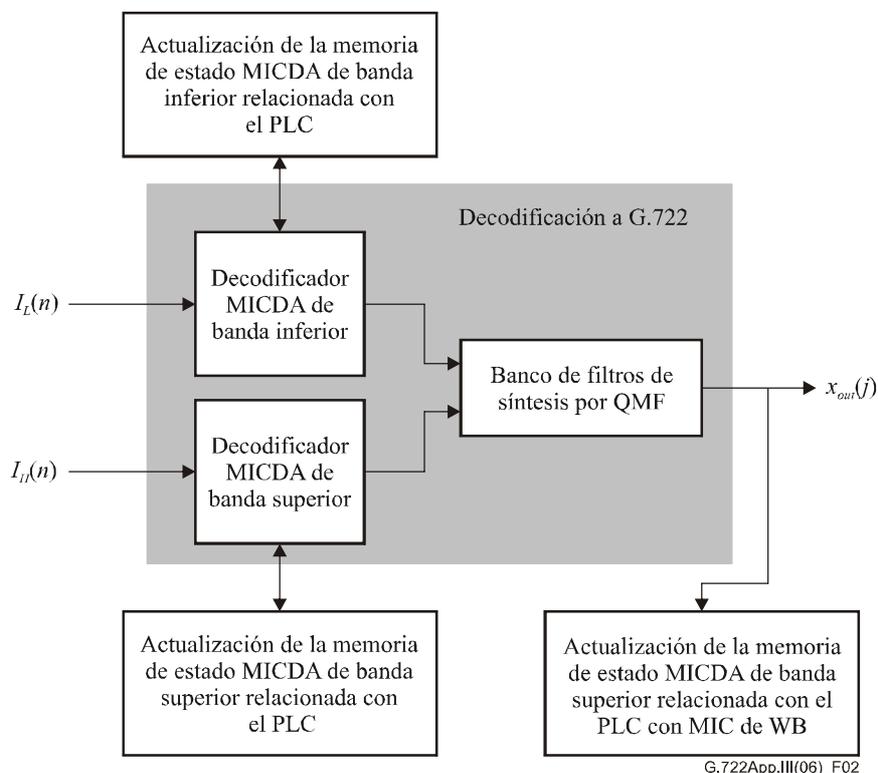


G.722App.III(06)\_F01

**Figura III.1 – Línea de tiempo de los tipos de tramas**

#### Tipo 1

Las tramas del tipo 1 se decodifican conforme a [UIT-T G.722], y además mantienen algunas memorias de estados y procesamiento para facilitar el tratamiento del PLC y el tratamiento asociado. Esto se muestra en la figura III.2.

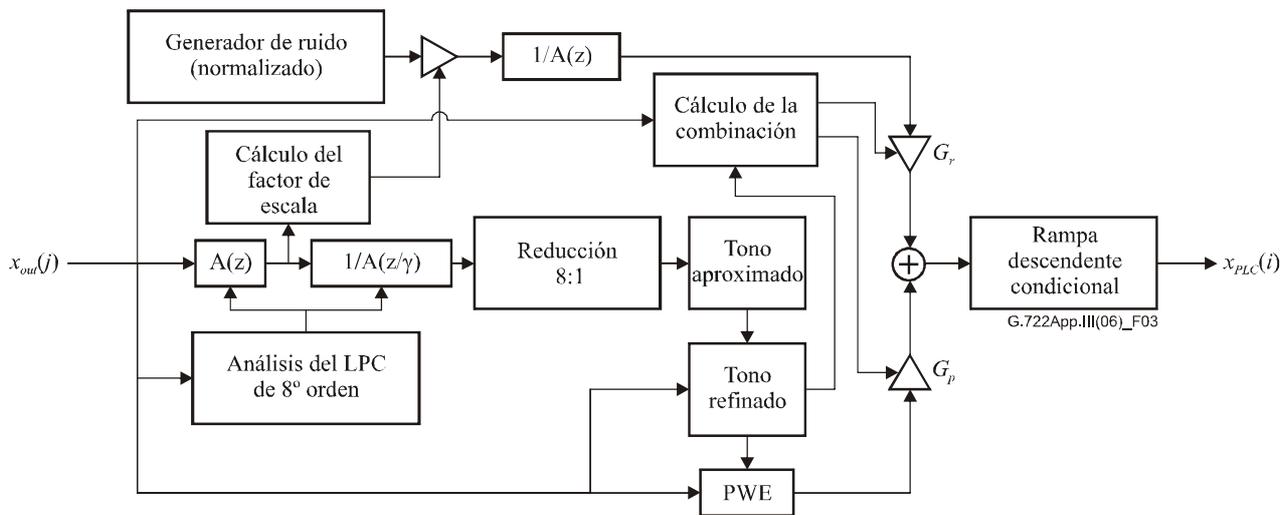


G.722App.III(06)\_F02

**Figura III.2 – Decodificación G.722 regular (tipo 1)**

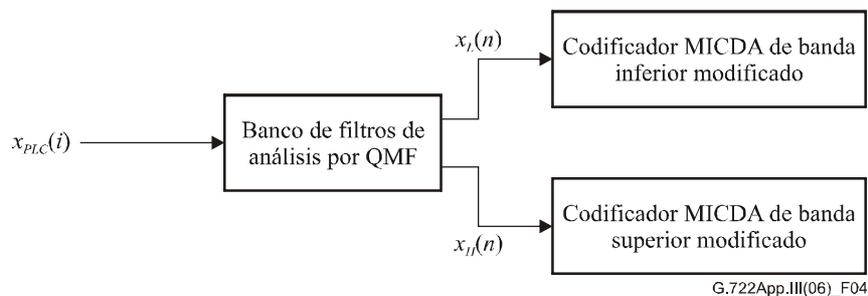
## Tipos 2, 3 y 4

En el caso de las tramas de los tipos 2, 3 y 4, el algoritmo ejecuta el proceso PLC con MIC de banda ancha (WB) en el dominio vocal de salida de 16 kHz. En la figura III.3 se ilustra un diagrama a bloques del PLC con MIC de WB. Las señales vocales de salida anteriores de G.722 se almacenan en una memoria intermedia y se pasan al PLC con MIC de WB. Éste se basa en extrapolación de la señal periódica (PWE), y el cómputo del tono (altura del tono) representa un componente importante del PLC con MIC de WB. Inicialmente, se calcula un tono aproximado basándose en una señal que se muestrea en sentido descendente (a 2 kHz) en el dominio vocal ponderado. Subsecuentemente, el cálculo se refina con resolución plena aplicando el muestreo de 16 kHz original. La salida del PLC con MIC de WB es una combinación lineal de la forma de onda extrapolada periódicamente y del ruido conformado por el LPC. En el caso de supresiones de tramas prolongadas, la señal de salida puede silenciarse gradualmente. El silenciamiento comienza tras 20 ms de pérdida de tramas y se completa tras 60 ms de pérdida.



**Figura III.3 – Diagrama a bloques del PLC con MIC de WB (para tramas de tipos 2, 3 y 4)**

Como se muestra en la figura III.4, para las tramas de tipos 2, 3 y 4, la salida del PLC con MIC de WB pasa por el banco de filtros de análisis por QMF de G.722 a fin de obtener las señales de subbanda correspondientes, las que a continuación pasan a codificadores MICDA modificados de banda superior y de banda inferior, respectivamente, para actualizar los estados y la memoria del decodificador. Para esta actualización se emplean únicamente codificadores MICDA de subbanda simplificados.

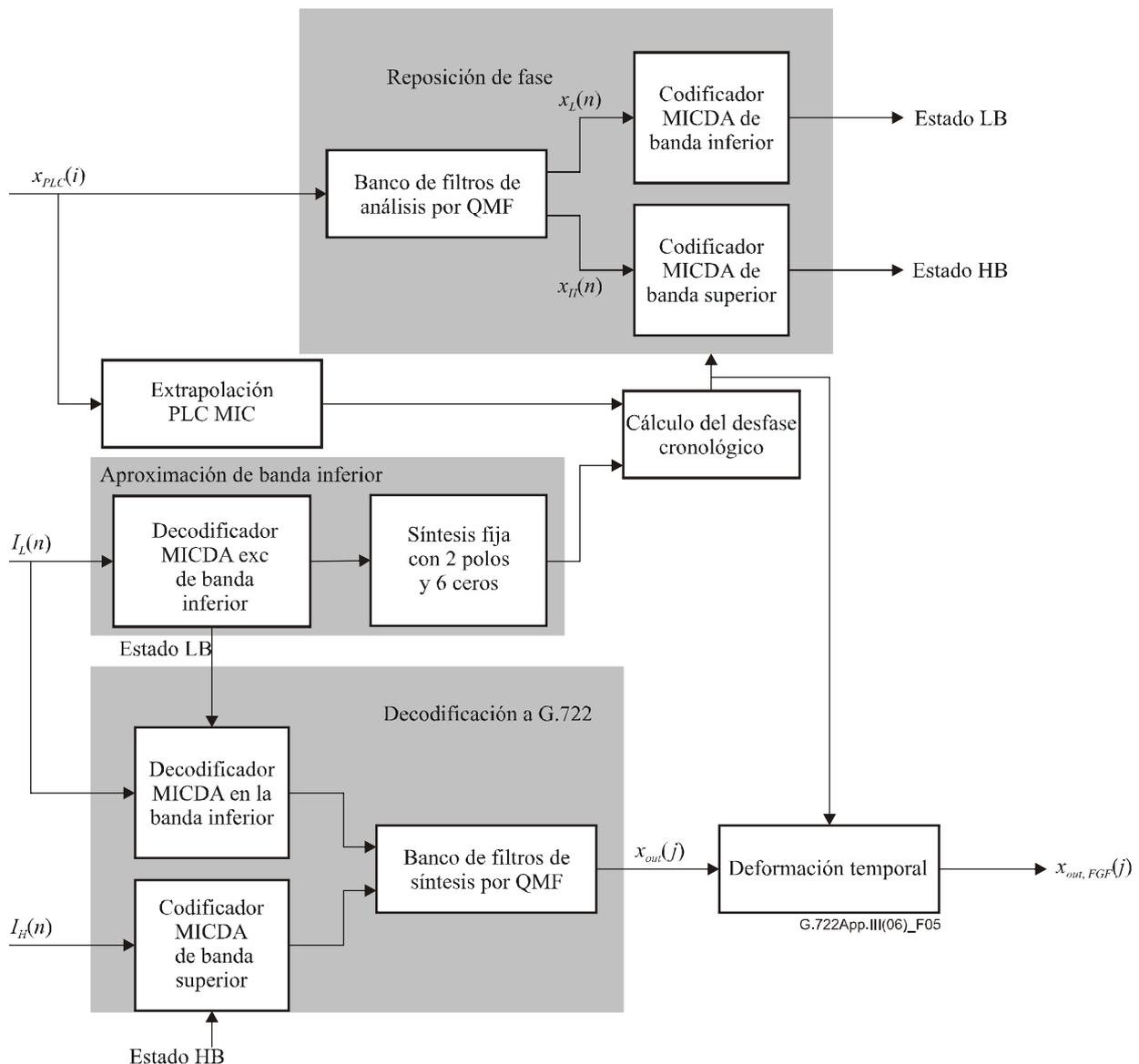


**Figura III.4 – Recodificación de la salida del PLC para actualizar los estados MICDA de subbanda (para las tramas de tipos 2, 3 y 4)**

El procesamiento que se ilustra en las figuras III.3 y III.4 se realiza durante las tramas perdidas. Los codificadores MICDA modificados de banda inferior y banda superior de la figura III.4 se han simplificado para reducir la complejidad. En la cláusula III.7 se describen esos codificadores detalladamente. Una prestación que difiere de los codificadores regulares, es un reinicio adaptable de los decodificadores basado en las propiedades de la señal y la duración de la pérdida de paquetes.

### Tipo 5

El procesamiento más complejo se lleva a cabo para la trama tipo 5, la cual es la primera que se recibe, donde se realiza la transición de la señal extrapolada a la señal decodificada. Las principales técnicas son, como se muestra en la figura III.5: reposición de fase y deformación temporal.



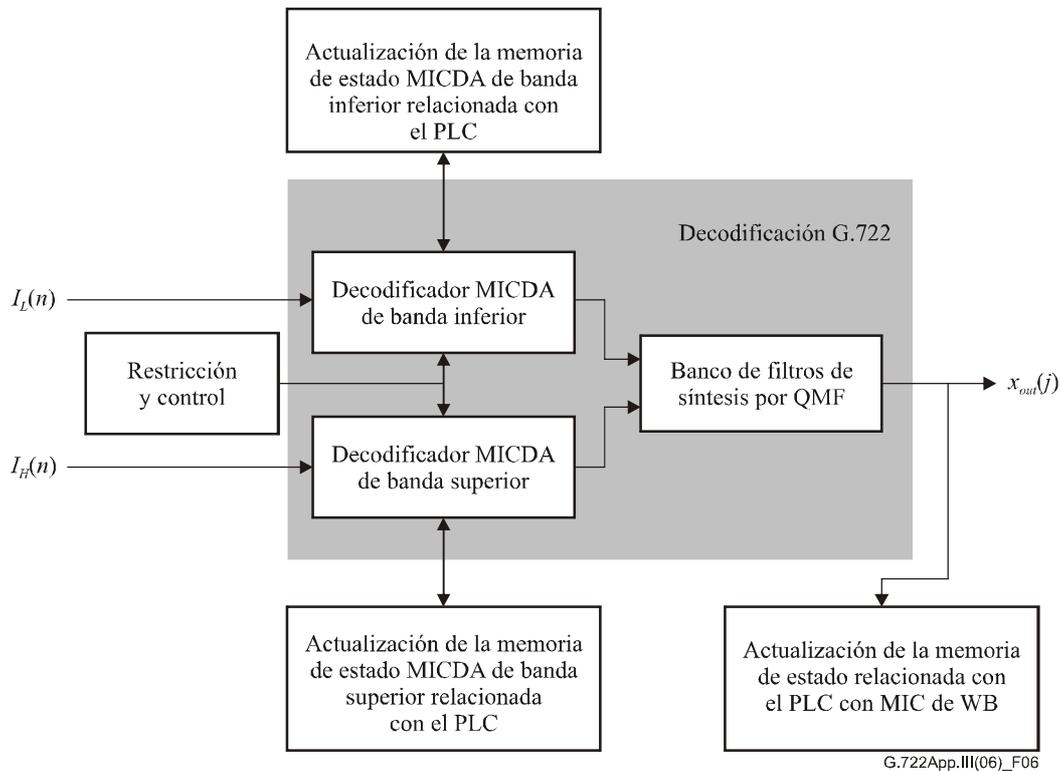
**Figura III.5 – Reposición de fase y deformación en el tiempo (tipo 5)**

Adicionalmente, cuando se recibe la primera trama es necesario actualizar la memoria del banco de filtros de síntesis por QMF en el decodificador. Véase la cláusula III.9 para obtener más detalles. Asimismo, en las tramas de tipo 5 se lleva a cabo otro proceso importante. Al efecto, al comienzo de la primera trama que se recibe se aplican técnicas como las de configuración adaptable de los factores de escala logarítmica de bandas inferior y superior (cláusulas III.8.1 y III.8.2). Además, la actualización de la memoria de estados indicada para las tramas de tipo 1 se aplica también a las

tramas de tipo 5. Las técnicas de las cláusulas III.8.2.3, III.8.3 y III.8.4 se aplican a las tramas de tipo 5 y se extienden a las tramas de tipo 6.

### Tipos 5 y 6

Las tramas de tipo 6 se decodifican con decodificadores MICDA de subbanda modificados y restringidos. En la figura III.6 se ilustra el diagrama a bloques correspondiente a la decodificación de tramas de tipo 6.



**Figura III.6 – Decodificación restringida y controlada en las primeras tramas que se reciben (tipos 5 y 6)**

La restricción y el control de los decodificadores MICDA de subbanda se imponen tanto a las tramas del tipo 5 como a las del tipo 6, es decir, durante los primeros 80 ms tras la pérdida de paquetes. En algunos casos, ese tiempo no se extiende más allá de 40 ms, mientras que en otros se aplica una duración y/o grado adaptables. Véase la cláusula III.8 para obtener más detalles.

En condiciones de un canal libre de errores, el algoritmo adopta una exactitud con G.722, en cuanto a los bits. Además, en condiciones de error, el algoritmo es idéntico a G.722 después de la 8ª trama tras la pérdida de paquetes, y sin errores en los bits se podría prever una convergencia hacia la salida libre de errores de G.722.

El algoritmo PLC soporta cualquier tamaño de paquete que sea múltiplo de 10 ms. En caso de tamaños de paquetes más grandes que 10 ms, simplemente se solicita la intervención del algoritmo PLC varias veces por paquete a intervalos de 10 ms. En consecuencia, en el resto de este documento el algoritmo PLC se describe en este contexto en términos de un tamaño de trama intrínseco de 10 ms.

### III.6 PLC con MIC de WB – Extrapolación de la señal de la salida G.722

Para las tramas perdidas que corresponden a una pérdida de paquetes (tipos 2, 3 y 4), mediante el diagrama PLC con MIC de WB que se ilustra en la figura III.3 se puede extrapolar la señal de salida G.722  $x_{out}(j)$  correspondiente a las tramas anteriores, a fin de rellenar la trama en curso. A continuación, durante las tramas de tipos 2, 3 y 4, se utiliza la forma de onda de la señal de banda ancha extrapolada  $x_{PLC}(i)$  como señal de salida G.722 con PLC. Para facilitar la descripción de los diversos bloques en la figura III.3, una vez calculada la señal  $x_{PLC}(i)$  aplicando el PLC con MIC de WB a las tramas perdidas, ésta se graba en la memoria intermedia de  $x_{out}(j)$ , y constituye la señal de salida final de todo el sistema decodificador G.722/PLC.

En las siguientes subcláusulas se describe cada bloque de la figura III.3 con más detalle.

#### III.6.1 Análisis LPC de octavo orden

Este análisis (véase la figura III.3) se realiza cerca del final del bucle de procesamiento de tramas una vez que la trama actual de la señal  $x_{out}(j)$  se ha calculado y almacenado en la memoria intermedia. Este proceso constituye el tipo común de análisis LPC de autocorrelación, al aplicar una ventana de análisis asimétrica de 10 ms a la señal  $x_{out}(j)$  de la trama recibida en curso. La ventana asimétrica viene dada por:

$$w(j) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[ 1 - \cos\left(\frac{(j+1)\pi}{121}\right) \right], & \text{para } j = 0, 1, 2, \dots, 119 \\ \cos\left(\frac{(j-120)\pi}{80}\right), & \text{para } j = 120, 121, \dots, 159 \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

Supóngase que  $x_{out}(0), x_{out}(1), \dots, x_{out}(159)$  representan las muestras de la señal de banda ancha de salida del decodificador G.722 con PLC correspondientes a la trama recibida en curso. La operación mediante ventanas se lleva a cabo de la siguiente manera.

$$x_w(j) = x_{out}(j)w(j), \quad j = 0, 1, 2, \dots, 159 \quad (\text{III-2})$$

A continuación, se calculan los coeficientes de autocorrelación.

$$r(i) = \sum_{j=i}^{159} x_w(j)x_w(j-i), \quad i = 0, 1, 2, \dots, 8 \quad (\text{III-3})$$

Enseguida se aplican las operaciones de distribución uniforme espectral y de corrección de ruido blanco a los coeficientes de autocorrelación.

$$\hat{r}(i) = \begin{cases} 1,0001 \times r(0), & i = 0 \\ r(i)e^{-\frac{(2\pi i \sigma / f_s)^2}{2}}, & i = 1, 2, \dots, 8 \end{cases} \quad (\text{III-4})$$

donde  $f_s = 16000$  es la velocidad de muestreo de la señal de entrada y  $\sigma = 40$ .

Ahora, se aplica el algoritmo de recursión de Levinson-Durbin a fin de convertir los coeficientes de autocorrelación  $\hat{r}(i)$  a coeficientes de predictor LPC  $\hat{a}_i, i = 0, 1, \dots, 8$ . Si el proceso de recursión se interrumpe prematuramente antes de su conclusión (por ejemplo, debido a que la energía residual de predicción  $E(i)$  es menor que cero), se emplean también los coeficientes del predictor de corto plazo de la última trama en la trama actual. Para llevar a cabo el tratamiento de excepción de esta manera, es necesario que se disponga de un valor inicial de la serie  $\hat{a}_i$ . Este valor inicial se fija a  $\hat{a}_0 = 1$  y  $\hat{a}_i = 0$  para  $i = 1, 2, \dots, 8$ . El algoritmo de recursión de Levinson-Durbin se especifica a continuación.

- 1) Si  $\hat{r}(0) \leq 0$ , utilice la serie  $\hat{a}_i$  de la última trama, e interrumpa el proceso de recursión de Levinson-Durbin.
- 2)  $E(0) = \hat{r}(0)$
- 3)  $k_1 = -\hat{r}(1) / \hat{r}(0)$
- 4)  $\hat{a}_1^{(1)} = k_1$
- 5)  $E(1) = (1 - k_1^2)E(0)$
- 6) Si  $E(1) \leq 0$ , utilice la serie  $\hat{a}_i$  de la última trama, e interrumpa el proceso de recursión de Levinson-Durbin.
- 7) Para  $i = 2, 3, 4, \dots, 8$ , ejecútese lo siguiente:

$$k_i = \frac{-\hat{r}(i) - \sum_{j=1}^{i-1} \hat{a}_j^{i-1} \hat{r}(i-j)}{E(i-1)}$$

$$\hat{a}_i^{(i)} = k_i$$

$$\hat{a}_j^{(i)} = \hat{a}_j^{i-1} + k_i \hat{a}_{i-j}^{i-1}, \quad \text{para } j = 1, 2, \dots, i-1$$

$$E(i) = (1 - k_i^2)E(i-1)$$

Si  $E(i) \leq 0$ , utilice la serie  $\hat{a}_i$  de la última trama, e interrumpa el proceso de recursion Levinson-Durbin.

Si el proceso de recursión se interrumpe prematuramente, se aplicará la serie  $\hat{a}_i$  de la última trama. Si por el contrario, el proceso concluye satisfactoriamente (caso normal), los coeficientes del predictor LPC se adoptan como:

$$\hat{a}_0 = 1 \tag{III-5}$$

$$\hat{a}_i = \hat{a}_i^{(8)}, \quad \text{para } i = 1, 2, \dots, 8 \tag{III-6}$$

Aplicando la operación de ampliación de anchura de banda a los coeficientes que se dedujeron antes, se obtiene el conjunto final de coeficientes del predictor LPC:

$$a_i = (0,96852)^i \hat{a}_i^{(8)}, \quad \text{para } i = 0, 1, \dots, 8 \tag{III-7}$$

### III.6.2 Cálculo de la señal residual de predicción de corto plazo

El bloque con la etiqueta "A(z)" en la figura III.3 representa un filtro de error de predicción lineal de corto plazo, con los coeficientes del filtro  $a_i$  para  $i = 0, 1, \dots, 8$ , tal y como se calcularon antes. Este bloque se ejecuta después del análisis del LPC de 8º orden. Con este bloque se computa la señal residual de predicción de corto plazo  $d(j)$  de la siguiente manera:

$$d(j) = x_{out}(j) + \sum_{i=1}^8 a_i \cdot x_{out}(j-i), \quad \text{para } j = 0, 1, 2, \dots, 159 \tag{III-8}$$

Como es costumbre, el índice de tiempo  $n$  de la trama en curso continúa a partir del índice de tiempo de la última trama. En otras palabras, si la gama de índices de tiempo  $0, 1, 2, \dots, 159$  representa la trama actual, en ese caso la gama de índices de tiempo  $-160, -159, \dots, -1$  representa la última trama. Por consiguiente, si en la ecuación anterior el índice  $(j-i)$  es negativo, significa que éste apunta a la muestra de la señal cerca del final de la última trama.

### III.6.3 Cálculo del factor de escala

El bloque con la etiqueta "Cálculo del factor de escala" en la figura III.3 permite computar la magnitud media de la señal residual de predicción de corto plazo en la trama actual. Este cómputo se realiza tras el cálculo de la señal residual de predicción de corto plazo  $d(j)$  que se describe en la cláusula III.6.2. La magnitud media  $avm$  se calcula de la siguiente manera:

$$avm = \frac{1}{160} \sum_{j=0}^{159} |d(j)| \quad (\text{III-9})$$

Si la siguiente trama es una trama perdida (es decir, corresponde a una pérdida de paquetes), la magnitud media  $avm$  puede aplicarse como un factor de escala para graduar una secuencia de ruido Gaussiano blanco si la trama en curso no está suficientemente vocalizada.

### III.6.4 Cálculo de la señal vocal ponderada

El bloque con la etiqueta "1/A(z/γ)" en la figura III.3 representa un filtro de síntesis de corto plazo ponderado. El proceso correspondiente a este bloque se realiza tras el cómputo de la señal residual de predicción de corto plazo  $d(j)$  para la trama en curso. Los coeficientes de este filtro  $a'_i$  para  $i = 0, 1, \dots, 8$ , se calculan de la siguiente manera con  $\gamma_1 = 0,75$ .

$$a'_i = \gamma_1^i a_i, \quad \text{para } i = 1, 2, \dots, 8 \quad (\text{III-10})$$

La señal residual de predicción de corto plazo  $d(j)$  pasa por este filtro de síntesis de corto plazo ponderado. La señal vocal ponderada de salida  $xw(j)$  correspondiente se calcula con arreglo a:

$$xw(j) = d(j) - \sum_{i=1}^8 a'_i \cdot xw(j-i), \quad \text{para } j = 0, 1, 2, \dots, 159 \quad (\text{III-11})$$

### III.6.5 Reducción de ocho a uno

**Cuadro III.1 – Coeficientes del filtro FIR de 60<sup>avo</sup> orden**

Desfase, $i$	$b_i$ en Q15	Desfase, $i$	$b_i$ en Q15	Desfase, $i$	$b_i$ en Q15
0	1209	20	-618	40	313
1	728	21	-941	41	143
2	1120	22	-1168	42	-6
3	1460	23	-1289	43	-126
4	1845	24	-1298	44	-211
5	2202	25	-1199	45	-259
6	2533	26	-995	46	-273
7	2809	27	-701	47	-254
8	3030	28	-348	48	-210
9	3169	29	20	49	-152
10	3207	30	165	50	-89
11	3124	31	365	51	-30
12	2927	32	607	52	21
13	2631	33	782	53	58
14	2257	34	885	54	81
15	1814	35	916	55	89

**Cuadro III.1 – Coeficientes del filtro FIR de 60<sup>avo</sup> orden**

Desfase, $i$	$b_i$ en Q15	Desfase, $i$	$b_i$ en Q15	Desfase, $i$	$b_i$ en Q15
16	1317	36	881	56	84
17	789	37	790	57	66
18	267	38	654	58	41
19	-211	39	490	59	17

La señal vocal ponderada pasa por un filtro paso bajo FIR de fase mínima de 60° orden, y a continuación se lleva a cabo una reducción de 8:1 para disminuir la frecuencia de muestreo de la señal vocal ponderada resultante con filtrado paso bajo de 16 kHz a una señal vocal ponderada con la frecuencia de muestreo reducida a 2 kHz,  $xwd(n)$ . Esta operación de reducción se ejecuta tras el cálculo de la señal vocal ponderada  $xw(j)$ . A modo de limitar la complejidad, la operación de filtrado paso bajo FIR se realiza sólo cuando se requiere una nueva muestra de  $xwd(n)$ . Por consiguiente, la señal vocal ponderada con la frecuencia de muestreo  $xwd(n)$  reducida se computa de la siguiente manera:

$$xwd(n) = \sum_{i=0}^{59} b_i \cdot xw(8n + 7 - i), \quad \text{para } n = 0, 1, 2, \dots, 19 \quad (\text{III-12})$$

donde  $b_i, i = 0, 1, 2, \dots, 59$  son los coeficientes del filtro paso bajo FIR de 60° orden como se muestra en el cuadro III.1.

### III.6.6 Extracción del periodo del tono aproximado

Para limitar la complejidad computacional, la extracción del tono en el PLC de MIC de WB se realiza en dos etapas:

- 1) determinación del periodo del tono aproximado con una resolución temporal de la señal reducida a 2 kHz;
- 2) refinamiento del periodo del tono con una resolución temporal de la señal original a 16 kHz. La extracción del tono se lleva a cabo sólo durante las tramas recibidas tras haber calculado la señal vocal ponderada con la frecuencia de muestreo reducida  $xwd(n)$ .

En esta cláusula se describe la primera etapa, es decir, el algoritmo de extracción del periodo del tono aproximado, que se representa mediante el bloque con la etiqueta "Tono aproximado" en la figura III.3. Este algoritmo tiene como base aumentar al máximo la transcorrelación normalizada con alguna lógica de decisión adicional.

Para la extracción del periodo del tono aproximado se emplea una ventana de análisis del tono de 15 ms. El final de esta ventana se alinea con el final de la trama en curso. A una velocidad de muestreo de 2 kHz, 15 ms corresponden a 30 muestras. Sin particularizar, considérese que la gama de índices de  $n = 0$  a  $n = 29$  corresponde a la ventana de análisis del tono para  $xwd(n)$ . El algoritmo de extracción del periodo del tono aproximado comienza calculando los siguientes valores:

$$c(k) = \sum_{n=0}^{29} xwd(n)xwd(n-k) \quad (\text{III-13})$$

$$E(k) = \sum_{n=0}^{29} [xwd(n-k)]^2 \quad (\text{III-14})$$

$$c2(k) = \begin{cases} c^2(k), & \text{si } c(k) \geq 0 \\ -c^2(k), & \text{si } c(k) < 0 \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

para todos los enteros de  $k = MINPPD - 1$  a  $k = MAXPPD + 1$ , donde  $MINPPD = 5$  y  $MAXPPD = 33$  representan los periodos del tono mínimo y máximo en el dominio reducido, respectivamente. A continuación, el algoritmo de extracción del periodo del tono aproximado busca en la gama de  $k = MINPPD, MINPPD + 1, MINPPD + 2, \dots, MAXPPD$ , para tratar de encontrar todas las crestas locales de la serie  $\{c2(k)/E(k)\}$  para la cual  $c(k) > 0$ . (Un valor se caracteriza como una cresta local si ambos de sus valores adyacentes son más pequeños.) Supóngase que  $N_p$  representa el número de esas crestas locales positivas y que  $k_p(j), j = 1, 2, \dots, N_p$  denotan los índices donde  $c2(k_p(j))/E(k_p(j))$ , es una cresta local y  $c(k_p(j)) > 0$ , y deje que  $k_p(1) < k_p(2) < \dots < k_p(N_p)$ . Por comodidad, el término  $c2(k)/E(k_p)$  se denominará como el "cuadrado de la correlación normalizada".

Si  $N_p = 0$ , es decir, si no hay una cresta local positiva para la función  $c2(k)/E(k)$ , el algoritmo busca la cresta local negativa más grande con la magnitud más grande de  $|c2(k)/E(k)|$ . Si se encuentra esa cresta local negativa, se emplea el índice  $k$  correspondiente como periodo de tono aproximado de salida  $c_{pp}$ , y se termina el procesamiento de este bloque. Si la función cuadrado de la correlación normalizada  $c2(k)/E(k)$  no tiene cresta local positiva ni negativa, en ese caso el periodo de tono aproximado de salida se fija a  $c_{pp} = MINPPD$ , y se termina el procesamiento de este bloque. Si  $N_p = 1$ , el periodo de tono aproximado de salida se fija a  $c_{pp} = k_p(1)$ , y se termina el procesamiento de este bloque.

Si hay dos o más crestas locales ( $N_p \geq 2$ ), este bloque aplica los *algoritmos 1, 2, 3 y 4* (que se describen más adelante), en ese orden, para determinar el periodo del tono aproximado de salida  $c_{pp}$ . Las variables que se calculan en los primeros algoritmos (de los cuatro mencionados) se postergan para utilizarlas en los siguientes.

El *algoritmo 1* que se presenta más adelante, se emplea para identificar la cresta interpolada cuadráticamente más grande en torno a las crestas locales del cuadrado de la correlación normalizada  $c2(k_p)/E(k_p)$ . Para  $c(k_p)$  se realiza interpolación cuadrática, mientras que para  $E(k_p)$  se ejecuta interpolación lineal. Dicha interpolación se lleva a cabo con la resolución temporal de la señal vocal original de 16 kHz. En el algoritmo a continuación,  $D$  indica el factor de reducción que se emplea para disminuir  $xw(n)$  a  $xwd(n)$ . Por lo tanto,  $D = 8$  en este caso.

*Algoritmo 1 – Encuentre la cresta más grande interpolada cuadráticamente en torno a  $c2(k_p)/E(k_p)$ :*

- i) Fije  $c2_{max} = -1, E_{max} = 1, y j_{max} = 0$ .
- ii) Para  $j = 1, 2, \dots, N_p$ , ejecute los siguientes 12 pasos:
  - 1) Fije  $a = 0,5 [c(k_p(j) + 1) + c(k_p(j) - 1)] - c(k_p(j))$
  - 2) Fije  $b = 0,5 [c(k_p(j) + 1) - c(k_p(j) - 1)]$
  - 3) Fije  $j_i = 0$
  - 4) Fije  $e_i = E(k_p(j))$
  - 5) Fije  $c2_m = c2(k_p(j))$
  - 6) Fije  $E_m = E(k_p(j))$
  - 7) Si  $c2(k_p(j) + 1)E(k_p(j) - 1) > c2(k_p(j) - 1)E(k_p(j) + 1)$ , ejecute la parte faltante del paso 7:

$$\Delta = [E(k_p(j) + 1) - e_i]/D$$

Para  $k = 1, 2, \dots, D/2$ , ejecute la parte con sangría del paso 7:

$$ci = a (k/D)^2 + b(k/D) + c(k_p(j))$$

$$ei \leftarrow ei + \Delta$$

Si  $(ci)^2 Em > (c2m) ei$ , ejecute las tres líneas con sangría a continuación:

$$ji = k$$

$$c2m = (ci)^2$$

$$Em = ei$$

- 8) Si  $c2(k_p(j) + 1)E(k_p(j) - 1) \leq c2(k_p(j) - 1)E(k_p(j) + 1)$ , ejecute la parte faltante del paso 8:

$$\Delta = [E(k_p(j) - 1) - ei]/D$$

Para  $k = -1, -2, \dots, -D/2$ , ejecute la parte con sangría del paso 8 a continuación:

$$ci = a (k/D)^2 + b(k/D) + c(k_p(j))$$

$$ei \leftarrow ei + \Delta$$

Si  $(ci)^2 Em > (c2m) ei$ , ejecute las tres líneas con sangría a continuación:

$$ji = k$$

$$c2m = (ci)^2$$

$$Em = ei$$

- 9) Fije  $lag(j) = k_p(j) + ji/D$

- 10) Fije  $c2i(j) = c2m$

- 11) Fije  $Ei(j) = Em$

- 12) Si  $c2m \times Emax > c2max \times Em$ , ejecute las tres líneas con sangría a continuación:

$$jmax = j$$

$$c2max = c2m$$

$$Emax = Em$$

- iii) Fije el primer candidato para periodo de tono aproximado como  $cpp = lag(jmax)$ .

El símbolo  $\leftarrow$  indica que el parámetro en el lado izquierdo se encuentra en proceso de actualización con el valor en el lado derecho.

A fin de evitar la elección de un periodo del tono aproximado que se encuentre en torno a un múltiplo entero del verdadero periodo del tono aproximado, se realiza una búsqueda en los desfases cronológicos correspondientes a las crestas locales de  $c2(k_p)/E(k_p)$  para verificar si alguno de ellos se encuentra suficientemente cerca del periodo del tono aproximado de salida de la última trama, señalado como  $cpplast$ . (Para la primera trama  $cpplast$  se inicializa a 12.) Si en el 25% de  $cpplast$  hay un desfase cronológico, éste se considera suficientemente cerca. A continuación se efectúa una comparación de los valores de cresta interpolados cuadráticamente del cuadrado de la correlación normalizada  $c2(k_p)/E(k_p)$ , correspondientes a todos los desfases cronológicos en el 25% de  $cpplast$ , y se selecciona el desfase cronológico interpolado que corresponda al cuadrado de la máxima correlación normalizada para que se examine ulteriormente. El *algoritmo 2* que se presenta enseguida se encarga de llevar a cabo la tarea antes mencionada. En este nuevo algoritmo se utilizarán las series interpoladas  $c2i(j)$  y  $Ei(j)$  que fueron computadas en el *algoritmo 1*.

*Algoritmo 2 – Encuentre el máximo desfase cronológico interpolado  $c2(k_p)/E(k_p)$  entre todos los desfases cronológicos cerca del periodo del tono aproximado de salida de la última trama:*

- i) Fije  $index\ im = -1$

- ii) Fije  $c2m = -1$

- iii) Fije  $Em = 1$
- iv) Para  $j = 1, 2, \dots, N_p$ , efectúe lo siguiente:
  - Si  $|k_p(j) - cpplast| \leq 0,25 \times cpplast$ , efectúe lo siguiente:
    - Si  $c2i(j) \times Em > c2m \times Ei(j)$ , ejecute las tres líneas a continuación:
      - $im = j$
      - $c2m = c2i(j)$
      - $Em = Ei(j)$

Obsérvese que si no hay un desfase cronológico  $k_p(j)$  en el 25% de  $cpplast$ , el valor del índice  $im$  permanecerá en  $-1$  tras la aplicación del *algoritmo 2*. Si hay uno o varios desfases cronológicos en el 25% de  $cpplast$ , el índice  $im$  corresponderá al cuadrado de la correlación normalizada más grande entre esos desfases cronológicos.

A continuación, el *algoritmo 3* determina si se debe escoger un desfase cronológico alternativo en la primera mitad de la gama del tono como periodo del tono aproximado de salida. Básicamente, el algoritmo busca todos los desfases cronológicos interpolados  $lag(j)$  menores a 16, y verifica si alguno de ellos tiene una cresta local suficientemente grande del cuadrado de la correlación normalizada cerca de cada múltiplo entero de él (incluido él mismo) hasta 32. Si existe uno o varios de esos desfases que satisfacen la condición, se elige el más pequeño de esos desfases cronológicos cualificados como periodo del tono aproximado de salida.

Una vez más, las variables computadas en los *algoritmos 1* y *2* transfieren sus valores finales al *algoritmo 3* que se presenta a continuación, donde el parámetro  $MPDTH$  es 0,06, y la serie umbral  $MPTH(k)$  viene dada como  $MPTH(2) = 0,7$ ,  $MPTH(3) = 0,55$ ,  $MPTH(4) = 0,48$ ,  $MPTH(5) = 0,37$  y  $MPTH(k) = 0,30$ , para  $k > 5$ .

*Algoritmo 3 – Verifique si debe elegirse un desfase cronológico alternativo en la primera mitad de la gama del periodo del tono aproximado como periodo del tono aproximado de salida:*

Para  $j = 1, 2, 3, \dots, N_p$ , en ese orden, ejecute lo siguiente mientras  $lag(j) < 16$ :

- i) Si  $j \neq im$ , fije  $threshold = 0,73$ ; en los demás casos, fije  $threshold = 0,4$ .
- ii) Si  $c2i(j) \times Emax \leq threshold \times c2max \times Ei(j)$ , suprima esta  $j$ , evite el paso iii para esta  $j$ , aumente  $j$  en 1 y regrese al paso i.
- iii) Si  $c2i(j) \times Emax > threshold \times c2max \times Ei(j)$ , efectúe lo siguiente:
  - a) Para  $k = 2, 3, 4, \dots$ , ejecute lo siguiente mientras  $k \times lag(j) < 32$ :
    - 1)  $s = k \times lag(j)$
    - 2)  $a = (1 - MPDTH) s$
    - 3)  $b = (1 + MPDTH) s$
    - 4) Pase por  $m = j + 1, j + 2, j + 3, \dots, N_p$ , en ese orden, y compruebe si alguno de los desfases cronológicos  $lag(m)$  se encuentra entre  $a$  y  $b$ . Si ninguno de ellos lo está, suprima esta  $j$ , detenga el paso iii, aumente  $j$  en 1 y regrese al paso i. Si hay al menos un  $m$  que satisface  $a < lag(m) \leq b$  y  $c2i(m) \times Emax > MPTH(k) \times c2max \times Ei(m)$ , se considera que en la vecindad del  $k$ -ésimo múltiplo entero de  $lag(j)$  hay una cresta suficientemente grande del cuadrado de la correlación normalizada; en este caso, detenga el paso iii a 4, aumente  $k$  en 1, y regrese al paso iii a 1.
  - b) Si el paso iii a se completa sin interrupción prematura, es decir, si hay una cresta interpolada suficientemente grande del cuadrado de la correlación normalizada en  $\pm 100 \times MPDTH\%$  de cada múltiplo entero de  $lag(j)$  que sea menor que 32, detenga este algoritmo, anule la ejecución del *algoritmo 4* y fije  $cpp = lag(j)$  como periodo del tono aproximado de salida final.

Si el *algoritmo 3* concluye su proceso sin encontrar un periodo del tono aproximado de salida *cpp* cualificado, el *algoritmo 4* examina la cresta local más grande del cuadrado de la correlación normalizada en torno al periodo del tono aproximado de la última trama, encontrado por el *algoritmo 2*, y adopta una decisión final relativa al periodo del tono aproximado de salida *cpp*. Una vez más, las variables computadas en los *algoritmos 1* y *2* transfieren sus valores finales al *algoritmo 4*. En la descripción a continuación los parámetros son  $SMDTH = 0,095$  y  $LPTH1 = 0,78$ .

*Algoritmo 4 – Decisión final relativa al periodo del tono aproximado de salida:*

- i) Si  $im = -1$ , es decir, si no hay una cresta local suficientemente grande del cuadrado de la correlación normalizada en torno al periodo del tono aproximado de la última trama, utilice el *cpp* que se calculó al final del *algoritmo 1* como periodo del tono aproximado de salida final, y detenga este algoritmo.
- ii) Si  $im = jmax$ , es decir, si la cresta local más grande del cuadrado de la correlación normalizada en torno al periodo del tono aproximado de la última trama es además el máximo global de todas las crestas interpoladas del cuadrado de la correlación normalizada en esta trama, utilice el *cpp* que se computó al final del *algoritmo 1* como periodo del tono aproximado de salida final, y detenga este algoritmo.
- iii) Si  $im < jmax$ , ejecute la siguiente parte con sangría:
 

Si  $c2m \times Emax > 0,43 \times c2max \times Em$ , ejecute la siguiente parte con sangría del paso iii:

  - a) Si  $lag(im) > MAXPPD/2$ , fije el  $cpp = lag(im)$  de salida y detenga este algoritmo.
  - b) En los demás casos, para  $k = 2, 3, 4, 5$ , ejecute la siguiente parte con sangría:
    - 1)  $s = lag(jmax)/k$
    - 2)  $a = (1 - SMDTH) s$
    - 3)  $b = (1 + SMDTH) s$
    - 4) Si  $lag(im) > a$  y  $lag(im) < b$ , fije el  $cpp = lag(im)$  de salida y detenga este algoritmo.
- iv) Si  $im > jmax$ , ejecute la siguiente parte con sangría:
 

Si  $c2m \times Emax > LPTH1 \times c2max \times Em$ , fije el  $cpp = lag(im)$  de salida y detenga este algoritmo.
- v) Si la ejecución del algoritmo llega a este punto, significa que en ninguna de los pasos anteriores se seleccionó un periodo del tono aproximado de salida final. En este caso, simplemente acepte el *cpp* que se calculó al final del *algoritmo 1* como periodo del tono aproximado de salida final.

### III.6.7 Refinamiento del periodo del tono

El bloque con la etiqueta "refinamiento del tono" en la figura III.3 se encarga de realizar la segunda etapa, es decir, el procesamiento del algoritmo de extracción del periodo del tono, buscando en las inmediaciones del periodo del tono aproximado con una resolución temporal completa de 16 kHz, mediante la señal vocal de salida decodificada G.722. Este bloque convierte, en primer lugar, el periodo del tono aproximado *cpp* al dominio de la señal original (no reducida) multiplicándolo por el factor de reducción D, donde  $D = 8$ . El tamaño de las ventanas de análisis del refinamiento del tono *WSZ* se escoge como la más pequeña de las  $cpp \times D$  muestras y 160 muestras (que corresponde a 10 ms):  $WSZ = \min(cpp \times D, 160)$ .

A continuación, se computa el límite inferior de la gama de búsqueda como  $lb = \max(MINPP, cpp \times D - 4)$ , donde  $MINPP = 40$  muestras representa el periodo del tono mínimo. El límite superior de la gama de búsqueda se calcula como  $ub = \min(MAXPP, cpp \times D + 4)$ , donde  $MAXPP = 265$  muestras representa el periodo del tono máximo.

Este bloque mantiene una memoria intermedia de la señal vocal decodificada G.722 a 16 kHz,  $x_{out}(j)$ , con un total de  $XQOFF = MAXPP + 1 + FRSZ$  muestras, donde  $FRSZ = 160$  representa el tamaño de la trama. Las últimas  $FRSZ$  muestras de esa memoria intermedia contienen la señal vocal decodificada G.722 de la trama actual. Las primeras  $MAXPP + 1$  muestras se rellenan con la señal de salida del decodificador G.722 con PLC en las tramas anteriores justo antes de la trama actual. La última muestra de la ventana de análisis se alinea con la última muestra de la trama actual. Supóngase que la gama de índices de  $j = 0$  a  $j = WSZ - 1$  corresponde a la ventana de análisis, la cual representa las últimas  $WSZ$  muestras en la memoria intermedia  $x_{out}(j)$ , y acéptese que los índices negativos suponen las muestras antes de la ventana de análisis. A continuación se calculan los siguientes términos relativos a correlación y energía en el dominio de la señal reducida, para los desfases cronológicos  $k$  en la gama de búsqueda  $[lb, ub]$ .

$$\tilde{c}(k) = \sum_{j=0}^{WSZ-1} x_{out}(j)x_{out}(j-k) \quad (III-16)$$

$$\tilde{E}(k) = \sum_{j=0}^{WSZ-1} x_{out}(j-k)^2 \quad (III-17)$$

El desfase cronológico  $k \in [lb, ub]$  que aumenta al máximo la relación  $\tilde{c}^2(k)/\tilde{E}(k)$ , se elige como el periodo del tono refinado final para la borradura de trama, o *ppfe*. Esto es:

$$ppfe = \arg \max_{k \in [lb, ub]} \left[ \frac{\tilde{c}^2(k)}{\tilde{E}(k)} \right] \quad (III-18)$$

Enseguida, el bloque con la etiqueta "Refinamiento del tono" computa además dos factores de escala adicionales relacionados con el tono. El primero se denomina *ptfe*, o derivación del tono para la borradura de trama. Se trata del factor de escala que se emplea para la extrapolación de la señal periódica. Se calcula como la relación entre la magnitud media de la señal  $x_{out}(j)$  en la ventana de análisis y la magnitud media de la parte de la misma señal que se encuentra *ppfe* muestras antes, con el mismo signo de la correlación entre estas dos partes de la señal.

$$ptfe = \text{sign}(\tilde{c}(ppfe)) \left[ \frac{\sum_{j=0}^{WSZ-1} |x_{out}(j)|}{\sum_{j=0}^{WSZ-1} |x_{out}(j - ppfe)|} \right] \quad (III-19)$$

En el caso degenerado cuando  $\sum_{j=0}^{WSZ-1} |x_{out}(j - ppfe)| = 0$ , *ptfe* se fija a 0. Tras el cómputo de *ptfe*, su valor se limita dentro de la gama a  $[-1, 1]$ .

El segundo factor de escala relacionado con el tono se denomina *ppt*, o derivación del predictor de tonos. Se emplea para calcular la señal de llamada del filtro de largo plazo (que se describirá más adelante). Se computa como  $ppt = 0,75 \times ptfe$ .

### III.6.8 Cálculo de la relación de combinación

El bloque con la etiqueta "Cálculo de la combinación" en la figura III.3 permite computar una figura de mérito para determinar la relación de combinación entre la señal extrapolada periódicamente y la señal de ruido filtrado, durante las tramas perdidas. El cálculo se realiza sólo durante la primera trama perdida en cada evento de pérdida de paquetes, y la relación de combinación resultante se emplea a lo largo de toda esa pérdida de paquetes particular. La figura de mérito es una suma ponderada de tres características de la señal: ganancia logarítmica, primera

autocorrelación normalizada y ganancia de predicción del tono. Estas se computan de la siguiente manera.

Aplicando el mismo convenio de indexación de la cláusula III.6.7, para  $x_{out}(j)$ , la energía de la señal  $x_{out}(j)$  en la ventana de análisis de refinamiento del tono es:

$$sige = \sum_{j=0}^{WSZ-1} x_{out}^2(j) \quad (III-20)$$

y la ganancia logarítmica de base 2  $lg$  se calcula de la siguiente manera:

$$lg = \begin{cases} \log_2(sige) & \text{si } sige \neq 0 \\ 0 & \text{si } sige = 0 \end{cases} \quad (III-21)$$

Si  $\tilde{E}(ppfe) \neq 0$ , la energía residual de predicción del tono se obtiene de la siguiente manera:

$$rese = sige - \tilde{c}^2(ppfe) / \tilde{E}(ppfe) \quad (III-22)$$

y la ganancia de predicción del tono  $pg$  se computa de la siguiente manera:

$$pg = \begin{cases} 10 \log_{10} \left( \frac{sige}{rese} \right) & \text{si } rese \neq 0 \\ 20 & \text{si } rese = 0 \end{cases} \quad (III-23)$$

Si  $\tilde{E}(ppfe) = 0$ , fije  $pg = 0$ . Si  $sige = 0$ , fije además  $pg = 0$ .

La primera autocorrelación normalizada  $\rho_1$  se calcula de la siguiente manera:

$$\rho_1 = \begin{cases} \left[ \frac{\sum_{j=0}^{WSZ-2} x_{out}(j)x_{out}(j+1)}{sige} \right] & \text{si } sige \neq 0 \\ 0 & \text{si } sige = 0 \end{cases} \quad (III-24)$$

Una vez obtenidas estas tres características de la señal, la figura de mérito se obtiene con arreglo a:

$$merit = lg + pg + 12\rho_1 \quad (III-25)$$

La figura de mérito  $merit$  obtenida permite determinar los dos factores de escala  $G_p$  y  $G_r$ , que especifican eficazmente la relación de combinación entre la señal extrapolada periódicamente y la señal del ruido filtrado. Se trata de los dos umbrales que se emplean para  $merit$ : el umbral superior de mérito  $MHI$  y el umbral inferior de mérito  $MLO$ . Estos umbrales se fijan como  $MHI = 28$  y  $MLO = 20$ . El factor de escala  $G_r$  para el componente aleatorio (ruido filtrado) se computa de la siguiente manera:

$$G_r = \frac{MHI - merit}{MHI - MLO} \quad (III-26)$$

y el factor de escala  $G_p$  para el componente periódico se calcula como sigue:

$$G_p = 1 - G_r \quad (III-27)$$

### III.6.9 Extrapolación de la señal periódica

El bloque con la etiqueta Extrapolación de la señal periódica (PWE, *periodic waveform extrapolation*) en la figura III.3 permite extrapolar periódicamente la señal vocal de salida anterior durante las tramas perdidas, si  $merit > MLO$ .

En el momento en que se pierde la primera trama de cada pérdida de paquetes, se calcula el aumento promedio del periodo del tono por trama. Una memoria intermedia de registro histórico del periodo del tono  $pph(m)$ ,  $m = 1, 2, \dots, 5$  mantiene el periodo del tono  $ppfe$  de las 5 tramas anteriores. Dicho aumento se obtiene de la siguiente manera: Comienza con la última trama, calculando el aumento del periodo del tono a partir de la trama precedente a esa trama (un valor negativo significa una disminución del periodo del tono). Si el aumento resultante es igual a cero, el algoritmo comprueba el aumento del periodo del tono en la trama precedente. El proceso continúa hasta que se encuentra la primera trama con un aumento distinto de cero, o hasta que se ha examinado la cuarta trama anterior. Si las cinco tramas anteriores tienen, todas, un periodo de tono idéntico, el aumento promedio del periodo del tono se fija a cero. En los demás casos, si el primer aumento del periodo del tono distinto de cero se encuentra en la  $m$ -ésima trama anterior, y si la magnitud de ese aumento es menor que el 5% del periodo del tono en esa trama, el aumento promedio del periodo del tono  $ppinc$  se obtiene como el aumento correspondiente en esa trama dividido por  $m$ , y el valor resultante se limita a la gama de  $[-1, 2]$ .

Cuando se pierde la segunda trama consecutiva en una pérdida de paquetes, el aumento promedio del periodo del tono  $ppinc$  se añade al periodo del tono  $ppfe$ , el número obtenido se redondea al entero más próximo y a continuación se limita a la gama de  $[MINPP, MAXPP]$ .

Si la trama en curso es la primera que se pierde durante una pérdida de paquetes, se calcula una señal denominada "señal de llamada" que se aplica en la modalidad de adición con superposición para asegurar una transición uniforme de señal al comienzo de la trama. La longitud de la adición con superposición para la señal de llamada y la señal extrapolada periódicamente es de 20 muestras para la primera trama perdida. Supóngase que la serie de índices  $j = 0, 1, 2, \dots, 19$  corresponde a las primeras 20 muestras de la primera trama pérdida actual, que representa el periodo de adición con superposición, y acéptese que los índices negativos corresponden a las tramas anteriores. La señal de llamada de largo plazo se obtiene como una versión a la que se han aplicado factores de escala, de la señal residual de predicción de corto plazo que se encuentra ubicada un periodo de tono antes que el periodo de adición con superposición.

$$ltring(j) = x_{out}(j - ppfe) + \sum_{i=1}^8 a_i \cdot x_{out}(j - ppfe - i), \quad \text{para } j = 0, 1, 2, \dots, 19 \quad (\text{III-28})$$

Tras el cómputo de estas 20 muestras de  $ltring(j)$ , nuevamente se les aplica el factor de escala  $ppt$  que se obtuvo en la cláusula III.6.7.

$$ltring(j) \leftarrow ppt \cdot ltring(j), \quad \text{para } j = 0, 1, 2, \dots, 19 \quad (\text{III-29})$$

Con la memoria del filtro  $ring(j)$ ,  $j = -8, -7, \dots, -1$  que se inicializó a las últimas 8 muestras de la señal  $x_{out}(j)$  en la última trama, se obtiene la señal de llamada final mediante la siguiente ecuación:

$$ring(j) = ltring(j) - \sum_{i=1}^8 a_i \cdot ring(j - i), \quad \text{para } j = 0, 1, 2, \dots, 19 \quad (\text{III-30})$$

Supóngase que la gama de índices  $j = 0, 1, 2, \dots, 159$ , corresponde a la primera trama perdida actual, y que la gama de índices  $j = 160, 161, 162, \dots, 209$ , corresponde a las primeras 50 muestras de la siguiente trama. Además, acéptese que  $wi(j)$  y  $wo(j)$ ,  $j = 0, 1, \dots, 19$ , representan las ventanas triangulares de aparición gradual y desvanecimiento, respectivamente, de manera que  $wi(j) + wo(j) = 1$ . Por consiguiente, la extrapolación de la señal periódica se realiza en dos pasos, a saber:

Paso 1:

$$x_{out}(j) = wi(j) \cdot ptfe \cdot x_{out}(n - ppfe) + wo(j) \cdot ring(j), \quad \text{para } j = 0, 1, 2, \dots, 19 \quad (\text{III-31})$$

Paso 2:

$$x_{out}(j) = ptfe \cdot x_{out}(j - ppfe), \quad \text{para } j = 20, 21, 22, \dots, 209 \quad (\text{III-32})$$

### III.6.10 Generador de ruido normalizado

Si  $merit < MHI$ , el bloque con la etiqueta "Generador de ruido (normalizado)" en la figura III.3 genera una secuencia de ruido aleatorio Gaussiano blanco con una magnitud media igual a la unidad. A fin de reducir complejidad computacional, el ruido aleatorio Gaussiano blanco se precalcula y se almacena en un cuadro. Para evitar la utilización de un cuadro muy largo y la repetición del mismo patrón de ruido por causa de una tabla corta, se propone un método de indexación especial. Con este método, el cuadro de ruido Gaussiano blanco  $wn(j)$  tiene 127 anotaciones, y la versión a la que se aplicaron factores de escala de la salida de este generador de ruido viene dada por la siguiente ecuación:

$$wgn(j) = avm \times wn(\text{mod}(cfecount \times j, 127)), \quad \text{para } j = 0, 1, 2, \dots, 209 \quad (\text{III-33})$$

donde  $cfecount$  representa el contador de tramas con  $cfecount = k$  para la  $k$ -ésima trama pérdida consecutiva en la pérdida de paquetes actual, y  $\text{mod}(m, 127) = m - 127 \times \lfloor m/127 \rfloor$  supone el funcionamiento del módulo.

### III.6.11 Filtrado de la secuencia de ruido

El bloque con la etiqueta "1/A(z)" en la figura III.3 representa un filtro de síntesis de corto plazo. Si  $merit < MHI$ , el bloque filtra el ruido Gaussiano blanco al que se han aplicado factores de escala, a fin de dotarlo de la misma envolvente espectral que tiene la señal  $x_{out}(j)$  en la última trama. El ruido filtrado  $fn(j)$  se obtiene con arreglo a la siguiente ecuación:

$$fn(j) = wgn(j) - \sum_{i=1}^8 a_i \cdot fn(j-i), \quad \text{para } j = 0, 1, 2, \dots, 209 \quad (\text{III-34})$$

### III.6.12 Combinación de los componentes periódico y aleatorio

Si  $merit > MHI$ , se emplea sólo la señal extrapolada periódicamente  $x_{out}(j)$  que se obtuvo en la cláusula III.6.9, como la salida del PLC con MIC de WB. Si  $merit < MLO$ , se utiliza sólo la señal de ruido filtrado  $fn(j)$  como salida del PLC con MIC de WB. Si  $MLO \leq merit \leq MHI$ , en ese caso, se mezclan los dos componentes de la siguiente manera:

$$x_{out}(j) \leftarrow G_p \cdot x_{out}(j) + G_r \cdot fn(j), \quad \text{para } j = 0, 1, 2, \dots, 209 \quad (\text{III-35})$$

Las primeras 40 muestras suplementarias de la señal  $x_{out}(j)$  extrapolada para  $j = 160, 161, 162, \dots, 199$ , se convierten en la señal de llamada  $ring(j)$ ,  $j = 0, 1, 2, \dots, 39$  de la siguiente trama. Si esta última resulta de nuevo una trama perdida, se aplicarán sólo las primeras 20 muestras de la señal de llamada para la adición con superposición. Si por el contrario, la siguiente trama es una trama recibida, las 40 muestras de esta señal de llamada se aprovecharán para la adición con superposición.

### III.6.13 Rampa descendente (disminución) condicional

Si la pérdida de paquetes dura 20 ms o menos, la señal  $x_{out}(j)$  que se calculó en la cláusula III.6.12 se emplea como señal de salida del PLC con MIC de WB. Si dura más de 60 ms, la señal de salida del PLC con MIC de WB ha de silenciarse completamente. Si dura más de 20 ms, pero como máximo 60 ms, la señal  $x_{out}(j)$  que se obtuvo en la cláusula III.6.12 se disminuye linealmente (se atenúa hacia cero de un modo lineal). La disminución (ramp down) condicional se ejecuta conforme al algoritmo que se especifica a continuación, durante las tramas perdidas cuando  $cfecount > 2$ . La

serie  $gawd()$  viene dada por  $\{-52, -69, -104, -207\}$  en el formato Q15. Una vez más la serie de índices  $j = 0, 1, 2, \dots, 159$  corresponde a la trama actual de  $x_{out}(j)$ .

Si  $cfecount \leq 6$ , ejecute las siguientes nueve líneas con sangría:

$$delta = gawd(cfecount - 3)$$

$$gaw = 1$$

Para  $j = 0, 1, 2, \dots, 159$ , ejecute las dos líneas a continuación:

$$x_{out}(j) = gaw \cdot x_{out}(j)$$

$$gaw = gaw + delta$$

Si  $cfecount < 6$ , ejecute las tres líneas a continuación:

Para  $j = 160, 161, 162, \dots, 209$ , ejecute las dos líneas a continuación:

$$x_{out}(j) = gaw \cdot x_{out}(j)$$

$$gaw = gaw + delta$$

En los demás casos (si  $cfecount > 6$ ), fije  $x_{out}(j) = 0$ , para  $j = 0, 1, 2, \dots, 209$ .

### III.6.14 Adición con superposición en la primera trama recibida

En las tramas de tipo 5, la salida del decodificador G.722  $x_{out}(j)$  se adiciona con superposición a la señal de llamada a partir de la última trama perdida,  $ring(j)$  (véase la cláusula III.6.12):

$$x_{out}(j) = w_i(j)x_{out}(j) + w_o(j) \cdot ring(j) \quad j = 0 \dots L_{OLA} - 1 \quad (\text{III-36})$$

donde:

$$L_{OLA} = \begin{cases} 8 & \text{si } G_p = 0 \\ 40 & \text{en los demás casos} \end{cases} \quad (\text{III-37})$$

## III.7 Recodificación de la salida del PLC

Para poder actualizar la memoria y los parámetros de los decodificadores MICDA G.722 durante las tramas perdidas (tipos de tramas 2 a 4, inclusive), conceptualmente, la salida del PLC pasa por el codificador G.722. Esto incluye:

- 1) pasar la salida del PLC por el banco de filtros de análisis por FEC,
- 2) codificar la señal de subbanda de banda inferior con el codificador MICDA de banda inferior, y
- 3) codificar la señal de subbanda de banda superior con el codificador MICDA de banda superior.

A fin de reducir complejidad, se diseñan codificadores de subbanda MICDA simplificados. En la figura III.4 se muestra el diagrama a bloques de los pasos 1 a 3.

### III.7.1 Paso de la salida del PLC por el banco de filtros de análisis FEC

La memoria del banco de filtros de análisis por FEC se inicializa a fin de generar señales de subbanda que tengan continuidad con las señales de subbanda decodificadas. Las primeras 22 muestras de la salida del PLC con MIC de WB constituyen la memoria del filtro, y las señales de la subbanda se computan con arreglo a:

$$x_L(n) = \sum_{i=0}^{11} h_{2i} \cdot x_{PLC}(23 + j - 2i) + \sum_{i=0}^{11} h_{2i+1} \cdot x_{PLC}(22 + j - 2i) \quad (\text{III-38})$$

y:

$$x_H(n) = \sum_{i=0}^{11} h_{2i} \cdot x_{PLC}(23 + j - 2i) - \sum_{i=0}^{11} h_{2i+1} \cdot x_{PLC}(22 + j - 2i) \quad (\text{III-39})$$

donde  $x_{PLC}(0)$  corresponde a la primera muestra de la salida del PLC con MIC de WB de 16 kHz de la trama actual,  $x_L(n=0)$  y  $x_H(n=0)$  corresponden a las primeras muestras de las señales de subbanda de las bandas inferior y superior de 8 kHz, respectivamente, de la trama actual. El filtrado es idéntico al del FEC de transmisión del codificador G.722 salvo por el desplazamiento de 22 muestras suplementarias, y que la salida del PLC con MIC de WB (en contraposición a la entrada) pasa al banco de filtros. Además, para generar una trama completa (80 muestras ~ 10 ms) de las señales de subbanda, el PLC con MIC de WB ha de extenderse 22 muestras más allá de la trama actual, y generar (182 muestras ~ 11,375 ms). Las señales de subbanda  $x_L(n)$ ,  $n = 0, 1, \dots, 79$  y  $x_H(n)$ ,  $n = 0, 1, \dots, 79$ , se generan con arreglo a las ecuaciones III-38 y III-39, respectivamente.

### III.7.2 Recodificación de la señal de banda inferior

La señal de banda inferior,  $x_L(n)$ , se codifica mediante un codificador MICDA simplificado de banda inferior. La simplificación correspondiente se realiza con arreglo a la figura III.7. Obsérvese que en ésta se ha suprimido el cuantificador y que el error de predicción no cuantificado sustituye al error de predicción cuantificado. Por otro lado, debido a que la actualización del cuantificador adaptable se fundamenta sólo en un subconjunto de 8 miembros del conjunto de 64 miembros representado por el índice del codificador de banda inferior de 6 bits,  $I_L(n)$ , el error de predicción se cuantifica únicamente para el subconjunto de 8 miembros. Esto permite la actualización idéntica del cuantificador adaptable, no obstante, se simplifica la cuantificación. En el cuadro III.2 se enumeran los niveles de decisión, el código de salida y los multiplicadores para el cuantificador simplificado de 8 niveles, basándose en el valor absoluto de  $e_L(n)$ .

**Cuadro III.2 – Niveles de decisión, código de salida y multiplicadores para el cuantificador simplificado de 8 niveles**

$m_L$	Umbral inferior	Umbral superior	$I_L$	Multiplicador, $W_L$
1	0,00000	0,14103	3c	-0,02930
2	0,14103	0,45482	38	-0,01465
3	0,45482	0,82335	34	0,02832
4	0,82335	1,26989	30	0,08398
5	1,26989	1,83683	2c	0,16309
6	1,83683	2,61482	28	0,26270
7	2,61482	3,86796	24	0,58496
8	3,86796	$\infty$	20	1,48535



$$\text{sgn}[p_{Lt}(n)] = \begin{cases} \text{sgn}[p_{Lt}(n-1)]+1 & p_{Lt}(n) > 0 \\ \text{sgn}[p_{Lt}(n-1)] & p_{Lt}(n) = 0 \\ \text{sgn}[p_{Lt}(n-1)]-1 & p_{Lt}(n) < 0 \end{cases} \quad (\text{III-45})$$

La propiedad de señal constante de  $p_{Lt}(n)$  se supervisa trama por trama en las tramas perdidas, y por consecuencia esta señal se reinicia al comienzo de cada trama perdida. La actualización se lleva a cabo de la siguiente manera:

$$\text{cnst}[p_{Lt}(n)] = \begin{cases} \text{cnst}[p_{Lt}(n-1)]+1 & p_{Lt}(n) = p_{Lt}(n-1) \\ \text{cnst}[p_{Lt}(n-1)] & p_{Lt}(n) \neq p_{Lt}(n-1) \end{cases} \quad (\text{III-46})$$

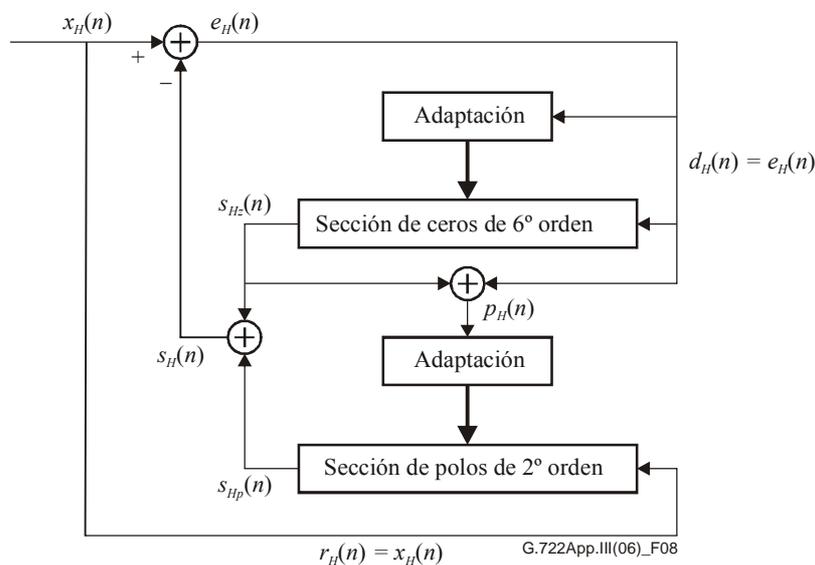
Al final de las tramas perdidas 3 a 5 se reinicia el decodificador de banda inferior si se cumple la siguiente condición:

$$\left| \frac{\text{sgn}[p_{Lt}(n)]}{N_{lost}} \right| > 36 \quad \text{O} \quad \text{cnst}[p_{Lt}(n)] > 40 \quad (\text{III-47})$$

donde  $N_{lost}$  representa el número de tramas perdidas, es decir, 3, 4 ó 5.

### III.7.3 Recodificación de la señal de banda superior

La señal de banda superior,  $x_H(n)$ , se codifica mediante un codificador MICDA simplificado de banda superior que se muestra en la figura 8. El cuantificador adaptable se ha eliminado ya que el algoritmo suprime el factor de escala logarítmica cuando se recibe la primera trama con una media móvil previa a la pérdida, y por consiguiente, no se requiere el factor de escala logarítmica recodificado de banda superior. El error de predicción cuantificado del codificador MICDA de banda superior se sustituye por el error de predicción no cuantificado.



**Figura III.8 – Recodificación de subbanda MICDA de banda superior**

El cálculo de las entidades de la figura III.8 se lleva a cabo con arreglo a sus equivalentes en el codificador de subbanda MICDA de banda superior de G.722:

$$s_{Hz}(n) = \sum_{i=1}^6 b_{H,i}(n-1) \cdot e_H(n-i) \quad (\text{III-48})$$

$$s_{Hp}(n) = \sum_{i=1}^2 a_{H,i}(n-1) \cdot x_H(n-i) \quad (\text{III-49})$$

$$s_H(n) = s_{Hp}(n) + s_{Hz}(n) \quad (\text{III-50})$$

$$e_H(n) = x_H(n) - s_H(n) \quad (\text{III-51})$$

$$p_H(n) = s_{Hz}(n) + e_H(n) \quad (\text{III-52})$$

La adaptación de las secciones de ceros y polos es idéntica a la del codificador G.722, que se describe en las cláusulas 3.6.3 y 3.6.4 de [UIT-T G.722].

De modo similar a la recodificación de banda inferior, el decodificar de banda superior se reinicia automáticamente tras 60 ms de pérdida de tramas, no obstante, puede reiniciarse adaptativamente a partir de 30 ms de haberse iniciado la pérdida de tramas. Durante la recodificación de la señal de banda superior, se supervisan las propiedades de la señal reconstruida parcialmente,  $p_H(n)$ , y se controla el reinicio adaptable del decodificador MICDA de banda superior. Durante toda la pérdida de tramas se comprueba el signo de  $p_H(n)$ , y por consecuencia, esta señal se reinicia a cero cuando se detecta la primera trama pérdida.

$$\text{sgn}[p_H(n)] = \begin{cases} \text{sgn}[p_H(n-1)] + 1 & p_H(n) > 0 \\ \text{sgn}[p_H(n-1)] & p_H(n) = 0 \\ \text{sgn}[p_H(n-1)] - 1 & p_H(n) < 0 \end{cases} \quad (\text{III-53})$$

La propiedad de señal constante de  $p_H(n)$  se supervisa trama por trama para las tramas perdidas, y por consecuencia esta señal puede reiniciarse al comienzo de cada trama perdida. La actualización se lleva a cabo de la siguiente manera:

$$\text{cnst}[p_H(n)] = \begin{cases} \text{cnst}[p_H(n-1)] + 1 & p_H(n) = p_H(n-1) \\ \text{cnst}[p_H(n-1)] & p_H(n) \neq p_H(n-1) \end{cases} \quad (\text{III-54})$$

Al final de las tramas perdidas 3 a 5 se reinicia el decodificador de banda superior si se cumple la siguiente condición:

$$\left| \frac{\text{sgn}[p_H(n)]}{N_{lost}} \right| > 36 \quad \text{O} \quad \text{cnst}[p_H(n)] > 40 \quad (\text{III-55})$$

## III.8 Supervisión de las características de la señal, y su aplicación en el PLC

### III.8.1 Factor de escala logarítmica de banda inferior

Las características del factor de escala logarítmica de banda inferior,  $\nabla_L(n)$ , se actualizan durante la recepción de las tramas, y se emplean en la primera trama que se recibe tras la pérdida de tramas, a fin de fijar adaptativamente el estado del cuantificador adaptable para la aplicación del factor de escala. Puede deducirse una medición del carácter estacionario del factor de escala logarítmica de banda inferior, y aplicarse para determinar la reiniciación pertinente del estado.

#### III.8.1.1 Carácter estacionario del factor de escala logarítmica de banda inferior

Esta característica,  $\nabla_L(n)$ , puede computarse y actualizarse durante la recepción de las tramas. Esto se basa en una media móvil de primer orden,  $\nabla_{L,m1}(n)$ , de  $\nabla_L(n)$  con una vinculación constante.

$$\nabla_{L,m1}(n) = 7/8 \cdot \nabla_{L,m1}(n-1) + 1/8 \cdot \nabla_L(n) \quad (\text{III-56})$$

La medida del seguimiento,  $\nabla_{L,trck}(n)$ , de la media móvil de primer orden puede computarse mediante la siguiente ecuación:

$$\nabla_{L,trck}(n) = 127/128 \cdot \nabla_{L,trck}(n-1) + 1/128 \cdot |\nabla_{L,m1}(n) - \nabla_{L,m1}(n-1)| \quad (III-57)$$

Una media móvil de segundo orden,  $\nabla_{L,m2}(n)$ , con vinculación adaptable puede computarse mediante la siguiente ecuación:

$$\nabla_{L,m2}(n) = \begin{cases} 7/8 \cdot \nabla_{L,m2}(n-1) + 1/8 \cdot \nabla_{L,m1}(n) & \nabla_{L,trck}(n) < 3277 \\ 3/4 \cdot \nabla_{L,m2}(n-1) + 1/4 \cdot \nabla_{L,m1}(n) & 3277 \leq \nabla_{L,trck}(n) < 6554 \\ 1/2 \cdot \nabla_{L,m2}(n-1) + 1/2 \cdot \nabla_{L,m1}(n) & 6554 \leq \nabla_{L,trck}(n) < 9830 \\ \nabla_{L,m2}(n) = \nabla_{L,m1}(n) & 9830 \leq \nabla_{L,trck}(n) \end{cases} \quad (III-58)$$

El carácter estacionario del factor de escala logarítmica de banda inferior se mide como un grado de cambio con arreglo a:

$$\nabla_{L,chnng}(n) = 127/128 \cdot \nabla_{L,chnng}(n-1) + 1/128 \cdot 256 \cdot |\nabla_{L,m2}(n) - \nabla_{L,m2}(n-1)| \quad (III-59)$$

Durante las tramas perdidas no hay actualización, es decir:

$$\begin{aligned} \nabla_{L,m1}(n) &= \nabla_{L,m1}(n-1) \\ \nabla_{L,trck}(n) &= \nabla_{L,trck}(n-1) \\ \nabla_{L,m2}(n) &= \nabla_{L,m2}(n-1) \\ \nabla_{L,chnng}(n) &= \nabla_{L,chnng}(n-1) \end{aligned} \quad (III-60)$$

### III.8.1.2 Reinicio del factor de escala logarítmica del cuantificador adaptable de banda inferior

En la primera trama que se recibe tras la pérdida de tramas, se reinicia el factor de escala logarítmica de banda inferior (se borra) adaptativamente dependiendo del carácter estacionario antes de la pérdida de tramas:

$$\nabla_L(n-1) \leftarrow \begin{cases} \nabla_{L,m2}(n-1) & \nabla_{L,chnng}(n-1) < 6554 \\ \frac{\nabla_L(n-1)}{3276} [\nabla_{L,chnng}(n-1) - 6554] + \frac{\nabla_{L,m2}(n-1)}{3276} [9830 - \nabla_{L,chnng}(n-1)] & 6554 \leq \nabla_{L,chnng}(n-1) \leq 9830 \\ \nabla_L(n-1) & 9830 < \nabla_{L,chnng}(n-1) \end{cases} \quad (III-61)$$

### III.8.2 Factor de escala logarítmica de banda superior

Las características del factor de escala logarítmica de banda superior,  $\nabla_H(n)$ , se actualizan durante la recepción de las tramas, y se emplean en la trama que se recibe tras la pérdida de tramas, para fijar el estado del factor de escala de cuantificación adaptable. Además, las características controlan adaptativamente la convergencia del factor de escala logarítmica de banda superior tras la pérdida de tramas.

#### III.8.2.1 Media móvil y carácter estacionario del factor de escala logarítmica de banda superior

El seguimiento de  $\nabla_H(n)$  se calcula con arreglo a la siguiente ecuación:

$$\nabla_{H,trck}(n) = 0,97 \cdot \nabla_{H,trck}(n-1) + 0,03 \cdot [\nabla_{H,m}(n-1) - \nabla_H(n)] \quad (III-62)$$

Basándose en el seguimiento se puede calcular la media móvil con vinculación adaptable de la siguiente manera:

$$\nabla_{H,m}(n) = \begin{cases} 255/256 \cdot \nabla_{H,m}(n-1) + 1/256 \cdot \nabla_H(n) & |\nabla_{H,trck}(n)| < 1638 \\ 127/128 \cdot \nabla_{H,m}(n-1) + 1/128 \cdot \nabla_H(n) & 1638 \leq |\nabla_{H,trck}(n)| < 3277 \\ 63/64 \cdot \nabla_{H,m}(n-1) + 1/64 \cdot \nabla_H(n) & 3277 \leq |\nabla_{H,trck}(n)| < 4915 \\ 31/32 \cdot \nabla_{H,m}(n-1) + 1/32 \cdot \nabla_H(n) & 4915 \leq |\nabla_{H,trck}(n)| \end{cases} \quad (\text{III-63})$$

La media móvil es útil para reiniciar el factor de escala logarítmica de banda superior en el momento en que se recibe la primera trama, como se describe en la cláusula III.8.2.2.

A partir de la media móvil se puede computar una medida del carácter estacionario del factor de escala logarítmica de banda superior, con arreglo a:

$$\nabla_{H,chg}(n) = 127/128 \cdot \nabla_{H,chg}(n-1) + 1/128 \cdot 256 \cdot |\nabla_{H,m}(n) - \nabla_{H,m}(n-1)| \quad (\text{III-64})$$

La medida del carácter estacionario se emplea para controlar la reconvergencia de  $\nabla_H(n)$  tras la pérdida de tramas; véase la cláusula III.8.2.3.

Durante las tramas perdidas no hay actualización, es decir:

$$\begin{aligned} \nabla_{H,trck}(n) &= \nabla_{H,trck}(n-1) \\ \nabla_{H,m}(n) &= \nabla_{H,m}(n-1) \\ \nabla_{H,chg}(n) &= \nabla_{H,chg}(n-1) \end{aligned} \quad (\text{III-65})$$

### III.8.2.2 Reinicio del factor de escala logarítmica del cuantificador adaptable de banda superior

Cuando se recibe la primera trama se reinicia el factor de escala logarítmica de banda superior a la media móvil de las tramas recibidas antes de la pérdida:

$$\nabla_H(n-1) \leftarrow \nabla_{H,m}(n-1) \quad (\text{III-66})$$

### III.8.2.3 Convergencia del factor de escala logarítmica del cuantificador adaptable de banda superior

La convergencia del factor de escala logarítmica de banda superior tras la pérdida de tramas se controla a través de la medida del carácter estacionario,  $\nabla_{H,chg}(n)$ , antes de la pérdida de tramas. En los casos estacionarios, se aplica un filtro paso bajo adaptable a  $\nabla_H(n)$  tras la pérdida de paquetes. Dicho filtro se aplica 0 ms, 40 ms u 80 ms, tiempo durante el cual se reduce gradualmente el grado de filtrado paso bajo. La duración en muestras,  $N_{LP,\nabla_H}$ , se determina con arreglo a:

$$N_{LP,\nabla_H} = \begin{cases} 640 & \nabla_{H,chg} < 819 \\ 320 & \nabla_{H,chg} < 1311 \\ 0 & \nabla_{H,chg} \geq 1311 \end{cases} \quad (\text{III-67})$$

El filtrado paso bajo viene dado por:

$$\nabla_{H,LP}(n) = \alpha_{LP}(n) \nabla_{H,LP}(n-1) + (1 - \alpha_{LP}(n)) \nabla_H(n) \quad (\text{III-68})$$

donde el coeficiente viene dado por:

$$\alpha_{LP}(n) = 1 - \left( \frac{n+1}{N_{LP,\nabla_H} + 1} \right)^2 \quad n = 0, 1, \dots, N_{LP,\nabla_H} - 1 \quad (\text{III-69})$$

Por consiguiente, el filtrado paso bajo se reduce con cada muestra en el tiempo  $n$ . El factor de escala logarítmica de filtrado paso bajo simplemente sustituye al factor de escala logarítmica regular durante  $N_{LP,\nabla_H}$  muestras.

### III.8.3 Sección de polos de banda inferior

Durante la recepción de tramas en el decodificador MICDA de banda inferior se actualiza una entidad denominada margen de estabilidad (de la sección de polos), la cual se emplea para restringir la sección de polos a continuación de la pérdida de tramas.

#### III.8.3.1 Margen de estabilidad de la sección de polos de banda inferior

Este margen se define como:

$$\beta_L(n) = 1 - |a_{L,1}(n)| - a_{L,2}(n) \quad (\text{III-70})$$

donde  $a_{L,1}(n)$  y  $a_{L,2}(n)$  representan los dos coeficientes de los polos. A continuación se actualiza una media móvil del margen de estabilidad con arreglo a:

$$\beta_{L,MA}(n) = 15/16 \cdot \beta_{L,MA}(n-1) + 1/16 \cdot \beta_L(n) \quad (\text{III-71})$$

durante la recepción de tramas.

Durante la pérdida de tramas no se actualiza la media móvil:

$$\beta_{L,MA}(n) = \beta_{L,MA}(n-1) \quad (\text{III-72})$$

#### III.8.3.2 Restricción en la sección de polos de banda inferior

Durante la codificación y decodificación MICDA de banda inferior (y banda superior) G.722 regular, se mantiene un margen de estabilidad mínimo de  $\beta_{L,\min} = 1/16$ . Durante los primeros 40 ms tras una pérdida de tramas, se mantiene un aumento del margen de estabilidad mínimo incrementado para el decodificador MICDA de banda inferior. Se trata de una función del tiempo a partir de la pérdida de tramas y de la media móvil del margen de estabilidad.

Para las primeras tres tramas de 10 ms se fija un margen de estabilidad mínimo de

$$\beta_{L,\min} = \min\{3/16, \beta_{L,MA}(n-1)\} \quad (\text{III-73})$$

en la frontera de la trama, que es obligatorio en toda la trama. En la frontera de la 4ª trama de 10 ms, se impone un margen de estabilidad mínimo de

$$\beta_{L,\min} = \min\left\{2/16, \frac{1/16 + \beta_{L,MA}(n-1)}{2}\right\} \quad (\text{III-74})$$

mientras que para las demás tramas se impone un margen de estabilidad mínimo regular de  $\beta_{L,\min} = 1/16$ .

### III.8.4 Señales reconstruidas total y parcialmente de banda superior

Durante todas las tramas, pérdidas y recibidas, se mantienen las versiones con filtrado paso alto de la señal reconstruida parcialmente de banda superior,  $r_H(n)$ , y de la señal reconstruida totalmente,  $p_H(n)$ .

$$p_{H,HP}(n) = 0,97[p_H(n) - p_H(n-1) + p_{H,HP}(n-1)] \quad (\text{III-75})$$

$$r_{H,HP}(n) = 0,97[r_H(n) - r_H(n-1) + r_{H,HP}(n-1)] \quad (\text{III-76})$$

Esto corresponde a un corte de 3 dB, aproximadamente 40 Hz, básicamente de supresión de c.c.

Durante los primeros 40 ms tras la pérdida de tramas, la señal reconstruida parcialmente regular y la señal construida regular se reemplazan por sus respectivas versiones con filtrado paso alto, con el propósito de adaptar la sección de polos de banda superior y de obtener la salida reconstruida de banda superior, respectivamente.

### III.9 Computación del desfase cronológico

Las técnicas de reposición de fase (cláusula III.10) y deformación temporal (cláusula III.11) requieren el número de muestras que están alineadas erróneamente en la señal de ocultamiento de tramas perdidas  $x_{PLC}(j)$  y en la señal en la primera trama recibida.

#### III.9.1 Cálculo de baja complejidad de la señal reconstruida de subbanda inferior

La señal que se empleó en la primera trama recibida para el cómputo del desfase cronológico, pudo obtenerse filtrando la señal de diferencia truncada de subbanda inferior,  $d_{Lt}(n)$  (véase la ecuación 3-11 de [UIT-T G.722]), con los coeficientes del filtro polo-cero ( $a_{Lpwe,i}(159)$ ,  $b_{Lpwe,i}(159)$ ) y otra información de estado necesaria que se obtuvo de  $STATE_{159}$  (véase la cláusula III.10.1):

$$r_{Le}(n) = \sum_{i=1}^2 a_{Lpwe,i}(159) \cdot r_{Le}(n-i) + \sum_{i=1}^6 b_{Lpwe,i}(159) \cdot d_{Lt}(n-i) + d_{Lt}(n), \quad n = 0, 1, \dots, 79 \quad (\text{III-77})$$

#### III.9.2 Determinación de los requisitos de necesarios de la reposición de fase y la deformación temporal

Si la última trama recibida es del tipo no vocalizada, como se indica mediante el valor de la figura de mérito, el desfase cronológico  $T_L$  se fija a cero:

$$\text{SI } merit \leq MLO, \quad T_L = 0 \quad (\text{III-78})$$

Además, si la primera trama recibida es del tipo no vocalizada, como se indica mediante el 1<sup>er</sup> coeficiente de autocorrelación normalizado:

$$r(1) = \frac{\sum_{n=0}^{78} r_{Le}(n) \cdot r_{Le}(n)}{\sum_{n=0}^{78} r_{Le}(n) \cdot r_{Le}(n+1)} \quad (\text{III-79})$$

el desfase cronológico se fija a cero:

$$\text{SI } r(1) < 0,125, \quad T_L = 0 \quad (\text{III-80})$$

En los demás casos, el desfase cronológico se calcula conforme a la explicación en la siguiente cláusula.

#### III.9.3 Computación del desfase cronológico

Para esta computación intervienen los siguientes pasos:

- 1) Generación de la señal extrapolada.
- 2) Búsqueda del desfase cronológico aproximado.
- 3) Búsqueda del desfase cronológico refinado.

Estos pasos se describen en las subcláusulas a continuación.

### III.9.3.1 Generación de la señal extrapolada

El desfase cronológico supone la alineación errónea entre  $x_{PLC}(j)$  y  $r_{Le}(n)$ . Para calcular la alineación errónea,  $x_{PLC}(j)$  se extiende a la primera trama recibida y se aumenta al máximo la función de transcorrelación normalizada. En esta cláusula se describe como se extrapola  $x_{PLC}(j)$ , y se especifica la longitud de la señal que se necesita. Igual que en la cláusula III.6, se supone que  $x_{PLC}(j)$  se copia en la memoria intermedia  $x_{out}(j)$ . Ya que se trata de una trama de tipo 5 (la primera trama que se recibió), la correspondencia supuesta es:

$$x_{out}(j-160) = x_{PLC}(j), \quad j = 0, 1, \dots, 159 \quad (\text{III-81})$$

La gama en la que se busca la correlación viene dada por:

$$\Delta_{TL} = \min(\lfloor ppfe \cdot 0,5 + 0,5 \rfloor + 3, \Delta_{TLMAX}) \quad (\text{III-82})$$

donde  $\Delta_{TLMAX} = 28$  y  $ppfe$  es el periodo del tono necesario para la extrapolación de la señal periódica que se emplea en la generación de  $x_{PLC}(j)$ .

El tamaño de ventana (muestreo a 16 kHz) necesario para la búsqueda del desfase viene dado por:

$$LSW_{16k} = \begin{cases} 80 & \lfloor ppfe \cdot 1,5 + 0,5 \rfloor < 80 \\ 160 & \lfloor ppfe \cdot 1,5 + 0,5 \rfloor > 160 \\ \lfloor ppfe \cdot 1,5 + 0,5 \rfloor & \text{en los demás casos} \end{cases} \quad (\text{III-83})$$

Resulta útil especificar la ventana de búsqueda del desfase,  $LSW$ , con un muestreo a 8 kHz, a saber:

$$LSW = \lfloor LSW_{16k} \cdot 0,5 \rfloor \quad (\text{III-84})$$

Dado lo anterior, la longitud total de la señal extrapolada que debe deducirse de  $x_{PLC}(j)$  viene dada por:

$$L = 2 \cdot (LSW + \Delta_{TL}) \quad (\text{III-85})$$

La posición de inicio de la señal extrapolada en relación con la primera muestra de la trama recibida, es:

$$D = 12 - \Delta_{TL} \quad (\text{III-86})$$

La señal extrapolada  $es(j)$  se construye con arreglo a lo siguiente:

Si  $D < 0$

$$es(j) = x_{out}(D + j) \quad j = 0, 1, \dots, -D - 1$$

Si  $(L + D \leq ppfe)$

$$es(j) = x_{out}(-ppfe + D + j) \quad j = -D, -D + 1, \dots, L - 1$$

De lo contrario

$$es(j) = x_{out}(-ppfe + D + j) \quad j = -D, -D + 1, \dots, ppfe - D - 1$$

$$es(j) = es(j - ppfe) \quad j = ppfe - D, ppfe - D + 1, \dots, L - 1$$

De lo contrario

$$ovs = ppfe \cdot \lceil D / ppfe \rceil - D$$

Si  $(ovs \geq L)$

$$es(j) = x_{out}(-ovs + j) \quad j = 0, 1, \dots, L - 1$$

De lo contrario

Si ( $ovs > 0$ )

$$es(j) = x_{out}(-ovs + j) \quad j = 0, 1, \dots, ovs - 1$$

Si ( $L - ovs \leq ppfe$ )

$$es(j) = x_{out}(-ovs - ppfe + j) \quad j = ovs, ovs + 1, \dots, L - 1$$

De lo contrario

$$es(j) = x_{out}(-ovs - ppfe + j) \quad j = ovs, ovs + 1, \dots, ovs + ppfe - 1$$

$$es(j) = es(j - ppfe) \quad j = ovs + ppfe, ovs + ppfe + 1, \dots, L - 1$$

### III.9.3.2 Búsqueda del desfase cronológico aproximado

En primer lugar se computa un desfase cronológico aproximado,  $T_{LSUB}$ , buscando la cresta de la función de transcorrelación normalizada y submuestreada  $R_{SUB}(k)$ :

$$R_{SUB}(k) = \frac{\sum_{i=0}^{LSW/2-1} es(4i - k + \Delta_{TL}) \cdot r_{Le}(2i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^{LSW/2-1} es^2(4i - k + \Delta_{TL}) \sum_{i=0}^{LSW-1} r_{Le}^2(2i)}}, \quad k = -\Delta_{TL}, -\Delta_{TL} + 4, -\Delta_{TL} + 8, \dots, \Delta_{TL} \quad (III-87)$$

Para evitar la búsqueda fuera de los límites durante el refinamiento,  $T_{LSUB}$  puede ajustarse de la siguiente manera:

$$\text{If } (T_{LSUB} > \Delta_{TLMAX} - 4) \quad T_{LSUB} = \Delta_{TLMAX} - 4 \quad (III-88)$$

$$\text{If } (T_{LSUB} < -\Delta_{TLMAX} + 4) \quad T_{LSUB} = -\Delta_{TLMAX} + 4 \quad (III-89)$$

### III.9.3.3 Búsqueda del desfase cronológico refinado

A continuación, la búsqueda se refina para obtener el desfase cronológico,  $T_L$ , buscando la cresta de  $R(k)$  que viene dada por:

$$R(k) = \frac{\sum_{i=0}^{LSW-1} es(2i - k + \Delta_{TL}) \cdot r_{Le}(i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^{LSW-1} es^2(2i - k + \Delta_{TL}) \sum_{i=0}^{LSW-1} r_{Le}^2(i)}}, \quad k = -4 + T_{LSUB}, -2 + T_{LSUB}, \dots, 4 + T_{LSUB} \quad (III-90)$$

Por último, se verifican las siguientes condiciones:

Si

$$\sum_{i=0}^{LSW-1} r_{Le}^2(i) = 0 \quad (III-91)$$

o

$$\sum_{i=0}^{LSW-1} es(2i - T_L + \Delta_{TL}) \cdot r_{Le}(i) \leq 0.25 \cdot \sqrt{\sum_{i=0}^{LSW-1} r_{Le}^2(i)} \quad (III-92)$$

o

$$(T_L > \Delta_{TLMAX} - 2) \parallel (T_L < -\Delta_{TLMAX} + 2) \quad (III-93)$$

entonces:

$$T_L = 0$$

### III.10 Reposición de fase

Se trata del proceso que consiste en reiniciar los estados internos a un punto temporal donde la señal de ocultamiento de tramas perdidas  $x_{PLC}(j)$  se encuentra en fase con la última muestra de la señal de entrada justo antes de la primera trama recibida. La reposición de fase puede desglosarse en varios pasos, a saber:

- 1) guardar los estados G.722 intermedios durante la recodificación de las tramas perdidas;
- 2) ajustar la recodificación con arreglo al desfase cronológico;
- 3) actualizar la memoria del filtro de síntesis por FEC.

En las subcláusulas a continuación se describen los pormenores de estos pasos.

#### III.10.1 Almacenamiento de los estados G.722 intermedios durante el proceso de recodificación

Como se describió en la cláusula III.7, la señal reconstruida  $x_{PLC}(j)$  se recodifica durante las tramas perdidas a fin de actualizar la memoria de estados del decodificador G.722. Supóngase que  $STATE_j$  representa el estado G.722 y del PLC tras la recodificación de la  $j$ -ésima muestra de  $x_{PLC}(j)$ . En ese caso, además del estado G.722 que se mantiene normalmente en la frontera de la trama (es decir,  $STATE_{159}$ ), se almacena también  $STATE_{159-\Delta_{TLMÁX}}$ . Para facilitar la reposición de fase, se guardan además las señales de subbanda  $x_L(n)$ ,  $x_H(n)$ ,  $n = 69 - \Delta_{TLMÁX}/2 \dots 79 + \Delta_{TLMÁX}/2$ .

#### III.10.2 Ajuste de la recodificación con arreglo al desfase cronológico

El procedimiento de ajuste de la recodificación es, dependiendo del signo del desfase cronológico, el siguiente:

Si  $\Delta_{TL} > 0$ :

- 1) Restablecer el estado G.722 y del PLC a  $STATE_{159-\Delta_{TLMÁX}}$ .
- 2) Recodificar  $x_L(n)$ ,  $x_H(n)$ ,  $n = 80 - \Delta_{TLMÁX}/2 \dots 79 + \Delta_{TLMÁX}/2$  con arreglo a las cláusulas III.7.2 y III.7.3.

Si  $\Delta_{TL} < 0$ :

- 1) Restablecer el estado G.722 y del PLC a  $STATE_{159}$ .
- 2) Recodificar  $x_L(n)$ ,  $x_H(n)$ ,  $n = 80 \dots 79 + |\Delta_{TL}/2|$  con arreglo a las cláusulas III.7.2 y III.7.3.

Obsérvese que para facilitar la recodificación de  $x_L(n)$  y  $x_H(n)$  hasta  $n = 79 + |\Delta_{TL}/2|$ , se necesitan muestras hasta  $\Delta_{TLMÁX} + 182$  de  $x_{PLC}(j)$ .

#### III.10.3 Actualización de la memoria del filtro de síntesis por FEC

Cuando se recibe la primera trama, ha de calcularse la memoria del filtro de síntesis por FEC ya que el banco de filtros de esa síntesis está inactivo durante las tramas perdidas debido al proceso del PLC que se lleva a cabo en el dominio vocal de salida de 16 kHz. En lo que respecta al tiempo, la memoria corresponderá, por lo general, a las últimas muestras de la última trama perdida. No obstante, tiene que tenerse en cuenta la reposición de fase. Según [UIT-T G.722], la memoria del filtro de síntesis por FEC viene dada por:

$$x_d(i) = r_L(n-i) - r_H(n-i), \quad i = 1, 2, \dots, 11 \quad (\text{III-94})$$

$$x_s(i) = r_L(n-i) + r_H(n-i), \quad i = 1, 2, \dots, 11 \quad (\text{III-95})$$

ya que las dos primeras muestras de salida de la primera trama recibida se calculan conforme a:

$$x_{out}(j) = 2 \sum_{i=0}^{11} h_{2i} \cdot x_d(i) \quad (\text{III-96})$$

$$x_{out}(j+1) = 2 \sum_{i=0}^{11} h_{2i+1} \cdot x_s(i) \quad (\text{III-97})$$

La memoria del filtro, es decir,  $x_d(i)$  Y  $x_s(i)$ ,  $i = 1, 2, \dots, 11$ , puede obtenerse a partir de las últimas 11 muestras de la entrada con reposición de fase a los codificadores MICDA de subbanda simplicados durante la recodificación,  $x_L(n)$  y  $x_H(n)$ ,  $n = 69 - \Delta_{TL}/2, 69 - \Delta_{TL}/2 + 1, \dots, 79 - \Delta_{TL}/2$ , es decir, las últimas muestras hasta el punto de reposición de fase:

$$x_d(i) = x_L(80 - \Delta_{TL}/2 - i) - x_H(80 - \Delta_{TL}/2 - i), \quad i = 1, 2, \dots, 11 \quad (\text{III-98})$$

$$x_s(i) = x_L(80 - \Delta_{TL}/2 - i) + x_H(80 - \Delta_{TL}/2 - i), \quad i = 1, 2, \dots, 11 \quad (\text{III-99})$$

donde  $x_L(n)$  y  $x_H(n)$  se han almacenado en la memoria de estados durante las tramas perdidas.

### III.11 Deformación temporal

Se trata del proceso que permite estirar o encoger una señal a lo largo del eje de tiempo. En esta cláusula se describe como se deforma  $x_{out}(j)$  en el tiempo con la finalidad de mejorar la alineación con la señal extrapolada de forma de onda periódica  $x_{PLC}(j)$ . El algoritmo que se describe más adelante se ejecuta únicamente si  $T_L \neq 0$ .

#### III.11.1 Refinamiento del desfase cronológico

El desfase cronológico,  $T_L$ , se refina para lograr la deformación temporal, aumentando al máximo la transcorrelación en la ventana de adición con superposición. El cálculo de la posición de inicio de la ventana de adición con superposición dentro de la primera trama recibida basándose en  $T_L$ , viene dado por:

$$SP_{OLA} = \max(0, \text{MÍN\_UNSTBL} - T_L) \quad (\text{III-100})$$

donde  $\text{MÍN\_UNSTBL} = 16$ .

La posición de inicio de la señal extrapolada en relación con  $SP_{OLA}$  viene dada por:

$$D_{ref} = SP_{OLA} - T_L - RSR \quad (\text{III-101})$$

donde  $RSR = 4$  constituye la gama de búsqueda de refinamiento.

La longitud necesaria de la señal extrapolada viene dada por:

$$L_{ref} = OLALG + RSR \quad (\text{III-102})$$

La señal extrapolada,  $es_{tw}(j)$ , se obtiene gracias a los mismos procedimientos de la cláusula III.9.3.1, salvo  $LSW = OLALG$ ,  $L = L_{ref}$ , y  $D = D_{ref}$ .

Es posible computar un desfase de refinamiento,  $T_{ref}$ , buscando la cresta de:

$$R(k) = \frac{\sum_{i=0}^{OLALG-1} es_{tw}(i-k+RSR) \cdot x_{out}(i+SP_{OLA})}{\sqrt{\left( \sum_{i=0}^{OLALG-1} es_{tw}^2(i-k+RSR) \right) \cdot \left( \sum_{i=0}^{OLALG-1} x_{out}^2(i+SP_{OLA}) \right)}}, \quad k = -RSR, -RSR + 1, \dots, RSR \quad (\text{III-103})$$

El desfase cronológico final que se emplea para la deformación temporal se obtiene mediante:

$$T_{Lwarp} = T_L + T_{ref} \quad (\text{III-104})$$

### III.11.2 Computación de la señal de deformación temporal $x_{out}(j)$

La señal  $x_{out}(j)$  se deforma temporalmente mediante  $T_{Lwarp}$  muestras para conformar la señal  $x_{warp}(j)$  que posteriormente se adiciona con superposición a la señal extrapolada de la forma de onda  $eS_{ola}(j)$ . En la figura III.9 se ilustran tres casos, dependiendo del valor de  $T_{Lwarp}$ . En el caso a,  $T_{Lwarp} < 0$  y  $x_{out}(j)$  sufre un encogimiento o compresión. Las primeras  $MÍN\_UNSTBL$  muestras de  $x_{out}(j)$  no se emplean durante la deformación para crear  $x_{warp}(j)$  y  $xstart = MÍN\_UNSTBL$ . En el caso b,  $0 \leq T_{Lwarp} < MÍN\_UNSTBL$  y  $x_{out}(j)$  se estira en  $T_{Lwarp}$  muestras. Una vez más, las primeras  $MÍN\_UNSTBL$  muestras de  $x_{out}(j)$  no se emplean y  $xstart = MÍN\_UNSTBL$ . En el caso c,  $T_{Lwarp} \geq MÍN\_UNSTBL$  y  $x_{out}(j)$  se estira una vez más en  $T_{Lwarp}$  muestras. No obstante, las primeras  $T_{Lwarp}$  muestras de  $x_{out}(j)$  no son necesarias en este caso ya que durante la deformación se crean  $T_{Lwarp}$  muestras suplementarias; por consiguiente,  $xstart = T_{Lwarp}$ .

En cada caso, el número de muestras por adición/descarte viene dado por:

$$spad = \frac{(160 - xstart)}{|T_{Lwarp}|} \quad (\text{III-105})$$

La deformación se ejecuta mediante un desplazamiento de muestra única por piezas y una adición con superposición triangular, comenzando a partir de  $x_{out}[xstart]$ . Para llevar a cabo el encogimiento se descarta una muestra periódicamente. A partir del punto en el que descarta una muestra, la señal original y la señal desplazada a la izquierda (debido al descarte de la muestra) se adicionan con superposición. Para llevar a cabo el estiramiento se repite una muestra periódicamente. A partir del punto en el que repite una muestra, la señal original y la señal desplazada a la derecha (debido a la repetición de la muestra) se adicionan con superposición. La longitud de la ventana de adición con superposición,  $L_{olawarp}$ , (nota: esta ventana es diferente de la región OLA que se ilustra en la figura III.9) depende de la periodicidad de la adición/descarte de muestra, y viene dada por:

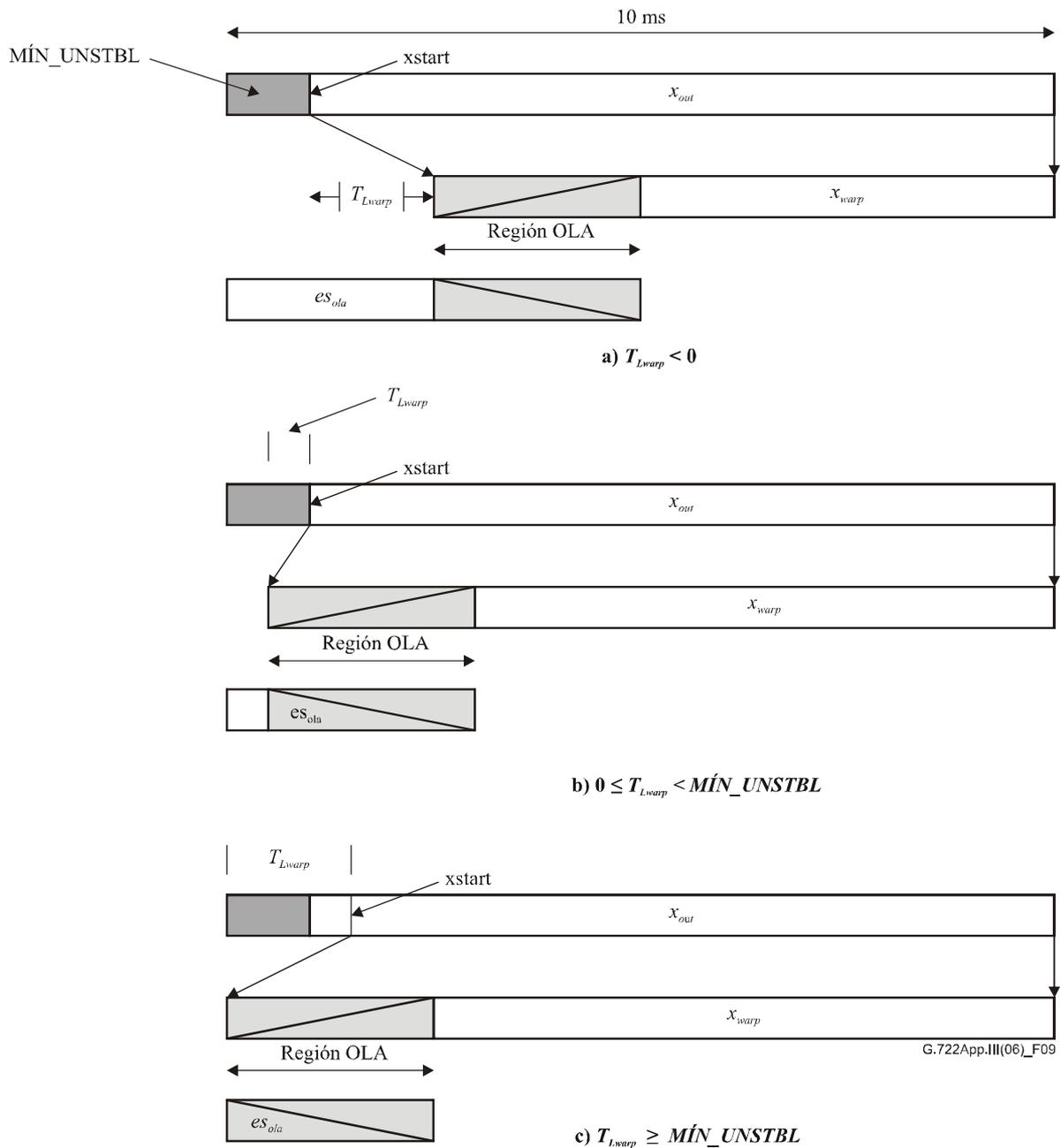
$$\text{Si } T_{Lwarp} < 0, L_{olawarp} = \frac{(160 - xstart - |T_{Lwarp}|)}{|T_{Lwarp}|}$$

$$\text{De lo contrario } L_{olawarp} = \lceil spad \rceil \quad (\text{III-106})$$

$$L_{olawarp} = \text{mín}(8, L_{olawarp})$$

La longitud de la señal de entrada deformada,  $x_{warp}$  viene dada por:

$$L_{xwarp} = \text{mín}(160, 160 - MÍN\_UNSTBL + T_{Lwarp}) \quad (\text{III-107})$$



**Figura III.9 – Tres casos de deformación de  $x_{out}$**

### III.11.3 Cómputo de la señal extrapolada de la forma de onda

La señal deformada  $x_{warp}(j)$  y la señal extrapolada  $es_{ola}(j)$  se adicionan con superposición en la primera trama que se recibe como se muestra en la figura III.9. La señal  $es_{ola}(j)$  se genera directamente en la memoria intermedia de la señal  $x_{out}(j)$  a través de un proceso de dos pasos con arreglo a:

Paso 1:

$$es_{ola}(j) = x_{out}(j) = ptf_e \cdot x_{out}(j - ppfe), \quad j = 0, 1, \dots, 160 - L_{xwarp} + 39 \quad (\text{III-108})$$

Paso 2:

$$x_{out}(j) = x_{out}(j) \cdot w_i(j) + ring(j) \cdot w_o(j), \quad j = 0, 1, \dots, 39 \quad (\text{III-109})$$

donde  $w_i(j)$  y  $w_o(j)$  representan ventanas triangulares de adición con superposición y rampa ascendente y descendente con una longitud de 40 y  $ring(j)$  es la señal de llamada que se obtuvo en la cláusula III.6.12.

### III.11.4 Adición con superposición de la señal deformada temporalmente con la señal extrapolada de la forma de onda

La señal extrapolada que se calculó en la cláusula III.11.3 se adiciona con superposición con la señal deformada  $x_{warp}(j)$  con arreglo a:

$$x_{out}(160 - L_{xwarp} + j) = x_{out}(160 - L_{xwarp} + j) \cdot w_o(j) + x_{warp}(j) \cdot w_i(j), \quad j = 0, 1, \dots, 39 \quad (\text{III-110})$$

A continuación, la parte restante de  $x_{warp}(j)$  se copia simplemente en la memoria intermedia de la señal:

$$x_{out}(160 - L_{xwarp} + j) = x_{warp}(j), \quad j = 40, 41, \dots, L_{xwarp} - 1 \quad (\text{III-111})$$

## III.12 Descripción binaria exacta del algoritmo G.722 con PLC

El G.722 con PLC se especifica en forma binaria exacta mediante el código C de ANSI de punto fijo. En esta Recomendación, en caso de discrepancia, la especificación del código C tiene precedencia sobre la especificación de texto. El código C de ANSI de punto fijo se implementa mediante el código C G.722 de la biblioteca de herramientas de soporte lógico de UIT-T G.191 (STL2005) y la versión 2.3 de la biblioteca del operador de punto fijo de 16 bits, también de STL2005.

### III.12.1 Utilización del soporte lógico de simulación

El ejecutable `decg722` (incluyendo PLC) se invoca mediante

```
decg722 [-fsize N] g192_input_file speech_output_file
```

Donde N es el tamaño de trama – cualquier múltiplo de 160, es decir, un múltiplo de 10 ms.

Obsérvese que el modo y el tamaño de la trama están incorporados indirectamente en el tren binario G.192, y que un conflicto con un tamaño de trama especificado en una línea de instrucciones, obligaría al decodificador a utilizar un tamaño de trama congruente con el tren binario G.192. Con tamaños de trama de 10 y 20 ms, el decodificador puede determinar excepcionalmente el modo y el tamaño de trama del tren binario G.192. No obstante, con tamaños de trama de 30 ms y más grandes, ha de especificarse un tamaño de trama de línea de instrucciones para posibilitar que el decodificador determine correctamente tanto el modo como el tamaño de trama.

### III.12.2 Organización del soporte lógico de simulación

El código fuente está contenido en el directorio "src". En "workspace/VC6.0/" está ubicado un fichero workspace (espacio de trabajo) de Visual C 6.0 de Microsoft. Con `g722_plc_g192.dsw` puede abrirse el código fuente C G.722 con PLC C y el proyecto.

Tras la compilación, en el directorio "testplc" puede llevarse a cabo una prueba simple para comprobar la operación binaria exacta. Al ejecutar el guión de perl denominado "testplc.pl" en el directorio, se ejecutará la prueba.

Obsérvese que cuando se pasa esta prueba simple para comprobar la exactitud de los bits, se obtiene sólo una verificación simple que de ninguna manera se acerca a la comprobación exhaustiva del funcionamiento adecuado de una implementación.

En el cuadro III.3 se enumera la nueva memoria de estados del decodificador G.722 que permite soportar el PLC, y en el cuadro III.4 se presenta una perspectiva general de los nuevos cuadros.

**Cuadro III.3 – Nueva memoria de estados del decodificador G.722  
(estructura WB\_PLC\_state)**

<b>Miembro</b>	<b>Palabras (16-bit)</b>	<b>Descripción</b>
energymax32	2	Energía
cormax	2	Correlación
wsz	1	Tamaño de ventana
scaled_flag	1	Bandera de aplicación del factor de escala
xq	638	Memoria de salida vocal de 16 kHz
stsym1	8	Memoria del filtro de síntesis de corto plazo
al	9	Coeficientes del filtro LPC
alast	9	Coeficientes anteriores del filtro LPC
ppt	1	Derivación del predictor de tono
stwpml	8	Memoria del filtro íntegramente polos ponderados de corto plazo
xwd	45	Memoria intermedia de señales vocales ponderadas y muestreadas en sentido descendente
xwd_exp	1	Exponente de memoria intermedia de señales vocales ponderadas y muestreadas en sentido descendente
dfm	60	Memoria de filtro muestreado en sentido descendente
scaler	1	Factor de escala para componente aleatorio
merit	1	Figura de mérito de la relación de combinación
ptfe	1	Derivación del tono para supresión/borradura de trama
ppf	1	Periodo del tono – valor de punto "flotante"
ppinc	1	Aumento del periodo del tono
pweflag	1	Bandera de extrapolación de la señal periódica
cpplast	1	Último tono aproximado
pph	5	Registro histórico del periodo del tono
pp	1	Periodo del tono
cfecount	1	Contador de borraduras de tramas consecutivas
ngfae	1	Número de tramas en buen estado tras la borradura
nfle	1	Número de tramas en la última borradura
avm	1	Magnitud media
lag	1	Desfase de desviación cronológica
psml_mean	1	Margen en la sección de polos, valor medio en la banda inferior
nbpl_mean1	1	Primer valor medio del factor de escala logarítmica del cuantificador (nbpl) (banda inferior)
nbpl_mean2	1	Segundo valor medio del nbpl (banda inferior)
nbpl_trck	1	Seguimiento del nbpl (banda inferior)
nbpl_chng	1	Cambio del nbpl (banda inferior)
pl_postn	1	Medida positiva-negativa de la señal pl (banda inferior)
lb_reset	1	Bandera de reinicio del decodificador de banda inferior
nbph_mean	1	Valor medio del nbph (nbpl) (banda superior)
nbph_trck	1	Seguimiento del nbph (banda superior)

**Cuadro III.3 – Nueva memoria de estados del decodificador G.722  
(estructura WB\_PLC\_state)**

<b>Miembro</b>	<b>Palabras (16-bit)</b>	<b>Descripción</b>
nbph_chng	1	Cambio del nbph (banda superior)
nbh_mode	1	Modo del factor de escala logarítmico retardado del cuantificador (nbh) para convergencia (banda superior)
hp_flag	1	Bandera para filtro hp en las señales rh y ph (banda superior)
nbph_lp	1	nbph con filtrado paso bajo (banda superior)
ph_postn	1	Medida positiva-negativa de la señal ph (banda superior)
hb_reset	1	Bandera de reinicio del decodificador de banda superior
rhhp_m1	1	Muestra anterior de la señal rh con filtrado paso alto (banda superior)
rh_m1	1	Muestra anterior de la señal rh (banda superior)
phhp_m1	1	Muestra anterior de la señal ph con filtrado paso alto (banda superior)
ph_m1	1	Muestra anterior de la señal ph (banda superior)
sb_sample	1	Número de muestras de subbanda
cpl_postn	1	Copia de pl_postn
cph_postn	1	Copia de ph_postn
crhhp_m1	1	Copia de rhhp_m1
crh_m1	1	Copia de rh_m1
cphp_m1	1	Copia de phhp_m1
cph_m1	1	Copia de ph_m1
ds	104	Copia del estado del decodificador G.722 normal
lb	39	Señal de banda inferior
hb	39	Señal de banda superior

**Cuadro III.4 – Nuevo cuadro ROM del decodificador G.722**

<b>Cuadro</b>	<b>Palabras (16-bit)</b>	<b>Descripción</b>
inv_frm_size	3	Valor inverso del tamaño de trama
wlil4rilil	9	Cuadro de actualización del factor de escala de banda inferior
q4	8	Cuadro de actualización del factor de escala de banda inferior
NGFAEOFFSET_P1	8	Desplazamiento de la muestra en tramas de 10 ms
div_n	20	Cuadro de división
gawd	4	Cuadro de silenciamiento gradual
olaup	16	Cuadro de adición con superposición
oladown	16	Cuadro de adición con superposición
wn	127	Cuadro de muestras de ruido normalizadas
bdf	60	Filtro de reducción 8:1
x	4	Para tono aproximado
x2	4	Para tono aproximado
invk	4	Para tono aproximado
MPTH	4	Para tono aproximado
sstwin_h	8	16-bits superiores para distribución uniforme espectral
sstwin_l	8	16-bits inferiores para distribución uniforme espectral
bwel	9	Ampliación de anchura de banda
STWAL	9	Para el filtro de ponderación de corto plazo
win	160	Ventana de análisis LPC
tablog	33	Cuadro de la función log2
olaug	40	Ventana para adición con superposición
oladg	40	Ventana para adición con superposición
nbphtab	8	Cuadro del nbph
nbpltab	6	Cuadro del nbpl
ola3	3	Cuadro de adición con superposición
ola4	4	Cuadro de adición con superposición
ola5	5	Cuadro de adición con superposición
ola6	6	Cuadro de adición con superposición
ola7	7	Cuadro de adición con superposición
ola8	8	Cuadro de adición con superposición

En el cuadro III.5 se enumeran los ficheros fuente del código C a partir de [UIT-T G.191] que no sufren cambios, en el cuadro III.6 se enumeran los ficheros de [UIT-T G.722] que se han visto modificados, y en el cuadro III.7 se presentan los nuevos ficheros de G.722 con PLC.

**Cuadro III.5 – Ficheros fuente G.722 idénticos**

Nombre de fichero	Descripción
decg722.c	Función del decodificador principal G.722
softbit.c/h	Funciones del bit programado G.722
g722_com.h	Definiciones comunes G.722
ugstdemo.h	Definiciones de los programas de demostración del grupo UGST

**Cuadro III.6 – Ficheros fuente G.722 que han sido modificados**

Nombre de fichero	Descripción
funcg722.c/h	Funciones G.722
g722.c	Funciones de codificación y decodificación de tramas G.722

**Cuadro III.7 – Nuevos ficheros fuente G.722 con PLC**

Nombre de fichero	Descripción
apfilter.c	Funciones del filtro íntegramente polos
autocor.c	Función de autocorrelación
azfilter.c	Función del filtro íntegramente ceros
coarptch.c	Análisis del tono aproximado
decim.c	Función de reducción 8:1
dspfunc.c	Funciones DSP
g722plc.c/h	Funciones G.722 con PLC
levinson.c	Función de recursión Levinson-Durbin
memutil.c/h	Funciones de servicio de la memoria que posibilitan la utilización automática de la memoria scratch
merit.c	Función de cálculo de la figura de mérito
ppchange.c/h	Funciones relacionadas con la reposición de fase y la deformación temporal
prfn.c	Función de refinamiento del tono
table.c/h	Cuadro ROM
utility.c/h	Funciones de servicio



## SERIES DE RECOMENDACIONES DEL UIT-T

Serie A	Organización del trabajo del UIT-T
Serie D	Principios generales de tarificación
Serie E	Explotación general de la red, servicio telefónico, explotación del servicio y factores humanos
Serie F	Servicios de telecomunicación no telefónicos
<b>Serie G</b>	<b>Sistemas y medios de transmisión, sistemas y redes digitales</b>
Serie H	Sistemas audiovisuales y multimedia
Serie I	Red digital de servicios integrados
Serie J	Redes de cable y transmisión de programas radiofónicos y televisivos, y de otras señales multimedia
Serie K	Protección contra las interferencias
Serie L	Construcción, instalación y protección de los cables y otros elementos de planta exterior
Serie M	Gestión de las telecomunicaciones, incluida la RGT y el mantenimiento de redes
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, instalaciones telefónicas y redes locales
Serie Q	Conmutación y señalización
Serie R	Transmisión telegráfica
Serie S	Equipos terminales para servicios de telegrafía
Serie T	Terminales para servicios de telemática
Serie U	Conmutación telegráfica
Serie V	Comunicación de datos por la red telefónica
Serie X	Redes de datos, comunicaciones de sistemas abiertos y seguridad
Serie Y	Infraestructura mundial de la información, aspectos del protocolo Internet y Redes de la próxima generación
Serie Z	Lenguajes y aspectos generales de soporte lógico para sistemas de telecomunicación