This electronic version (PDF) was scanned by the International Telecommunication Union (ITU) Library & Archives Service from an original paper document in the ITU Library & Archives collections.

La présente version électronique (PDF) a été numérisée par le Service de la bibliothèque et des archives de l'Union internationale des télécommunications (UIT) à partir d'un document papier original des collections de ce service.

Esta versión electrónica (PDF) ha sido escaneada por el Servicio de Biblioteca y Archivos de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) a partir de un documento impreso original de las colecciones del Servicio de Biblioteca y Archivos de la UIT.

هذه النسخة الإلكترونية (PDF) نتاج تصوير بالمسح الضوئي أجراه قسم المكتبة والمحفوظات في الاتحاد الدولي للاتصالات (ITU) نقلاً من وثيقة ورقية أصلية ضمن الوثائق المتوفرة في قسم المكتبة والمحفوظات.

此电子版（PDF版本）由国际电信联盟（ITU）图书馆和档案室利用存于该处的纸质文件扫描提供。

Настоящий электронный вариант (PDF) был подготовлен в библиотечно-архивной службе Международного союза электросвязи путем сканирования исходного документа в бумажной форме из библиотечно-архивной службы МСЭ.

© International Telecommunication Union

UNIÓN INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES

CCITT

COMITÉ CONSULTIVO
INTERNACIONAL
TELEGRÁFICO Y TELEFÓNICO

LIBRO AZUL

TOMO III – FASCÍCULO III.1

CARACTERÍSTICAS GENERALES DE LAS CONEXIONES Y CIRCUITOS TELEFÓNICOS INTERNACIONALES

RECOMENDACIONES G.100 A G.181

IX ASAMBLEA PLENARIA
MELBOURNE, 14-25 DE NOVIEMBRE DE 1988

Ginebra 1989

UNIÓN INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES

CCITT

COMITÉ CONSULTIVO
INTERNACIONAL
TELEGRÁFICO Y TELEFÓNICO

LIBRO AZUL

TOMO III – FASCÍCULO III.1

CARACTERÍSTICAS GENERALES DE LAS CONEXIONES Y CIRCUITOS TELEFÓNICOS INTERNACIONALES

RECOMENDACIONES G.100 A G.181

BIBLIOTHÈQUE DE L' UIT GENÈVE

IX ASAMBLEA PLENARIA
MELBOURNE, 14-25 DE NOVIEMBRE DE 1988

Ginebra 1989

ISBN 92-61-03313-X

© UIT

Impreso en Suiza

CONTENIDO DEL LIBRO DEL CCITT
EN VIGOR DESPUÉS DE LA NOVENA ASAMBLEA PLENARIA (1988)

LIBRO AZUL

Tomo I

FASCÍCULO I.1 – Actas e Informes de la Asamblea Plenaria.

Lista de las Comisiones de Estudio y de las Cuestiones en estudio.

FASCÍCULO I.2 – Ruegos y Resoluciones.

Recomendaciones sobre la organización de los trabajos del CCITT (serie A).

FASCÍCULO I.3 – Términos y definiciones. Abreviaturas y acrónimos. Recomendaciones sobre los medios de expresión (serie B) y las estadísticas generales de las telecomunicaciones (serie C).

FASCÍCULO I.4 – Índice del Libro Azul.

Tomo II

FASCÍCULO II.1 – Principios generales de tarificación – Tasación y contabilidad en los servicios internacionales de telecomunicación. Recomendaciones de la serie D (Comisión de Estudio III).

FASCÍCULO II.2 – Red telefónica y RDSI – Explotación, numeración, encaminamiento y servicio móvil. Recomendaciones E.100 a E.333 (Comisión de Estudio II).

FASCÍCULO II.3 – Red telefónica y RDSI – Calidad de servicio, gestión de la red e ingeniería de tráfico. Recomendaciones E.401 a E.880 (Comisión de Estudio II).

FASCÍCULO II.4 – Servicios de telegrafía y móvil – Explotación y calidad de servicio. Recomendaciones F.1 a F.140 (Comisión de Estudio I).

FASCÍCULO II.5 – Servicios de telemática, transmisión de datos y teleconferencia – Explotación y calidad de servicio. Recomendaciones F.160 a F.353, F.600, F.601 y F.710 a F.730 (Comisión de Estudio I).

FASCÍCULO II.6 – Servicios de tratamiento de mensajes y guía – Explotación y definición del servicio. Recomendaciones F.400 a F.422 y F.500 (Comisión de Estudio I).

Tomo III

FASCÍCULO III.1 – Características generales de las conexiones y circuitos telefónicos internacionales. Recomendaciones G.100 a G.181 (Comisiones de Estudio XII y XV).

FASCÍCULO III.2 – Sistemas internacionales analógicos de portadoras. Recomendaciones G.211 a G.544 (Comisión de Estudio XV).

FASCÍCULO III.3 – Medios de transmisión – Características. Recomendaciones G.601 a G.654 (Comisión de Estudio XV).

FASCÍCULO III.4 – Aspectos generales de los sistemas de transmisión digital; equipos terminales. Recomendaciones G.700 a G.795 (Comisiones de Estudio XV y XVIII).

FASCÍCULO III.5 – Redes digitales, secciones digitales y sistemas de línea digitales. Recomendaciones G.801 a G.961 (Comisiones de Estudio XV y XVIII).

FASCÍCULO III.6 – Transmisión en línea de señales no telefónicas. Transmisión de señales radiofónicas y de televisión. Recomendaciones de las series H y J (Comisión de Estudio XV).

FASCÍCULO III.7 – Red digital de servicios integrados (RDSI). Estructura general y capacidades de servicio. Recomendaciones I.110 a I.257 (Comisión de Estudio XVIII).

FASCÍCULO III.8 – Red digital de servicios integrados (RDSI). Aspectos y funciones globales de la red, interfaces usuario-red de la RDSI. Recomendaciones I.310 a I.470 (Comisión de Estudio XVIII).

FASCÍCULO III.9 – Red digital de servicios integrados (RDSI). Interfaces entre redes y principios de mantenimiento. Recomendaciones I.500 a I.605 (Comisión de Estudio XVIII).

Tomo IV

FASCÍCULO IV.1 – Principios generales de mantenimiento: mantenimiento de los sistemas de transmisión y de los circuitos telefónicos internacionales. Recomendaciones M.10 a M.782 (Comisión de Estudio IV).

FASCÍCULO IV.2 – Mantenimiento de circuitos internacionales de telegrafía y de telefotografía y de circuitos internacionales arrendados. Mantenimiento de la red telefónica pública internacional. Mantenimiento de sistemas marítimos por satélite y de transmisión de datos. Recomendaciones M.800 a M.1375 (Comisión de Estudio IV).

FASCÍCULO IV.3 – Mantenimiento de circuitos internacionales para transmisiones radiofónicas y de televisión. Recomendaciones de la serie N (Comisión de Estudio IV).

FASCÍCULO IV.4 – Especificaciones de los aparatos de medida. Recomendaciones de la serie O (Comisión de Estudio IV).

Tomo V – Calidad de transmisión telefónica. Recomendaciones de la serie P (Comisión de Estudio XII).

Tomo VI

FASCÍCULO VI.1 – Recomendaciones generales sobre la conmutación y la señalización telefónicas. Funciones y flujos de información para los servicios de la RDSI. Suplementos. Recomendaciones Q.1 a Q.118 *bis* (Comisión de Estudio XI).

FASCÍCULO VI.2 – Especificaciones de los sistemas de señalización N.os 4 y 5. Recomendaciones Q.120 a Q.180 (Comisión de Estudio XI).

FASCÍCULO VI.3 – Especificaciones del sistema de señalización N.º 6. Recomendaciones Q.251 a Q.300 (Comisión de Estudio XI).

FASCÍCULO VI.4 – Especificaciones de los sistemas de señalización R1 y R2. Recomendaciones Q.310 a Q.490 (Comisión de Estudio XI).

FASCÍCULO VI.5 – Centrales digitales locales, de tránsito, combinadas e internacionales en redes digitales integradas y en redes mixtas analógico-digitales. Suplementos. Recomendaciones Q.500 a Q.554 (Comisión de Estudio XI).

FASCÍCULO VI.6 – Interfuncionamiento de los sistemas de señalización. Recomendaciones Q.601 a Q.699 (Comisión de Estudio XI).

FASCÍCULO VI.7 – Especificaciones del sistema de señalización N.º 7. Recomendaciones Q.700 a Q.716 (Comisión de Estudio XI).

FASCÍCULO VI.8 – Especificaciones del sistema de señalización N.º 7. Recomendaciones Q.721 a Q.766 (Comisión de Estudio XI).

FASCÍCULO VI.9 – Especificaciones del sistema de señalización N.º 7. Recomendaciones Q.771 a Q.795 (Comisión de Estudio XI).

FASCÍCULO VI.10 – Sistema de señalización digital de abonado N.º 1 (SDA 1), capa enlace de datos. Recomendaciones Q.920 a Q.921 (Comisión de Estudio XI).

FASCÍCULO VI.11 – Sistema de señalización digital de abonado N.º 1 (SDA 1), capa red, gestión usuario-red. Recomendaciones Q.930 a Q.940 (Comisión de Estudio XI).

FASCÍCULO VI.12 – Red móvil terrestre pública, interfuncionamiento con RDSI y RTPC. Recomendaciones Q.1000 a Q.1032 (Comisión de Estudio XI).

FASCÍCULO VI.13 – Red móvil terrestre pública. Parte aplicación móvil e interfaces. Recomendaciones Q.1051 a Q.1063 (Comisión de Estudio XI).

FASCÍCULO VI.14 – Interfuncionamiento con sistemas móviles por satélite. Recomendaciones Q.1100 a Q.1152 (Comisión de Estudio XI).

Tomo VII

FASCÍCULO VII.1 – Transmisión telegráfica. Recomendaciones de la serie R. Equipos terminales para los servicios de telegrafía. Recomendaciones de la serie S (Comisión de Estudio IX).

FASCÍCULO VII.2 – Conmutación telegráfica. Recomendaciones de la serie U (Comisión de Estudio IX).

FASCÍCULO VII.3 – Equipo terminal y protocolos para los servicios de telemática. Recomendaciones T.0 a T.63 (Comisión de Estudio VIII).

FASCÍCULO VII.4 – Procedimientos de prueba de conformidad para las Recomendaciones teletex. Recomendación T.64 (Comisión de Estudio VIII).

FASCÍCULO VII.5 – Equipo terminal y protocolos para servicios de telemática. Recomendaciones T.65 a T.101 y T.150 a T.390 (Comisión de Estudio VIII).

FASCÍCULO VII.6 – Equipo terminal y protocolos para servicios de telemática. Recomendaciones T.400 a T.418 (Comisión de Estudio VIII).

FASCÍCULO VII.7 – Equipo terminal y protocolos para servicios de telemática. Recomendaciones T.431 a T.564 (Comisión de Estudio VIII).

Tomo VIII

FASCÍCULO VIII.1 – Comunicación de datos por la red telefónica. Recomendaciones de la serie V (Comisión de Estudio XVII).

FASCÍCULO VIII.2 – Redes de comunicación de datos: servicios y facilidades, interfaces. Recomendaciones X.1 a X.32 (Comisión de Estudio VII).

FASCÍCULO VIII.3 – Redes de comunicación de datos: transmisión, señalización y conmutación, aspectos de red, mantenimiento, disposiciones administrativas. Recomendaciones X.40 a X.181 (Comisión de Estudio VII).

FASCÍCULO VIII.4 – Redes de comunicación de datos: Interconexión de sistemas abiertos (ISA) – Modelo y notación, definición del servicio. Recomendaciones X.200 a X.219 (Comisión de Estudio VII).

FASCÍCULO VIII.5 – Redes de comunicación de datos: Interconexión de sistemas abiertos (ISA) – Especificación de protocolos, pruebas de conformidad. Recomendaciones X.220 a X.290 (Comisión de Estudio VII).

FASCÍCULO VIII.6 – Redes de comunicación de datos: Interfuncionamiento entre redes, sistemas móviles de transmisión de datos, gestión interredes. Recomendaciones X.300 a X.370 (Comisión de Estudio VII).

FASCÍCULO VIII.7 – Redes de comunicación de datos: Sistemas de tratamiento de mensajes. Recomendaciones X.400 a X.420 (Comisión de Estudio VII).

FASCÍCULO VIII.8 – Redes de comunicación de datos: La guía. Recomendaciones X.500 a X.521 (Comisión de Estudio VII).

Tomo IX – Protección contra las perturbaciones. Recomendaciones de la serie K (Comisión de Estudio V) – Construcción, instalación y protección de los cables y otros elementos de planta exterior. Recomendaciones de la serie L (Comisión de Estudio VI).

Tomo X

FASCÍCULO X.1 – Lenguaje de especificación y descripción funcionales (LED). Criterios para la utilización de técnicas de descripción formal (TDF). Recomendación Z.100 y anexos A, B, C y E, Recomendación Z.110 (Comisión de Estudio X).

FASCÍCULO X.2 – Anexo D a la Recomendación Z.100: Directrices para el usuario del LED (Comisión de Estudio X).

FASCÍCULO X.3 – Anexo F.1 a la Recomendación Z.100: Definición formal del LED. Introducción (Comisión de Estudio X).

FASCÍCULO X.4 – Anexo F.2 a la Recomendación Z.100: Definición formal del LED. Semántica estática (Comisión de Estudio X).

FASCÍCULO X.5 – Anexo F.3 a la Recomendación Z.100: Definición formal del LED. Semántica dinámica (Comisión de Estudio X).

FASCÍCULO X.6 – Lenguaje de alto nivel del CCITT (CHILL). Recomendación Z.200 (Comisión de Estudio X).

FASCÍCULO X.7 – Lenguaje hombre-máquina (LHM). Recomendaciones Z.301 a Z.341 (Comisión de Estudio X).

ÍNDICE DEL FASCÍCULO III.1 DEL LIBRO AZUL

Parte I – Recomendaciones G.100 a G.181

Características generales de las conexiones y circuitos telefónicos internacionales

Rec. N.º		Página
Índice de las Recomendaciones sobre la calidad de transmisión		XI
Cuadros resumen de las Recomendaciones relativas a la transmisión en línea		XIII
SECCIÓN 1 –	*Características generales de las conexiones telefónicas internacionales y de los circuitos telefónicos internacionales*	
1.0	**Consideraciones generales**	
G.100	Definiciones utilizadas en el fascículo III.1	3
G.101	Plan de transmisión	9
G.102	Objetivos de calidad de transmisión y Recomendaciones	25
G.103	Conexiones ficticias de referencia	28
G.105	Conexión ficticia de referencia para los estudios de la diafonía	37
1.1	**Recomendaciones generales sobre calidad de transmisión para una conexión telefónica internacional completa**	
G.111	Índices de sonoridad (IS) en una conexión internacional	42
G.113	Degradaciones de transmisión	63
G.114	Tiempo medio de propagación en un sentido	84
G.117	Aspectos de la asimetría con respecto a tierra que influyen en la transmisión definiciones y métodos	94
1.2	**Características generales de los sistemas nacionales que forman parte de conexiones internacionales**	
G.120	Características de transmisión de las redes nacionales	108
G.121	Índices de sonoridad (IS) de sistemas nacionales	109
G.122	Influencia de los sistemas nacionales en la estabilidad, el eco para la persona que habla y el eco para la persona que escucha en las conexiones internacionales	126
G.123	Ruidos de circuito en las redes nacionales	138
G.125	Características de los circuitos nacionales establecidos en sistemas de portadoras	143

1.3 Características generales de la cadena a cuatro hilos formada por los circuitos telefónicos internacionales y por los circuitos nacionales de prolongación

G.131 Estabilidad y ecos 143
G.132 Distorsión de atenuación 155
G.133 Distorsión por retardo de grupo 156
G.134 Diafonía lineal 157
G.135 Error en la frecuencia restituida 158

1.4 Características generales de la cadena a cuatro hilos formada por los circuitos internacionales; tránsito internacional

G.141 Distorsión de atenuación 159
G.142 Características de transmisión de las centrales 160
G.143 Ruido de circuito y utilización de compansores (compresores-expansores) 165

1.5 Características de los circuitos telefónicos internacionales y de los circuitos nacionales de prolongación

G.151 Objetivos generales de calidad de funcionamiento aplicables a todos los circuitos modernos internacionales y nacionales de prolongación 169
G.152 Características particulares de los circuitos de larga distancia de longitud no superior a 2500 km 174
G.153 Características particulares de los circuitos internacionales de longitud superior a 2500 km 175

1.6 Dispositivos asociados a circuitos telefónicos de longitud

G.161 Supresores de eco para circuitos con cortos o largos tiempos de propagación 178
G.162 Características de los compansores (compresores-expansores) para la telefonía 178
G.163 Sistemas de concentración de comunicaciones 185
G.164 Supresores de eco 186
G.165 Compensadores de eco 221
G.166 Características de los compansores silábicos para telefonía en sistemas de gran capacidad y larga distancia 244

1.7 Aspectos de los circuitos especiales y las conexiones que utilizan la red de conexiones telefónicas internacionales relacionados con el plan de transmisión

G.171 Aspectos de las redes de explotación privada relacionados con el plan de transmisión . 251
G.172 Aspectos de las comunicaciones pluripartitas internacionales relativos al plan de transmisión 269

1.8 Protección y restablecimiento de sistemas de transmisión

G.180 Características de los sistemas de restauración de transmisión directa de tipo N + M para secciones, enlaces o equipos digitales 272
G.181 Características de los sistemas de restauración de tipo 1 + 1 para utilización en enlaces de transmisión digitales 283

Parte II – Suplementos a la sección 1 de las Recomendaciones de la serie G

Rec. N.º		Página
Suplemento N.º 1	Cálculo de la estabilidad de las comunicaciones internacionales establecidas de conformidad con el plan de transmisión y conmutación	289
Suplemento N.º 2	Eco para el abonado que habla en las conexiones internacionales	289
Suplemento N.º 3	Evaluación de dispositivos de control del eco	296
Suplemento N.º 10	Aplicación de la Recomendación B.4, relativa al empleo del decibelio	296
Suplemento N.º 20	Posibles combinaciones de degradaciones básicas de transmisión en las conexiones ficticias de referencia	296
Suplemento N.º 21	Utilización de unidades de distorsión de cuantificación en la planificación de conexiones internacionales	297
Suplemento N.º 24	Consideraciones sobre las unidades de distorsión de cuantificación introducidas por algunos dispositivos digitales que procesan señales codificadas	297
Suplemento N.º 25	Directrices para la colocación de micrófonos y altavoces en salas para comunicaciones pluripartitas telefónicas	297
Suplemento N.º 29	Objetivos para la cadena mixta analógico/digital de circuitos a cuatro hilos	297
Suplemento N.º 30	Aspectos de las redes móviles terrestres relacionadas con el plan de transmisión	308

NOTAS PRELIMINARES

1 En este fascículo, la expresión «Administración» se utiliza para designar, en forma abreviada, tanto una Administración de telecomunicaciones como una empresa privada de explotación de telecomunicaciones reconocida.

2 Se han transferido las Recomendaciones G.106, G.107 y G108 del *Libro Rojo* al fascículo II.3 del *Libro Azul* con los números E.800, E.810 y E.830, respectivamente.

3 En este fascículo ya no se utilizan «equivalentes de referencia» (ER) ni «equivalentes de referencia corregidos» (ERC) y sólo se indican en las Recomendaciones los valores del índice de sonoridad (IS). En el fascículo III.1 del *Libro Rojo* puede hallarse un examen completo de la relación entre ER, ERC e IS.

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

ÍNDICE DE LAS RECOMENDACIONES SOBRE LA CALIDAD DE TRANSMISIÓN
(Véase la nota)

0	*Definiciones*	*Recomendaciones*
0.1	Circuitos ficticios de referencia	G.103, 212, 215, 222, 801
0.2	Niveles (señales vocales, datos)	G.101, § 5.3
0.3	Puntos de referencia	G.101, 223, M.120, 580, G.111, 121
1	*Niveles*	
1.1	Índices de sonoridad	G.111, 121, P.76
1.2	Estabilidad de los niveles	G.122, 131
1.3	Variación del equivalente global	G.122, 131
2	*Características amplitud/frecuencia*	
2.1	Banda efectivamente transmitida	G.132, 151
2.2	Distorsión de atenuación	G.132, 141, 151, 165, 232, H.12
3	*Demora y retardo de grupo*	
3.1	Demora global	G.114, 151, H.12
3.2	Distorsión por retardo de grupo	G.113, 114, 133, 232, 242
3.3	Distorsión de fase	G.113, 133
4	*Diafonía*	
4.1	Diafonía social	G.134, 221, P.16
4.2	Paradiafonía	G.151, P.16
4.3	Diafonía entre los dos sentidos de transmisión	G.151, 232
4.4	Telediafonía	G.151
5	*Ruido*	
5.1	Ruido de circuito	G.123, 153, 222, 223
5.2	Ruido de intermodulación	G.223
5.3	Ruido de canal en reposo	G.712, 713, 792
5.4	Ruido de cuantificación	G.113, 712, 713
6	*Impedancia*	
6.1	Impedancia nominal	G.712, 142
6.2	Factor de reflexión	G.121, 142, 232
6.3	Asimetría	G.117
6.4	Atenuación de bucle abierto	G.122
6.5	Eco	G.131
6.6	Impedancias de línea	G.111, 121

7	*Distrosión no lineal*	
7.1	Distorsión no lineal de frecuencia portadora	G.151
7.3	Limitación de amplitud (limitación de cresta)	G.232
7.3	Distorsión de cuantificación	G.113, 712, 713, 714, 733, 792
8	*Degradaciones debidas a las transiciones*	
8.1	Ruido impulsivo	G.113
8.2	Saltos de fase	G.113
8.3	Saltos de ganancia	G.113
8.4	Interrupciones	G.113
9	*Circuitos especiales*	
9.1	Redes privadas	G.171
9.2	Comunicaciones conferencia (comunicaciones pluripartitas)	G.172

Nota – Este índice presenta una lista incompleta de las Recomendaciones relativas a la calidad de transmisión. Dado que no es una lista completa, hay que referirse también a las Recomendaciones de la serie P que tratan del mismo tema.

CUADROS RESUMEN DE LAS RECOMENDACIONES RELATIVAS A LA TRANSMISIÓN EN LÍNEA

CUADRO 1

Resumen de las principales características especificadas por el CCITT para los circuitos telefónicos [a] internacionales y las comunicaciones internacionales

(Este cuadro, muy resumido, no constituye una Recomendación; consúltese el texto completo de las Recomendaciones)

		Para un circuito internacional (1)	Para una comunicación completa o para las partes que la componen (2)
Indices de sonoridad		G.111, § 2	Para la comunicación y para los sistemas nacionales, G.111, § 1; G.121
Nominal a cuatro hilos (plan de transmisión, véase G.101)		0,0 dB G.101 – Digital 0,5 dB G.101 – Analógico Efectos de eco (G.131, § 2)	Circuitos nacionales de la cadena a cuatro hilos; G.101, § 2.2; G.121, G.122
Estabilidad de la transmisión		G.131, § 1	Atenuación de equilibrado redes nacionales (G.122)
Banda de frecuencias efectivamente transmitida	Límites en Hz	Por lo menos 300 a 3400 (G.151, § 1)	Cadena de 6 circuitos a cuatro hilos: 300 a 3400 (G.132)
	Atenuación suplementaria en frecuencias límite	9 dB (G.151 § 1 y G.132)	9 dB (G.151, § 1 y G.132)
Distorsión de atenuación en función de la frecuencia		G.151 § 1, figura 1/G.151	Objetivo para 12 circuitos (figura 1/G.132) Transmisión de datos: véase H.12
Retardo de grupo (t)		G.114	Para la comunicación (G.114) $t \leqslant 150$ ms, sin reserva. $t \leqslant 400$ ms, aceptable con condiciones Transmisión de datos: véase H.12
Distorsión de fase (en el retardo de grupo t)		$t_m - t_{mín} \leqslant 30$ ms [b] $t_M - t_{mín} \leqslant 15$ ms [b] (G.133)	Para la cadena a cuatro hilos (G.133): $t_m - t_{mín} \leqslant 60$ ms $t_M - t_{mín} \leqslant 30$ ms Para cada cadena nacional a cuatro hilos (G.133): $t_m - t_{mín} \leqslant 15$ ms $t_M - t_{mín} \leqslant 7{,}5$ ms
Variación del equivalente en función del tiempo		Desviación media con relación al valor nominal $\leqslant \pm 0{,}5$ dB Desviación típica $\leqslant$ 1 dB o 1,5 dB (G.151, § 3)	Circuito de prolongación como (1) (G.151) Transmisión de datos: véase H.12
Diafonía lineal entre circuitos diferentes (relación paradiafónica o telediafónica Δ)		$\Delta \geqslant 65$ dB (G.151, § 4, notas 1 y 3)	Circuitos de prolongación como (1) (G.151)
Relación paradiafónica entre los dos sentidos de transmisión		Circuitos ordinarios: $\geqslant 43$ dB (G.151, § 4) Con un concentrador: $\geqslant 58$ dB Con un supresor de eco: $\geqslant 55$ dB (G.151, § 4, nota 4)	Circuitos de prolongación: como en (1) [G.151]

CUADRO 1 *(conclusión)*

		Para un circuito internacional (1)	Para una comunicación completa o para las partes que la componen (2)
Ruido de circuito		Véase el cuadro 1 *bis*	
Impedancia del equipo terminal de corrientes portadoras en frecuencias vocales			Valor nominal de 600 ohmios (G.232, § 11.2)
Diferencia de frecuencia entre los extremos de un circuito de corrientes portadoras		⩽ 2 Hz (G.135, G.225)	G.135, G.225
Potencia en el punto de nivel relativo cero	Telefonía, potencia media durante la hora cargada	Corrientes vocales, etc. 22 μW [c] (G.223) Señales eléctricas + tonos 10 μW [c] (G.223) (Para la potencia de los impulsos de señalización, véase G.224)	
	Telegrafía armónica: potencia máxima por canal telegráfico, para un sistema de	De modulación de amplitud, potencia para la transmisión de un trazo continuo [H.23, § 2, a)]	De modulación de frecuencia [H.23, § 2,b)] potencia media
	24 canales	9 μW	5,6 μW
	18 canales	15 μW	7,5 μW
	12 canales o menos	35 μW	11,25 μW
	Telegrafía privada y telefonía	Nivel telegráfico ⩽ −13 dBm0 (H.32) [d]	
	Telefotografía	Modulación de amplitud, −3 dBm0 mod. de frecuencia, −13 dBm0 (H.41)	
Potencia máxima para la transmisión de datos por circuitos arrendados (H.51, § 1) [d]		1 mW en la línea de abonado, frecuencias ⩾ 2400 Hz, véase G.224	
		Modulación de frecuencia: −13 dBm0 ó −20 dBm0 Modulación de amplitud: ⩾ −13 dBm0	
Potencia máxima para la transmisión de datos por circuitos de la red con conmutación (H.51, § 2) [d]		1 mW en la línea de abonado, frecuencias ⩾ 2400 Hz, véase G.224	
		Modulación de frecuencia o de fase: ⩾ 13 dBm0 Modulación de amplitud: ⩾ −13 dBm0	

m = frecuencia mínima nominal efectivamente transmitida.

M = frecuencia máxima nominal efectivamente transmitida.

mín = frecuencia correspondiente al tiempo de propagación de grupo mínimo.

[a] Salvo indicación en contrario, los circuitos utilizados para la telegrafía armónica o para la telefotografía presentan las mismas características.

[b] Estos valores se aplican a la cadena de circuitos internacionales.

[c] Objetivo de cálculo o valor convencional para un circuito ficticio de referencia.

[d] Esta Recomendación contiene ciertas restricciones de empleo. Véase asimismo la Recomendación H.34.

CUADROS RESUMEN

CUADRO 1 *bis*

Resumen de los objetivos de ruido especificados por el CCITT y el CCIR para los circuitos telefónicos

(Este cuadro, muy resumido, no constituye una Recomendación; consúltese el texto completo de las Recomendaciones)

Tipos de sistemas				Objetivos generales						
				Cable [a] o radioenlace			Enlace por satélite de un solo salto	Cable [a] submarino	Todos los sistemas	
Circuitos telefónicos considerados [b]				Circuitos nacionales de prolongación a cuatro hilos y circuitos internacionales de 250 a 2500 km	Circuitos de 5000 km	Circuitos [e] de 2500 a unos 25 000 km	Circuitos de 7500 a unos 15 000 km	Circuitos de 2500 a unos 25 000 km	Cadena de 6 circuitos internacionales	
Recomendaciones del CCITT				G.152 G.212 [d] G.222 G.226	G.215	G.153		G.153	G.143	G.143
Recomendaciones del CCIR				391, 392 393, 395 396, 397			352 353			
CFR o circuito típico considerado				CFR de 2500 km [e] o circuito real análogo	Circuito de 5000 km	Circuito de 7500 km [e]	CFR elemental de 7500 km por lo menos		Cadena de unos 25 000 km	Cadena de más de 25 000 km
Objetivos recomendados	Potencia sofométrica	Media horaria	Potencia total	10 000 pW					50 000 pW	
			Equipo terminal	25 000 pW	2500 pW0p				De unos 5000 a 7000 pW0p	
			Línea	75 000 pW esto es 3 pW/km	7500 pW0p 2 pW0p/km	15 000 pW [f] 2 pW/km o mejor [g]	10 000 pW [f]	1 pW/km [g]	1,5 pW/km aproximadamente	1 pW/km para cada sección de longitud superior a 2500 km
		En un minuto rebasada durante el 20% de un mes	Línea	10 000 pW0p	5000 pW0p		10 000 pW [f]			
		% de un mes durante el cual puede rebasarse la potencia sofométrica en un minuto debida a la línea indicada	47 500 pW 50 000 pW 63 000 pW	0,1	0,1	0,3 [f]	0,3 [f]			
Potencia no ponderada		% de un mes durante el cual se puede rebasar 10^6 pW (5 ms)		0,1		0,3 [f]	0,3 [f]			

CUADRO 1 *bis (conclusión)*

Objetivos especiales								
En las redes nacionales	Radioenlaces					Radioenlaces transhorizonte en condiciones especiales	Líneas aéreas de hilo desnudo	
Ruido debido al sistema transmisor nacional	Enlaces reales que no difieren mucho del CFR $280 < L < 2500$ km	Constitución de enlaces reales muy diferentes del c.f.r.				Uno o dos circuitos como máximo en una comunicación mundial	2500 km como máximo	Más de 2500 km
		$50 \leqslant L < 280$ km	$280 < L \leqslant 840$ km	$840 < L \leqslant 1670$ km	$1670 < L \leqslant 2500$ km			
G.123							G.311	G.153
Recomendaciones del CCIR	395	395	395	395	395	396; 392		
L, longitud total en km de los sistemas de larga distancia MDF de la cadena nacional						CFR de 2500 km [e)]	CFR de 2500 km [e)]	Circuito de 10 000 km
$(4000 + 4\ L)$ pW o $(7000 + 2\ L)$ pW [h)]							20 000 pW [i)]	50 000 pW [i)]
							2500 pW	
	3 L pW	$(3\ L + 200)$ pW		$(3\ L + 400)$ pW	$(3\ L + 600)$ pW		17 500 pW	
	3 L pW	$(3\ L + 200)$ pW		$(3\ L + 400)$ pW	$(3\ L + 600)$ pW	25 000 km		
	$\frac{L}{2500} \times 0{,}1$	$\frac{280}{2500} \times 0{,}1$	$\frac{L}{2500} \times 0{,}1$	$\frac{L}{2500} \times 0{,}1$	$\frac{L}{2500} \times 0{,}1$	0,5		
						0,5		

[a] Para estos sistemas, basta con verificar si se alcanza el objetivo para la media horaria.

[b] Los objetivos especiales para la telegrafía se indican en las Recomendaciones G.143, G.153 y G.442. Los objetivos para la transmisión de datos se indican en las Recomendaciones G.143 y G.153.

[c] Véase la Recomendación G.222, § 3, para los países de gran extensión.

[d] Véase en esta Recomendación el detalle de los circuitos ficticios de referencia que hay que considerar.

[e] Los objetivos para el ruido de línea, en la misma columna, son proporcionales a la longitud para longitudes menores.

[f] Con carácter provisional.

[g] Objetivo 3 pW/km para los peores circuitos; si un circuito real rebasa 40 000 pW, hay que dotarle de un compansor.

[h] Guía para la planificación.

[i] Salvo condiciones climáticas muy desfavorables.

Observación general – Todos los valores citados en este cuadro se refieren al punto de nivel relativo cero de un circuito telefónico establecido en el sistema considerado (del primer circuito, para la cadena). Además (G.123), la f.e.m. sofométrica de los ruidos inducidos por líneas eléctricas no debe rebasar 1 mV en los terminales «de línea» del aparato de abonado. La potencia sofométrica media del ruido a través de una central automática nacional a cuatro hilos: ≤ 200 pWp. Límites de la potencia de ruido no ponderado a través de la central: 100 000 pW.

CUADRO 2

Resumen de las principales características especificadas por el CCITT para los equipos terminales de corrientes portadoras

(Este cuadro, muy resumido, no constituye una Recomendación;
consúltese el texto completo de las Recomendaciones)

	Sistemas enteramente en cable (G.232)	Sistemas en líneas aéreas de hilo desnudo	
		de 3 canales (G.361)	de 12 canales (G.232)
Nivel del residuo de corriente portadora en la línea a) en la banda de 60 a 108 kHz – en un canal – en un grupo primario [a)] b) fuera de la banda de 60 a 108 kHz	 < −26 dBm0 < −20 dBm0 < −50 dBm0	 ≤ −17 dBm0 ≤ −14,5 dBm0	 < −26 dBm0 < −20 dBm0 < −50 dBm0
Distorsión de atenuación en función de la frecuencia	Figuras 1/G.232 y 2/G.232		
Retardo de grupo	Cuadro 1/G.232		
Distorsión no lineal	Figura 3/G.232		
Limitación de amplitud	Definición (G.232, § 8)		
Relación señal/diafonía	≥ 65 dB para la diafonía inteligible (G.232, § 9) ≥ 60 dB para la diafonía ininteligible entre canales adyacentes (G.232, § 9)		
Relación paradiafónica (A) en altas frecuencias	≥ 47 dB sin supresores de eco (G.232, § 9) ≥ 62 dB con supresores de eco (G.232, § 9)		
Relación paradiafónica (X) en bajas frecuencias	≥ 53 dB sin supresores de eco (G.232, § 9) ≥ 68 dB con supresores de eco (G.232, § 9)		
Niveles relativos	G.232, § 11; Cuadro 2/G.232		
Impedancia	600 Ω (G.232, § 12)		
Protección y supresión de las señales piloto	G.232, § 13		

[a)] Si parte del grupo primario se transmite por líneas aéreas de hilo desnudo (véase G.232, § 5.1).

Nota – Véanse las Recomendaciones G.234 y G.235 para las especificaciones relativas a los equipos de 8 a 16 canales, respectivamente.

CUADRO 3

Resumen de las principales características especificadas por el CCITT para los grupos primarios y secundarios

(Este cuadro, muy resumido, no constituye una Recomendación;
consúltese el texto completo de las Recomendaciones)

	Grupo primario		Grupo secundario
Diferencia, en caso de transferencia, entre componente deseada y componentes [definidas en el § 1.2 a) 2 de la Recomendación G.242]	a 84 kHz (G.242)		a 412 kHz (G.242)
	(dB)		(dB)
– de diafonía inteligible [a)]	70		70
– de diafonía ininteligible [a)]	70		70
– posibles de diafonía	35		35
– fuera de banda perjudiciales	40		40
– fuera de banda neutras	17		17
Atenuación suplementaria para la protección de señales piloto (G.243)			por lo menos 40 dB a 308 kHz ± 8 Hz por lo menos 20 dB a 308 y 556 kHz ±40 Hz (con relación al valor a 412 kHz)
Atenuación suplementaria para la protección de señales adicionales de medida (G.243)			por lo menos 20 dB a 308 y 556 kHz ±20 Hz por lo menos 15 dB a 308 y 556 kHz ±50 Hz (con relación a 412 kHz) (véase también la figura 1/G.243)
Variación de la pérdida de inserción de los equipos de transferencia en la banda de paso	±1 dB con relación a 84 kHz (G.242)		±1 dB con relación a 412 kHz ⩽ 3 dB para los GS 1 y GS 3 (G.242)
Variación de la pérdida de inserción de los equipos de transferencia entre 10 °C y 40 °C	± 1 dB en 84 kHz con relación a la pérdida de inserción a 25 °C (G.242)		± 1 dB en 412 kHz con relación a la pérdida de inserción a 25 °C (G.242)
Señales piloto de grupo primario o secundario correspondientes al (G.241)	Frecuencia (kHz) [b)]	Estabilidad (Hz)	Nivel absoluto de potencia en un punto de nivel relativo cero (para las tolerancias, véase G.241) (dBm0)
– grupo primario de base B [c)]	84,080	± 1	–20
	84,140	± 3	–25
	104,080	± 1	–20
– grupo secundario de base	411,860	± 3	–25
	411,920	± 1	–20
	547,920	± 1	–20

[a)] Para la telefonía (G.242).

[b)] Véanse en la Recomendación G.241 las condiciones de empleo de estas frecuencias.

[c)] Aplicable también a los grupos primarios de 8 canales (G.234).

CUADRO 3 *bis*

Resumen de las principales características especificadas por el CCITT para los grupos terciarios y cuaternarios y para los agregados de 15 grupos secundarios

	Grupo terciaro	Grupo cuaternario	Agregado de 15 GS
Desviación, en caso de transferencia, entre componente deseada y componentes [definidas en el § 1.2 de la Recomendación G.242]	a 1552 kHz (G.242) (dB)	a 11 096 kHz (G.242) (dB)	a 1552 kHz (G.242) (dB)
– de diafonía inteligible [a)]	70	70	70
– de diafonía ininteligible [a)]	70	70	70
– posibles de diafonía	35	35	35
– fuera de banda perjudiciales	40	40	40
– fuera de banda neutras	17	17	17
Variación de la pérdida de inserción de los equipos de transferencia en la banda de paso	± 1 dB con relación al valor a 1552 kHz (G.242)	± 1,5 dB con relación al valor a 11 096 kHz ± 1 dB en cada grupo terciario (G.242)	± 1,5 dB con relación al valor a 1552 kHz ± 1 dB en cada grupo secundario (G.242)
Variación de la pérdida de inserción de los equipos de transferencia entre 10 °C y 40 °C	± 1 dB a 1552 kHz con relación a la pérdida de inserción a 25 °C (G.242)	± 1 dB a 11 096 kHz con relación a la pérdida de inserción a 25 °C (G.242)	± 1 dB a 1552 kHz con relación a la pérdida de inserción a 25 °C (G.242)
Niveles relativos en los repartidores (G.233)	(dBr)	(dBr)	(dBr)
– transmisión	−36	−33	−33
– recepción	−23	−25	−25 o −33
Pérdida de retorno en los puntos de acceso a los moduladores (G.233)	(dB) ⩾ 20	(dB) ⩾ 20	(dB) ⩾ 20
Señales piloto de grupo terciario, cuaternario o de agregado de 15 GS correspondientes al (G.241)	Frecuencia (kHz)	Estabilidad (Hz)	Nivel (para las tolerancias, véase G.241) (dBm0)
– grupo terciaro de base	1 552	± 2	−20
– grupo cuaternario de base	11 096	±10	−20
– agregado de base de 15 GS	1 552	± 2	−20

[a)] Para la telefonía (G.242).

CUADRO 4

Resumen de las características especificadas por el CCITT para los sistemas de corrientes portadoras en líneas aéreas de hilo desnudo

(Este cuadro, muy resumido, no constituye una Recomendación; consúltese el texto completo de las Recomendaciones)

	Sistemas que proporcionan en cada par		
	3 circuitos	8 circuitos G.314 [c]	12 circuitos
Frecuencias en línea			
– para un sistema	Figura 1/G.361; (véanse también G.361 § 1.1, § 2.1, § 2.2)	Figura 1/G.314	Figura 1/G.311 o Figura 2/G.311
– para varios sistemas en la misma ruta	Figura 1/G.361	[G.314, § c)]	Como ejemplos, véanse la figura 3/G.311 y la figura 4/G.311
Señales piloto			
– frecuencia	16,110 y 31,110 kHz o 17,800 kHz [a] (G.361, § 1.3)	[G.314, § d)]	(G.311, § 5)
– Nivel	–15 dBm0		–20 dBm0 [b]
Nivel relativo a la salida de los equipos terminales y de los repetidores intermedios, para la frecuencia correspondiente a la de 800 Hz en cada canal	⩽ 17 dBr (G.361, § 1.2)	⩽ 17 dBr [G.314, § b)]	Para el repetidor terminal: ⩽ 17 dBr ±1 dBr Para el repetidor intermedio: ⩽ 17 dBr ±2 dBr (G.311, § 3)
Estabilidad de los generadores de frecuencias portadoras y pilotos	$2{,}5 \times 10^{-5}$ (G.361, § 1.3 y 1.8)	1×10^{-5} [G.314, § d)]	5×10^{-6} (G.311, § 6)

[a] Empleado solamente previo acuerdo entre las Administraciones.

[b] Recomendación provisional.

[c] Para el texto de esta Recomendación véase el Tomo III-1 del *Libro Naranja*, Ginebra, 1976.

CUADRO 5

Resumen de las características especificadas por el CCITT para los sistemas de corrientes portadoras en pares simétricos del cable [a)]

(Este cuadro, muy resumido, no constituye una Recomendación; consúltese el texto completo de las Recomendaciones)

	Sistemas que proporcionan			
	1, 2 ó 3 grupos primarios	4 grupos primarios	5 grupos primarios	2 grupos secundarios
Frecuencias en línea	Figura 2*a*)/G.322	Figura 2*b*)/G.322 Esquema 1 Esquema 1 *bis* [b)]	Figura 2*c*)/G.322 Esquema 2 Esquema 2 *bis* [b)]	Figura 4/G.322 Esquemas 3 y 4 Esquema 3 *bis* [b)]
Nivel relativo a la salida de los repetidores [c)] (sistema de baja ganancia) (G.322, § 2.2.1)	−11 dBr	−14 dBr	−14 dBr	−14 dBr
Nivel relativo a la salida de los repetidores [c)] (sistemas con tubos de vacío) [G.324, B, b)] [d)] – valor nominal – tolerancia	+4,5 dBr ± 2 dB	+1,75 dBr ± 2 dB	+1,75 dBr ± 2 dB	+1,75 dBr ± 2 dB
Atenuación de adaptación entre repetidor y línea (G.322, § 1.5)	$\leqslant 0{,}15\sqrt{\frac{f_{máx}}{f}}$ o $\leqslant 0{,}25$	$\leqslant 0{,}15\sqrt{\frac{f_{máx}}{f}}$ o $\leqslant 0{,}10$	$\leqslant 0{,}15\sqrt{\frac{f_{máx}}{f}}$ o $\leqslant 0{,}10$ (cables con aislamiento de papel) $\leqslant 0{,}15\sqrt{\frac{f_{máx}}{f}}$ o $\leqslant 0{,}17$ (cables tipos II *bis* y III *bis* [b)], G.611)	
Nivel relativo a la entrada de los repetidores [c)]	$\geqslant -56{,}5$ dBr [G.324, § B b)]			
Señales piloto	Para variantes, véase la figura 5/G.322			60 kHz ± 1 hz y 556 kHz ± 3 Hz (G.322, § 1.4.2)
Señales de vigilancia (sistema de baja ganancia)	(G.322, § 2.2.2)			
Atenuación de distorsión armónica (sistema de baja ganancia)	Véase el cuadro 1/G.322			
Atenuación de distorsión armónica (sistemas con tubos de vacío)	Véase el cuadro 1/G.324 [d)]			

[a)] Para los sistemas (12 + 12) véanse las Recomendaciones G.325 y G.327.

[b)] Empleado solamente previo acuerdo entre las Administraciones.

[c)] No se aplica a los repetidores telealimentados.

[d)] Para el texto de esta Recomendación véase el Tomo III-1 del *Libro Naranja*, Ginebra, 1976.

CUADRO 6

Resumen de las características especificadas por el CCITT para los sistemas telefónicos de corrientes portadoras en pares coaxiales 2,6/9,5 mm

(Este cuadro, muy resumido, no constituye una Recomendación; consúltese el texto completo de las Recomendaciones)

	Sistemas de			
	2,6 MHz [a)] (1)	4 MHz (2)	12 MHz (3)	60 MHz (4)
Frecuencias en línea	Figura 1/G.337 [d)] y figura 1/G.338 [d)]	Figura 1/G.338 [d)] y figura 3/G.332	Figura 1/G.332 a figura 4/G.332	Figura 1/G.333 y figura 2/G.333
Frecuencias de las señales piloto				
– señales piloto de regulación de línea	60 kHz ± 1 Hz o 308 kHz ± 3 Hz 2604 kHz ± 30 Hz [G.337 [d)], A, b)]	60 kHz ± 1 Hz o 308 kHz ± 3 Hz 4092 kHz ± 40 Hz y véase G.338 [d)], b) 1)	4287 kHz ± 49,2 Hz para los sistemas con tubos de vacío [G.339 [d)], b) 1)] 12 435 kHz ± 124,3 Hz para los sistemas transistorizados (G.332, § 2.1)	4287 kHz ± 42,9 Hz 12 435 kHz ± 124,3 Hz 22 372 kHz ± 223,7 Hz 40 920 kHz ± 409,2 Hz (G.333, § 2.1)
– señales piloto auxiliares de regulación de línea	[G.337 [d)], A b)]	[G.338 [d)], b) 1)]	308 kHz ± 3 Hz y 12 435 kHz ± 124,3 Hz para los sistemas con tubos de vacío [G.339, [d)] b) 1)] 308 kHz ± 3 Hz y 4287 kHz ± 42,9 Hz para los sistemas transistorizados [(G.332, § 2.1)]	
Señales piloto de comparación de frecuencias				
– nacional	como (2)	60 ó 308 kHz, 1800 kHz [b)] [G.338 [d)], b) 2)]	300 ó 308 kHz (G.332, § 2.2)	
– internacional	como (2)	1800 kHz [G.338 [d)], b) 2)]	308 y 1800 kHz 300 kHz [b)], 808 kHz [b)] y 1552 kHz [b)] (G.332, § 2.2)	4200 ó 8316 kHz (G.333, § 2.2)
Frecuencias de las señales adicionales de medida	[G.337 [d)], A c)]	[G.338 [d)], b) 4)]	(G.332, § 2.3) y [G.339 [d)], b) 3)]	(G.333, § 2.3)
Nivel de las señales piloto de regulación de línea y de las señales adicionales de medida				
– valor de ajuste	como (2)	– 10 dBm0 ± 0,5 dB [G.338 [d)], b)] – 1,2 Nm0 para ciertos sistemas [G.338 [d)], b)]	– 10 dBm0 ± 0,5 dB [G.332, b) 1] – 1,2 Nm0 para el sistema con tubos de vacío [G.339 [d)], b)]	como (2)
– error en el nivel de transmisión	como (3)	como (3)	± 0,1 dB (G.332, § 2.1)	como (3)
– variación en el tiempo	como (3)	como (3)	± 0,3 dB (G.332, § 2.1)	como (3)

	Sistemas de			
	2,6 MHz [a] (1)	4 MHz (2)	12 MHz (3)	60 MHz (4)
Adaptación entre repetidores y línea en telefonía (N definida en G.332, § 3)	$N \geqslant 40$ dB para $f < 300$ kHz [G.338 [d], e)] $N \geqslant 45$ dB para $f > 300$ kHz [G.338 [d], e)]		$N \geqslant 48$ dB para $300 \leqslant f \leqslant 5564$ kHz [sistemas con tubos de vacío G.339 [d], e)] $N \geqslant 48$ dB para $f = 300$ kHz y $N \geqslant 55$ dB para $f \geqslant 800$ kHz (sistemas transistorizados,G.332, § 5)	$N = 65$ dB [c] (G.333, § 5)
Niveles relativos e interconexión			[G.332, f)] y [G.339 [d], f)]	(G.333, § 6)

[a] El empleo del sistema de 6 MHz para la telefonía se especifica de otro modo (véase la División B de la Recomendación G.337 [d]).

[b] Empleado solamente previo acuerdo entre las Administraciones.

[c] El valor de 65 dB es aplicable para transmisión telefónica.

[d] Para el texto de las Recomendaciones G.337, G.338 y G.339 véase el Tomo III-1 del *Libro Naranja*, Ginebra, 1976.

CUADRO 7

Resumen de las características especificadas por el CCITT para los sistemas telefónicos de corrientes portadoras en pares coaxiales 1,2/4,4 mm

(Este cuadro, muy resumido, no constituye una Recomendación; consúltese el texto completo de las Recomendaciones)

	Sistemas de			
	1,3 MHz	4 MHz	6 MHz	12 MHz
Frecuencias en línea	Figura 1/G.341	Esquemas 1 y 2 de la figura 1/G.343	Esquemas 1, 2 y 3 de la figura 1/G.344	(G.345)
Frecuencias de las señales piloto				Las cláusulas de esta Recomendación son, provisionalmente, las que figuran en la Recomendación G.332 (véase el cuadro 6 anterior), excepción hecha de la adaptación
– señales piloto de regulación de línea	1364 kHz ± 13,6 Hz (G.341, § 2.1)	Véanse G.343, § 2.1 y para esquema 1 [G.338, b) [c] 1)]; para el esquema 2 (G.332, § 2.1)	308 kHz ± 3 Hz (G.344)	
– señales piloto auxiliares de regulación de línea	60 kHz ± 1 Hz o 308 kHz ± 3 Hz [G.341, § 2.1]	4287 kHz ± 42,8 Hz [a] (G.343, § 2.1)	4287 kHz ± 42,8 Hz [b] 6200 kHz ± 62 Hz (G.344, § 2.1)	
– señales piloto de comparación de frecuencias	60 kHz o 308 kHz (G.341, § 2.2)	Esquema 1 [G.338 [c], b) 2)] y esquema 2 (G.332, § 2.2)	Esquemas 1 y 2 [G.338 [c], b) 2)] esquema 3 (G.332, § 2.2)	
Frecuencias de las señales adicionales de medida	(G.341, § 2.3)	(G.343, § 2.3)	(G.344, § 2.3)	
Nivel de las señales piloto de regulación de línea y de las señales adicionales de medida				
– valor nominal	−10 dBm0 o −1,2 Nm0 para ciertos sistemas (G.341, § 2)	−10 dBm0 (G.343, § 2)	−10 dBm0 (G.344, § 2)	
– tolerancias		(G.343, § 2)	(G.344, § 2)	
Adaptación de impedancias entre repetidores y línea en telefonía	$N \geqslant$ 54 dB para una sección de amplificación de 6 km $N \geqslant$ 52 dB para una sección de amplificación de 8 km (G.341, § 5)	$N \geqslant$ 50 dB para f = 60 kHz $N \geqslant$ 57 dB para $f \geqslant$ 300 kHz (sección de amplificación de 4 km, G.343, § 5)	$N \geqslant$ 60 dB para $f \geqslant$ 300 kHz N = 50 dB para f = 60 kHz (sección de amplificación de 3 km, G.344, § 5)	N = 63 dB para una sección de amplificación de 2 km (G.345)
Niveles relativos e interconexión	(G.341, § 6)	−9 dBr a 4028 kHz o −8,5 dBr a 4287 kHz (G.343, § 6)	−17 dBr (G.344, § 5)	(G.332, § 6)

[a] Empleado solamente previo acuerdo entre las Administraciones.

[b] Empleado solamente previo acuerdo entre las Administraciones.

[c] Para el texto de esta Recomendación, véase el Tomo III-1 del *Libro Naranja*, Ginebra, 1976.

CUADRO 8

Resumen de las principales características especificadas por el CCITT para los circuitos internacionales para transmisiones radiofónicas

(Este cuadro, muy resumido, no constituye una Recomendación; consúltese el texto completo de las Recomendaciones)

	Tipo de circuito [a, b]			
	15 Hz [c), d)]	10 kHz [g)]	5 kHz [h)]	7 kHz
Banda de frecuencias efectivamente transmitidas por el enlace completo (kHz) Atenuación suplementaria a estas frecuencias límites	0,04 a 15 1,5 dB a 0,04 kHz 3 dB a 15 kHz (J.21) [d)]	0,05 a 10 4,3 dB J.22,	0,07 a 5 3 dB J.23	0,05 a 7 3 dB J.23
Distorsión de atenuación en función de la frecuencia	± 0,5 dB; 0,125 a 10 kHz (J.21, A.3.1.1)			
Retardo de grupo a la frecuencia f (τf) con relación al retardo de grupo mínimo	15 kHz ⩽ 12 ms 14 kHz ⩽ 8 ms 0,075 kHz ⩽ 24 ms 0,04 kHz ⩽ 55 ms (J.21)	10 000 Hz ⩽ 8 ms 1 000 Hz ⩽ 20 ms 50 Hz ⩽ 80 ms (J.22, A.3.2)	0,07 kHz ⩽ 60 ms 5 kHz ⩽ 15 ms J.23	0,5 kHz ⩽ 80 ms 0,1 kHz ⩽ 20 ms 6,4 kHz ⩽ 5 ms 7 kHz ⩽ 10 ms J.23
Nivel máximo absoluto de tensión en el punto de nivel relativo cero	+9 dB (J.14) – Tensión de cresta 3,1 V (figura 3/J.13)			
Definición del punto de nivel relativo cero en un circuito de corrientes portadoras	Nivel que no ocasiona un aumento de la carga en relación a la de los canales telefónicos reemplazados (J.31, § 2)	Como para telefonía, con una aproximación de ± 3 (J.14)		
Nivel relativo nominal de tensión en el extremo del circuito (definido en J.13)	6 dB (J.14)			
Variación del nivel relativo en función del tiempo	⩽ ±0,5 dB (variación diaria) (J.21, A.2.3)	⩽ ±0,5 dB (variación diaria) (J.22, A.2.3)	⩽ ±0,5 dB (variación diaria) (J.23, A.2.3)	
Relación tele- o paradiafónica (diafonía inteligible)	0,04 kHz > 50 dB 0,5 kHz > 74 dB 5 kHz ⩾ 74 dB 15 kHz > 60 dB (J.21, A.3.1.8)	Entre dos circuitos radiofónicos o entre el circuito telefónico perturbador y el circuito radiofónico ⩽ 74 dB Entre el circuito radiofónico perturbador y el circuito telefónico: ⩾ 65 dB (J.22 y J.23 respectivamente) [e)]		

CUADRO 8 *(fin)*

	Tipo de circuito [a, b]			
	15 Hz [c), d)]	10 kHz [g)]	5 kHz [h)]	7 kHz
Ruido de circuito (comprendida la diafonía no lineal) [f)]	Nivel ⩽ −47 dBm0ps (nueva red de ponderación de conformidad con la Recomendación J.16)	Tensión sofométrica en el extremo del circuito: 1) de cable ⩽ 6,2 mV 2) de hilo desnudo ⩽ 15,6 mV		

a) Características aplicables a los circuitos ficticios de referencia, definidos en la Recomendación J.11.

b) Tipos de circuitos descritos en la Recomendación J.12.

c) Para las características suplementarias especificadas por el CCITT para los circuitos para transmisiones estereofónicas de 15 kHz (véase la Recomendación J.21).

d) Véase la Recomendación 505 del CCIR.

e) Hay que tomar precauciones particulares en lo que respecta a la diafonía entre los dos sentidos de transmisión (véanse las Recomendaciones J.18 y J.22).

f) Medidas para reducir los efectos del ruido en un enlace en grupo primario (véase la Recomendación J.17).

g) Véase la Recomendación 504 del CCIR.

h) Véase la Recomendación 503 del CCIR.

CUADRO 9

Resumen de las principales características de las señales analógicas en audiofrecuencia en terminales de equipos MIC

(Este cuadro, muy resumido, no constituye una Recomendación; consúltese el texto completo de las Recomendaciones)

Características analógicas medidas en los puertos de entrada y de salida [a), b)]	Señal de prueba			
	Señal	Gama de frecuencias	Nivel de potencia, x (dBm0)	
Distorsión de atenuación/frecuencia			Valor preferido: −10 otro posible: 0	Figura 1/G.712
Distorsión de retardo de envolvente			0	Figura 2/G.712
Ruido de canal en reposo: – ponderado – a una sola frecuencia – debido al equipo receptor				 −65 dBm0p −50 dBm0p −75 dBm0p
Frecuencia imagen	Sinusoidal	> 4 kHz	x	$< x - 25$ dBm0
Nivel de señales imagen fuera de banda	Sinusoidal	300 a 3400 Hz	0	< −25 dBm0
Productos de intermodulación: – $2f_1 - f_2$ – cualquier producto de intermodulación	 2 sinusoidales doble sinusoidal Sinusoidal	 f_1 y f_2 (Hz) 300 a 3400 Hz 50 Hz	 $-21 < x < -4$ −9 −23	 $< x - 35$ dBm0 < −49 dBm0
Variación de la ganancia: – con nivel de entrada (referencia = ganancia en el nivel de entrada de −10 dBm0) – con t_{me} (estabilidad)	 Ruido blanco Sinusoidal Sinusoidal	 700 a 1100 Hz 700 a 1100 Hz	 $-55 < x < -10$ $-10 < x < 3$ $-55 < x < 3$	 Figura 7*a*)/G.712 Figura 7*b*)/G.712 Figura 7*c*)/G.712 ±0,2 dB En 10 minutos ±0,5 dB En 1 año
Diafonía: – entre canales – entre los 2 sentidos de transmisión	 Sinuosidal Ruido blanco Sinusoidal	 700 a 1100 Hz 300 a 3400 Hz	 0 0	 < −65 dBm0 < −60 dBm0 > 60 dB
Distorsión	Ruido gaussiano Sinusoidal	 700 a 1100 Hz	$-55 < x < 3$ $-45 < x < 0$	Figura 5/G.712 Figura 6/G.712

a) Parámetros de los puertos de entreda y de salida:

- impedancia simétrica de 600 ohmios, puertos a cuatro hilos;
- pérdida de retorno superior a 20 dB en la gama de frecuencias 300-3400 Hz (Recomendación provisional).

b) Para su correcta aplicación a los equipos, véase el § 1 de la Recomendación G.712.

PARTE I

Recomendaciones G.100 a G.181

CARACTERÍSTICAS GENERALES DE LAS CONEXIONES Y CIRCUITOS TELEFÓNICOS INTERNACIONALES

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

SECCIÓN 1

CARACTERÍSTICAS GENERALES DE LAS CONEXIONES TELEFÓNICAS INTERNACIONALES Y DE LOS CIRCUITOS TELEFÓNICOS INTERNACIONALES

1.0 Consideraciones generales

Recomendación G.100

DEFINICIONES UTILIZADAS EN EL FASCÍCULO III.1

(*Melbourne, 1988*)

Introducción

Se ha visto que las definiciones que figuran a continuación son útiles para el estudio de las conexiones y los circuitos telefónicos.

Se hace referencia a las definiciones detalladas que figuran en la Recomendación G.102, pero no se las reproduce.

Las definiciones de términos especializados que no aparecen aquí pueden hallarse en:

- la Recomendación G.106, por lo que respecta a disponibilidad y fiabilidad;
- la Recomendación G.117 en lo referente a desequilibrios con respecto a tierra;
- el anexo A a la Recomendación G.111 en lo referente a la calidad de la transmisión vocal;
- el § 1.6 de este fascículo por lo que se refiere a los supresores de eco, compensadores de eco, compansores, etc.

1 Términos generales

1.1 **conexión ficticia de referencia (CFR)**

E: hypothetical reference connection (HRX)

F: communication fictive de reference

Conexión hipotética de estructura, longitud y características de funcionamiento definidas en una red de telecomunicaciones para la transmisión de señales analógicas o digitales (o mixtas), que se utiliza como modelo en los estudios que haya que realizar sobre el comportamiento global, lo que permite efectuar comparaciones con las normas y los objetivos.

1.2 **entrada/salida** (Recs. G.111, G.121, etc.)

E: input/output

F: entrée/sortie

Términos utilizados para indicar el sentido de transmisión en el interfaz de un elemento del equipo. Evitan la ambigüedad que producen los términos «transmisión/recepción» o «emisión/recepción».

1.3 **nivel relativo (en un punto de un circuito)**

E: relative level (at a point on a circuit)

F: niveau relatif (en un point d'un circuit)

La expresión 10 $\log_{10}$ (P/P_0) dBr, donde P representa la potencia de una señal de prueba sinusoidal de 1000 Hz en el punto considerado, y P_0 la potencia de dicha señal en el *punto de referencia para la transmisión.*

Nota – Esta calidad es independiente de P_0; es una ganancia compuesta (diferencia de niveles). Para más detalles, véase la Recomendación G.101, § 5.3.2.

1.4 **punto de referencia para la transmisión**

E: transmission reference point

F: point de référence pour la transmission

Punto ficticio en el extremo emisor, o próximo a él, de cada canal (antes del punto de conmutación virtual especificado por el CCITT), utilizado como «punto de nivel relativo 0» en el cálculo de los niveles relativos nominales.

1.5 **pérdida de retorno**

E: return loss

F: affaiblissement d'adaptation

Cantidad que caracteriza el grado de adaptación entre dos impedancias, Z_1 y Z_2. Viene dada por la expresión:

$$L_R = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 - Z_2} \right| \text{ dB.}$$

2 Objetivos de calidad de transmisión

2.1 **objetivo de calidad de funcionamiento**

E: performance objetive

F: objectif pour la qualité de fonctionnement

(Definido en la Recomendación G.102.)

2.2 **objetivo de diseño**

E: design objective

F: objectif pour les projets

(Definido en la Recomendación G.102.)

2.3 **objetivo de puesta en servicio inicial**

E: commissioning objective

F: objectif pour la mise en service

(Definido en la Recomendación G.102.)

2.4 **límites de mantenimiento**

E: limits for maintenance purposes (maintenance limits)

F: limites de maintenance

(Definido en la Recomendación G.102.)

3 Degradaciones de transmisión

3.1 distorsión por retardo de grupo

E: group-delay distortion

F: distorsion de temps de propagation de groupe

Diferencia entre el retardo de grupo a una frecuencia dada y el retardo de grupo mínimo en la banda de frecuencias de interés.

3.2 unidad de distorsión de cuantificación (udc)

E: quantizing distortion unit (qdu)

F: unité de distorsion de quantification (udq)

(Véase este concepto en la Recomendación G.113.)

4 Tiempo de propagación, eco y estabilidad

4.1 atenuación de equilibrado

E: balance return loss

F: affaiblissement d'equilibrage

En un equipo de terminación a cuatro hilos («híbrido»), la porción de la *atenuación en semibucle* que es atribuible al grado de adaptación entre la impedancia Z_2, conectada a los terminales de línea a dos hilos, y la impedancia de equilibrado, Z_B. Viene dada aproximadamente por la expresión:

$$L_{BR} = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_2 + Z_B}{Z_2 - Z_B} \right| \text{ dB}$$

Nota – En la mayoría de los casos, la expresión indicada es bastante precisa. Sin embargo, para algunas evaluaciones del caso más desfavorable debe utilizarse la expresión exacta. La expresión exacta es:

$$L_{BR} = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_0 + Z_B}{2Z_0} - \frac{Z_2 + Z_0}{Z_2 - Z_B} \right| \text{ dB}$$

donde Z_0 = impedancia de entrada a dos hilos. (Si $Z_0 = Z_B$, las dos expresiones son idénticas.)

4.2 eco

E: echo

F: écho

Señal no deseada retardada en tal medida que, por ejemplo en telefonía, se percibe como distinta de la señal deseada (es decir, de la señal transmitida directamente).

Nota 1 – Se hace una distinción entre el *eco para el hablante* y el *eco para el oyente.*

Nota 2 – Por lo general, un eco resulta considerablemente atenuado respecto a la señal deseada.

4.3 atenuación de equilibrado para el eco

E: echo balance return loss

F: affaiblissement d'equilibrage pour l'echo

Atenuación de equilibrado calculado con una ponderación de potencia $1/f$ a lo largo de la banda telefónica, conforme al § 4 de la Recomendación G.122.

4.4 dispositivo de control de eco

E: echo control device

F: dispositif de réduction de l'echo

Dispositivo actuado por la voz situado en la porción a cuatro hilos del circuito y utilizado para reducir el efecto de eco.

Nota – En la práctica, esta reducción se efectúa por substracción de un eco estimado del eco del circuito (es decir, compensándolo) o introduciendo atenuación en el trayecto de transmisión para suprimir el eco (supresión de eco).

4.5 **atenuación del eco, A_{ECO}**

E: echo loss, L_{ECHO}

F: affaiblissement d'echo, A_{ECHO}

Valor medio de la *atenuación en semibucle* calculado con ponderación de potencia $1/f$ a lo largo de la banda telefónica, confomre al § 4 de la Recomendación G.122

Nota 1 – Cuando existe un punto *t* (= punto a dos hilos), la atenuación del eco es aproximadamente igual a la suma de la atenuación de transmisión *a-t* y *t-b* y la *atenuación de equilibrado para el eco.* (En la Recomendación G.122 se muestran los puntos *a* y *b.*)

Nota 2 – Debe hacerse la distinción entre la atenuación para el eco de un determinado elemento de equipo y la de su sistema nacional (véase la nota 2 a la definición del § 4.11).

4.6 **índice de sonoridad del eco para el hablante (en una conexión internacional)**

E: talker echo loudness rating (of an international connection)

F: équivalent à la sonie pour l'écho pour une personne qui parle (d'une communication internationale)

Suma del índice de sonoridad en emisión, el índice de sonoridad en recepción del sistema nacional del hablante, dos veces la atenuación de la cadena internacional, y la *atenuación para el eco* (*a-b*) del sistema nacional del oyente, conforme se define en el extremo virtual. (En la Recomendación G.122 se muestran los puntos *a* y *b.*)

4.7 **eco para el oyente (eco en la recepción)**

E: listener echo (receive end echo)

F: écho à la réception

Eco producido por señales de doble reflexión, y que perturban al oyente o al equipo receptor de datos en banda vocal, etc.

Nota 1 – Algunas Administraciones prefieren el término «eco en la recepción».

Nota 2 – Con un retardo pequeño respecto a la señal deseada (menor de unos 3 ms), el eco para el oyente puede dar lugar, en telefonía, a *cavernosidad.* En la transmisión de señales de datos en banda vocal, el eco para el oyente puede dar lugar a errores de bit y, en todo caso, reduce el margen contra otras perturbaciones.

4.8 **atenuación del eco para el oyente (atenuación de eco en la recepción)**

E: listener echo loss (receive echo loss)

F: affaiblissement de l'écho à la réception

Grado de atenuación de la señal de doble reflexión respecto a la señal deseada. En términos de la atenuación absoluta de ambas señales, la atenuación del eco para el oyente es (véase la figura 1/G.100): $LE = L_2 - L_1$.

Nota – A efectos prácticos, la atenuación del eco para el oyente es igual a la *atenuación del bucle abierto* (si esta última excede de 8 dB). La atenuación del eco para el oyente caracteriza el grado de perturbación por *cavernosidad,* así como el efecto perturbador en los receptores de los módems de datos en banda vocal.

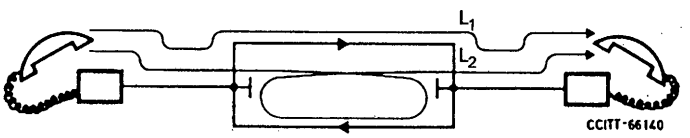


FIGURA 1/G.100

4.9 **cavernosidad**

E: hollowness

F: son caverneux

Distorsión en telefonía causada por señales de doble reflexión y percibida subjetivamente como un «sonido cavernoso», es decir como si el orador hablase al interior de un recipiente vacío.

Nota – La cavernosidad es distinta del *eco para el oyente.*

4.10 **atenuación en bucle abierto (ABA)**

E: open-loop loss (OLL)

F: affaiblissement en boucle ouverte

En un bucle formado por un circuito a cuatro hilos (o una conexión en cascada de dos o más circuitos a cuatro hilos) y terminado por extremos a dos hilos (es decir, que tiene «equipos de terminación a cuatro hilos», o híbridos, en ambos extremos), la atenuación medida abriendo el bucle en algún punto, inyectando una señal y midiendo la atenuación que experimenta ésta al atravesar el bucle abierto. Deben matenerse todas las condiciones de impedancia mientras se realiza la medición. Véase la figura 2/G.100.

Nota 1 – En la práctica, la ABA es igual a la atenuación del eco para el oyente.

Nota 2 – La ABA también es igual a la suma de las dos *atenuaciones en semibucle* asociadas al bucle.

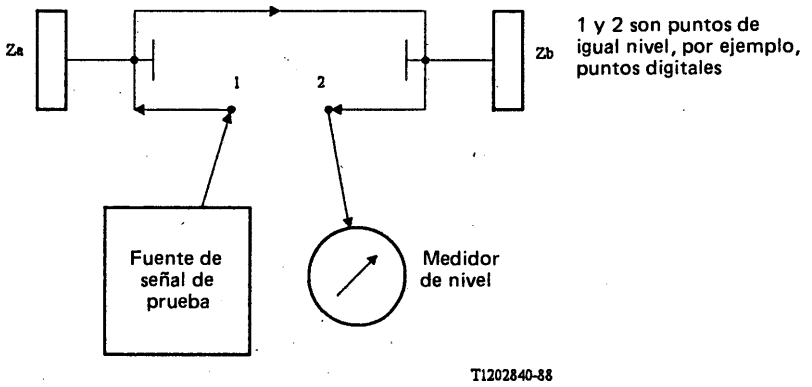


FIGURA 2/G.100

4.11 **atenuación del trayecto a-t-b; atenuación en semibucle**

E: path a-t-b (transmission loss of . . .); semi-loop loss

F: affaiblissement du trajet a-t-b; affaiblissement en demi-boucle

La atenuación de transmisión entre los puntos «a» y «b» de la terminación a cuatro hilos (tal como se define en los puntos de conmutación virtual) con independencia de que exista o no un punto físico «t».

4.11.1 *Alternativa posible a la definición del § 4.11*

atenuación en semibucle

E: semi-loop loss

F: affaiblissement en demi-boucle

En una disposición que comprende un circuito a cuatro hilos (o una conexión en cascada de varios circuitos a cuatro hilos) con un acoplamiento no deseado entre los sentidos de ida y de vuelta en los extremos del circuito – normalmente a través de un equipo de terminación a cuatro hilos, o por acoplamiento acústico – la atenuación medida entre la entrada y la salida. Véase la figura 3/G.100.

Nota 1 – La atenuación en semibucle es un magnitud importante para determinar la *atenuación de equilibrado para el eco*, la *atenuación para el eco*, la *atenuación del eco para el oyente*, etc. (véase también *atenuación en bucle abierto*).

Nota 2 – Debe distinguirse entre la atenuación en semibucle de un elemento de equipo determinado y la atenuación en semibucle de un sistema nacional. Esta última se mide en los puntos de igual nivel de un CCI que actúa como central nacional cabeza de línea.

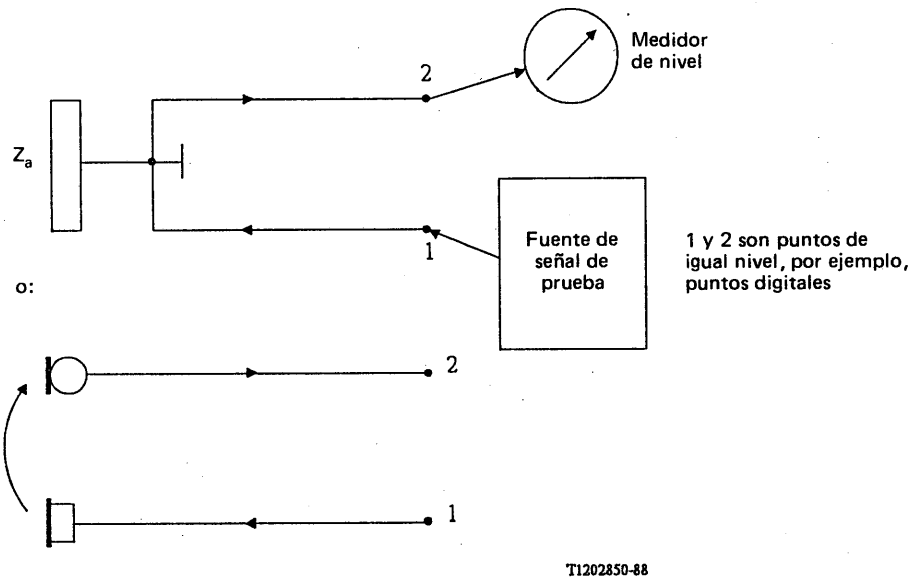


FIGURA 3/G.100

4.12 **atenuación para la estabilidad**

E: stability loss

F: affaiblissement pour la stabilité

El menor de los valores de la atenuación en simibucle en la banda de frecuencias considerada.

4.13 **eco para el hablante**

E: talker echo

F: écho pour la personne qui parle

Eco producido por reflexión próxima el extremo del oyente de una conexión, y que afecta al hablante.

4.14 **atenuación de equilibrado en posición de medida (AEPM)**

E: test balance return loss (TBRL)

F: affaiblissement d'equilibrage en position de mesure

La *atenuación de equilibrado* media con una impedancia de prueba (es decir, en este caso la impedancia Z_2 – véase la definición de *atenuación de equilibrado* – es una impedancia de prueba especificada).

Nota – La AEPM caracteriza la precisión de la red de equilibrado.

4.15 **tiempo medio de propagación en un sentido**

E: mean one-way propagation time

F: temps de propagation moyen dans un sens

En una conexión, la media de los tiempos de propagación en los dos sentidos de transmisión.

Nota – La utilización de este concepto se explica en la Recomendación G.114.

5 Equipo

5.1 **atenuadores R o T (en la prolongación telefónica)**

E: R or T pads (in the telephone extension)

F: compléments de ligne R ou T (dans un système national)

Los atenuadores R o T representan la atenuación de transmisión entre los puntos 0 dBr en el codec digital/analógico y el extremo a dos hilos de la unidad de terminación dos hilos/cuatro hilos, o la misma en el sentido opuesto, respectivamente.

Nota – La atenuación de transmisión introducida por la combinación de los atenuadores R y T es motivo de Recomendaciones del CCITT.

Recomendación G.101

PLAN DE TRANSMISIÓN[1)]

(Ginebra, 1964; modificada en Mar del Plata, 1968; Ginebra, 1972, 1976 y 1980 y Málaga-Torremolinos, 1984)

1 Principios

El plan de transmisión del CCITT se ha establecido en 1964 con objeto de obtener, en el servicio internacional, las ventajas que ofrece la utilización de la conmutación a cuatro hilos. Este plan es objeto de las Recomendaciones contenidas en la presente sección 1 de las Recomendaciones de la serie G. No obstante, se considerarán cumplidas las Recomendaciones de este plan cuando, utilizando medios técnicos distintos de los que a continuación se describen, se obtenga en la central internacional una calidad de transmisión equivalente.

En las Recomendaciones G.121 y G.122 se indican las condiciones que debe reunir una red nacional para que pueda ponerse en vigor este plan de transmisión.

Nota 1 – Desde el punto de vista del plan de transmisión, no se hace distinción alguna entre los circuitos intercontinentales y los demás circuitos internacionales.

Nota 2 – Los circuitos fronterizos no se incluyen en este plan y deben ser objeto de acuerdos entre las Administraciones interesadas.

Nota 3 – El apéndice a la sección 1 de las Recomendaciones de la serie G contiene la justificación de los valores del equivalente de referencia corregido (ERC) que figuran en las Recomendaciones G.111 y G.121.

2 Definición de las partes constitutivas de una conexión

2.1 *Cadena internacional de circuitos y sistemas nacionales*

Una **conexión telefónica internacional** completa se compone de tres partes (véase la figura 1/G.101). La división entre estas partes viene determinada por los *extremos virtuales analógicos* en los centros de conmutación internacionales (CCI) de origen/terminación. Estos son puntos teóricos con niveles relativos especificados (véanse la figura 2/G.101 y los § 5.1 y 5.2 de esta Recomendación).

[1)] Esta Recomendación se reproduce parcialmente en la Recomendación Q.40 [1].

Las tres partes de la conexión son:

- Dos sistemas nacionales, uno en cada extremo. Estos sistemas pueden comprender uno o más circuitos interurbanos nacionales a cuatro hilos, conectados entre sí a cuatro hilos, así como circuitos conectados a dos hilos hasta las centrales locales y los aparatos telefónicos de abonado con sus líneas de abonado.
- Una cadena internacional compuesta de uno o más circuitos internacionales a cuatro hilos. Estos circuitos están conectados entre sí a cuatro hilos en los centros que atienden el tráfico en tránsito, y están asimismo conectados a cuatro hilos a los sistemas nacionales en los centros internacionales.

Un circuito internacional a cuatro hilos está delimitado por sus extremos virtuales analógicos en un centro de conmutación internacional.

Nota 1 – En principio la elección de los valores de los niveles relativos en los extremos virtuales analógicos en el lado de un sistema nacional es una cuestión de incumbencia nacional. En la práctica, varios países han elegido el valor de –3,5 dBr para la recepción así como para la emisión. Estos valores son teóricos y no tienen que existir por fuerza en ningún elemento específico del equipo; sin embargo, sirven para determinar los niveles relativos en otros puntos de la red nacional. Si por ejemplo, la atenuación «*t-b*» o «*a-t*» es de 3,5 dB (como sucede en varios países, véase el cuadro A-1/G.121), se deduce que los niveles relativos en el punto *t* son de 0 dBr (entrada) y de –7 dBr (salida).

Nota 2 – Los extremos virtuales analógicos de un circuito pueden diferir de los puntos en que el circuito termina físicamente en un equipo de conmutación. Estos últimos puntos se llaman terminales de circuito: su posición exacta la determina en cada caso la Administración interesada.

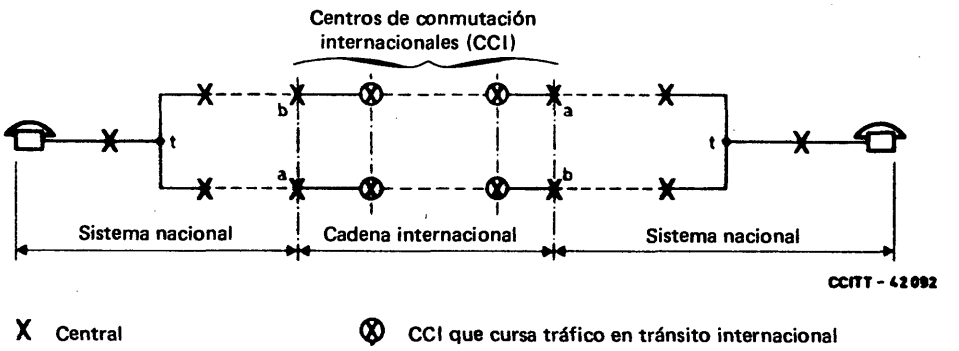


FIGURA 1/G.101

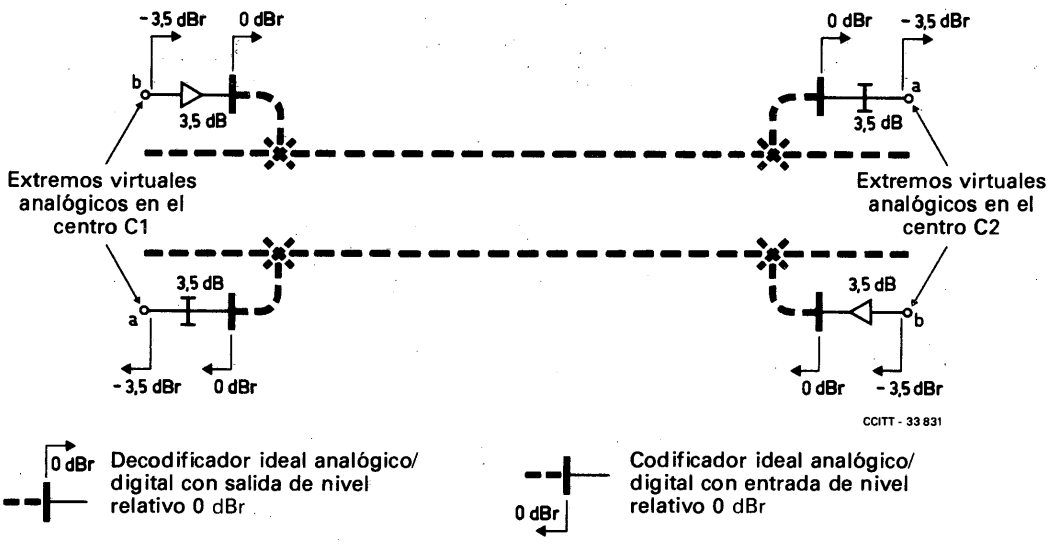
Definición de las partes constitutivas de una conexión internacional

2.2 *Circuitos nacionales de prolongación; cadena a cuatro hilos*

Se considera que un país es de «extensión media» cuando la distancia máxima entre una central internacional y un abonado que pueda obtenerse desde dicha central no excede de unos 1000 km o excepcionalmente, de 1500 km. En estos países, en la mayoría de los casos, se interconectan a cuatro hilos, entre sí y con los circuitos internacionales, tres circuitos nacionales a cuatro hilos como máximo. Estos circuitos deben satisfacer las Recomendaciones de la subsección 1.2.

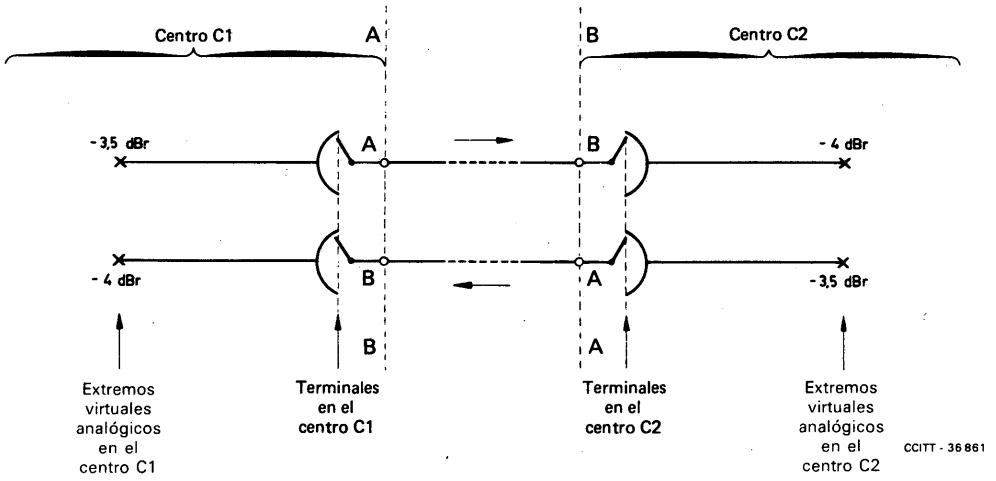
En un país de gran extensión, puede introducirse en la cadena a cuatro hilos un cuarto y, eventualmente, un quinto circuito nacional, a condición de que tenga el valor de atenuación nominal y las características recomendadas para los circuitos internacionales utilizados en una cadena a cuatro hilos (véanse el § 1 de la Recomendación G.141, el § 4 de esta Recomendación y las Recomendaciones de la subsección 1.5).

Nota – Se llama en forma abreviada **cadena a cuatro hilos** (véase la figura 3/G.101) a la cadena constituida por la cadena internacional y los circuitos nacionales de prolongación a ella conectados, por conmutación a cuatro hilos o por un procedimiento equivalente (en el sentido del § 1 de la presente Recomendación).



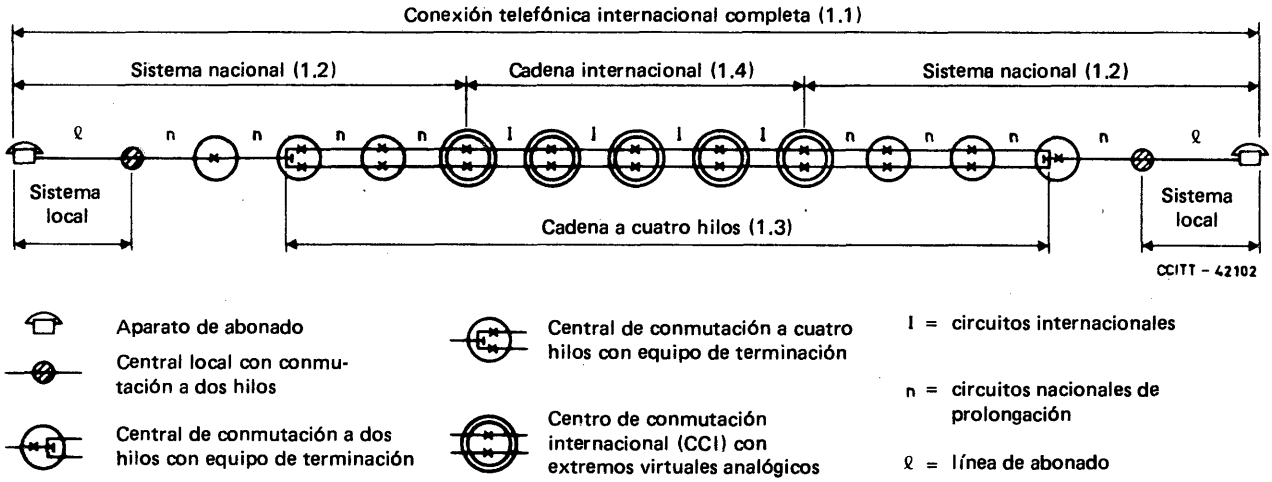
Nota — Se supone que la relación entre las señales analógicas y digitales (y viceversa) en los codificadores y decodificadores ideales se ajusta exactamente a los cuadros de la Recomendación G.711 [2] que definen las leyes de codificación A y μ.

a) *Definición de los extremos virtuales analógicos para un circuito internacional entre centros internacionales digitales*



b) *Definición de los extremos virtuales analógicos para un circuito internacional analógico entre centros internacionales analógicos*

FIGURA 2/G.101
Definiciones relativas a los circuitos internacionales



Nota – Las disposiciones indicadas para sistemas nacionales sólo constituyen ejemplos. Los números entre paréntesis indican la subsección de la sección (fascículo III.1) en que pueden hallarse Recomendaciones relativas a cada parte de la comunicación. Además, cada uno de los circuitos que forman parte de esta cadena deben ajustarse a las Recomendaciones de la subsección 1.5.

FIGURA 3/G.101

Conexión internacional ilustrativa de la terminología adoptada

3 Número de circuitos en una conexión

3.1 *Circuitos nacionales*

Parece razonable suponer que, en la mayor parte de los países, toda *central local* podrá enlazarse a la red internacional mediante una cadena de cuatro circuitos nacionales o menos. En ciertos países, pueden ser necesarios cinco circuitos nacionales, pero es poco probable que un país cualquiera pueda necesitar más de cinco circuitos. El CCITT ha llegado, pues, a la conclusión de que cuatro circuitos nacionales corresponden al número representativo que conviene suponer para la inmensa mayoría de las conexiones internacionales.

En la mayoría de las redes nacionales modernas, los cuatro circuitos comprenderán muy probablemente tres circuitos a cuatro hilos con amplificación (normalmente establecidos en sistemas de portadoras MDF) y un circuito a dos hilos, probablemente sin amplificación. Pero son cada vez más frecuentes los casos en que las centrales locales se alcanzan por medio de cuatro circuitos con amplificación, uno de los cuales, por lo menos, suele ser un circuito MIC; todos estos circuitos pueden ser a cuatro hilos.

3.2 *Circuitos internacionales*

De acuerdo con el Plan de encaminamiento telefónico internacional (Recomendación E.171), el número de circuitos internacionales está limitado a cuatro.

3.3 *Conexiones ficticias de referencia*

Véase la Recomendación G.103.

3.4 En los cuadros 1/G.101, 2/G.101 y 3/G.101 se indican las frecuencias relativas y acumuladas, expresadas como porcentaje, del número de circuitos que se encuentran en una conexión internacional, calculadas partiendo de un estudio que comprendió unos 270 millones de conexiones telefónicas internacionales en 1973. Estos cuadros tienen en cuenta la ponderación del tráfico.

CUADRO 1/G.101

Frecuencias relativas del número de circuitos en las dos prolongaciones nacionales y en la cadena internacional (expresadas como porcentajes)

Número de circuitos	Origen CL-CT3	Internacional CT3-CT3′	Destino CT3′-CL′
1	33,8	95,1	32,9
2	38,9	4,5	39,5
3	20,2	0,3	20,4
4	6,0	–	6,1
5	1,0	–	1,0

Nota – Las frecuencias relativas de las conexiones con 6 y 7 circuitos en el sistema nacional de origen son 0,005% y 0,0005% respectivamente. Las frecuencias relativas de las conexiones con 4, 5 y 6 circuitos internacionales son 0,03%, 0,00007% y 0,00009% respectivamente.

El número medio y el número modal de circuitos nacionales son iguales a 2. Esto se aplica tanto a la prolongación nacional de origen como a la de destino.El número medio de circuitos internacionales es 1,1 y el número modal es 1.

CUADRO 2/G.101

Frecuencias relativas y acumuladas del número total de circuitos entre centrales locales (expresadas como porcentajes)

Número de circuitos CL a CL′	Frecuencia relativa (%)	Frecuencia acumulada (%)
3	10,61	10,61
4	25,44	36,05
5	28,77	64,82
6	20,39	85,20
7	10,08	95,29
8	3,60	98,89
9	0,93	99,81
10	0,17	99,98
11	0,02	100,00

Nota – Las frecuencias relativas de las conexiones con 12, 13 y 14 circuitos son 0,0012%, 0,000088% y 0,0000049% respectivamente. El valor medio es igual a 5,1 y el valor modal es igual a 5.

4 Incorporación de procesos digitales no integrados

4.1 *Consideraciones generales*

La red telefónica mundial está experimentando actualmente una transición de lo que constituye predominantemente una explotación analógica a una explotación mixta analógico/digital. Es posible prever que, a largo plazo, continuará la transición hacia una explotación predominantemente digital.

La figura 4/G.101 tiene por objeto ilustrar la forma en que pueden tener lugar, en la red internacional, procesos analógico/digitales MIC no integrados; se representa una posible etapa en el desarrollo de una red nacional, en la evolución desde una fase totalmente analógica a una fase totalmente digital. Como se indica, podrían surgir en el país subredes en las cuales los sistemas de transmisión y las centrales telefónicas fueran totalmente digitales y estuviesen completamente integrados. Estas subredes (denominadas por algunos «células digitales») requerirán procesos de conversión analógico/digital para su interconexión con el resto de la red. Además, en algunos países pueden proporcionarse algunos enlaces y circuitos interurbanos de enlace mediante sistemas MIC de 7 bits que darán servicio a centrales analógicas. A la inversa, algunas centrales digitales pueden tener que conmutar circuitos analógicos. Se ha previsto también la utilización de cuadros de conmutación manual, centralitas privadas y sistemas múltiplex de abonado que empleen técnicas digitales MIC. Naturalmente, cualquiera de los circuitos a que se hace referencia como MIC de 7 bits pudiera ser un circuito analógico, o MIC de 8 bits; el caso ilustrado es uno de los más desfavorables.

CUADRO 3/G.101

Frecuencias relativas y acumuladas del número de circuitos en la cadena a cuatro hilos (expresadas como porcentajes)

Número de circuitos en la cadena a cuatro hilos	Frecuencia relativa (%)	Frecuencia acumulada (%)
1	2,65	2,65
2	14,16	16,81
3	27,49	44,30
4	26,43	70,73
5	17,28	88,01
6	8,33	96,34
7	2,83	99,18
8	0,70	99,88
9	0,11	99,99
10	0,0065	100,00

Nota – Se estima que las frecuencias relativas de las cadenas a cuatro hilos que comprenden 11 y 12 circuitos son de 0,000475% y 0,0000322% respectivamente. El valor medio es igual a 3,8 y el valor modal es igual a 4.

Notas a los cuadros 1/G.101, 2/G.101 y 3/G.101

1 – La información básica, presentada en el cuadro 1/G.101, se deriva del análisis de los detalles de encaminamiento de unos 270 millones de conexiones telefónicas en 1973, realizado bajo los auspicios de la Comisión de Estudio XIII del CCITT con la participación de 23 países. CL significa «central local».

2 – El cuadro 2/G.101 se deriva del cuadro 1/G.101, en el supuesto de que las tres distribuciones del cuadro 1/G.101 no estén correlacionadas.

3 – El cuadro 3/G.101 se ha derivado del cuadro 1/G.101, sobre la base de las siguientes hipótesis:

- De todo el tráfico internacional cursado por centros primarios, el 30% se origina (o termina) en centrales locales situadas en el mismo lugar que el centro primario. El 70% restante comprende un circuito interurbano de enlace entre la central local y el centro primario.
- En el caso de los encaminamientos por un circuito nacional, se supone que el 50% de dichos circuitos son a cuatro hilos y se conmutan a cuatro hilos en el CT3 y que por consiguiente están incluidos en la cadena a cuatro hilos. Se sopone que el otro 50% de los circuitos se conmutan a dos hilos en el CT3 y que por consiguiente no forman parte de la cadena a cuatro hilos. Se supone que ello es así para ambas prolongaciones nacionales, independientemente.
- Todo encaminamiento nacional que comprenda de cinco a siete circuitos nacionales incluirá un circuito interurbano de enlace con conmutación a dos hilos.
- En todos los demás encaminamientos (esto es, los que comprenden de los a cuatro circuitos nacionales), la relación entre los que comprenden circuitos interurbanos de enlace con conmutación a dos hilos y los que no comprenden tales circuitos es de 7 a 3.
- Los encaminamientos en los dos países no están correlacionados.

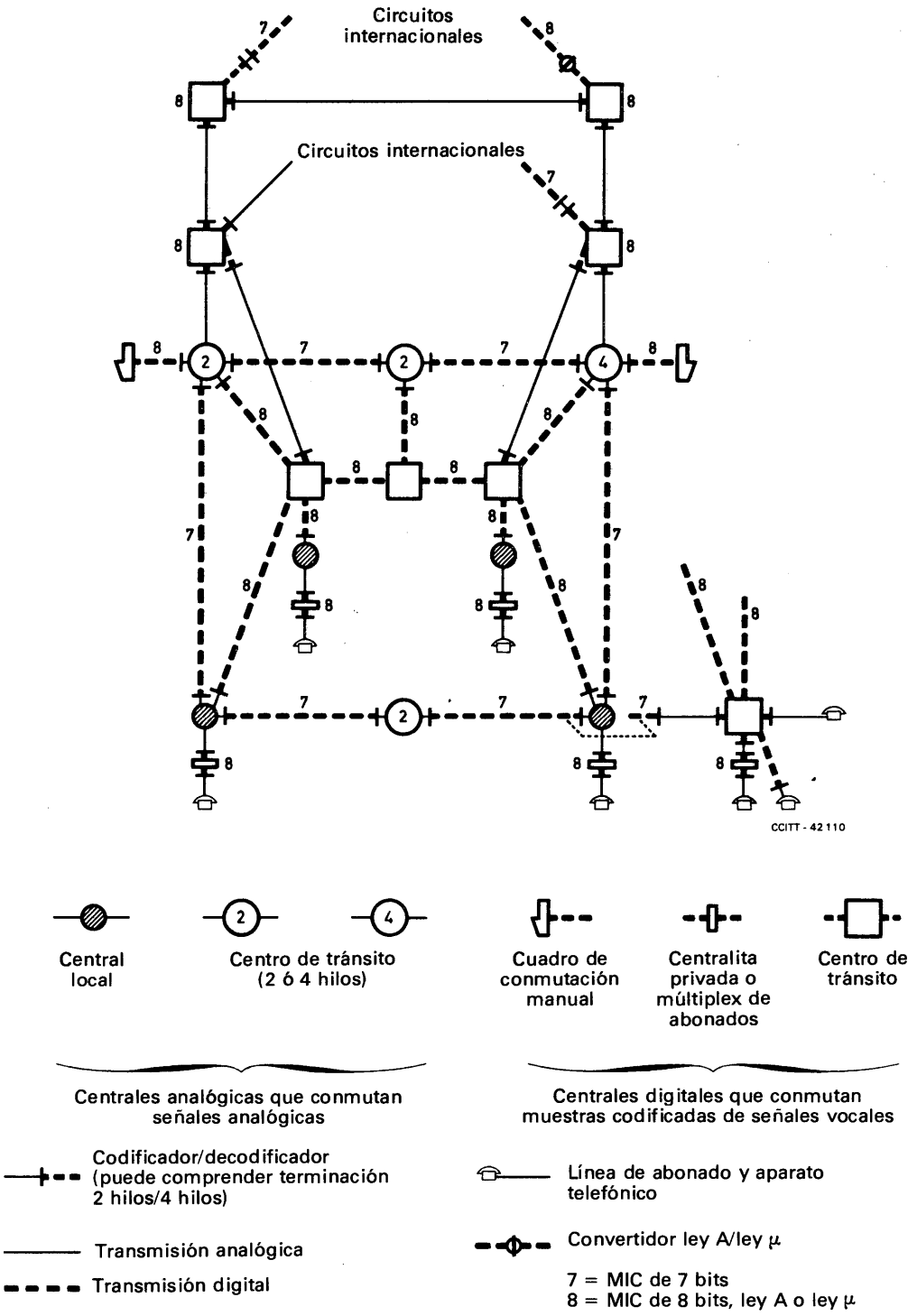


FIGURA 4/G.101

Posible fase intermedia en el desarrollo de una red nacional

En cuanto al MIC de 7 bits debe señalarse que estos sistemas no están recomendados por el CCITT. Los únicos procesos de conversión analógico/digital (A/D) recomendados para servicios telefónicos son procesos MIC de 8 bits (referencia: Recomendación G.711 [2]). Hay en funcionamiento, en algunos países, sistemas MIC de 7 bits que han sido diseñados e instalados con anterioridad a la publicación de la Recomendación G.711 y, por ser sistemas existentes, deben tomarse en consideración pese al hecho de tener carácter provisional pues probablemente se retirarán del servicio tan pronto como termine su utilidad práctica.

En vista de lo expresado, las conexiones telefónicas internacionales pueden comprender, durante cierto tiempo, un enlace interurbano MIC de 7 bits o, excepcionalmente, dos circuitos MIC de 7 bits. Además, podrá incluir circuitos internacionales por satélite que empleen la codificación MIC de 7 bits así como procesos de conversión ley A/ley μ y atenuadores digitales.

Se espera que el periodo mixto analógico/digital dure un número considerable de años. En consecuencia, será necesario garantizar que la calidad de transmisión en ese periodo se mantendrá a un nivel satisfactorio.

4.2 *Tipos de circuitos telefónicos*

En el periodo mixto analógico/digital, los circuitos internacionales podrían, en principio, ser de los tipos indicados en la figura 5/G.101. En todos los casos, los extremos virtuales analógicos están identificados (conceptualmente), y especificados los niveles relativos en los mismos.

Aunque los tipos de circuitos ilustrados en la figura 5/G.101 están clasificados como circuitos internacionales, las configuraciones indicadas podrían presentarse también en redes telefónicas nacionales. Sin embargo, en las redes nacionales, los niveles relativos en los extremos virtuales analógicos de los circuitos podrían ser diferentes de los indicados para los circuitos internacionales.

El circuito de tipo 1 de la figura 5a)/G.101 representa el caso en que se utiliza la transmisión digital a lo largo de todo el circuito y la conmutación digital en ambos extremos. Estos circuitos pueden explotarse generalmente con una pérdida de transmisión nominal de 0 dB, como se indica, por permitirlo así sus propiedades de transmisión (a saber, variaciones relativamente pequeñas de la pérdida en función del tiempo).

El circuito de tipo 2 de la figura 5b)/G.101 representa el caso en que el trayecto de transmisión está establecido por un canal de transmisión digital en cascada con un canal de transmisión analógica. Se utiliza la conmutación digital en el extremo digital y la conmutación analógica en el extremo analógico.

En algunos casos sería posible explotar circuitos del tipo 2 con una atenuación nominal de 0 dB en cada sentido de transmisión, por ejemplo, cuando la parte analógica pudiera dotarse de medios que aseguraran la necesaria estabilidad de ganancia y cuando la distorsión de atenuación permitiera tal funcionamiento.

El circuito de tipo 3 de la figura 5c)/G.101 representa el caso en que el trayecto de transmisión se establece mediante una configuración en cascada constituida por los canales digital/analógico/digital representados. Se supone la utilización de la conmutación digital en ambos extremos.

El circuito de tipo 4 de la figura 5d)/G.101 ilustra el caso que el trayecto de transmisión está establecido por una configuración en cascada constituida por los canales analógico/digital/analógico representados. Se supone la utilización de la conmutación analógica en ambos extremos.

El circuito de tipo 5 de la figura 5e)/G.101 ilustra el caso en que se utiliza la transmisión analógica a lo largo de todo el circuito y la conmutación analógica en ambos extremos.

Los circuitos internacional de este tipo se explotan generalmente con una atenuación L de valor nominal 0,5 dB entre los extremos virtuales analógicos.

Nota – Observaciones generales sobre la distribución de atenuaciones en circuitos mixtos analógicos/digitales

En circuitos de los tipos 2, 3, y 4, los atenuadores que se necesitan para controlar toda posible variación en las secciones de circuitos analógicos (como consecuencia de variaciones de la atenuación en función del tiempo, o debidas a la distorsión de atenuación) se indican como si fuesen simétricas en ambos sentidos de transmisión. Sin embargo, en la práctica estas configuraciones pueden requerir niveles no normalizados en las fronteras entre secciones de circuito. Se aconseja a las Administraciones que si prefieren adoptar una configuración asimétrica, por ejemplo, insertando en un solo extremo de un circuito (o sección de circuito) toda la atenuación que debe introducirse en el sentido de recepción, no habría inconveniente alguno para ello desde el punto de vista del plan de transmisión a condición de que la atenuación fuera pequeña, por ejemplo, de un valor total no superior a 1 dB.

La pequeña cantidad de asimetría que se produce en la parte internacional de la conexión será aceptable si se tiene en cuenta el escaso número de circuitos internacionales que forman parte de la mayoría de las conexiones reales.

En lo que respecta a los circuitos nacionales, las Administraciones pueden adoptar las disposiciones que deseen siempre que se satisfagan las condiciones estipuladas en la Recomendación G.121, § 2.2.

En algunos casos pueden utilizarse transmultiplexores; en tales circunstancias, los circuitos pudieran no estar disponibles en audiofrecuencia en el punto señalado con un símbolo de atenuador en la figura 5/G.101. Cuando las posibles variaciones de las partes analógicas exijan una atenuación adicional, las Administraciones deberán decidir bilateralmente la manera precisa de introducirla en los circuitos.

4.3 *Número de procesos digitales MIC no integrados*

Restricciones debidas a degradaciones de la transmisión

En el periodo mixto analógico/digital pudiera ser necesario incluir, en las conexiones telefónicas internacionales, un número considerable de procesos digitales no integrados. Para asegurarse de que los factores de degradación de la transmisión resultantes (distorsiones de cuantificación, de atenuación y por retardo de grupo) introducidos por estos procesos no se acumulan hasta el punto de degradar apreciablemente la calidad global de transmisión, se recomienda seguir la regla de planificación indicada en el § 3 de la Recomendación G.113. Esta regla tiene por objeto limitar el número de procesos digitales no integrados tanto en las partes nacionales como en la parte internacional de las conexiones telefónicas.

En el caso de conexiones totalmente digitales, los factores de degradación de la transmisión pueden acumularse también como consecuencia de la incorporación de procesos digitales (por ejemplo, atenuadores digitales). Las cuestiones relativas a la acumulación de estos factores de degradación en una conexión totalmente digital se tratan también en el § 3 de la Recomendación G.113.

4.4 *Transmisión de datos analógicos y digitales*

En el periodo mixto analógico/digital, la presencia, en las conexiones telefónicas, de convertidores analógico/digital, convertidores de ley de codificación, atenuadores digitales, u otros tipos de procesos digitales, no impediría la transmisión de datos analógicos. Sin embargo, en conexiones totalmente digitales los datos de tipo digital podrían ser afectados adversamente por dispositivos tales como los convertidores de ley de codificación y los atenuadores digitales, pues estos dispositivos implican procesos de registro de señales. En consecuencia, para la transmisión de datos digitales deben tomarse disposiciones encaminadas a desconectar, o contornar, todo dispositivo cuyo funcionamiento entrañe la recodificación de señales de datos digitales.

4.5 *Principio general*

Se reconoce que en el periodo mixto analógico/digital podría tener lugar, en la red telefónica mundial, un número considerable de procesos digitales no integrados. Por tal motivo es importante que la incorporación de estos procesos se efectúe de tal manera que, cuando pueda procederse a la integración de funciones, no queden, en la red exclusivamente digital, elementos innecesarios de equipos.

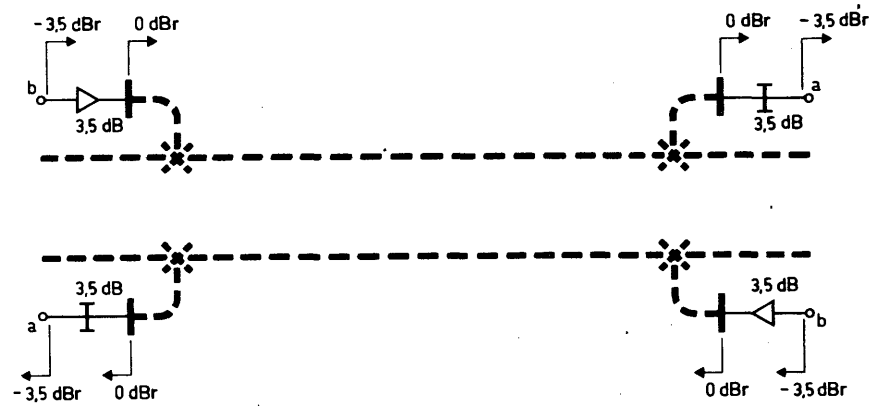
5 Convenios y definiciones

5.1 *Extremos virtuales analógicos*

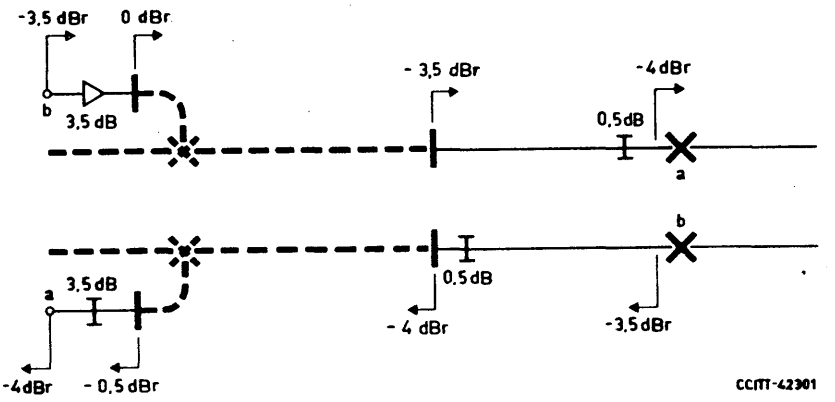
El concepto de «extremos virtuales» ha sido útil para los estudios de transmisión en conexiones totalmente analógicas. Por ejemplo, estos puntos se han utilizado para definir la frontera entre circuitos internacionales, así como entre circuitos internacionales y prolongaciones nacionales. Los «extremos virtuales» constituyen también ubicaciones convenientes, a los cuales pueden referirse ciertos parámetros de transmisión.

La incorporación de procesos de codificación digital en la red telefónica mundial hace que no sea ya posible, en todos los casos, determinar puntos teóricos que correspondan a los «extremos virtuales» de las conexiones totalmente analógicas. Como sería deseable, en las conexiones mixtas analógicas/digitales, disponer de puntos similares, se ha adoptado el concepto de «extremos virtuales analógicos». Este concepto presupone la existencia de codecs ideales a través de los cuales podrían obtenerse los puntos analógicos deseados.

El término «extremos virtuales analógicos» se utiliza también para las configuraciones totalmente analógicas y sustituye al antiguo término «extremos virtuales».

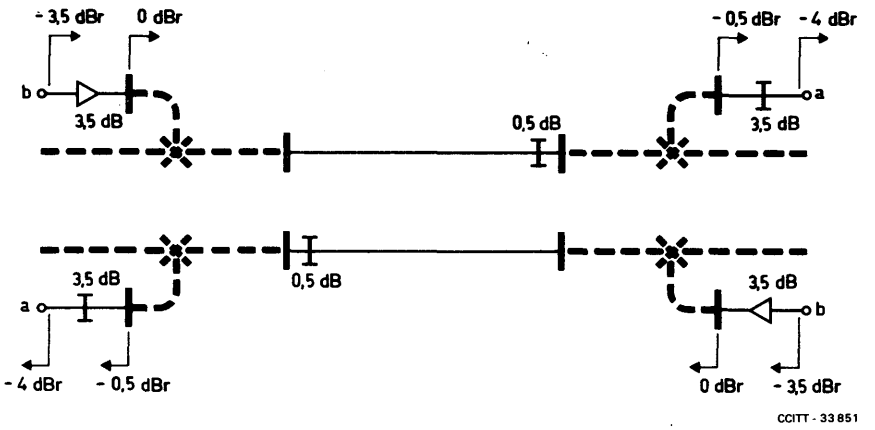


a) *Circuito de tipo 1 – Circuito totalmente digital con conmutación digital en ambos extremos*



Nota — Sólo son necesarios los atenuadores si la sección de circuito analógico introduce una distorsión de atenuación importante o variaciones de atenuación en el tiempo.

b) *Circuito de tipo 2 – Circuito digital/analógico con conmutación digital en un extremo y conmutación analógica en el otro extremo*



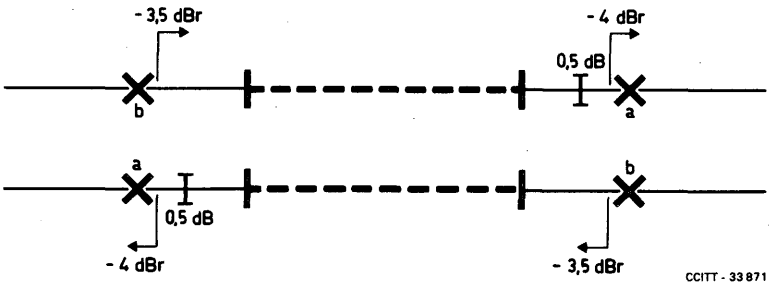
Nota — Se requieren atenuadores si la sección analógica de circuito introduce una distorsión de atenuación apreciable o una variación apreciable en función del tiempo.

c) *Circuito de tipo 3 – Circuito digital/analógico/digital con conmutación digital en ambos extremos*

Nota — Convenciones y símbolos adoptados para codecs «reales» e ideales:

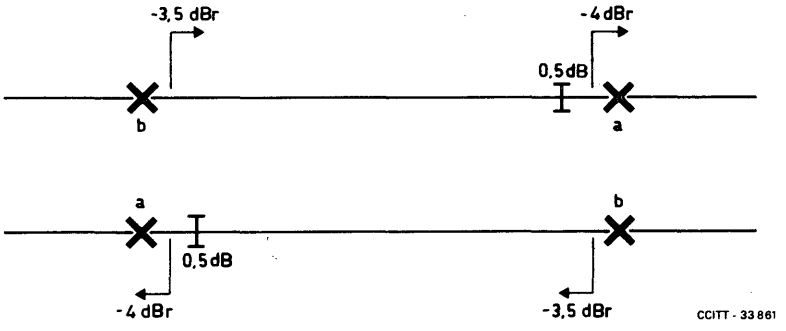
— Se supone que los codificadores y decodificadores ideales muestren una relación entre señales analógicas y digitales y viceversa, exactamente conforme a los cuadros correspondientes de la Recomendación G.711 para la ley A o la ley μ.
— Se supone que los codificadores y decodificadores «reales» permiten obtener de un par codificador/decodificador las características de calidad de funcionamiento entre accesos en audiofrecuencia conformes a la Recomendación G.712.
— El símbolo para un codec «real» no incluye un nivel relativo para el acceso de entrada o de salida analógico. Si conviene especificar el nivel relativo, debe hacerse indicando el nivel relativo en el lado transmisión analógico del codec, lo que evitará toda posible confusión con el símbolo para un codec ideal.

FIGURA 5/G.101
Tipos de circuitos internacionales

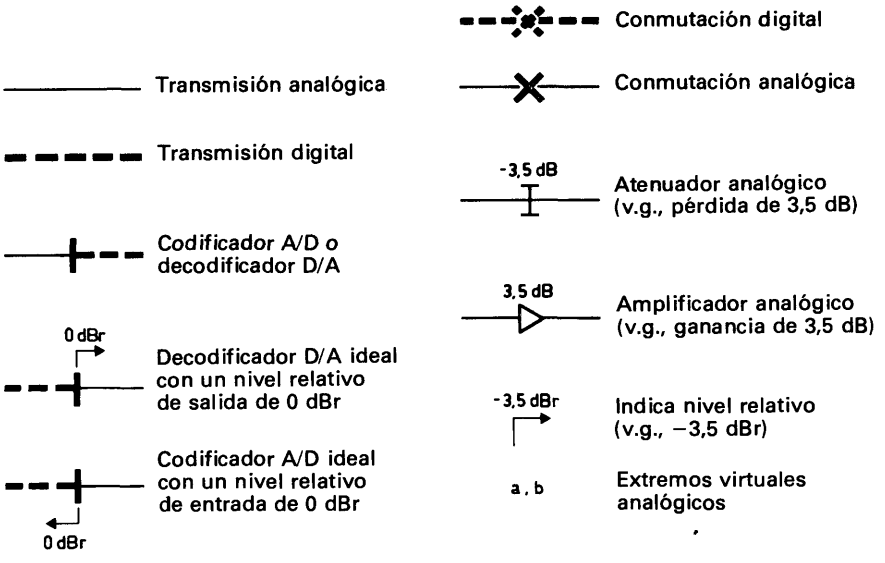


Nota — Se requieren atenuadores si las secciones analógicas de circuito introducen una distorsión de atenuación apreciable o una variación apreciable en función del tiempo.

d) *Circuito de tipo 4 – Circuito analógico/digital/analógico con conmutación analógica en ambos extremos*



e) *Circuito de tipo 5 – Circuito totalmente analógico con conmutación analógica en ambos extremos*



Nota — Un símbolo de atenuador no quiere decir que se deba insertar un atenuador real. Se trata de una representación convencional, usual entre los ingenieros que se ocupan de la planificación de la transmisión.

FIGURA 5/G.101 (fin)
Tipos de circuitos internacionales

5.2 *Niveles relativos especificados en los extremos virtuales analógicos de los circuitos internacionales*

Por convención, los extremos virtuales analógicos de un circuito telefónico internacional (circuito a cuatro hilos) se fijan en puntos de ese circuito donde los niveles relativos nominales a la frecuencia de referencia son, respectivamente:

- transmisión: −3,5 dBr;
- recepción: −4,0 dBr, para circuitos analógicos o mixtos analógico-digital;
  −3,5 dBr para circuitos digitales o para los circuitos muy cortos mencionados a continuación en la nota 3.

La atenuación nominal a la frecuencia de referencia entre puntos virtuales de conmutación analógica de ese circuito es, pues, de 0,5 dB para circuitos analógicos y de 0 dB para circuitos digitales.

Nota 1 – Véanse las definiciones del § 5.3. La posición de los extremos virtuales analógicos aparece en las figuras 2/G.101 y 1/G.122.

Nota 2 – Como el equipo de terminación a cuatro hilos forma parte de los sistemas nacionales y su atenuación efectiva puede depender del plan nacional de transmisión que adopte cada Administración, no es posible definir los niveles relativos en los circuitos internacionales a cuatro hilos por referencia a los extremos a dos hilos de un equipo de terminación. El CCITT no puede recomendar, en particular, un valor único para el equivalente en servicio terminal de la cadena constituida por la unión de dos equipos de terminación a un circuito internacional a cuatro hilos. Los extremos virtuales analógicos de los circuitos hubieran, por lo tanto, podido elegirse en puntos de nivel relativo arbitrario. En general, los valores indicados precedentemente permiten pasar con un mínimo de dificultades del antiguo al nuevo plan.

Nota 3 – Si un circuito analógico a cuatro hilos que forme parte de la cadena a cuatro hilos presenta un tiempo de propagación y una variación de atenuación en función del tiempo despreciables, se le puede ajustar en una atenuación nominal de cero decibelios entre extremos virtuales analógicos. Esta excepción se aplica en particular a los circuitos a cuatro hilos entre centros de conmutación, por ejemplo, entre dos centros de conmutación internacionales situados en la misma ciudad.

5.3 *Definiciones*

5.3.1 **punto de referencia para la transmisión**

E: transmission reference point

F: point de référence pour la transmission

Punto ficticio que sirve de punto de nivel relativo cero en el cálculo de los niveles relativos nominales. En dichos puntos de un circuito telefónico se aplicará el nivel de potencia media nominal (−15 dBm) especificado en la Recomendación citada en [3] cuando deba comprobarse si el sistema de transmisión cumple los objetivos de ruido especificados en la Recomendación G.222 [4].

Nota – En ciertos sistemas, por ejemplo, sistemas de cable submarino (Recomendación G.371 [5]), se aplican otros valores.

Este punto existe en el extremo emisión de cualquier canal de un circuito con conmutación a 4 hilos situado antes del extremo virtual; en un circuito internacional, se define como el punto en el que el nivel de la señal es superior en 3,5 dB al del extremo virtual.

En el equipo múltiplex por división de frecuencia (MDF), un punto ficticio de nivel relativo cero plano (es decir, cuando todos los canales tienen el mismo nivel relativo) se define como el punto en que la señal múltiplex, en lo que respecta al efecto de intermodulación, puede representarse por una señal de ruido aleatorio de espectro uniforme con el nivel de potencia media definido en la Recomendación citada en [6]. El nivel de potencia media nominal en cada canal telefónico es de −15 dBm, como se define en la Recomendación citada en [3].

5.3.2 **nivel relativo (de potencia)**

E: relative power level

F: niveau relatif de puissance

5.3.2.1 *Significado básico del nivel relativo en los sistemas MDF*

El nivel relativo en un punto de un sistema de transmisión caracteriza la capacidad de tratamiento de potencia de señal en ese punto con respecto al nivel de potencia convencional en un punto de nivel relativo cero[2].

[2] Teniendo en cuenta aspectos tales como el ruido (básico), el ruido de intermodulación, la potencia de cresta, etc. (véase la Recomendación G.223).

Por ejemplo, si en un punto determinado de un sistema MDF diseñado para un gran número de canales, la capacidad de tratamiento de potencia media por canal telefónico corresponde a un nivel absoluto de potencia de S dBm, el nivel relativo correspondiente a este punto es de (S + 15) dBr. En particular, en un punto de 0 dBr, el nivel de potencia media convencional con respecto a un canal telefónico es de −15 dBm.

5.3.2.2 *Definición de nivel relativo, aplicable en general a todos los sistemas*

El nivel relativo en un punto de un circuito viene dado por la expresión $10 \log_{10} (P/P_0)$ dBr, donde P representa la potencia de una señal de prueba sinusoidal en el punto considerado y P_0 la potencia de dicha señal en el punto de referencia para la transmisión. Es numéricamente igual a la ganancia compuesta (*Libro Amarillo*, fascículo X.1, Términos y Definiciones) entre el punto de referencia para la transmisión y el punto en cuestión, para una frecuencia nominal de 1000 Hz. Por ejemplo, si se inyecta en el punto de referencia para la transmisión una señal de referencia de 0 dBm a 1000 Hz, el nivel en un punto de x dBr será de x dBm (potencia aparente $P_x = 10^{x/10}$ mW). Además, la aplicación de una secuencia de referencia digital (SRD, § 5.3.3) producirá un nivel de x dBm en un punto de x dBr. La tensión de un tono de 0 dBm0 para cualquier frecuencia de la banda vocal en un punto de x dBr viene dada por la expresión:

$$V = \sqrt{10^{x/10} \times 1 \text{ W} \times 10^{-3} \, |Z_R|_{1000}} \text{ voltios}$$

donde $|Z_R|_{1000}$ es el módulo de la impendancia nominal del punto a la frecuencia nominal de 1000 Hz.

Nota 1 – La frecuencia nominal de referencia de 1000 Hz se ajusta al § 16 de la Recomendación G.712. Para sistemas de transmisión (analógicos) existentes, se puede continuar utilizando una frecuencia de referencia de 800 Hz.

Nota 2 – Los niveles relativos en puntos particulares de un sistema de transmisión (por ejemplo, entrada y salida de repartidores o de equipos como moduladores de canal) se fijan mediante convenio, usualmente por acuerdo entre fabricantes y usuarios.

Las Recomendaciones del CCITT se establecen de manera que el nivel absoluto de potencia de cualquier señal de prueba que deba aplicarse a la entrada de un sistema de transmisión particular para comprobar si se ajusta o no a estas Recomendaciones, se define claramente tan pronto como se fija el nivel relativo en este punto.

Nota 3 – La impedancia de referencia Z_R puede ser resistiva o compleja; en el segundo caso, la potencia P_x es una potencia aparente.

Nota 4 – Se supone que entre los extremos virtuales analógicos de un circuito establecido por sistemas de transmisión internacionales, sólo se interconectan puntos de nivel relativo igual en estos sistemas, de modo que la pérdida de transmisión del circuito sea igual a la diferencia de niveles relativos en los extremos virtuales analógicos (véase el § 5.2).

5.3.2.3 *Relación entre equivalentes de referencia corregidos en emisión, índices de sonoridad y niveles relativos*

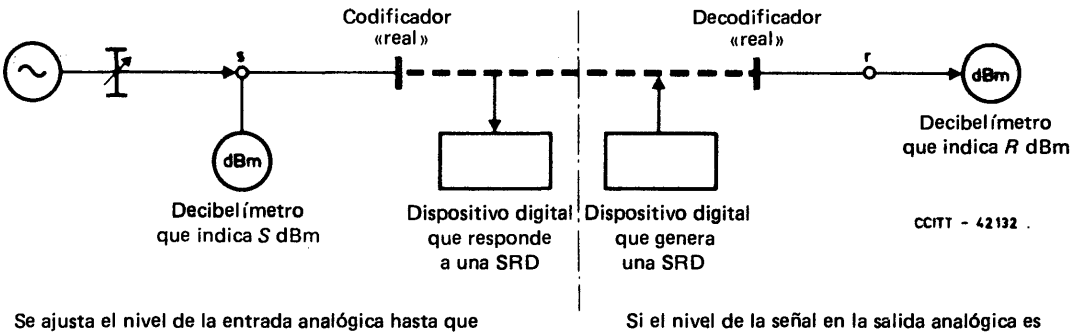
La relación entre el punto de 0 dBr y el nivel de $T_{máx}$ en los procesos de codificación/decodificación MIC normalizados por el CCITT se establece en la Recomendación G.711 [2]. En particular, si el valor mínimo nominal del equivalente de referencia corregido en emisión de los sistemas locales con relación a un punto de 0 dBr de un codificador MIC no es menor que 3,5 dB o si el valor mínimo nominal del índice de sonoridad en emisión (ISE) en las mismas condiciones no es inferior a −1,5 dB, y el valor de $T_{máx}$ del proceso se pone a +3 dBm0 (más exactamente, 3,14 dBm0 para la ley A y 3,17 para la ley μ), según el § 3 de la Recomendación G.121, la potencia vocal de cresta estará adecuadamente controlada.

5.3.2.4 *Compatibilidad de los niveles relativos de los sistemas analógicos y digitales*

Cuando la carga de señal se controla en la forma descrita en el § 5.3.2.3, los puntos de igual nivel relativo de los circuitos MDF y MIC pueden conectarse directamente y cada uno respetará los criterios de diseño del otro, lo que reviste particular importancia cuando se conectan, mediante transmultiplexores, codecs o modems, puntos pertenecientes a dos jerarquías múltiplex diferentes.

5.3.2.5 *Determinación del nivel relativo*

La figura 6/G.101 ilustra el principio de la determinación del nivel relativo en los puntos analógicos de entrada y salida de un codec «real».



Se ajusta el nivel de la entrada analógica hasta que aparece una secuencia de referencia digital en el tren digital. En estas condiciones, si el nivel de entrada analógica es *S* dBm, el nivel relativo del punto s es *S* dBr.

Si el nivel de la señal en la salida analógica es *R* dBm cuando a la entrada del decodificador está aplicada una secuencia de referencia digital, el nivel relativo del punto r es *R* dBr.

FIGURA 6/G.101

Montaje para la determinación del nivel relativo en los puntos de entrada y salida analógicos de un codec «real» utilizando secuencias de referencia digitales

Al utilizar la figura 6/G.101 para determinar los niveles relativos de un codec «real» con impendancias no resistivas en los accesos de entrada y salida analógicos, deben tomarse las siguientes precauciones:

i) La frecuencia de prueba debe ser de 1000 Hz con una desviación adecuada;

ii) la potencia en los puntos *s* y *r* se expresa como potencia aparente, es decir:

$$\text{Nivel de potencia aparente} = 10 \log_{10} \left[\frac{(\text{Tensión en el punto})^2 \times 10^3}{(\text{Módulo de la impedancia nominal a 1000 Hz})\ (1\ \text{W})} \right] \text{dBm}$$

iii) el punto *r* está terminado con el valor nominal de la impedancia de diseño del decodificador para evitar errores importantes de desadaptación de impedancias.

Nota – Naturalmente, las precauciones indicadas en los apartados ii) y iii) son aplicables igualmente en el caso de impendancias de salida y de entrada resistivas y serían observadas en general en procedimientos de prueba convencionales. Sin embargo, la normalización de las frecuencias de referencia como en el apartado i) anterior es esencial para impedancias complejas debido a la variación de la impedancia nominal con la frecuencia de prueba.

5.3.2.6 *Nivel relativo en un punto de un enlace digital*

El nivel relativo que debe asociarse con un punto de un trayecto digital que cursa un tren binario digital generado por un codificador ajustado de conformidad con los principios del § 5.3.2.3 anterior se determina por el valor de la pérdida o ganancia digital entre la salida del codificador y el punto considerado. De no haber esta pérdida o ganancia, el nivel relativo en el punto considerado se dice que es, por convención, 0 dBr.

El nivel absoluto de potencia equivalente de un enlace digital puede establecerse como en la figura 7/G.101 utilizando un decodificador ideal. El nivel relativo del tren de bits en un punto X puede asignarse comparando la potencia de salida del decodificador ideal con la potencia en el punto de nivel relativo cero analógico que origina la señal digital.

5.3.3 **secuencia de referencia digital MIC (SRD)**

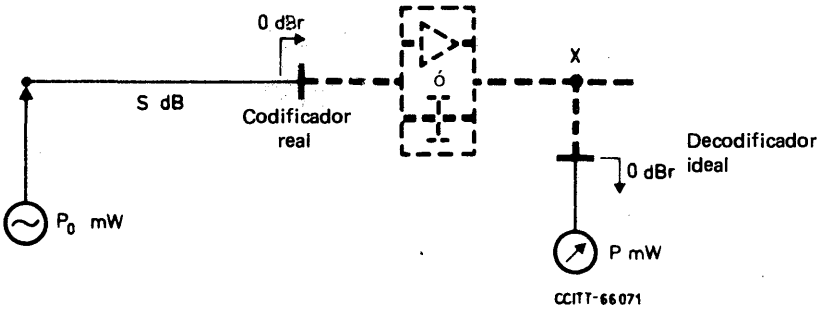
E: PCM digital reference sequence (DRS)

F: séquence numérique de référence MIC

5.3.3.1 Una secuencia de referencia digital MIC es una secuencia, de las que constituyen el conjunto de posibles secuencias de código MIC, que, una vez decodificada por un decodificador ideal, produce una señal sinusoidal analógica a la frecuencia de referencia de prueba convenida (esto es: una señal nominal de 800 ó 1000 Hz, convenientemente desplazada) con un nivel de 0 dBm0.

A la inversa, una señal sinusoidal analógica con un nivel de 0 dBm0 a la frecuencia de referencia de prueba, aplicada a la entrada de un codificador ideal, generará una secuencia de referencia digital MIC.

En la Recomendación G.711 [2] se definen algunas secuencias de referencia digital MIC con respecto a codecs de ley A y de ley μ.



Procedimiento

Se aplica una señal de entrada analógica al codificador con un nivel de P_0 mW en el punto 0 dBr. Si esta señal da como resultado una señal analógica de P mW a la salida del decodificador ideal, entonces:

$$\text{Nivel relativo en el punto X} = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{P_0}\right) \text{ dBr}$$

Nota – Se entiende que la señal está siempre dentro de la gama dinámica del proceso de conversión.

FIGURA 7/G.101

Procedimiento para determinar el nivel relativo de un punto de un enlace digital

5.3.3.2 Al estudiar los circuitos y las conexiones en las redes mixtas analógico/digitales, puede ofrecer utilidad el empleo de la secuencia de referencia digital. Por ejemplo, la figura 8/G.101 muestra las diversas relaciones de nivel que se obtienen (conceptualmente) en un circuito internacional de tipo 2 cuyos extremos están situados uno en una central digital y el otro en una central analógica. En el ejemplo de la figura 8/G.101, se supone que la parte analógica requiere una atenuación de 0,5 dB y que esto se consigue introduciendo un atenuador de 1,0 dB (0,5 dB para cada sentido de transmisión) en la central analógica, en el sentido de recepción, lo que se ha establecido así, con toda intención, para ilustrar la utilidad del concepto de la secuencia de referencia digital.

En la figura 8/G.101 se da un ejemplo en el que toda la pérdida analógica es introducida en el sentido de salida de la central analógica. En este caso, los niveles relativos en los diversos codecs pueden calcularse a partir de la secuencia de referencia digital o del punto de referencia para la transmisión a la entrada del circuito internacional sin ninguna ambigüedad.

Si, no obstante, en la figura 8/G.101 la sección de circuito analógica está ajustada para que dé un equivalente en el sentido $b_1 - a_2$, debe tenerse cuidado al utilizar la secuencia de referencia digital. En este caso, la señal sinusoidal de referencia de 0 dBm0 y la secuencia de referencia digital pueden dar como resultado niveles diferentes en el punto a_2. Al establecer los procedimientos de ajuste para circuitos mixtos analógico/digitales debe tenerse en cuenta este efecto.

Como un principio general, los niveles relativos en un circuito mixto analógico/digital deben referirse al punto de referencia para la transmisión a la entrada del circuito.

5.3.4 punto de acceso para las medidas de circuito

El CCITT ha definido los puntos de acceso para las medidas de circuito como «puntos de acceso para las medidas a cuatro hilos situados de tal forma que la mayor parte posible del circuito internacional esté comprendida entre pares correspondientes de estos puntos de acceso en los dos centros considerados». La Administración interesada determina en cada caso dichos puntos y su nivel relativo (con relación al punto de referencia para la transmisión). En la práctica, se toman como puntos de nivel conocido a los que se referirán las medidas de transmisión. En otras palabras, en las medidas y ajustes, el nivel relativo en un punto de acceso para las medidas de circuito, convenientemente elegido, sirve de nivel relativo de referencia para ajustar los demás niveles.

5.3.5 *Frecuencia de la señal de medida*

En todos los circuitos internacionales, se recomienda la frecuencia de 800 Hz para las medidas de mantenimiento a una sola frecuencia. Previo acuerdo entre las Administraciones interesadas puede, no obstante, utilizarse la frecuencia de 1000 Hz.

De hecho, la frecuencia de 1000 Hz se utiliza ya frecuentemente para las medidas a una sola frecuencia en ciertos circuitos internacionales.

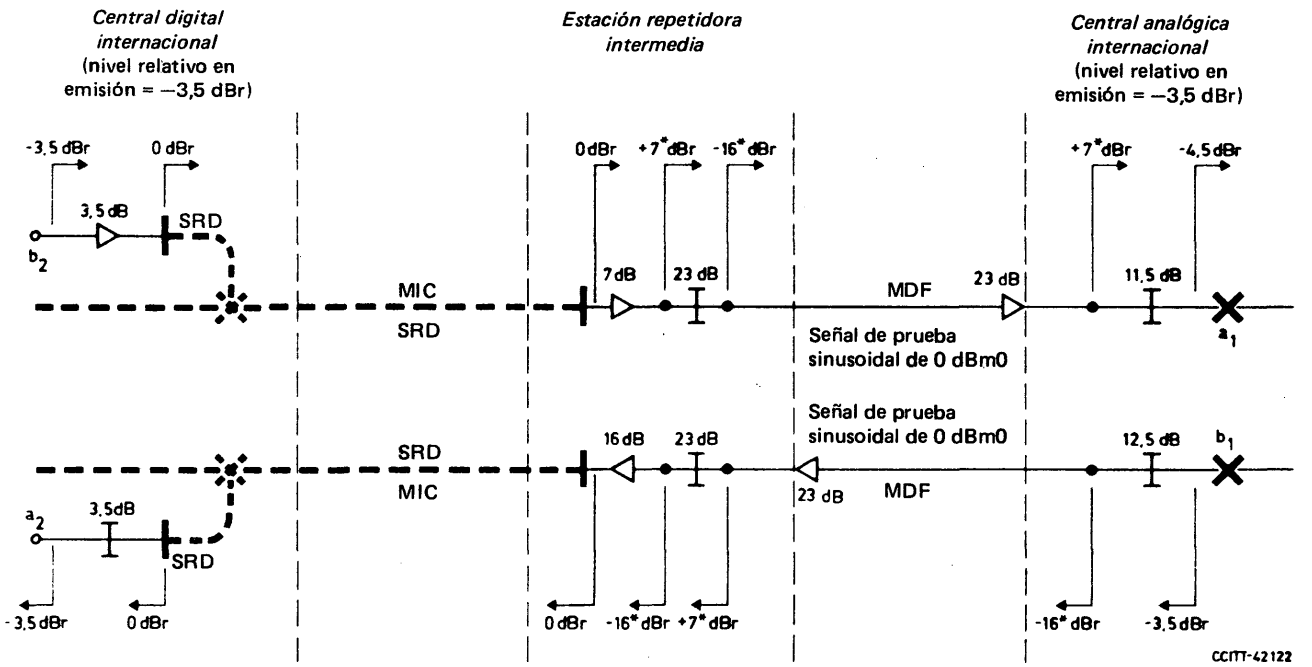
Las medidas a varias frecuencias, cuyo objeto es determinar la característica atenuación en función de la frecuencia, incluyen una medida a 800 Hz, por lo que esta frecuencia puede seguir siendo la frecuencia de referencia para esta característica.

Nota 1 – Las definiciones de los § 5.3.1 y 5.3.2 son útiles para los trabajos de la Comisión de Estudio XII. Con carácter informativo, se han reproducido las definiciones de los § 5.3.4 y 5.3.5, extraídas de las Recomendaciones M.565 [7] y M.580 [8].

Nota 2 – A fin de tener en cuenta circuitos y secciones de circuito MIC, las frecuencias nominales de 800 y 1000 Hz están en realidad convenientemente desplazadas para evitar interacciones con la frecuencia de muestreo. En el suplemento N.° 3.5 al Tomo IV [9] se ofrece información detallada al respecto.

5.4 *Interconexión de circuitos internacionales en un centro de tránsito*

Se considera que, en un centro de tránsito los extremos virtuales analógicos de los dos circuitos internacionales que hay que interconectar están unidos entre sí directamente, es decir, sin ninguna atenuación o ganancia adicional. En consecuencia, la pérdida de transmisión nominal de una cadena de circuitos internacionales es igual a la suma de las atenuaciones de cada uno de los circuitos que la constituyen.



SRD Secuencia de referencia digital
MIC Canal MIC
MDF Canal MDF
* Un nivel del conjunto de niveles relativos de audiofrecuencia de la Recomendación citada en [10] a título de ejemplo
—●— Punto de entrada/salida en frecuencias vocales del equipo múltiplex

Pérdida de transmisión: $b_2 - a_1$ = 1,0 dB
$b_1 - a_2$ = 0 dB

Nota – Véase el significado de los otros símbolos en la figura 5/G.101.

FIGURA 8/G.101

Utilización de una secuencia de referencia digital en el diseño y el ajuste de un circuito internacional de tipo 2

Referencias

[1] Recomendación del CCITT *Plan de transmisión*, Tomo IV, Rec. Q.40.

[2] Recomendación del CCITT *Modulación por impulsos codificados (MIC) de frecuencias vocales*, Tomo III, Rec. G.711.

[3] Recomendación del CCITT *Hipótesis para el cálculo del ruido en los circuitos ficticios de referencia para telefonía*, Tomo III, Rec. G.223, § 1.

[4] Recomendación del CCITT *Objetivos de ruido para los proyectos de construcción de sistemas de portadoras de 2500 km*, Tomo III, Rec. G.222.

[5] Recomendación del CCITT *Sistemas de portadoras en cable submarino*, Tomo III, Rec. G.371.

[6] Recomendación del CCITT *Hipótesis para el cálculo del ruido en los circuitos ficticios de referencia para la telefonía*, Tomo III, Rec. G.223, § 2.

[7] Recomendación del CCITT *Puntos de acceso para circuitos telefónicos internacionales*, Tomo IV, Rec. M.565.

[8] Recomendación del CCITT *Establecimiento y ajuste de un circuito telefónico internacional del servicio público*, Tomo IV, Rec. M.580.

[9] *Frecuencias de prueba en circuitos encaminados por sistemas MIC*, Tomo IV, suplemento N.° 3.5.

[10] Recomendación del CCITT *Equipos terminales de 12 canales*, Tomo III, Rec. G.232, § 11.

Recomendación G.102

OBJETIVOS DE CALIDAD DE TRANSMISIÓN Y RECOMENDACIONES

(Ginebra, 1980)

1 Consideraciones generales

El CCITT ha formulado (o está estudiando) Recomendaciones relativas a los factores de degradación de la transmisión y la magnitud admisible de las degradaciones, con objeto de asegurar una calidad de funcionamiento satisfactoria de la red. Entre estos factores de degradación pueden citarse los siguientes:

a) índice de sonoridad (IS) y atenuación,
b) ruido,
c) distorsión de atenuación,
d) diafonía,
e) interferencia a una sola frecuencia,
f) modulación parásita,
g) efectos de errores en sistemas digitales.

En algunas Recomendaciones se estipulan objetivos con respecto a un factor de degradación y se parte implícitamente del supuesto de que los otros factores de degradación (por ejemplo, el ruido y la atenuación) presentan sus valores máximos.

En muchos casos los objetivos se basan esencialmente en la telefonía. Esto, sin embargo, puede requerir la aplicación de medidas especiales cuando deban introducirse en la red, o partes constitutivas de la misma, servicios cuyas exigencias sean más rigurosas (por ejemplo, la transmisión radiofónica).

Pueden establecerse distinciones entre los diferentes tipos de objetivos:

1) objetivos de calidad de funcionamiento para redes;
2) objetivos de calidad de funcionamiento para circuitos, y equipos de transmisión y conmutación;
3) objetivos de diseño para equipos de transmisión y conmutación;
4) objetivos de puesta en servicio inicial para circuitos, y equipos de transmisión y conmutación;
5) límites de mantenimiento/servicio para circuitos, y equipos de transmisión y conmutación.

2 Explicación de un objetivo de calidad de funcionamiento

El objetivo de calidad de funcionamiento con respecto a un factor mensurable de degradación de la transmisión para redes, conexiones completas, sistemas nacionales que forman parte de conexiones internacionales, cadenas internacionales de circuitos, circuitos individuales, etc., describe a menudo en términos estadísticos (media, desviación típica, o probabilidad de rebasar un valor estipulado, etc.) el valor que se pretende observar en la planificación de redes y sistemas de transmisión. Este objetivo describe la calidad de funcionamiento que, sobre la base de, por ejemplo, evaluaciones subjetivas u otras pruebas de calidad de funcionamiento, debe tratarse de alcanzar a fin de ofrecer al usuario un servicio satisfactorio.

Normalmente se supone que los elementos (circuitos, sistemas, equipos) que constituyen la red tienen una calidad de funcionamiento que corresponde a la recomendada por los objetivos de calidad de funcionamiento. La ponderación en función del tráfico se aplicará en ciertos casos en los cálculos.

Un eficaz conjunto de instrumentos que puede utilizarse en los análisis relativos a los objetivos de la red y a su cumplimiento son las conexiones ficticias de referencia descritas en la Recomendación G.103.

3 Explicación de un objetivo de diseño

El «objetivo de diseño» para un factor de degradación mensurable de la calidad de transmisión (por ejemplo, el ruido, la tasa de errores, la distorsión de atenuación) para un elemento de equipo (por ejemplo, un sistema de línea, una central telefónica) es el valor de la degradación cuando el elemento está funcionando en ciertos ambientes eléctricos y físicos que pudieran definirse por parámetros como la tensión de alimentación en energía, la carga de señales, la temperatura, la humedad, etc. Es posible que algunos de estos parámetros sean objeto de Recomendaciones del CCITT y que otros no lo sean; en este último caso las Administraciones, al formular especificaciones, podrán asignarles valores. Deberá preverse un margen apropiado para tener en cuenta el envejecimiento. A menudo se supone presente la combinación más adversa de los parámetros especificados.

Un «objetivo de diseño» tiene por finalidad proporcionar una base para el diseño de un elemento con respecto a la cantidad considerada. Las figuras 1/G.102 y 2/G.102 muestran, respectivamente, la importancia del objetivo de diseño para un elemento y ejemplos de la frecuencia relativa de los valores de degradación.

Los objetivos de diseño en muchos casos formarán directamente la base de una cláusula de especificación para el desarrollo y/o la adquisición de equipos.

Los circuitos ficticios de referencia y los trayectos digitales ficticios de referencia (véanse las Recomendaciones pertinentes de las series G.100 y G.700) constituyen un eficaz conjunto de instrumentos utilizados en relación con la aplicación de los objetivos de diseño.

4 Explicación de un objetivo de puesta en servicio inicial

Las condiciones observadas en circuitos reales y en equipos instalados pueden ser diferentes de las hipótesis válidas para los circuitos ficticios de referencia y el diseño de equipos. En consecuencia, la calidad de funcionamiento que cabe esperar en el momento de la puesta en servicio inicial no puede derivarse únicamente de las Recomendaciones relativas a los circuitos ficticios de referencia. Deberán tenerse en cuenta márgenes apropiados en previsión de circunstancias como, por ejemplo, circuitos constituidos por equipos de diseños diferentes, sistemas de línea cuyas longitudes sean considerablemente diferentes de la de una sección homogénea, etc. (véase por ejemplo la Recomendación G.226 [1]).

Los objetivos de puesta en servicio inicial no son, normalmente, objeto de Recomendaciones del CCITT.

5 Explicación de los límites para fines de mantenimiento

La calidad de funcionamiento de un elemento o de un conjunto de elementos una vez puestos en servicio puede degradarse por diversas razones, a saber: envejecimiento, carga excesiva, condiciones ambientales extremas, errores de operación, fallos de componentes, etc., lo que repercute en un aumento de los costos de servicio si se pretende mantener esta degradación en un valor insignificante. Por consiguiente, a fin de asegurar una calidad de servicio satisfactoria, los objetivos de diseño se elegirán de manera que proporcionen el mayor margen posible.

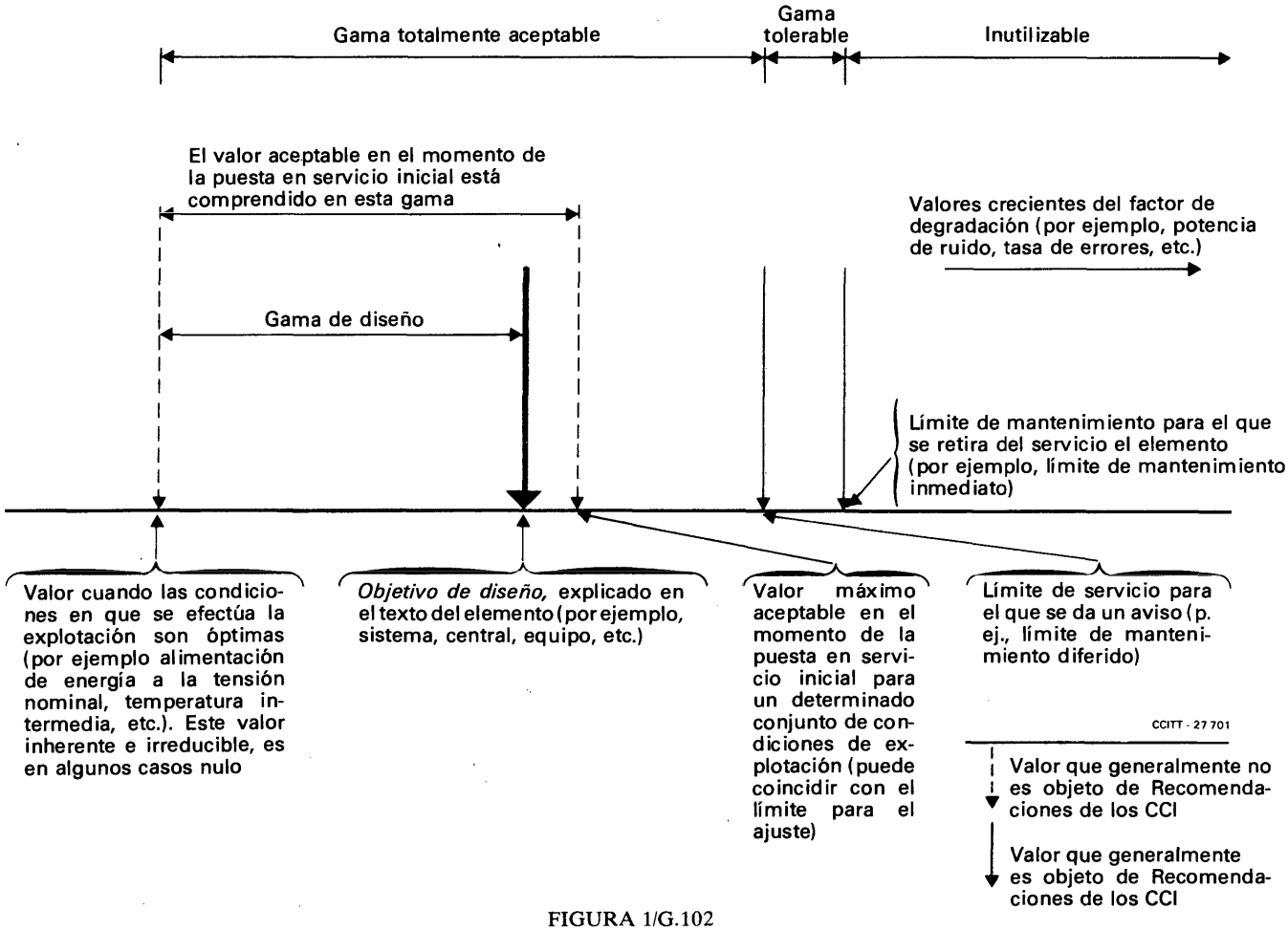


FIGURA 1/G.102
Ilustración del significado del objetivo de diseño con respecto a un «elemento»

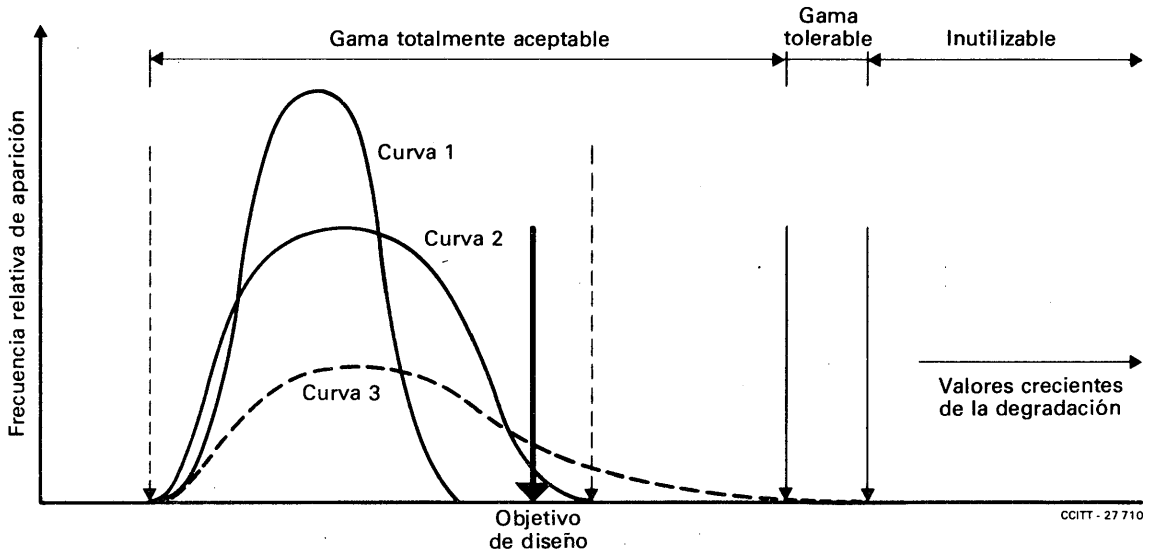
En lo que respecta a los factores de degradación de la calidad de transmisión, a menudo no existe un valor que represente una frontera definida entre la calidad de funcionamiento «tolerable» y la «inutilizable» y, en la práctica, habrá una gama de valores de degradación más allá de los correspondientes a los objetivos de diseño, en los cuales los usuarios recibirán un servicio satisfactorio. Este es el caso de la telefonía, pero la situación puede ser distinta en otros servicios.

Sin embargo, a menudo conviene definir un determinado valor de degradación rebasado el cual se estimará que el elemento es «inutilizable» y ha de retirarse del servicio en la primera oportunidad, de modo que puedan tomarse medidas correctivas para reajustar la calidad de funcionamiento a cierto límite definido (por ejemplo, un límite para medidas de mantenimiento inmediatas).

Suele ser útil definir un límite de calidad de funcionamiento, alcanzado el cual se señala la circunstancia, pero (posiblemente) no se toman las medidas inmediatamente (por ejemplo, límite para medidas de mantenimiento diferidas).

Estos límites suelen ser independientes del tipo de servicio suministrado por la entidad particular de que se trate. Sin embargo, es a veces necesario definir un límite de calidad de funcionamiento para determinado tipo de servicio, rebasado el cual ya no se ofrece al usuario un servicio de calidad satisfactoria. Este límite puede ser diferente para varios servicios, en algunos de los cuales puede coincidir con un límite de mantenimiento inmediato (límite de servicio).

Estos límites (y otros si fuesen necesarios) estarían por encima del objetivo de diseño. Se indican en la figura 1/G.102 y se les podría dar la denominación genérica de «límites de mantenimiento».



Estas curvas pueden obtenerse para conjuntos de elementos de equipo en el momento de la puesta en servicio inicial. Pueden obtenerse también curvas que representen la calidad de servicio de un elemento durante su vida útil.

Curva 1 – Ejemplo de la frecuencia relativa de aparición de degradaciones en el momento de la puesta en servicio inicial, en que el valor de diseño se respeta con cierto margen. Durante todo el tiempo de vida útil de un elemento de equipo puede obtenerse una distribución similar si los efectos de las condiciones ambientales, etc., son despreciables. Como ejemplo puede citarse la distorsión de atenuación de los transformadores.

Curva 2 – Ejemplo de la frecuencia relativa de aparición de degradaciones en el momento de la puesta en servicio inicial, en que el valor de diseño se rebasa con cierta probabilidad porque se exige del elemento de equipo más de lo previsto en los objetivos de diseño. Como ejemplo puede citarse el efecto de una separación mayor que la prevista entre los repetidores de un sistema radioeléctrico o por línea.

Curva 3 – Ejemplo de frecuencia relativa de aparición de degradaciones en servicio cuando el ambiente en que se efectúa la explotación tiene parámetros adicionales o sus parámetros son más rigurosos que los especificados. Como ejemplo pueden citarse los efectos de una carga excesiva, las averías en los componentes o los errores en la explotación.

FIGURA 2/G.102

Ejemplos de la frecuencia relativa de aparición de valores de degradación

Referencias

[1] Recomendación del CCITT *Ruido en un enlace real*, Tomo III, Rec. G.226.

Recomendación G.103

CONEXIONES FICTICIAS DE REFERENCIA

(Mar del Plata, 1968; modificada en Ginebra, 1972, 1976 y 1980 y Málaga-Torremolinos, 1984)

Esta Recomendación trata principalmente de la red analógica, la Recomendación G.104 trata de la red totalmente digital y el § 4 de esta Recomendación trata los problemas relativos a la etapa de transición en la que se introducen algunos circuitos digitales en una red analógica. Se considera que, en definitiva, todas las conexiones de referencia, tanto si se refieren a sistemas analógicos como digitales se combinarán en una Recomendación.

1 Objeto

Una conexión ficticia de referencia para el estudio de los factores de degradación de la calidad de transmisión es un modelo en el que se describen los factores de degradación introducidos por los circuitos y las centrales.

Las Administraciones pueden utilizar este modelo para:

- estudiar la influencia sobre la calidad de transmisión de las redes nacionales de las posibles modificaciones de la estructura de encaminamiento, de la distribución del ruido y de las atenuaciones;
- asegurarse de que las reglas de planificación nacionales se ajustan en un principio a los criterios estadísticos de degradación que pudiera recomendar el CCITT para los sistemas nacionales.

Para los fines indicados existen varios modelos convenientes. Las tres conexiones ficticias de referencia descritas a continuación deben servir para la mayor parte de los estudios necesarios.

No debe considerarse que las conexiones ficticias de referencia implican la recomendación de valores determinados de atenuación, ruido u otros factores de degradación, si bien los diferentes valores indicados constituyen en muchos casos valores recomendados. Las conexiones ficticias de referencia *no* están destinadas a ser utilizadas en el diseño de sistemas de transmisión.

2 Composición de las conexiones ficticias de referencia

2.1 La composición de las diversas conexiones se expone en las figuras 1/G.103, 2/G.103 y 3/G.103.

Figura 1/G.103 – Conexión internacional más larga con el número máximo de circuitos internacionales y nacionales que se prevé existirán en la práctica. Tal conexión tendría normalmente equivalentes de referencia corregidos y contribuciones de ruido elevados; el ruido introducido por los circuitos internacionales puede alcanzar un valor bastante importante. También pueden ser muy elevados la distorsión de atenuación, el retardo de grupo y la distorsión por retardo de grupo. Estas conexiones son poco frecuentes.

Figura 2/G.103 – Conexión internacional de longitud moderada (por ejemplo, de hasta 2000 km), que comprende el número más frecuente de circuitos internacionales y nacionales. En tal conexión se prevé que predominará el ruido introducido por los sistemas nacionales. Estas conexiones se utilizan en un importante porcentaje de las comunicaciones internacionales.

Figura 3/G.103 – Conexión internacional que comprende, prácticamente, el número máximo de circuitos internacionales y el número mínimo de circuitos nacionales. Estas conexiones son numerosas.

2.2 *Las siguientes observaciones generales son aplicables a las figuras 1/G.103, 2/G.103 y 3/G.103*

2.2.1 Las conexiones ficticias de referencia representan los circuitos internacionales interconectados en extremos virtuales de 0 dBr y −0,5 dBr, en lugar de −3,5 dBr y −4 dBr. Se ha considerado que esta disposición sería de utilidad más inmediata para quienes deben utilizar conexiones de referencia en sus estudios.

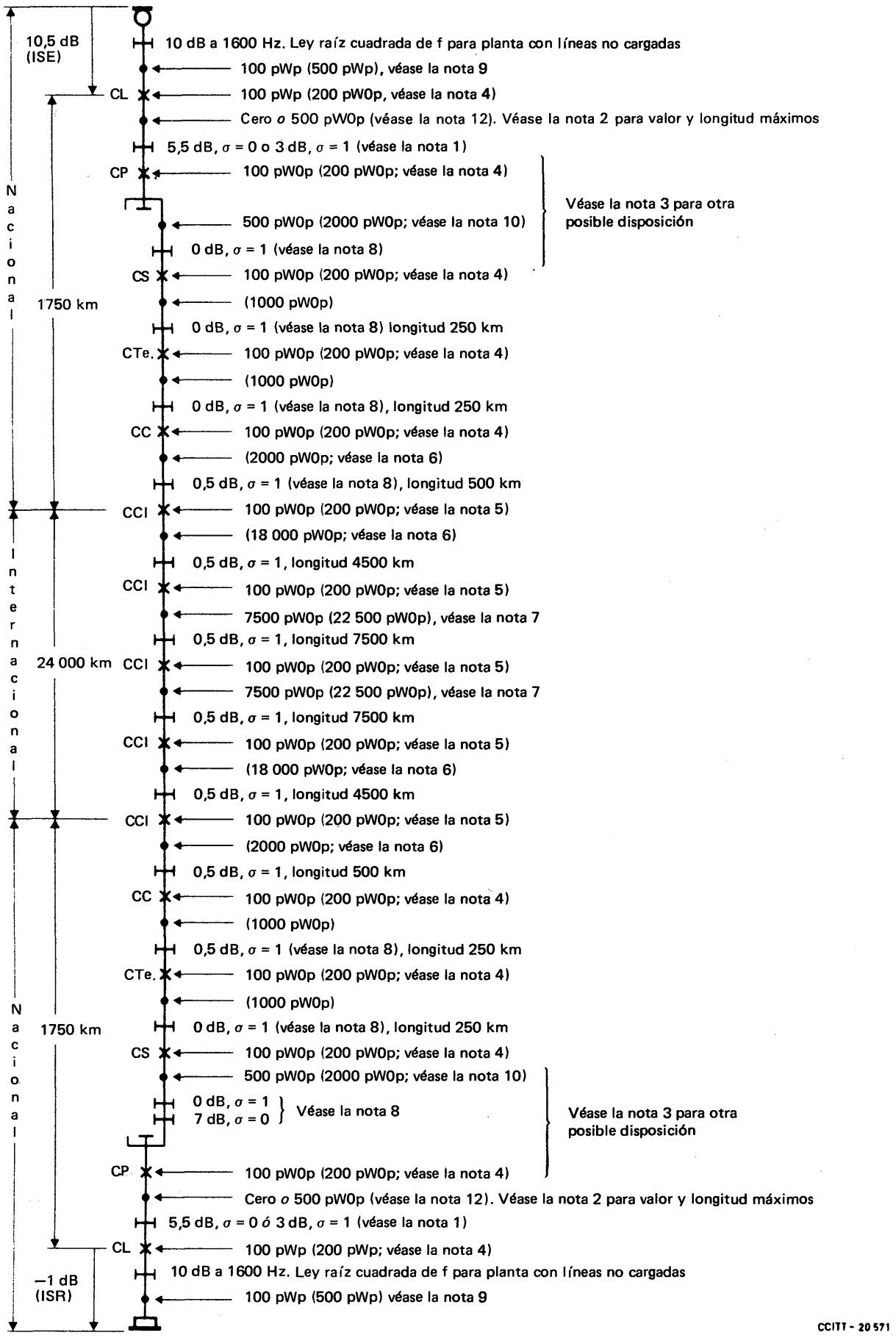
Quizás se considere algo ilógico que las conexiones ficticias de referencia no utilicen los extremos virtuales «clásicos», esto es −3,5/−4 dBr. Sin embargo, si se representasen las conexiones de referencia teniendo en cuenta este convenio, los valores de la potencia de ruido indicados en el esquema no serían ya los valores familiares que figuran en otras Recomendaciones. En el anexo A se dan más explicaciones.

2.2.2 La nomenclatura está basada en el Plan de encaminamiento internacional preconizado en la Recomendación E.171, es decir, con CCI = centro de conmutación internacional (llamado anteriormente CT3) y CTI = centro de tránsito internacional.

2.2.3 Sólo se ha representado un sentido de transmisión en cada caso.

2.2.4 Los objetivos de diseño para las potencias medias de ruido se indican con arreglo a las Recomendaciones actuales. En los circuitos de larga distancia por portadoras, son proporcionales a la longitud del circuito, utilizándose la relación de potencia de ruido adecuada (4 pW/km o 1 pW/km), según que el circuito ficticio de referencia básico sea de 2500 o de 7500 km de longitud.

2.2.5 La abreviatura pW0p significa: picovatios (valor sofométrico) con relación a un punto de nivel relativo cero. Cuando se trata de un ruido de central, se considera que dicho punto está situado en el circuito, inmediatamente después de la central (con respecto al sentido de la transmisión). Las potencias de ruido correspondientes a los circuitos están referidas a los puntos de nivel relativo cero de esos circuitos y no a un punto determinado de la conexión.



Leyenda relativa a las figuras 1/G.103, 2/G.103 y 3/G.103

ISE	Índice de sonoridad en emisión	CS	Centro secundario
ISR	Índice de sonoridad en recepción	Cte	Centro terciario
CL	Central local	CC	Centro cuaternario
CP	Centro primario	CCI	Centro de conmutación internacional

FIGURA 1/G.103

Conexión internacional más larga con probabilidades de existir en la práctica

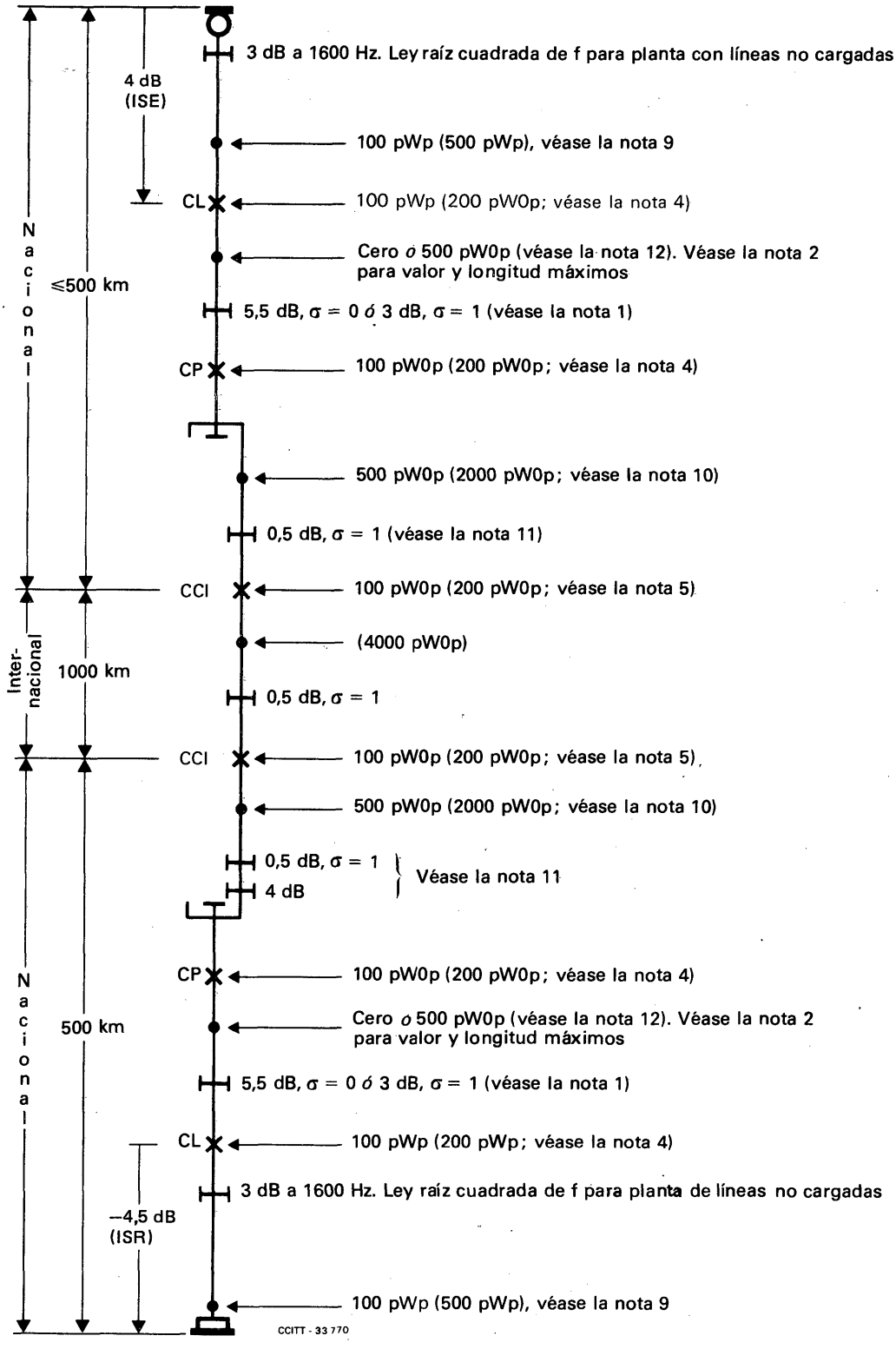


FIGURA 2/G.103

Ejemplo de una conexión internacional de longitud moderada que comprende un solo circuito internacional

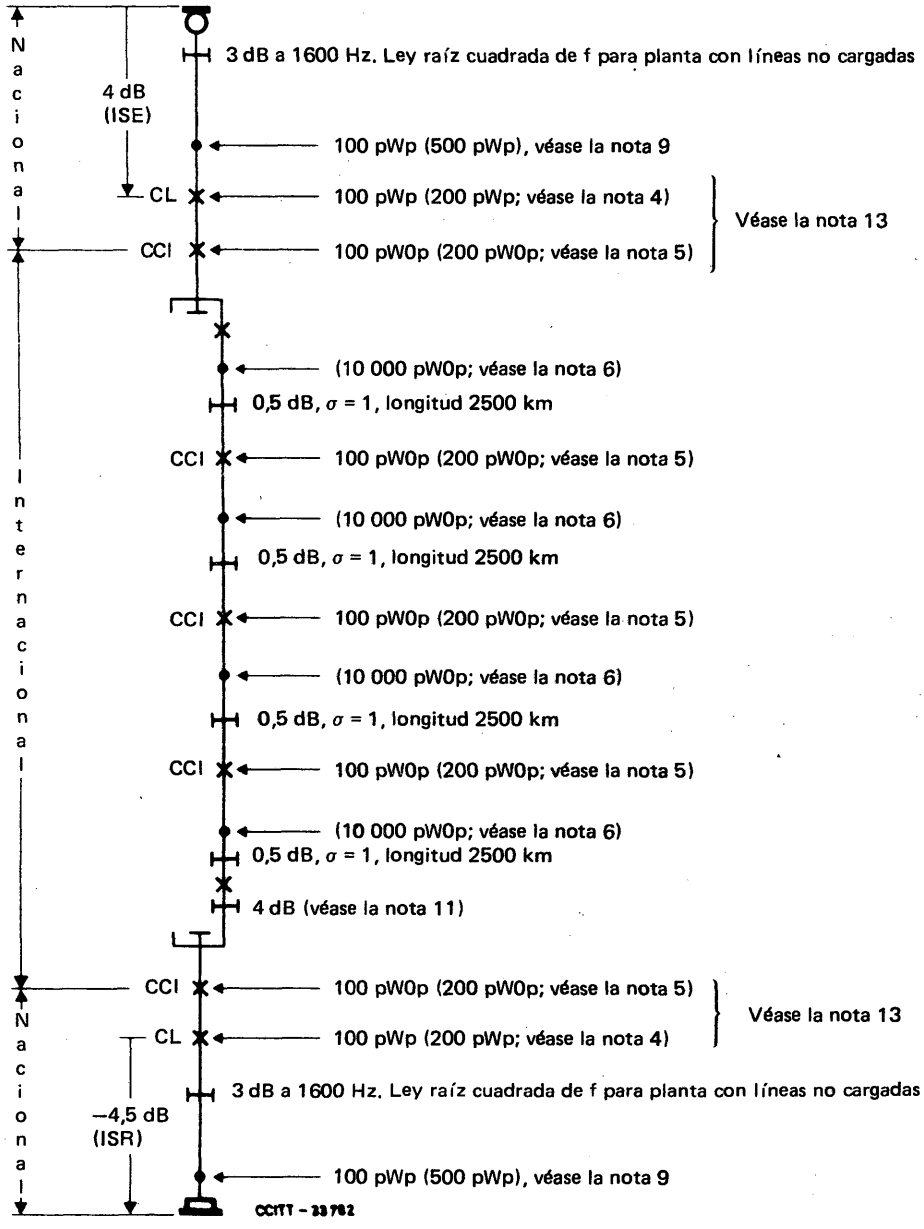


FIGURA 3/G.103

Ejemplo de una conexión internacional que comprende cuatro circuitos internacionales entre abonados situados cerca de los CCI terminales

Notas relativas a las figuras 1/G.103, 2/G.103 y 3/G.103

Nota 1 — En circuitos que emplean líneas físicas, puede considerarse que el IS del circuito tiene un valor máximo nominal de 1 dB, con $\sigma = 0$. Este valor se ha calculado como sigue. La Recomendación G.121 prescribe para el 97% de las conexiones un límite de 20 dB para el Índice de sonoridad en emisión (ISE referido a un punto de nivel relativo −3,5 dBr del circuito internacional en el CCI. Si se refiere este valor a un punto de nivel relativo cero a la entrada de la cadena de circuitos nacionales e internacionales (es decir, en el centro primario), se obtienen 16,5 dB. De acuerdo con la referencia [3], un índice de sonoridad en emisión de 10,5 dB, es un valor típico para las líneas de abonado más largas, lo que deja 6 dB para la atenuación del circuito desde la central local al centro primario, incluidas las pérdidas por conmutación (véase el § 2.2.10).

En el caso de circuitos por portadoras MDF o MDT de poca longitud con conmutación a dos hilos en un centro primario, puede tomarse 3 dB, con $\sigma = 1$, como valor nominal de la atenuación del circuito. Esta atenuación es igual al IS del circuito; su efecto de distorsión de atenuación se estima incluyendo un circuito adicional de larga distancia en la conexión (véase el § A.3.2, Recomendación G.111). Este circuito puede establecerse, por ejemplo, en un sistema MIC, usando un código de 7 bits ($\mu = 100$ o $A = 87{,}6$) o de 8 bits ($\mu = 225$, o $A = 87{,}6$). Aunque el CCITT recomienda sólo la codificación de 8 bits, en algunos países se utiliza una codificación de 7 bits no recomendada.

Nota 2 – En el caso de circuitos por portadoras MDF o MDT de poca longitud, no superior a unos 250 km, puede tomarse como valor máximo la potencia de ruido 1000 pW0p. Véase la Recomendación G.123.

Nota 3 – Pueden hallarse las siguientes disposiciones si en el centro primario se utiliza la conmutación a cuatro hilos (distribución en el espacio o en el tiempo). Es evidente que, en principio, el equipo de terminación puede encontrarse en cualquier punto situado entre los conmutadores a dos hilos y los conmutadores a cuatro hilos, si bien en la práctica suele estar asociado al uno o al otro.

a) b)

Si se adopta la disposición b), debe aún asegurarse la atenuación nominal mínima *a-t-b* (exigida en virtud de la Recomendación G.122), independientemente de que el plan de transmisión nacional emplee el esquema 3,5 + 0 + 0 + 0 ó 2,5 + 0,5 + 0,5 + 0,5, pues ahora podría haber un circuito más en la cadena a cuatro hilos. Cuando se necesite 0,5 dB más, podría en principio introducirse cambiando la atenuación del circuito centro terciario/CCI de 0 a 0,5 dB, o asignando esta magnitud a los circuitos CP/CL. En cualquier extremo de la conexión puede haber tales disposiciones.

Nota 4 — El valor de 200 pW0p como objetivo de diseño para la potencia máxima de ruido en una central automática nacional a cuatro hilos se especifica en el § 3 de la Recomendación G.123. Se ha admitido provisionalmente este mismo valor, o sea una potencia absoluta de ruido de 200 pWp, para las centrales nacionales a dos hilos. No se ha formulado hipótesis alguna sobre la posición de los puntos nacionales del nivel relativo cero.

Nota 5 – El valor de 200 pW0p como objetivo de diseño para la potencia máxima de ruido en una central internacional es el preconizado en la Recomendación Q.45 [4].

Nota 6 – El valor de ruido corresponde a un objetivo de diseño de 4 pW0p/km para la potencia de ruido más desfavorable.

Nota 7 — El valor medio de 7500 pW0p para los circuitos CCI/CCI se funda en la hipótesis de que el valor medio de la potencia de ruido en línea es de 1 pW/km. Para el circuito peor, el objetivo de diseño es de 3 pW/km, lo que da el límite de 22 500 pW0p. Solamente se utilizarán compansores (compresores-expansores) para mejorar el ruido cuando éste exceda de 40 000 pW0p (Recomendación G.143).

Nota 8 – Se supone que ambos países poseen un plan del tipo 3,5 + 0 + 0 + 0 dB. El valor del atenuador en el sentido de recepción en el centro primario comprende la pérdida del equipo de terminación (véase el § 2.2.10).

Nota 9 – El valor medio de 100 pWp se considera un valor típico para el ruido debido a las líneas de abonado; una Administración, por los menos, lo utiliza como objetivo para el ruido máximo en el receptor.

Nota 10 – El valor máximo de 2000 pW0p tiene en cuenta, con cierto margen, una longitud de circuito de unos 500 km.

Nota 11 — Se supone que ambos países poseen un plan del tipo 2 + 0,5 + 0,5 + 0,5 dB. El valor nominal del atenuador de 4 dB en el sentido de recepción en el centro de conmutación incluye la pérdida del equipo de terminación (véase el § 2.2.10).

Nota 12 – En el caso de un circuito que emplea líneas físicas, puede considerarse despreciable el nivel de potencia de ruido. Es adecuado un valor medio de 500 pW0p en el caso de circuitos por portadoras MDF o MDT de poca longitud.

Nota 13 — Se supone que la central local y el centro primario están instalados en el mismo local que el CCI.

2.2.6 Los símbolos de atenuador representan la atenuación nominal del canal o del circuito de que se trate, y la posición relativa del generador de ruido y del atenuador indican que, si el ruido ha de referirse al extremo receptor de un circuito, debe modificarse en función de la relación de potencias correspondientes a la atenuación del atenuador.

Si las potencias de ruido deben referirse a un punto particular de la conexión (por ejemplo, a la central local receptora o al punto de nivel relativo cero del primer circuito internacional), se aplicará la siguiente regla:

Si un nivel de potencia de ruido en un punto *A* ha de referirse a otro punto *B* situado después de aquél, dicho nivel se obtiene aumentando el nivel del punto *B* en un valor igual a la suma de las atenuaciones que se experimentan al pasarse de *A* a *B*. Si el nivel ha de referirse a un punto *C* situado antes de *A*, su valor se obtiene disminuyendo el nivel del punto *C* en un valor igual a la suma de las atenuaciones que se experimentan al pasarse de *A* a *C*.

2.2.7 La atenuación terminal nominal de la conexión (esto es, el equivalente normal menos la suma de las atenuaciones de tránsito de cada circuito) se indica en forma de un atenuador asociado al circuito del extremo derecho de la cadena a cuatro hilos. Pueden indicarse así las potencias de ruido como si fueran inyectadas en los puntos de nivel relativo cero de cada circuito, como se explica en el anexo A.

2.2.8 En el anexo A a la Recomendación G.113 se ofrece información sobre las distribuciones de la distorsión de atenuación y la distorsión por retardo de grupo. En el suplemento N.º 20 *Libro Rojo*, fascículo III.1, se indican valores calculados para algunas combinaciones posibles de los factores fundamentales de degradación de la transmisión.

La Recomendación G.114 contiene información sobre el retardo de grupo.

2.2.9 La desviación típica de la pérdida de transmisión de los circuitos se ajusta a los objetivos mencionados en el § 3 de la Recomendación G.151 y a los resultados obtenidos en la práctica, expuestos en la referencia [1].

2.2.10 En estas conexiones de referencia, «circuito» se define, según la Recomendación M.700 [2], como el conjunto de la línea y de los equipos que le son propios; va desde los equipos de conmutación de una central hasta los equipos de conmutación de la central siguiente. De esta forma, las pérdidas debidas al equipo de conmutación y al cableado de las centrales se incluyen en los valores de pérdida de transmisión asignados a los circuitos, junto con la pérdida (o ganancia) introducida por el sistema de transmisión. Si es necesario distinguir las pérdidas en las centrales, puede utilizarse un símbolo adicional de atenuador del valor apropiado.

Debe también observarse que, con arreglo a este convenio, la pérdida de 3,5 dB que, de ordinario, se asigna a un equipo de terminación, no figura explícitamente en los circuitos a dos/cuatro hilos; su valor se incluye también en la atenuación asignada al circuito.

3 Número de equipos de modulación y demodulación

Para estudiar la calidad de transmisión, puede considerarse que la conexión internacional más larga que puede ocurrir (véase la figura 1/G.103) comprende en la cadena a cuatro hilos la configuración de pares de equipos de modulación/demodulación que se indican en el cuadro 1/G.103.

CUADRO 1/G.103

	Número de pares de equipos de modulación/demodulación en una cadena a cuatro hilos totalmente analógica		
	Ocho circuitos nacionales	Circuitos entre los CCI	Total
Canal	8	4	12
Grupo primario	12	10	22
Grupo secundario	16	20	36

De los doce pares de equipos de modulación/demodulación de canal, tres como máximo pueden ser del tipo especial que proporciona más de 12 circuitos telefónicos por grupo primario.

4 Desarrollos como consecuencia de la introducción de procesos digitales MIC

La red telefónica mundial está experimentando una transición de lo que es en gran parte una red analógica a una red mixta analógico/digital. Cabe esperar que esta transición continúe y culmine en una red que sería predominantemente digital. En las Recomendaciones G.101, § 4.1 y G.104 se ofrece información sobre este periodo de transición.

Con relación a las conexiones ficticias de referencia de las figuras 1/G.103, 2/G.103 y 3/G.103, las configuraciones utilizadas en cuanto a los números de circuitos y los números de centrales deben ser también apropiadas para las condiciones en el periodo mixto analógico/digital. No obstante, en los estudios de transmisión referentes a las conexiones mixtas analógico/digitales deben tenerse también en cuenta todos los procesos digitales no integrados que pudieran estar presentes. Estos procesos digitales no integrados podrían tener consecuencias importantes en la calidad de global transmisión, sobre todo en lo que respecta a parámetros como la distorsión de cuantificación (Recomendación G.113) y el retardo de transmisión. En el anexo B se presentan orientaciones sobre el empleo de conexiones ficticias de referencia apropiadas para una red mixta analógico/digital.

Cuando la red mundial se haya transformado en una red exclusivamente digital, muchos de los factores de degradación de la transmisión que estaban presentes en el periodo mixto analógico/digital como consecuencia de la incorporación de procesos digitales no integrados quedarían eliminados. Sin embargo, pudieran subsistir ciertos procesos que podrían producir efectos adversos en la transmisión. Estos son los procesos que funcionan sobre la base del registro del tren de bits, como se efectúa, por ejemplo, en el caso de los atenuadores digitales. Si bien las degradaciones de transmisión acumuladas, introducidas por estos procesos pudieran mantenerse dentro de límites recomendados, la pérdida de la integridad de los bits que ellos ocasionan pudiera ser un grave inconveniente. Esto es particularmente cierto en el caso de servicios que requieren la preservación de la integridad de los bits de extremo a extremo. Por tanto, se debe, o bien evitar en lo posible los procesos de este tipo, o tomar medidas adecuadas para remediarlos cuando, por las conexiones afectadas, deban proporcionarse servicios que exijan la integridad de los bits.

ANEXO A

(a la Recomendación G.103)

Explicación de la forma en que pueden representarse las conexiones ficticias de referencia suponiendo que todos los niveles de conmutación en emisión son de 0 dBr

A.1 Considérese la conexión representada en la figura A-1/G.103, en la cual 3 circuitos con atenuaciones de 1 dB, 6 dB y 2 dB son interconectados por centrales cuyos niveles reales de conmutación en la emisión son de −2, +1 y −3 dBr, respectivamente.

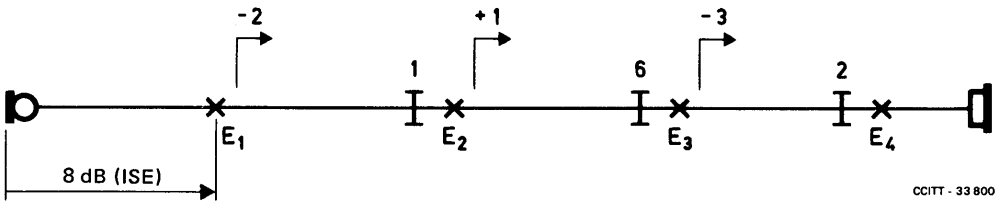


FIGURA A-1/G.103
Conexión en que existen diferentes niveles de conmutación en emisión

A.2 Se puede suponer que las potencias de ruido de esos circuitos son respectivamente N_1, N_2 y N_3 pW0p. En la figura A-2/G.103 se muestran esas potencias de ruido introducidas en sus circuitos a través de atenuadores cuyos valores han sido debidamente elegidos para tener en cuenta el nivel de conmutación considerado y poder prescindir de las flechas.

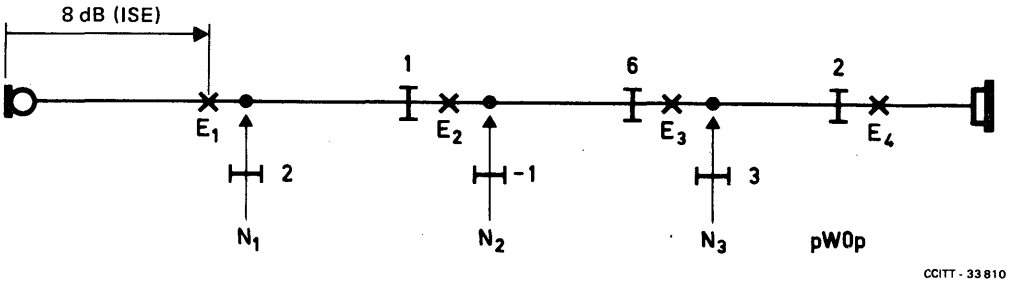


FIGURA A-2/G.103
Suma de las potencias de ruido

A.3 Observamos que N_1 experimenta una diferencia de nivel de un valor total de 11 dB para alcanzar E_4, N_2 un total de 7 dB y N_3 un total de 5 dB. Asimismo, la diferencia entre el índice de sonoridad en emisión (ISE) acumulado en cada central y el correspondiente nivel de ruido del circuito es de 6 dB para N_1, de 10 dB para N_2 y de 12 dB para N_3. Por tanto, podemos construir un nuevo esquema de la conexión en el cual las atenuaciones estarían atribuidas como se muestra en la figura A-3/G.103, donde todos los niveles de conmutación en emisión son de 0 dBr, y se cumplen también todas las demás condiciones.

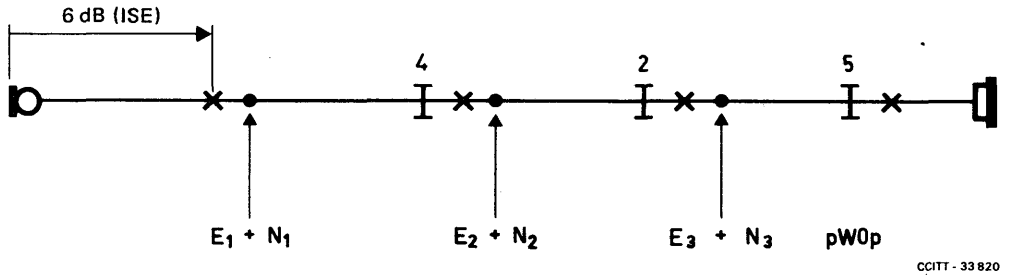


FIGURA A-3/G.103
Todos los niveles de conmutación en emisión son de 0 dBr

A.4 Como se consigue ahora que el nivel relativo del circuito inmediatamente siguiente en el sentido de la transmisión en cada punto de conmutación sea de 0 dBr, las potencias de ruido de la central pueden sumarse como se hace en las conexiones ficticias de referencia de la Recomendación G.103.

ANEXO B

(a la Recomendación G.103)

Orientaciones sobre las conexiones ficticias de referencia para una conexión mixta analógico/digital

En el presente anexo se facilitan orientaciones sobre una manera de modelar una red mixta analógico/digital. Por razones de sencillez y para facilitar la comparación con una red totalmente analógica, parecía apropiado mantener las configuraciones de red que aparecen en las figuras 1/G.103 a 3/G.103. Concretamente las figuras 1/G.103 y 2/G.103 representan, respectivamente, ejemplos del tipo de conexión de mayor longitud, aunque poco frecuente, y una conexión de longitud moderada, que se presenta con mayor frecuencia. Estas tres conexiones proporcionan una gama adecuada de tipos de conexión para la mayoría de los fines, pero resulta necesario facilitar directrices relativas a la selección de qué circuitos y centrales deberán ser analógicos o digitales. Esta elección puede depender de la materia objeto de estudio. Podrían proponerse dos ejemplos para cada una de

las conexiones. Uno de ellos maximiza el número de procesos digitales, y el otro, es más representativo de una red en evolución. La situación del caso más desfavorable podría representarse haciendo todas las centrales digitales y dejando la totalidad de los circuitos en forma analógica. Se obtiene un conjunto de conexiones más representativas, definiendo islas de conectividad digital, tales que el número de procesos digitales independientes en cada conexión, sea aproximadamente la mitad del máximo. Además, se supone que los circuitos específicos designados en el cuadro B-1/G.103 son también digitales, con conexión digital a las centrales digitales en cada extremo del circuito. Esto tiene el efecto de que crea «islas digitales» con procesos digitales integrados, de forma tal que cada isla pruede considerarse como un solo proceso digital.

CUADRO B-1/G.103

Circuitos digitales supuestos (enumerados de arriba a abajo)		
Figura 1/G.103	Figura 2/G.103	Figura 3/G.103
CP a CS CTe a CC 1.er a 2º CCI 4.º CCI a 5.º CCI CC a CTe CS a CP	CP a CCI CCI a CP	CL a CCI 2.º CCI a 4.º CCI [a)] CCI a CL

[a)] Isla digital única.

Nota – Véase el significado de las abreviaturas en la figura 1/G.103.

Referencias

[1] *Libro Verde* del CCITT, Tomo IV.2, sección 4, suplementos, UIT, Ginebra, 1973.

[2] Recomendación del CCITT *Definiciones relativas a la organización del mantenimiento,* Tomo IV, Rec. M.700.

[3] Manual del CCITT *Planificación de la transmisión en las redes telefónicas con conmutación,* UIT, Ginebra, 1976.

[4] Recomendación del CCITT *Características de transmisión de una central internacional,* Tomo VI, Rec. Q.45.

Recomendación G.105

CONEXIÓN FICTICIA DE REFERENCIA PARA LOS ESTUDIOS DE LA DIAFONÍA

(Ginebra, 1980)

1 Objeto

La presente Recomendación contiene orientaciones acerca de la aplicación de la Recomendación P.16 [1] a la red telefónica general con conmutación e indica la estructura y los parámetros que debería presentar la conexión ficticia de referencia destinada especialmente a los estudios de la diafonía.

2 Observaciones generales

2.1 *Exactitud de los datos fundamentales*

2.1.1 Existe siempre un cierto grado de incertidumbre al aplicar a una conversación telefónica real los resultados de pruebas en que se haya pedido a los participantes que tratasen de detectar la presencia de diafonía inteligible. Además, no se puede esperar que esta clase de pruebas dé una idea fidedigna del grado en que se reduce la confianza que merece a un abonado el secreto de las comunicaciones por el hecho de oír la conversación de otro abonado. Por consiguiente, en general la finalidad debiera consistir en reducir en la mayor medida posible el riesgo de que exista diafonía potencialmente inteligible.

2.1.2 Al aplicar el método de cálculo de la Recomendación P.16 [1] pueden producirse errores si las distribuciones de las atenuaciones diafónicas y de los índices de sonoridad son asimétricas en vez de ser normales, o están truncadas como consecuencia de procedimientos de pruebas de aceptación. Ello se debe a que generalmente se buscan probabilidades de diafonía inteligibles reducidas, que dependen en sumo grado del hecho de que los extremos de las distribuciones estén exactamente definidos. Una manera de obviar esta dificultad es aplicar los métodos de Monte Carlo, conforme se describen, por ejemplo, en el Manual citado en [2], tomando la precaución de efectuar un número suficiente de iteraciones para asegurar la exactitud necesaria.

2.1.3 Hay que poner especial cuidado en obtener valores significativos de la atenuación y el ruido en los trayectos de diafonía que son objeto de estudio. En particular, los errores provocados por pequeños cambios de los valores medios pueden dar como resultado una probabilidad calculada errónea, de que un abonado oiga la conversación de otro, que puede ser diez veces mayor o menor o incluso más; véase por ejemplo [3].

2.2 *Efecto del ruido de línea y del ruido ambiente*

2.2.1 Otro aspecto importante que plantea algunas dificultades es el efecto de enmascaramiento del ruido. Por un lado, si se supone insignificante el nivel de ruido al establecer límites de diafonía, pueden imponerse exigencias carentes de realismo en lo que concierne a la atenuación diafónica que deben introducir los elementos de equipo. Por otro lado, si se supone que los circuitos y las centrales en servicio introducen niveles de ruido comparables a los fijados en los objetivos de construcción (por ejemplo, los consabidos 4 pW0p/km), la proporción de casos en que un abonado oye la conversación de otro puede ser inaceptablemente elevada, en especial cuando la red está poco cargada y es dable esperar por consiguiente que los niveles de ruido presenten sus valores más bajos.

Al igual que en muchos estudios de transmisión, hay que conciliar estos dos extremos. En algunos casos, tal vez sea necesario basarse en mediciones del nivel de ruido en la instalación durante periodos de mucho y de poco tráfico. Sin embargo, no debe pasarse por alto el hecho de que los límites que se fijen en la actualidad deben tener en cuenta, de ser posible, las necesidades futuras. Es un sano principio que el funcionamiento satisfactorio del equipo en una parte de la red no dependa de imperfecciones accidentales de otra parte de ella, especialmente si es probable que tales imperfecciones puedan suprimirse o reducirse en el futuro, por ejemplo mediante el nuevo diseño de las centrales locales o utilizando en mayor grado sistemas digitales de transmisión de larga distancia.

2.2.2 A diferencia del ruido de línea, es posible para la persona que escucha reducir el efecto del ruido ambiente. De ahí que la Recomendación P.16 [1] indique que es necesario considerar que el ruido ambiente es despreciable al calcular un objetivo de diseño para el equipo.

2.3 *Probabilidades y distribuciones que intervienen*

2.3.1 Cuando se determina la distribución de la atenuación diafónica introducida por el equipo y los cables, es apropiado considerar únicamente los valores más desfavorables (aceptables). Por ejemplo, en el caso de un cable de 10 pares sólo debe tenerse en cuenta, para cada par, el par que introduce en él la peor perturbación, o sea 10 valores en total. Esta distribución no debe ser desvirtuada por los otros 80 valores mejores. Puede considerarse seguro que, durante el periodo cargado, estará en actividad el par que más perturba a un par particular.

2.3.2 Con respecto a la diafonía inteligible entre comunicaciones locales establecidas en la red de una misma central local, la probabilidad de que un abonado potencialmente perturbador haga una llamada al mismo tiempo que el abonado perturbado puede ser considerablemente pequeña; ello será de seguro así en el caso de los abonados comerciales y las centralitas privadas de abonado. Figura información sobre este aspecto y sobre la manera de calcular las probabilidades que intervienen en [4].

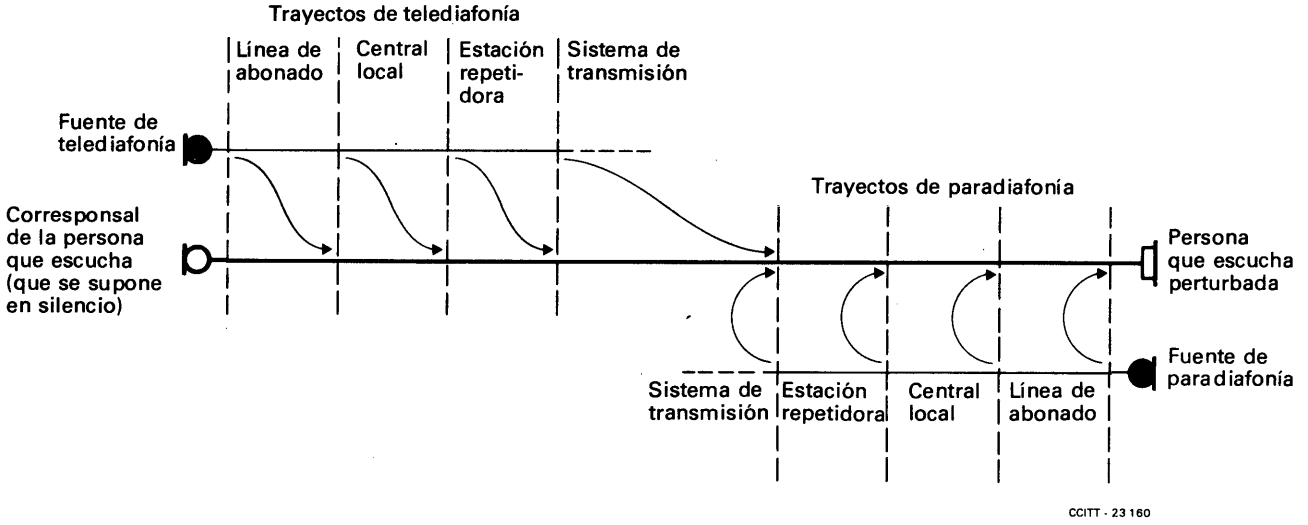
2.3.3 Las entradas múltiples, en una conexión telefónica, de señales de diafonía inteligible, todas las cuales presenten niveles importantes y se deriven de una misma fuente, es algo tan improbable que puede no tenerse en cuenta al fijar los límites de diseño. Es decir que se supone que el único mecanismo de diafonía que interesa es el predominante, y como todas las demás fuentes se consideran despreciables, aquél puede absorber la totalidad del margen.

Sin embargo, cuando hay que dividir un objetivo de calidad de funcionamiento de la red relativo a la diafonía entre las centrales y los circuitos que constituyen la conexión, puede ser necesario considerar el número de trayectos potenciales de diafonía de distintas fuentes. Por ejemplo, pueden aplicarse límites de diafonía a trayectos completos a través de una central y a circuitos de enlace o interurbanos completos. Así pues, en las conexiones sencillas entre abonados de centrales diferentes (dejando de lado, de momento, la diafonía originada dentro de los cables locales), existen tres fuentes predominantes de diafonía, y si por ejemplo se tratase de obtener que, en las conexiones de esta naturaleza, la probabilidad de que un abonado oiga la conversación de otro sea inferior a 1 entre 100, debiera reducirse esta posibilidad a 1 entre 300 (suponiendo iguales probabilidades y la ausencia de correlación entre las fuentes).

Las figuras 1/G.105 y 2/G.105 ilustran algunos trayectos de diafonía importantes.

3 Conexiones ficticias de referencia para la diafonía

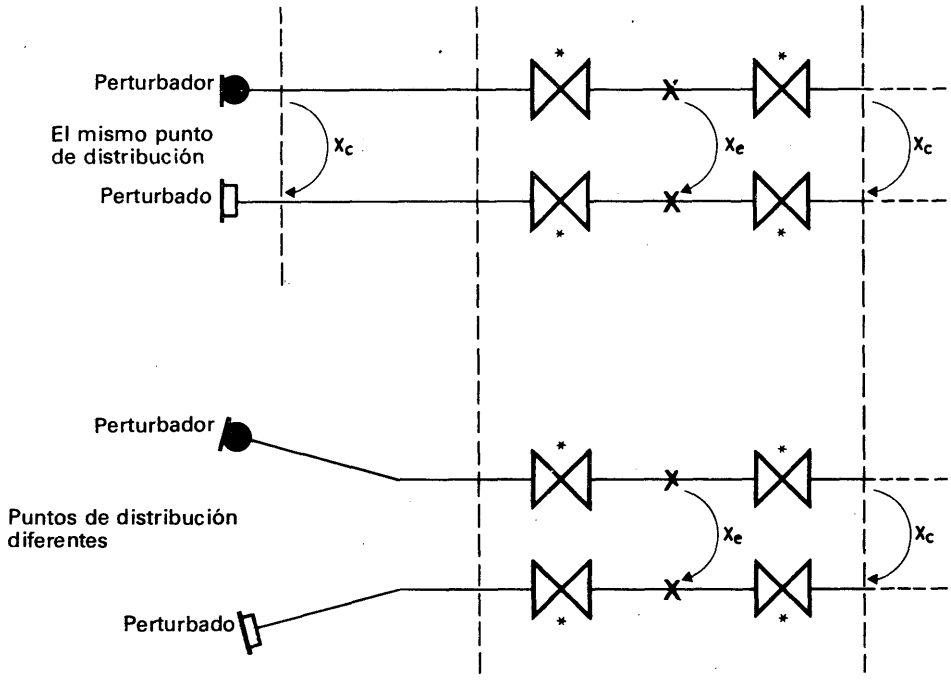
La figura 3/G.105 ilustra los elementos esenciales de dos conexiones ficticias de referencia apropiadas para los estudios de la diafonía de circuitos y centrales telefónicos. Se observará que las conexiones son mucho más sencillas que las que se utilizan en la Recomendación G.103 para el estudio del ruido y la atenuación. Sería inapropiado estudiar el riesgo de que exista una diafonía potencialmente inteligible entre dos conexiones de 12 circuitos cuyas longitudes y niveles de ruido son cercanos a los máximos con el objeto de obtener, por ejemplo, un límite para la diafonía del equipo de canal, puesto que la mayoría de los equipos de canal adquiridos e instalados conforme a la especificación se utilizan en conexiones mucho más sencillas, menos ruidosas y numerosas.



Nota — Los límites de diafonía propios de las *estaciones repetidoras* (por ejemplo, equipo múltiplex) y de los *sistemas de transmisión* no se tratan en esta Recomendación, que sólo se refiere a las líneas de abonado, centrales y circuitos entre centrales. En particular, los límites recomendados para los circuitos deberían ser distribuidos por la Comisión o Comisiones de Estudio competentes de los CCI.

FIGURA 1/G.105

Algunos trayectos de telediafonía y paradiafonía que revisten importancia en relación con la diafonía potencialmente inteligible entre conexiones telefónicas



* Todas las líneas de abonado se presentan aquí equipadas con amplificadores adicionales, caso que no siempre ocurre en la práctica.

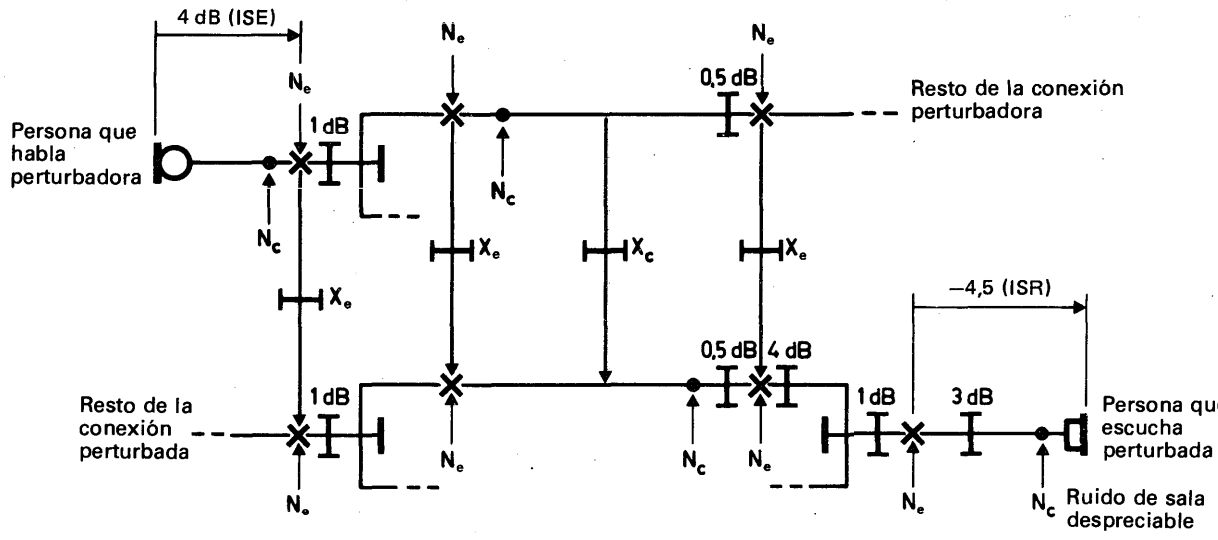
Nota 1 — En las comunicaciones entre abonados de una misma central atendidos por puntos de distribución diferentes, se puede suponer que el hecho de que un abonado oiga la conversación de otro se debe a la diafonía en la central o a la diafonía que se origina dentro de los cables locales (para o telediafonía) en el lado del equipo de conmutación de la central que mira hacia el otro extremo. En las comunicaciones entre abonados de centrales diferentes, se supone que los trayectos de diafonía se producen en la central y entre circuitos locales o interurbanos.

Nota 2 — En el caso en que dos abonados atendidos por el mismo punto de distribución oyen cada uno las conversaciones del otro, debiera también suponerse que puede producirse diafonía dentro del cable local (paradiafonía) u otro equipo conectado permanentemente. El hecho de que determinados abonados estén desfavorablemente situados a este respecto dependerá en sumo grado del tipo de circuitos telefónicos locales utilizados. Cuando se utilizan aparatos telefónicos con regulación de corriente, los abonados de líneas locales de longitud límite están más expuestos, a causa de la mayor sensibilidad del aparato telefónico en tales líneas.

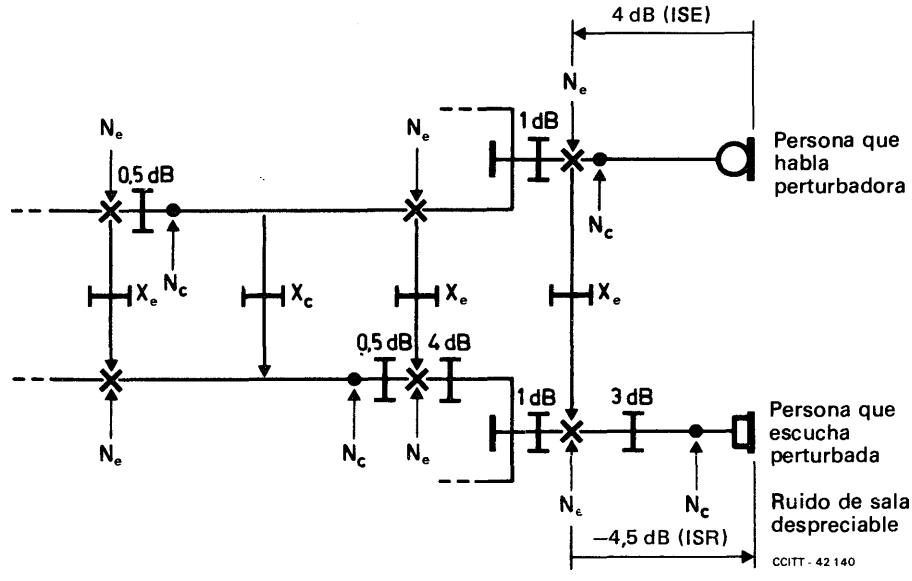
Nota 3 — Debe incluirse, cuando proceda, el efecto de la amplificación adicional de la central asociada a veces a las líneas de gran longitud.

FIGURA 2/G.105

Algunos trayectos ficticios de referencia de diafonía para el estudio de la diafonía en la red de una central local



a) *Trayectos de telediafonía*



b) *Trayectos de paradiafonía*

Nota 1 — Se supone que la conexión perturbada es muy sencilla, estando conectada la persona que escucha perturbada a una central local situada en el mismo lugar que la central interurbana (por ejemplo, el primer CCI o el centro primario nacional).

Nota 2 — Valores adecuados de las diversas potencias de ruido de circuito y de central:

Ruido de circuito (N_c):	línea local de abonado:	100 pWp
	circuito a cuatro hilos:	500 pW0p
	(circuito por satélite:	10 000 pW0p)
Ruido de central (N_e):	central local:	50 pWp o pW0p (según corresponda)
	central a cuatro hilos:	100 pW0p

Nota 3 — De conformidad con el convenio adoptado en la Recomendación G.103, se indica 0 dBr para el nivel de conmutación en emisión en todas las centrales. En la práctica pueden encontrarse otros valores de nivel relativo, que deben tenerse en cuenta en el estudio.

Nota 4 — Se supone que, en cada instante, sólo hay un mecanismo de diafonía predominante.

FIGURA 3/G.105

Conexiones ficticias de referencia aplicables a la diafonía entre conexiones telefónicas con conmutación

Referencias

[1] Recomendación del CCITT *Efectos subjetivos de la diafonía directa. Umbrales de audibilidad e inteligibilidad*, Tomo V, Rec. P.16.

[2] Manual del CCITT *Planificación de la transmisión en las redes telefónicas con conmutación*, UIT, Ginebra, 1976.

[3] *La diafonía en el área local y el secreto de las conversaciones*, Comunicaciones Eléctricas (ITT), Vol. 49, N.º 4, pp. 446-458, 1974.

[4] LAPSA (P. M.): Calculation of multidisturber crosstalk probabilities, *Bell System Technical Journal*, Vol. 55, N.º 7, septiembre de 1976.

1.1 Recomendaciones generales sobre calidad de transmisión para una conexión telefónica internacional completa

Recomendación G.111

ÍNDICES DE SONORIDAD (IS) EN UNA CONEXIÓN INTERNACIONAL

(Ginebra, 1964; modificada en Mar del Plata, 1968; Ginebra, 1972, 1976 y 1980; Málaga-Torremolinos, 1984 y Melbourne, 1988)

Preámbulo

Los § 1 a 5 de esta Recomendación se aplican en general a las conexiones telefónicas internacionales totalmente analógicas, mixtas analógico/digitales y totalmente digitales. Sin embargo, cuando en el § 6 se formulan recomendaciones sobre aspectos específicos para las conexiones mixtas analógico/digitales y totalmente digitales, se aplicarán estas últimas disposiciones.

En el plan de transmisión internacional, el índice de sonoridad (IS) entre dos abonados no está estrictamente limitado; su valor máximo se desprende del conjunto de las diversas Recomendaciones que se indican a continuación.

El CCITT,

considerando

(a) que los índices de sonoridad (IS) definidos en la Recomendación P.76 han sido determinados mediante las pruebas subjetivas descritas en la Recomendación P.78 y que las diferencias entre los valores así determinados en diversos laboratorios (incluido el Laboratorio del CCITT) son menores que para los equivalentes de referencia;

(b) que, para la planificación, los IS se determinan mediante los métodos objetivos descritos en las Recomendaciones P.65, P.64 y P.79;

(c) que las fórmulas de conversión de equivalentes de referencia (ER) y equivalentes de referencia corregidos (ERC) (véase el anexo C) no son suficientemente exactas para aplicarlas a aparatos específicos; que, por tanto, las Administraciones que aún se basan en valores de equivalentes de referencia (determinados en el pasado en el Laboratorio del CCITT) para el tipo de aparatos que utilizan, tienen que hallar valores recomendados de equivalentes de referencia corregidos en la documentación del CCITT,

recomienda

que se utilicen los valores indicados a continuación en términos de IS para verificar que las conexiones telefónicas internacionales proporcionan una sonoridad adecuada de la palabra;

que las Administraciones que emplean los ERC deben convertir de preferencia, los IS de esta Recomendación en sus ERC nacionales mediante los métodos indicados en el anexo C o, como una segunda posibilidad, aplicar los valores indicados en el Tomo III del *Libro Rojo.*

Nota 1 – Los principales términos utilizados en esta Recomendación se definen y/o explican en su anexo A.

Nota 2 – Para muchos aparatos telefónicos que utilizan micrófonos de carbón, los valores de índice de sonoridad en emisión (ISE) y de índice de enmascaramiento para el efecto local (IEEL) sólo pueden determinarse con una exactitud limitada.

1 Índices de sonoridad nominales de los sistemas nacionales

1.1 *Definición de los IS nominales de los sistemas nacionales*

Los índices de sonoridad en emisión y en recepción, ISE e ISR respectivamente, pueden determinarse en principio en cualquier interfaz de la red telefónica. Sin embargo, al especificar los ISE e ISR de un sistema nacional, se elige que el interfaz esté en la central internacional.

Un número cada vez mayor de sistemas internacionales se conectarán con los los sistemas nacionales a través de un interfaz *digital* donde, por definición, los niveles relativos son 0 dBr. Por tanto, en esta Recomendación y en la Recomendación G.121, los ISE y los ISR de los *sistemas nacionales* son referidos a un *punto de 0 dBr* en la central internacional. (Véase el § 5 de la Recomendación G.101.) Esta convención se aplica a las interconexiones digitales y analógicas entre los sistemas nacionales e internacionales (a menos que se especifique otra cosa en casos particulares).

Sin embargo, si estas interconexiones se hacen sobre una base analógica, los niveles relativos reales en el interfaz pueden ser elegidos por las Administraciones interesadas. De este modo, si los niveles relativos normalizados en el interfaz analógico son S dBr y Q dBr para los sistemas (nacionales) en emisión y en recepción respectivamente, la relación entre los IS reales en el interfaz y un punto de 0 dB son:

$$\text{ISE (interfaz)} = ISE - S$$

$$\text{ISR (interfaz)} = ISR + Q$$

(véase la figura 1/G.111).

Además, a los efectos de la planificación de la transmisión, se ha utilizado frecuentemente el concepto de extremos virtuales analógicos (EVA). Los EVA por lo general no tendrán existencia física pero se han considerado convenientes al estudiar conexiones totalmente analógicas y conexiones mixtas analógico/digitales. Si la sección internacional es analógica, o mixta analógico/digital, los niveles relativos en el EVA son convencionalmente:

$$S = -3{,}5 \text{ dBr}$$

$$Q = -4{,}0 \text{ dBr}$$

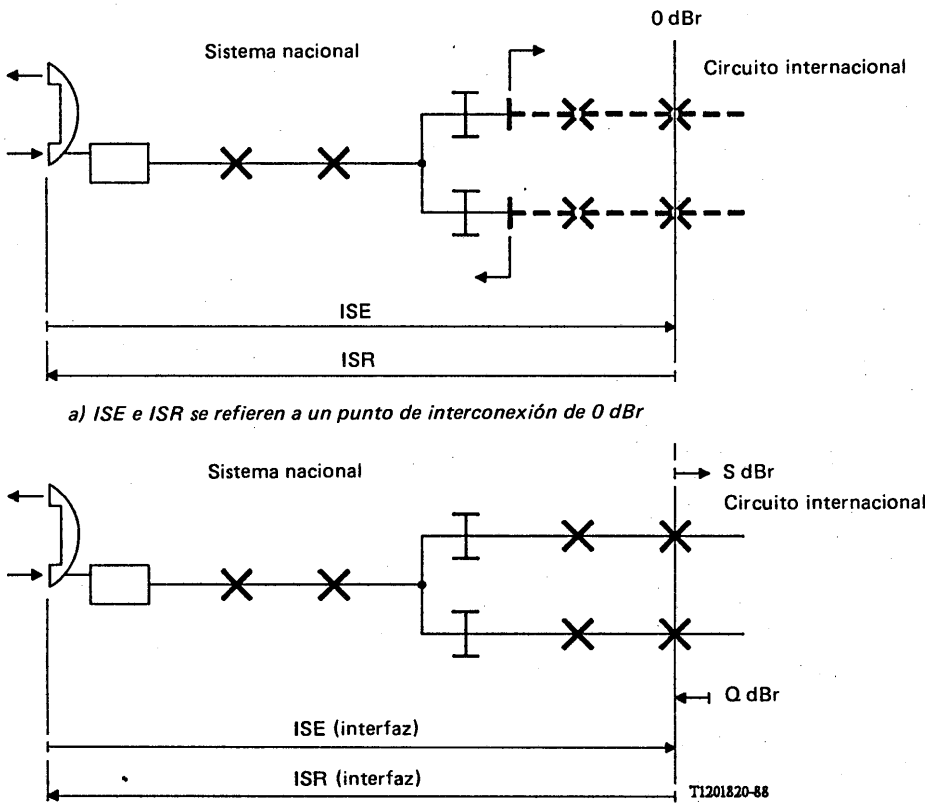
Nota 1 – $Q = -4{,}0$ dBr corresponde a una atenuación nominal de 0,5 dB entre los EVA del circuito internacional. No obstante, si sólo se utiliza un circuito internacional para conexiones internacionales relativamente cortas y sencillas, esta atenuación puede aumentarse si con ello puede evitarse el empleo de dispositivos de protección contra el eco. Véase el § 2.1 de la Recomendación G.131. Por tanto, en estos casos el valor de Q disminuirá en consecuencia.

Nota 2 – Si el circuito analógico internacional presenta una apreciable distorsión de atenuación en función de la frecuencia, el índice de sonoridad global (ISG) de la conexión internacional puede aumentar ligeramente más que la atenuación nominal de los EVA. Véase el § A.4.2 a la presente Recomendación.

El concepto de EVA se ha utilizado también cuando el circuito internacional es digital. En este caso la convención es:

$$S = -3{,}5 \text{ dBr}$$

$$Q = -3{,}5 \text{ dBr}$$



a) ISE e ISR se refieren a un punto de interconexión de 0 dBr

b) ISE e ISR se refieren a un punto de interconexión analógico real

FIGURA 1/G.111

Definición de los puntos de referencia de ISE e ISR para un sistema internacional

1.2 *Valores recomendados*

En la Recomendación G.121 se indican objetivos para los IS nominales en emisión y en recepción de los sistemas nacionales.

2 Equivalente nominal de la cadena internacional

La atenuación nominal entre extremos virtuales de cada circuito analógico internacional debe ser, en principio, de 0,5 dB a 1020 Hz. No obstante, ciertos circuitos pueden explotarse con una atenuación mayor (véase el § 2.1 de la Recomendación G.131) o nula (véase la nota 3 del § 5 de la Recomendación G.101). Los circuitos digitales se utilizan con una atenuación nominal de 0 dB (véase el § 6).

Desde el punto de vista de la transmisión, el número de circuitos analógicos internacionales que pueden interconectarse en cadena no está estrictamente limitado, siempre que cada uno de estos circuitos tenga una atenuación nominal entre extremos virtuales de 0,5 dB en posición de tránsito, y esté interconectado a cuatro hilos. Por supuesto, es probable que la calidad de transmisión sea tanto mejor cuanto menor sea el número de circuitos interconectados (véase el § 3 de la Recomendación G.101).

Nota – En el § 3 de la Recomendación G.101 se facilita información sobre el número real de circuitos en conexiones internacionales.

3 IS y efectos direccionales en una conexión completa

3.1 *IS nominales para cada sentido de transmisión*

En los § A.3 y A.4 del anexo A se indica cómo calcular el índice de sonoridad global (ISG) de una conexión completa. El ISG nominal de una conexión internacional es la suma de:

- el índice de sonoridad en emisión (ISE) nominal del sistema nacional emisor (véanse el § 4 de la Recomendación G.121 y el anexo A);
- el índice de sonoridad de circuito (ISC) nominal de la cadena internacional (véase el anexo A);
- el índice de sonoridad en recepción (ISR) nominal del sistema nacional receptor (véanse el § 4 de la Recomendación G.121 y el anexo A).

3.2 *Valores medios, ponderados en función del tráfico, de los ISG*

En condiciones reales, el valor adecuado del ISG para las conexiones parece ser de 10 dB en la mayoría de los casos.

Nota – Para las conexiones totalmente exentas de problemas de eco y de efecto local, las investigaciones han demostrado que el ISG óptimo es algo inferior, aproximadamente 5 dB, pero el valor óptimo es más bien plano, de modo que las pequeñas desviaciones con respecto al valor dado tienen poco efecto subjetivo. (Sin embargo, el «ISG preferido» en un aplicación dependerá hasta cierto punto de la condición a la que se hayan acostumbrado los abonados. Por consiguiente, en algunas CPA analógicas, las llamadas internas tienen un ISG muy bajo. La sustitución de una CPA de este tipo por una CPA digital con un ISG más alto puede dar lugar a que algunos abonados se quejen de un «bajo nivel vocal». Algunas Administraciones han resuelto este problema incorporando un control de volumen manual en el receptor del aparato telefónico, lo que permite una gama total de variaciones del orden de 10 a 12 dB. Obsérvese que en telefonía móvil se suele incluir un control de volumen que afecta tanto al lado emisor como al receptor, pero en sentidos opuestos.)

El objetivo a largo plazo para el valor medio, ponderado en función del tráfico, debe situarse en la gama de 8 a 12 dB.

Es necesario fijar un objetivo de valor medio para asegurar una transmisión satisfactoria para la mayoría de los abonados.

Nota 1 – No es posible alcanzar en la actualidad los valores a largo plazo, y un objetivo a corto plazo apropiado del ISG se sitúa en la gama de 8 a 21 dB.

Nota 2 – La pérdida de transmisión de 0,5 dB de cada uno de los circuitos analógicos que componen la cadena internacional (véase el § 2) se ha tenido en cuenta considerando que el promedio de circuitos internacionales que intervienen en una conexión internacional es de 1,1 (véase el § 3 de la Recomendación G.101).

Como resultado de esto, las gamas mencionadas más arriba no comprenden un margen para las conexiones entre países que:

- tienen más de un circuito internacional de 0,5 dB;
- tienen un solo circuito internacional con una atenuación superior a 0,5 dB, como lo permite el § 2.1 de la Recomendación G.131.

Nota 3 – El § 1 de la Recomendación G.121 indica valores para sistemas nacionales basados en los objetivos globales de esa Recomendación.

Nota 4 – Las gamas indicadas para ISG son para la planificación y no incluyen las tolerancias de medición y de fabricación.

Nota 5 – En la planificación de la transmisión hay que considerar otros factores importantes además de la sonoridad. Los problemas de efecto local, eco y estabilidad pueden causar degradación de la calidad vocal global en una conexión. Por tanto, es importante adoptar una *estrategia de impedancia* adecuada en el plan de transmisión nacional a fin de evitar desadaptaciones perjudiciales en la red (en el suplemento N.° 10 del fascículo VI.1 figura un ejemplo).

3.3 *Diferencia en las pérdidas de transmisión entre los dos sentidos de transmisión*

En una conexión internacional entre centrales locales, la contribución a la asimetría introducida por los dos sistemas nacionales queda limitada por las disposiciones del § 2.2 de la Recomendación G.121. Los circuitos internacionales pueden, en las circunstancias prácticas descritas en las observaciones generales del § 4 de la Recomendación G.101, introducir asimetría adicional. Esta asimetría adicional será razonablemente pequeña.

4 Variaciones en función del tiempo e influencia del ruido de circuito

4.1 *Variaciones en función del tiempo*

Los valores del IS calculados para los sistemas nacionales (§ 4 de la Recomendación G.121) no comprenden las variaciones en función del tiempo de la atenuación de las diferentes partes del sistema nacional. En el § 3 de la Recomendación G.151 figuran los objetivos recomendados por el CCITT para las variaciones de atenuación de los circuitos internacionales y de los circuitos nacionales de prolongación con respecto a los valores nominales.

4.2 *Influencia del ruido del circuito*

Véase la Recomendación G.113.

5 Límites prácticos del IS entre dos operadoras o entre una operadora y un abonado

Deben aplicarse los mismos índices de sonoridad aplicables entre dos abonados.

6 Incorporación de procesos digitales MIC en conexiones internacionales

6.1 *Conexiones con una cadena digital a cuatro hilos que se prolonga hasta las centrales locales*

Al desarrollarse la red nacional, una conexión telefónica internacional pudiera tener la configuración indicada en la figura 2/G.111, en la que el interfaz analógico/digital se encuentra en la central local. En una conexión de este tipo, la pérdida de transmisión nominal introducida por la cadena a cuatro hilos constituida por los circuitos digitales nacionales y el circuito digital internacional es de 0 dB. En consecuencia, la cadena a cuatro hilos no contribuye generalmente al control de la estabilidad ni de los ecos. Sin embargo, una parte de la pérdida requerida para controlar la estabilidad y el eco se produce en la central local, según lo indicado por los atenuadores R y T, y el resto lo proporciona la atenuación de equilibrado en la unidad de terminación a dos/cuatro hilos (véase asimismo la Recomendación G.122).

En el § 6 de la Recomendación G.121 se analizan los valores de R y T y se llega a la conclusión de que pueden elegirse valores que tengan en cuenta las atenuaciones y niveles nacionales, a condición de que se cumplan siempre las Recomendaciones del CCITT relativas a las conexiones internacionales. Por ejemplo, la suma de R y T tendrá que ser como mínimo bastante alta para que se cumplan los requisitos de la Recomendación G.122. En particular, esto deberá tenerse en cuenta en los casos en que las atenuaciones de equilibrado para la estabilidad se aproximan a 0 dB en la unidad de terminación a 2 hilos/4 hilos. En el anexo C a la Recomendación G.121 se dan ejemplos de los valores de R y T adoptados por algunas Administraciones.

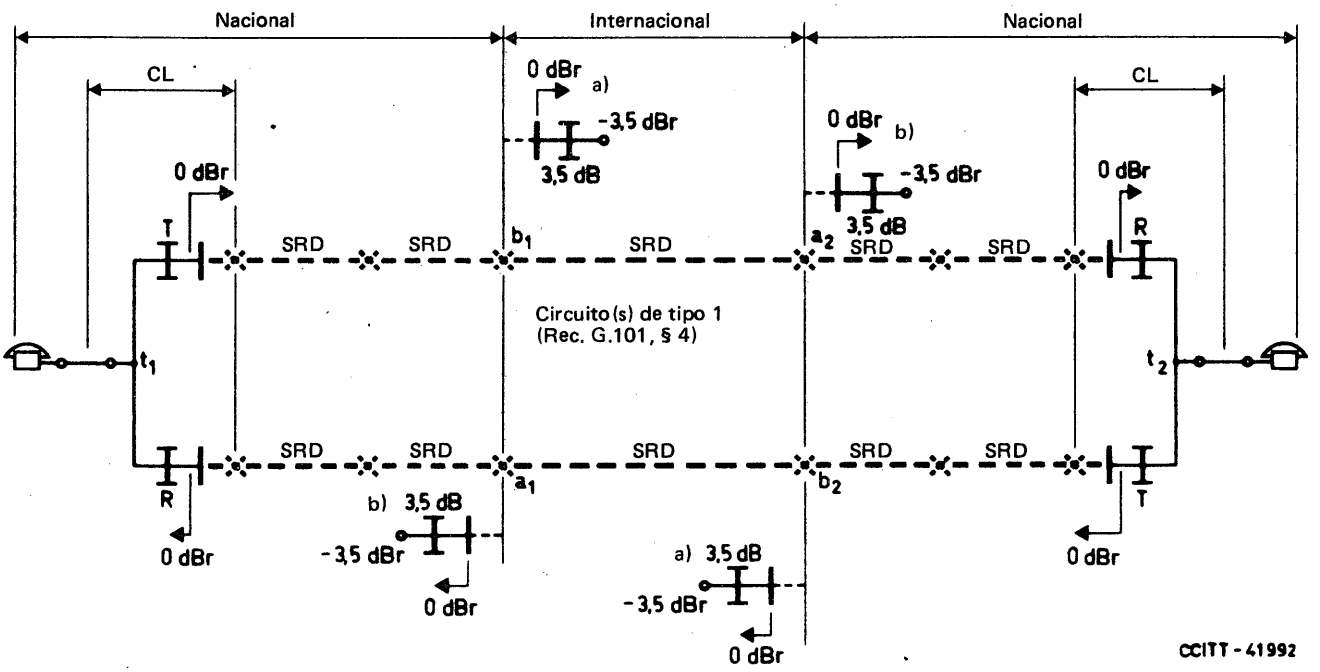
Otros aspectos de la transmisión que deben tomarse en consideración para la planificación de las conexiones que comprenden centrales locales a cuatro hilos en una red mixta analógico/digital son la carga del sistema y la diafonía.

La figura 2/G.111 indica también que R y T son atenuadores analógicos. Esto no tiene necesariamente que ser siempre así, ya que en ciertas circunstancias sería más práctico, o necesario, introducir la pérdida requerida mediante atenuadores digitales. Sin embargo, si se utilizan atenuadores digitales, habrá que tener en cuenta su efecto adverso sobre los datos digitales u otros servicios que requieren la integridad de los bits de extremo a extremo, como se indica en el § 4.4 de la Recomendación G.101 y en el § 4 de la Recomendación G.103.

6.2 *Conexiones mixtas analógico/digitales*

Para asegurar una transmisión satisfactoria por conexiones internacionales en el periodo mixto analógico/digital, probablemente sea necesario modificar los actuales planes de transmisión nacionales o elaborar nuevos planes a fin de que los circuitos nacionales de prolongación sean adecuados. Será preciso cumplir las disposiciones de todas las Recomendaciones pertinentes del CCITT. Las Recomendaciones relativas a los circuitos nacionales de prolongación con cadenas a cuatro hilos que se prolongan hasta las centrales locales a cuatro hilos se dan en el § 6 de la Recomendación G.121.

Así pues, la planificación de transmisión en las fases de transición no debe comprender, de preferencia, ninguna degradación de la calidad experimentada previamente.



SRD Secuencia de referencia digital

Transmisión analógica

Transmisión digital

R T Atenuadores analógicos (representan la atenuación nominal entre el punto de conmutación a cuatro hilos y el punto a dos hilos, incluida la pérdida de la unidad de terminación a dos/cuatro hilos)

Conmutación digital

a), b) Extremos virtuales analógicos

Codificador analógico/digital o decodificador digital/analógico

0 dBr Decodificador digital/analógico ideal con un nivel relativo de salida de 0 dBr

Codificador analógico/digital ideal con un nivel relativo de entrada de 0 dBr 0 dBr

CL Central local

FIGURA 2/G.111

Ejemplo de una conexión internacional en la que la cadena digital a cuatro hilos se prolonga hasta la central local a cuatro hilos con líneas de abonado analógicas a dos hilos

ANEXO A

(a la Recomendación G.111)

Explicaciones relacionadas con las Recomendaciones G.111, G.121, G.122, G.131 y G.134: propiedades y usos de los índices de sonoridad

Nota – Las *definiciones* de los índices de sonoridad figuran en el Tomo V.

A.1 *Explicación general de los términos de índices de sonoridad utilizados en las Recomendaciones de la serie G*

A.1.1 *Índice de sonoridad (IS)*

Según se utiliza en las Recomendaciones de la serie G para la planificación, es una medida *objetiva* de la pérdida de sonoridad, es decir, una pérdida electroacústica, ponderada, entre ciertos interfaces en la red telefónica. (La naturaleza de la ponderación se tratará posteriormente.) Si el circuito entre los interfaces está subdividido en secciones, la suma de los IS de cada sección equivale al IS total.

En los § A.3 y A.4 se describe cómo determinar y aplicar los IS en las Recomendaciones de la serie G. Los métodos son suficientemente exactos para todos los fines prácticos. (Fundamentalmente, los índices de sonoridad se basan en los métodos subjetivos descritos en las Recomendaciones P.76 y P.78. Sin embargo, los valores medidos subjetivamente en general varían demasiado en función del tiempo y de los equipos de operadores de prueba para que sean realmente útiles para la planificación de la transmisión.)

En el contexto de los índices de sonoridad, los abonados están representados desde el punto de vista de la medición por una boca artificial y un oído artificial respectivamente, que están exactamente especificados.

A.1.2 *Índice de sonoridad global (ISG)*

Pérdida de sonoridad entre la boca del abonado que habla y el oído del abonado que escucha a través de una conexión.

A.1.3 *Índice de sonoridad en emisión (ISE)*

Pérdida de sonoridad entre la boca del abonado que habla y un interfaz eléctrico en la red. (La pérdida de sonoridad se define aquí como la relación media ponderada (dB) presión sonora de excitación/tensión medida.)

A.1.4 *Índice de sonoridad en recepción (ISR)*

Pérdida de sonoridad entre un interfaz eléctrico en la red y el oído del abonado que escucha. (La pérdida de sonoridad se define aquí como la relación media ponderada (dB) f.e.m. de exitación/presión sonora medida.)

A.1.5 *Índice de sonoridad del circuito (ISC)*

Pérdida de sonoridad entre dos interfaces eléctricos en la red (a través de un circuito), estando cada interfaz terminado por su impedancia nominal que puede ser compleja. (En este caso la pérdida de sonoridad equivale aproximadamente al valor medio (dB) ponderado de la pérdida eléctrica compuesta.)

Nota – El índice de sonoridad del enlace (ISEN) es un caso especial del ISC, con las terminaciones a 600 ohmios resistivas.

A.1.6 *Pérdidas de sonoridad para el efecto local*

A.1.6.1 *Efecto local para el hablante, índice de enmascaramiento para el efecto local (IEEL)*

Pérdida de sonoridad entre la boca de un abonado y su oído (auricular) a través del trayecto de efecto local *eléctrico* (véase la Recomendación P.10 para una definición completa).

A.1.6.2 *Índice de efecto local para el oyente (IELO)*

Pérdida de sonoridad entre una fuente de ruido de sala tipo Hoth y el oído (auricular) del abonado a través del trayecto de efecto local *eléctrico* (véase la Recomendación P.10 para una definición completa).

A.1.7 *Pérdidas de sonoridad del eco*

A.1.7.1 *Índice de sonoridad del eco para el hablante (ISEH)*

Pérdida de sonoridad del sonido de la voz del hablante que llega a su oído como un eco retardado.

A.1.7.2 *Índice de sonoridad del eco para el oyente (ISEO)*

Diferencia de la pérdida de sonoridad entre el sonido de la voz directo del hablante y su eco retardado que llega al oído del abonado que escucha.

A.1.8 *Índice de sonoridad en recepción de la diafonía (ISRX)*

Pérdida de sonoridad desde un interfaz eléctrico perturbador al oído del abonado perturbado a través del trayecto diafónico.

A.2 *Modelo sicoacústico para los índices de sonoridad*

Según la definición fundamental de índices de sonoridad, una *pérdida plana* (es decir, una pérdida constante en función de la frecuencia) introducida en un trayecto aumenta el índice de sonoridad en la misma magnitud. Sin embargo, cuando se evalúa la influencia de una pérdida que depende de la frecuencia se necesita un modelo sicoacústico de cómo el cerebro interpreta las impresiones de sonoridad. Por tanto, se dará una descripción breve de un modelo sencillo que se juzga adecuado para las consideraciones relacionadas con los índices de sonoridad a efectos de planificación (para explicaciones más completas, véase la Recomendación P.79).

El oído puede considerarse como un banco de filtros de paso de banda espaciados igualmente de manera aproximada en un escala de frecuencia logarítmica. Si la señal de sonido en una banda determinada excede del umbral de escucha, el filtro correspondiente produce una salida. Todas las salidas de filtro se suman para crear una impresión de sonoridad, dependiendo la regla de adición del nivel sonoro.

Para niveles sonoros muy *bajos* (próximos al umbral de audición) las salidas del filtro se suman en potencia. Para niveles sonoros de conversación *normales*, la sonoridad puede describirse, no como una suma en potencia ni en tensión, sino más bien como algo similar a la suma del *logaritmo* de las salidas del filtro. El procedimiento puede describirse mediante la ecuación (A.2-1) que abarca de los niveles sonoros muy bajos a normales. (Este algoritmo es de hecho igual al indicado en la Recomendación P.79, solamente que se ha escrito de una manera ligeramente diferente.)

$$LR = L_0 - \frac{10}{m} \log_{10} \left\{ \sum_{i=1}^{N} K_i \cdot 10^{-0,1 m L_i} \right\} \qquad \text{(A.2-1)}$$

donde:

L_0 es una constante (por ejemplo, L_0 es igual a 0 para ISC, ISEO), que depende del IS particular en cuestión.

N es el número de filtros pasobanda equivalentes, el índice i se refiere al filtro N.° i a la frecuencia f_i. (Usualmente, los «filtros» se eligen con una separación de 1/3 de octava en la escala de frecuencia. La gama de frecuencia apropiada que ha de considerarse se examinará ulteriormente.)

L_i es la pérdida a f_i del trayecto estudiado. (A condición de que el nivel sonoro a dicha frecuencia esté por encima del umbral de audición.)

m (el «factor de aumento de la sonoridad») es una constante que depende del nivel sonoro:

m = 0,2 para niveles de conversación normales

m = 0,5 para niveles sonoros «más bajos» (correspondientes a la suma en tensión)

m = 1 para niveles sonoros muy bajos, próximos al umbral de audición (correspondientes a la suma en potencia)

$m = 0{,}2$ es aplicable para ISG, ISE, ISR, ISEN, ISC y los fenómenos de efecto local, mientras que $m = 0{,}5$ y 1 es apropiado para eco y diafonía

K_i es el coeficiente de ponderación a f_i. K_i tiene la propiedad general que su suma es igual a 1 en la gama de frecuencias considerada:

$$\sum_{i=1}^{N} K_i = 1 \qquad \text{(A.2-2)}$$

Los K_i se determinan por los siguientes factores:

a) el espectro vocal del hablante «medio»;

b) la agudeza auditiva del oyente «medio»;

c) la respuesta en frecuencia del trayecto «nominal» típico para el IS particular en cuestión.

La forma de la ponderación de K_i no es muy crítica. Para la planificación de la transmisión, en la mayoría de los casos bastará una ponderación plana. Este asunto se examinará ulteriormente en los § A.3 y A.4.

La ecuación (A.2-1) puede aplicarse a varios cálculos de índices relacionados con la sonoridad. En el suplemento N.° 19 al Tomo V pueden encontrarse ejemplos.

¿Qué gama de frecuencias debe utilizarse en los cálculos? Para la planificación de los índices de sonoridad, sólo debe considerarse la gama de frecuencias en la cual se asegura la transmisión. En general, esto significa de 300 Hz a 3400 Hz para llamadas internacionales. Sin embargo, para sonidos vocales muy débiles tales como diafonía apenas perceptible, la banda apropiada para el cálculo es más estrecha, del orden de 500 Hz a 2 000 Hz. Esto se debe a que la agudeza de la audición humana disminuye en los bordes de la banda para sonidos de niveles bajos.

Nota – Los K_i son diferentes para las bandas de 300 a 3400 Hz y 500 a 2000 Hz.

De nuevo es inmediatamente evidente de acuerdo con las ecuaciones (A.2-1) y (A.2-2) que una pérdida plana de L dB aumentará el IS por la misma magnitud. Se deduce también que si la dispersión en los valores L_i es *moderada*, la ecuación (A.2-1) puede simplificarse como sigue:

$$LR = L_0 + \sum_{i=1}^{N} K_i \cdot L_i \qquad \text{(A.2-3)}$$

Esta aproximación lineal es el motivo por el cual el índice de sonoridad total de una conexión puede calcularse sumando simplemente los índices de sonoridad de sus partes. Los procedimientos que deben seguirse se examinarán en el § A.4. [Regla práctica: Si m = 0,2 y la dispersión en L_i es menor que 10-15 dB, puede aplicarse la ecuación (A.2-3).]

A.3 *Medición de los índices de sonoridad de los aparatos telefónicos*

Los índices de sonoridad de los aparatos telefónicos se determinan objetivamente mediante aparatos de medición especiales conformes a las Recomendaciones P.64, P.65 y P.79 con relación a la realización física y al algoritmo de cálculo respectivamente. Para los aparatos analógicos, el montaje de medición debe proporcionar un puente de alimentación de corriente representativo y puede o no incluir longitudes diferentes de líneas de abonados no cargadas (artificiales). Los parámetros que suelen medirse son ISE, ISR e IEEL.

Sin embargo, los resultados no deben aplicarse directamente a la planificación de la transmisión; antes deben tomarse algunas precauciones en relación con la anchura de banda y las impedancias de terminación.

Los aparatos comerciales conformes a la Recomendación P.79 utilizan una banda de medición de 200 a 4000 Hz o incluso de 100 a 8000 Hz. Esta es mucho más amplia que la banda para la cual las Recomendaciones del CCITT especifican una transmisión asegurada, a saber, de 300 a 3400 Hz (véanse, por ejemplo, las Recomendaciones G.132 y G.151). Así pues, en un sistema nacional que puede estar comprendido en una conexión internacional hay que considerar que el aparato telefónico analógico tiene una sonoridad un poco menos alta que los valores medidos de la Recomendación P.79.

Asimismo, obsérvese que las mediciones de índices de sonoridad de las Recomendaciones P.64 y P.79 están especificadas para que se realicen con una impedancia de terminación de 600 ohmios. Esta no es la impedancia que aparece más a menudo en la parte a dos hilos de la red. Por distintos motivos, muchas Administraciones especifican actualmente una impedancia nominal compleja. En consecuencia, habrá un efecto de desadaptación.

En relación con el ISE y el ISR, se ha llevado a cabo una investigación para una gama de características de sensibilidad y de impedancia, así como de impedancias nominales, de aparatos telefónicos analógicos típicos. El resultado es que, con una exactitud práctica suficiente, debe añadirse 1 dB a los valores medidos de ISE e ISR de aparatos telefónicos *analógicos* en la planificación del IS de redes que pueden formar parte de una conexión internacional. De este modo, con la designación ISEw e ISRw para los valores medidos:

$$ISE = ISEw + 1$$
$$ISR = ISRw + 1 \qquad \text{(A.3-1)}$$

Obsérvese que la misma corrección se aplica también cuando se incluye un cable de abonado no cargado en las mediciones de la Recomendación P.79.

Sin embargo, para aparatos *digitales*, la corrección *no* es necesaria porque el codec y los filtros en el aparato limitan la banda de todos modos.

En lo que sigue, las designaciones ISE e ISR se refieren siempre a valores de planificación. Específicamente, ISE (ap) e ISR (ap) se refieren al propio aparato telefónico sin cable de abonado, e incluida la corrección de un decibelio en el caso analógico.

Los parámetros de más interés para el planificador son naturalmente la impedancia de entrada del aparato telefónico, Z_c, y/o su pérdida de retorno contra la impedancia de circuito nominal.

Obsérvese que para las mediciones del IEEL, la impedancia de terminación de línea debe especificarse de manera que represente condiciones realistas de la red, es decir, una terminación no necesariamente a 600 ohmios.

Además de las mediciones sencillas del IEEL es útil determinar la denominada «impedancia de línea sin efecto local», Z_{s0}, o impedancia de equilibrado de efecto local equivalente. Si se conoce Z_{s0} además de ISE e ISR, el planificador puede calcular mejor la característica de efecto local en condiciones que varían ampliamente, lo cual puede ocurrir en la red. Para más detalles, véase el § A.4.3. (Obsérvese que Z_{s0} puede variar en función de la corriente de línea.)

El efecto local para el oyente puede causar algunas dificultades al abonado cuando se utilizan aparatos modernos de alta sensibilidad que tienen micrófonos lineales en ambientes ruidosos. Para tener una comprensión cuantitativa del problema, deben medirse las curvas de sensibilidad en emisión del aparato para el sonido directo (palabra) y para el sonido difuso (ruido ambiente). (Para más detalles, véanse el *Manual sobre mediciones telefonométricas* [4] y la Recomendación P.64.) El resultado se presenta, de preferencia, como la diferencia:

$$DELSM = S_s\,(\text{difuso}) - S_s\,(\text{directo}) \qquad \text{(A.3-2)}$$

(Véase el § A.4.3.3.)

Nota 1 – DELSM (diferencia de sensibilidad del micrófono) es bastante constante en función de la frecuencia. (Las mediciones de la sensibilidad del campo difuso deben efectuarse con un obstáculo que asemeja la cabeza humana enfrente del micrófono del microteléfono. La práctica actual es utilizar la boca artificial como tal obstáculo. Sin embargo, el procedimiento de medición detallado está en estudio.)

Nota 2 – La forma real de la ponderación de K_i que depende de la frecuencia en el algoritmo de la Recomendación P.79 utilizada para mediciones de aparatos telefónicos no es de interés inmediato para el planificador. Sin embargo, la ponderación de la Recomendación P.79 no parece presentar muy bien la conversación y la audición de las «personas corrientes». Por tanto, si se trata de analizar los efectos de la distorsión de atenuación y de la limitación de anchura de banda únicamente sobre la sonoridad, los resultados de la Recomendación P.79 deben interpretarse con precaución.

Nota 3 – Hasta ahora, al formular los planes de transmisión nacional, la mayoría de las Administraciones han utilizado otras formas de instrumentos de medición objetiva para caracterizar los aparatos telefónicos. La conversión de dicho plan de transmisión en términos de índices de sonoridad significa una conversión correspondiente de los datos del aparato telefónico «antiguo». Esto debe hacerse *midiendo* realmente los índices de sonoridad de muestras típicas de los aparatos en uso. (Hay demasiada incertidumbre en las fórmulas de conversión generales para obtener los IS a partir de ER, ERC, OREM-B, IS Objetivo – IEEE, etc.)

A.4 *Aplicación de los índices de sonoridad en las Recomendaciones de la serie G*

A.4.1 *Observaciones generales*

Teóricamente, se podrá determinar la respuesta de atenuación/frecuencia total entre los puertos de entrada y de salida y calcular el IS en cuestión por el algoritmo indicado en el § A.2. Sin embargo, para la planificación de la transmisión es mucho más conveniente evaluar el IS de las partes *individuales*. Esto es especialmente válido para la situación actual, en que existe una proliferación de diferentes tipos de aparatos telefónicos autorizados en las redes de la mayoría de las Administraciones. Por tanto, en lo que sigue, la influencia del aparato telefónico sobre los índices de sonoridad se caracterizará por su valor o valores de ISE y/o ISR.

Lo más importante es disponer de reglas *coherentes*, incluso si son sencillas, para la planificación de la transmisión en cuanto a la característica de la sonoridad. Esforzarse en obtener una alta precisión en los cálculos es más bien ilusorio. El abonado puede controlar la sonoridad subjetiva esencialmente con su microteléfono: apretándolo voluntariamente más o menos contra su oído (¿una gama de 10 dB?) e involuntariamente moviendo el micrófono fuera de su posición óptima.

A.4.2 *Transmisión normal de la palabra*

En la figura A-1/G.111 se muestra una conexión vocal entre dos abonados, que consiste en varias partes en cascada:

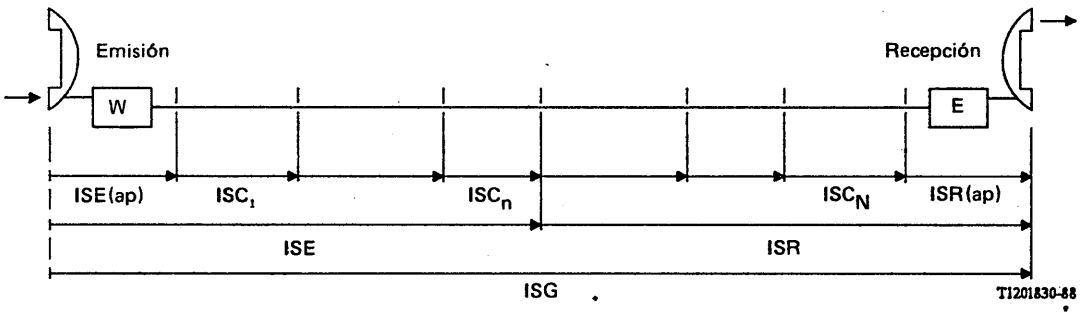


FIGURA A-1/G.111

IS es una conexión de conversación normal

Los índices de sonoridad en emisión y en recepción de los propios aparatos telefónicos se designan ISE(ap) e ISR(ap) respectivamente y los índices de sonoridad del circuito, ISC_n. (Para las definiciones, véase el § A.1.) Entonces, en el interfaz $i = n$ en el sentido de emisión a recepción se tiene:

$$ISE = ISE(\text{ap}) + \sum_{i=1}^{n} ISC_i$$

$$ISR = ISR(\text{ap}) + \sum_{i=n+1}^{N} ISC_i \qquad \text{(A.4-1)}$$

$$ISG = ISE + ISR$$

ISE(ap) e ISR(ap) son determinados (medidos) de acuerdo con el principio descrito en el § A.3.

Cuando la pérdida de circuito es plana en función de la frecuencia, el ISC es por supuesto igual a la pérdida compuesta a la frecuencia de referencia 1020 Hz, utilizando las impedancias nominales apropiadas para los interfaces particulares. Por tanto, normalmente los ISC son iguales a la *diferencia en niveles relativos* entre los respectivos interfaces. (La excepción es si el circuito comprende un interfaz que tiene «salto» en el nivel relativo. Para un análisis, véase el § 6.3 de la Recomendación G.121.)

Si la distorsión de atenuación es perceptible, el ISC es igual a la *pérdida media* en la banda de frecuencias 300 Hz a 3400 Hz en una escala de frecuencias logarítmica, es decir, una ponderación de K_i plana en la ecuación (A.2-3) y con la constante $L_0 = 0$. (Si la distorsión de atenuación es excepcionalmente alta, debe utilizarse la ecuación (A.2-1) con $m = 0{,}2$.) La pérdida debe medirse o calcularse como una *pérdida de tensión* corregida por un término independiente de la frecuencia. Es decir, la pérdida es igual a la suma de la pérdida compuesta a 1020 Hz y la desviación de la pérdida de tensión con respecto al valor a 1020 Hz (esta práctica concuerda con la Recomendación G.101, § 5.3.2.2).

Nota 1 – Sin embargo, algunas Administraciones pueden desear en cambio utilizar la denominada distorsión de atenuación compuesta como base para calcular el ISC de un circuito en su plan de transmisión nacional. Además, los diversos aspectos de la distorsión de atenuación de extremo a extremo de usuario completa están siendo estudiados por la Comisión de Estudio XII.

Cuando la pérdida es determinada por medición, debe ser en condiciones de impedancia adaptada nominalmente. En la práctica, esto significa *bien* entre dos impedancias físicas como es el caso para las mediciones con 600 ohmios *o* entre un generador de baja impedancia y un indicador de alta impedancia. Puede utilizarse cualquiera de los dos métodos, dependiendo de cuál es más práctico. Los resultados de la medición no difieren mucho. Por supuesto, en el segundo caso debe aplicarse una corrección de 6 dB.

Es interesante señalar que para secciones de *cable de abonado no cargado*, los ISC son iguales a la pérdida compuesta a la frecuencia de referencia 1020 Hz con una exactitud suficiente a los efectos de la planificación, es decir, igual a la diferencia en niveles relativos en los interfaces. (Resulta que, desde el punto de vista de la sonoridad, las pérdidas más bajas a frecuencias por debajo de 1020 Hz compensan las pérdidas más altas a frecuencias por encima de 1020 Hz.)

Nota 2 – En el caso de un cable de abonado, el aparato telefónico y la central pueden tener impedancias de entrada nominales distintas. En realidad, debería considerarse la «pérdida de inserción» en lugar de la «pérdida compuesta» como base para el ISC, ya que una línea de longitud nula debería tener un $ISC = 0$. Sin embargo, la desadaptación de impedancia entre el aparato y la central no suele ocasionar una pérdida compuesta significativa a 1020 Hz y por consiguiente, en este caso puede utilizarse también la designación «pérdida compuesta».

El ISC por km de un cable de abonado no cargado puede estimarse también a partir de las características del cable mediante la siguiente expresión:

$$ISC = K\sqrt{R \cdot C} \qquad \text{(A.4-2)}$$

donde

R es la resistencia del cable en ohmios/km

C es la capacitancia del cable en nF/km

K es una constante, cuyo valor depende de la terminación del cable, Z_0:

$K = 0{,}014$ si $Z_0 = 900$ ohmios resistiva

$K = 0{,}015$ si $Z_0 = 600$ ohmios resistiva

$K = 0{,}016$ si $Z_0 =$ es un impedancia compleja.

Nota 3 – «Impedancia compleja» significa en este caso impedancias RC de 3 ó 2 elementos elegidas por las Administraciones para semejar la impedancia imagen de cables de no cargados.

Nota 4 – La fórmula (A.4-2) da la atenuación de imagen a unos 800 Hz para $K = 0{,}014$ y alrededor de 1020 Hz para $K = 0{,}016$. Algunas Administraciones han estado utilizando la atenuación imagen de cable a una determinada frecuencia (por ejemplo, 1600 Hz) como una medida de la atenuación admisible en la red de abonado. Sin embargo, el mismo valor numérico no debe utilizarse automáticamente como el ISC admisible cuando se transforma el plan de transmisión en términos de índices de sonoridad.

Nota 5 – Muy a menudo los errores en los ISC cuando se utiliza la ecuación (A.4-2) son inferiores a 0,4 dB.

Puede considerarse que los equipos de canal más modernos, incluidas las centrales digitales tienen esencialmente una característica plana de atenuación/frecuencia cuando se calculan los ISC. Puede observarse un ejemplo de distorsión de atenuación de canal más pronunciada en la Recomendación G.132, que trata los límites de distorsión de atenuación para 12 circuitos a cuatro hilos en conexiones en cascada. Suponiendo una curva de variación de atenuación máxima que toca las esquinas *superiores* de la figura 1/G.132, el cálculo muestra que la distorsión de atenuación contribuye al ISC con 2,4 dB, que deben añadirse al valor de atenuación a 1020 Hz. (Es decir, aproximadamente 0,2 dB por circuito.)

Nota 6 – Puede considerarse que $ISG = 9$ dB está suficientemente dentro de la gama óptima para la sonoridad de la conexión. Es interesante señalar que con dicho valor la pérdida acústica media desde la boca del hablante hasta el oído del oyente es aproximadamente 0 dB, tomada en una escala de frecuencia logarítmica.

A.4.3 *Efecto local*

A.4.3.1 *Observaciones generales*

Como se ha mencionado anteriormente, las magnitudes de efecto local, índice de enmascaramiento del efecto local (IEEL) e índice del efecto local para el oyente (IELO) se refieren específicamente a las señales que llegan al oído a través del trayecto de efecto local *eléctrico.*

A.4.3.2 *IEEL para el hablante*

El IEEL puede *medirse* como se examina en el § A.3, utilizando las impedancias de terminación reales que se producen en la red.

En muchas circunstancias puede ser más conveniente *calcular* el IEEL a partir de los datos del aparato telefónico y de los datos de la red.

A los efectos de la planificación de transmisión se pueden utilizar los índices de sonoridad de los aparatos telefónicos y la atenuación de equilibrado entre la impedancia de línea y la impedancia de equilibrado para el efecto local. En la práctica, el siguiente algoritmo suele ser suficientemente exacto:

$$IEEL = ISE\,(\text{ap}) + ISR\,(\text{ap}) + A_m - 1 \qquad \text{(A.4-3)}$$

donde

ISE (ap), ISR (ap) se refieren al aparato telefónico como antes. A_m es una media ponderada de la atenuación de equilibrado para el efecto local, A_{rst}.

$$A_m = -\frac{10}{m}\log_{10}\left\{\sum_{i=1}^{N} K_i - 10^{-0,1mA_{rst}}\right\} \qquad \text{(A.4-4)}$$

donde

$m = 0{,}2$; K_i se halla en el cuadro A-1/G.111; y

$$A_{rst} = 20\log_{10}\left|\frac{Z_c + Z_{s0}}{2Z_c}\cdot\frac{Z + Z_c}{Z - Z_{s0}}\right| \qquad \text{(A.4-5)}$$

En este caso:

Z_c es la impedancia de entrada del aparato

Z_{s0} es la impedancia de equilibrado para el efecto local del aparato (equivalente)

Z es la impedancia de la línea, «vista» por el aparato cuando se establece la conexión.

Nota 1 – A_{rst} es aproximadamente igual a la pérdida de retorno entre Z_{s0} y Z.

Nota 2 – Cuando se conocen las curvas de sensibilidad *reales* en emisión y en recepción del aparato telefónico en función de la frecuencia, es posible simular con gran exactitud las mediciones del IEEL mediante un algoritmo más elaborado (Recomendación P.79, § 8).

Como puede verse en el cuadro A-1/G.111 y en la figura A-2/G.111, en la ponderación del IEEL se hace muy poco énfasis en las frecuencias más bajas. Esto se debe a que el trayecto del «efecto local humano» a través del conducto óseo de la cabeza predomina sobre el trayecto eléctrico en esa gama de frecuencias.

Nota 3 – $IEEL = 7$ u 8 dB está suficientemente dentro de la gama preferida del efecto local para el hablante. A ese valor, la pérdida acústica media desde la boca del hablante a su oído a través del efecto local eléctrico es típicamente de 0 dB aproximadamente. (La promediación se ha hecho con la ponderación de K_i indicada en el cuadro A-1/G.111.)

CUADRO A-1/G.111

Ponderación del IEEL

i	F_i (kHz)	K_i
1	0,2	0
2	0,25	0,01
3	0,315	0,02
4	0,4	0,03
5	0,5	0,04
6	0,63	0,05
7	0,8	0,08
8	1	0,12
9	1,25	0,12
10	1,6	0,12
11	2	0,12
12	2,5	0,12
13	3,15	0,12
14	4	0,05

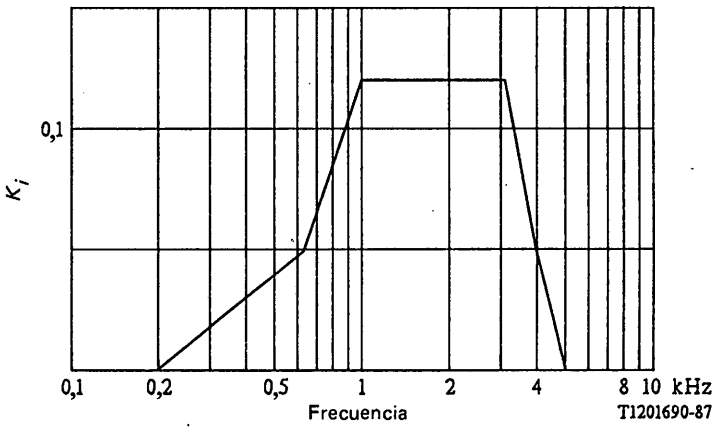


FIGURA A-2/G.111

Ponderación del efecto local K_i indicada en el cuadro A-1/G.111

A.4.3.3 *Índice del efecto local para el oyente (IELO)*

Un ruido ambiente alto en el local del abonado que escucha perturba la palabra recibida de varias maneras:

a) Por el ruido recogido por el oído «libre». Esta perturbación puede despreciarse en este caso porque el cerebro tiene una capacidad de análisis estereofónica para «desconectarse» de señales no pertinentes que vienen de un sentido erróneo.

b) Por el ruido que penetra en el oído al que está aplicado el auricular del microteléfono.

c) Por el ruido recogido por el micrófono del microteléfono y transmitido al auricular de éste a través del trayecto de efecto local eléctrico.

En la práctica, los fenómenos indicados en c) a menudo son los más perturbadores. (Naturalmente, son también los únicos que están bajo el control del planificador.)

Investigaciones realizadas han demostrado que, a bajas frecuencias, la fuga del pabellón del auricular predomina sobre el trayecto de efecto local eléctrico en gran parte de la misma manera que lo hace el conducto óseo para el efecto local del hablante. Por tanto, puede aplicarse la misma ponderación de K_i para el IEEL. (Al menos si la conformación del pabellón del auricular no es demasiado inadecuada.) Por tanto, el índice del efecto local para el oyente (IELO) puede calcularse a partir del IEEL y la media ponderada de DELSM, la diferencia entre las curvas de sensibilidad sonora difusa y directa del aparato. (Véase el § A.3.)

$$\begin{aligned} IELO &= IEEL + D \\ D &= -\sum_{i=1}^{N} K_i \cdot (DELSM)_i \end{aligned} \qquad \text{(A.4-6)}$$

Nota 1 – Para los aparatos telefónicos modernos con micrófonos lineales, D es del orden de 1,5 a 4 dB. El valor de D depende, en cierta medida, de la forma geométrica del microteléfono pero no del nivel del ruido ambiente. Sin embargo, los aparatos con micrófonos de carbón tienen típicamente un umbral de sensibilidad que los hace algo menos sensibles al ruido ambiente. Su valor de D es del orden de 6 a 8 dB con un ruido ambiente de 60 dBA. Sin embargo, algunos diseños de aparatos modernos que utilizan micrófonos lineales (especialmente cascos) incorporan un umbral de sensibilidad que los hace menos sensibles al ruido ambiente.

Nota 2 – Físicamente, por encima de 800 a 1000 Hz, el pabellón del auricular apantalla el oído que escucha contra la recogida directa del ruido ambiente pero el trayecto eléctrico proporciona una contribución indirecta. En condiciones de ruido ambiente elevado (60 dBA o más) y de conexiones con alta pérdida el índice de efecto local para el oyente debe ser mayor que 13 dB. Esto corresponde aproximadamente al pabellón del auricular que tiene un efecto de apantallamiento contra el ruido ambiente equivalente de 5 ó 6 dB a las frecuencias más altas.

A.4.4 *Eco y diafonía*

A.4.4.1 *Observaciones generales*

Los sonidos de eco y diafonía son mucho menos altos que la conversación normal. Por tanto, debe elegirse el «factor de aumento de la sonoridad», m, en el algoritmo de evaluación (ecuación A.2-1) más alto que 0,2. La experiencia ha demostrado que el siguiente procedimiento es apropiado:

El trayecto de índice de sonoridad total considerado se divide en partes, cuyos índices de sonoridad se suman. Las partes son:

1) circuitos en emisión y en recepción del aparato o aparatos telefónicos;

2) los circuitos puramente eléctricos.

Para el aparato o aparatos telefónicos se utilizan valores de ISE e ISR normales. Para los circuitos eléctricos, la pérdida de sonoridad se evalúa con $m = 0{,}5$ ó 1, que corresponde a suma en tensión o en potencia. (El valor m y la gama de frecuencia que deben utilizarse se indicarán ulteriormente para cada aplicación.)

La pérdida de sonoridad del circuito eléctrico, LC, se calcula de acuerdo con la ecuación (A.2-1) con una ponderación plana en la banda de frecuencia logarítmica de 300 a 3400 Hz. La banda logarítmica se divide en $(N - 1)$ secciones iguales, es decir, por N puntos.

$$LC(m) = -\frac{10}{m} \log_{10} \sum_{i=1}^{N} K_i \cdot 10^{-0,1 m L_i} \tag{A.4-7}$$

donde

$$K_1 = K_N = \frac{1}{2(N-1)}$$

$$K_i = \frac{1}{N-1}; \; i = 2 \ldots (N-1). \tag{A.4-8}$$

Si la suma (o integración) se efectúa en una escala de frecuencia lineal, la ecuación (A.4-7) se transforma en:

$$LC(m) = \frac{1}{m} C - \frac{10}{m} \log_{10} \int_{300}^{3400} 10^{-0,1 m L(f)} \frac{1}{f} \, df \tag{A.4-9}$$

donde

$$C = 10 \log_{10} \left\{ \ln \left(\frac{f_2}{f_1} \right) \right\} \tag{A.4-10}$$

De este modo, si $f_1 = 300$ Hz, $f_2 = 3400$ Hz, $C = 3,9$ dB (A.4-11)

y si $f_1 = 500$ Hz, $f_2 = 2000$ Hz, $C = 1,4$ dB (A.4-12)

A.4.4.2 *Índice de sonoridad del eco para el hablante (ISEH)*

De acuerdo con los principios indicados en el § A.4.4.1, se tiene:

$$ISEH = ISE(\text{ap}) + ISR(\text{ap}) + L_e \tag{A.4-13}$$

donde ISE(ap), e ISR(ap) se refieren al aparato telefónico en cuestión.

La pérdida de eco L_e se calcula de acuerdo con la ecuación (A.4-7) o (A.4-8) con $m = 1$; y $f_1 = 300$ Hz, $f_2 = 3400$ Hz.

$$L_e = LC(m = 1) \tag{A.4-14}$$

Nota 1 – Para $ISEH = 9$ dB, el eco de la voz del hablante llegaría a su oído con una pérdida de 0 dB aproximadamente promediada en una escala de frecuencia logarítmica.

Nota 2 – El valor de L_e calculado por este método es idéntico al valor obtenido con el método indicado en el § 4.2 de la Recomendación G.122.

Nota 3 – La diferencia entre el efecto local para el hablante y el eco para el hablante es que este último está asociado, naturalmente, con el retardo. Recientes investigaciones indican que con un retardo de unos 2 a 4 ms, el efecto del eco para el hablante comienza a ser claramente perceptible aún con respecto a un fuerte efecto local para el hablante. A fin de evitar que los abonados sean molestados por el eco hay que atenuar más el eco que las señales de efecto local cuanto mayor sea el retardo. Este problema está siendo estudiado en el marco de la Cuestión 9/XII.

Nota 4 – En los circuitos terminados en un aparato telefónico digital a cuatro hilos, el trayecto acústico del auricular al micrófono introduce un trayecto de eco. En este caso, la pérdida del trayecto de eco [L_i y $L(f)$, respectivamente, en las ecuaciones (A.4-7) y (A.4-9)] incluye el trayecto acústico y las características de emisión y de recepción del microteléfono. Resulta práctico relacionar una medición ponderada de la pérdida del trayecto de eco con los puntos a cuatro hilos de 0 dBr, utilizando las ecuaciones (A.4-7) o (A.4-9) con $m = 1$. Esta medición ponderada se denomina «AEL (0)».

A.4.4.3 *Índice de sonoridad del eco para el oyente (ISEO)*

ISEO es un valor medio ponderado del eco para el oyente, LE, en la banda de frecuencias 300 a 3400 Hz. La ponderación debe hacerse de acuerdo con la ecuación (A.4-6) o (A.4-8) con $m = 0{,}5$.

Nota – En la práctica seguida en América del Norte se utiliza el término «pérdida del trayecto de eco ponderada» (PTEP). Cuando se calcula PTEP, el factor $m = 0{,}5$ pero la ponderación es plana en una escala de frecuencia *lineal*. En general, ISEO y PTEP no difieren mucho numéricamente.

A.4.4.4. *Indice de sonoridad en recepción de la diafonía (ISRX)*

El efecto perjudicial de la diafonía se relaciona como es natural directamente con el nivel de conversación real en el canal perturbador. Lamentablemente no hay una relación estable entre el índice de sonoridad en emisión (*ISE*) y el nivel de conversación en las redes telefónicas, según han demostrado las investigaciones. Por tanto, sería engañoso incluir el ISE en un índice de sonoridad de la diafonía. Los niveles de conversación previstos (valor medio y desviación típica) tienen que calcularse a partir de otros datos de red. El problema se trata en la Recomendación P.16.

Siguiendo los principios indicados en el § A.4.4.1 se tiene:

$$ISRX = ISR(\text{ap}) + L_x \qquad \text{(A.4-15)}$$

donde ISR(ap) se refiere al aparato telefónico en cuestión.

La diafonía L_x se calcula de acuerdo con la ecuación (A.4-9) o (A.4-8) con $m = 1$, $f_1 = 500$ Hz, $f_2 = 2000$ Hz.

$$L_x = LC\,(m = 1) \qquad \text{(A.4-16)}$$

Nota – En la práctica, se ha hallado que el valor de diafonía alrededor de 1020 Hz representa L_x bastante bien (véase el § A.3.1 de la Recomendación G.134).

ANEXO B

(a la Recomendación G.111)

Valores y límites recomendados de los índices de sonoridad para circuitos en conexiones internacionales

La configuración de la conexión se muestra en la figura B-1/G.111 y los valores de IS en el cuadro B-1/G.111.

Se supone que los interfaces entre las secciones nacional e internacional estén en el nivel relativo de 0 dBr, como es el caso de las interconexiones digitales. La relación entre los IS en un punto de 0 dBr y en un extremo virtual analógico (EVA), se analiza en el § 1.1 de la presente Recomendación. Véase también el cuadro D-1/G.111.

Nota – Los valores medios, ponderados en función del tráfico, a largo plazo de los IS deben ser iguales para cada tipo *principal* de categorías de abonado: urbana, suburbana y rural. Sólo la consideración del valor medio para *todo* el país en el plan de transmisión pudiera conducir a una discriminación contra algunos grupos importantes de usuarios.

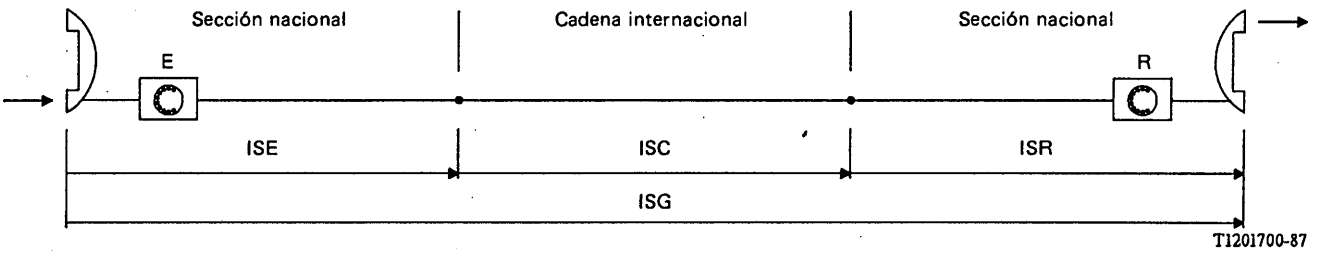


FIGURA B-1/G.111

Designación de los IS en una conexión internacional

CUADRO B-1/G.111

Valores de IS citados en las Recomendaciones G.111 y G.121

	ISE	ISC	ISR	ISG
Valores medios ponderados en función del tráfico:				
A largo plazo	7-9 [b)]	0-0,5 [e)]	1-3 [b), f)]	8-12 [a), c), f)]
A corto plazo	7-15 [b)]	0-0,5 [e)]	1-6 [b), f)]	8-21 [a), c), f)]
Valores máximos para un país de extensión mediana	16,5 [c)]		13 [c)]	
Valor mínimo	−1,5 [d)]			

[a)] Véase el § 3.2 de la Recomendación G.111.

[b)] Véase el § 1 de la Recomendación G.121.

[c)] Véase el § 2.1 de la Recomendación G.121.

[d)] Véase el § 3 de la Recomendación G.121.

[e)] Cuando la cadena internacional es digital, ISC = 0. Si la cadena internacional está formada por un circuito analógico, ISC = 0,5 y entonces el ISG aumenta en 0,5 dB. (Si la distorsión de atenuación en función de la frecuencia de este circuito es pronunciada, el ISC puede aumentar en otros 0,2 dB. Véase el § A.4.2.)

[f)] Véanse también las notas del § 3.2.

ANEXO C

(a la Recomendación G.111)

Conversión de los valores de IS en valores de ERC

En el anexo D figura un análisis completo de las relaciones generales entre los equivalentes de referencia, (ER), equivalentes de referencia corregidos (ERC), e índices de sonoridad. En sentido estricto, se debe hacer una distinción entre:

a) los ERC derivados por cálculos a partir de los ER subjetivos,

b) los equivalentes R25 medidos subjetivamente,

c) los equivalentes R25 objetivos medidos objetivamente.

Sin embargo, parece que las Administraciones utilizan el término ERC para las tres categorías, por lo que en ese anexo se ha adoptado esta práctica.

La relación entre los ERC y los IS puede escribirse como sigue:

$$ERCE = ISE_w + x$$

$$ERCE = ISR_w + y$$

(El índice w indica en este caso una medición conforme a la Recomendación P.79, anchura de banda 0,2-4 kHz.)

En la Recomendación G.111 del *Libro Rojo*, fascículo III.1, se encuentra:

$$x = 5;\ y = 5$$

Estos valores son, no obstante, sólo promedios generales. Las Administraciones deben determinar x e y mediante *mediciones del IS objetivas reales* en los aparatos típicos a los que se han asignado valores de ERC en sus redes nacionales. Pueden hallarse grandes variaciones para aparatos específicos, en comparación con los promedios generales.

ANEXO D

(a la Recomendación G.111)

Justificación de los valores de índice de sonoridad (IS) que aparecen en las Recomendaciones G.111 y G.121

D.1 *Generalidades*

D.1.1 *Principios generales*

Cuando se redactaron de nuevo las Recomendaciones G.111 y G.121 sobre la base del ERC, en 1980, se observaron los dos principios siguientes:

a) Las Administraciones que utilizaban métodos de planificación basados en equivalentes de referencia no debían tener graves dificultades en aplicar las nuevas Recomendaciones.

b) La calidad de transmisión proporcionada a los abonados no debía deteriorarse.

Al recomendar los valores de IS (Recomendaciones G.111 y G.121, *Libro Rojo*), no fue posible aplicar estos principios estrictamente, porque:

– la diferencia $ERCE - ISE$ depende del tipo de microteléfono utilizado;

– de cualquier modo, las diferencias en emisión y en recepción para diversos tipos de aparatos pueden variar, puesto que pueden hallarse valores diferentes de ER en diversos laboratorios o cuando se cambian los equipos de operadores de pruebas.

Para cumplir el principio b), se acordó tomar $ISE = ERCE - 5$ e $ISR = ERC - 5$ dB, que son los valores medios (en una variedad de tipos de aparatos) de las diferencias halladas en el Laboratorio del CCITT durante un cierto periodo. Esto indica que se protegerá la calidad de transmisión en su conjunto, pero ciertas Administraciones pueden encontrar dificultades en respetar los valores de IS recomendados.

D.1.2 *Valores óptimos*

La conversión de los «valores preferidos» anteriormente expresado como ER no está clara.

Sobre la base de la información disponible en 1984 [1] se recomendó una IS de 5 dB, pero se ha comprendido que un valor mayor pudiera ser preferible en presencia de ecos.

D.1.3 *Adición de los IS en el caso de estaciones de abonados analógicas*

Defínase el sistema nacional como para los ERC (véanse los § A.3.3 y A.3.4 de la versión del *Libro Rojo* de esta Recomendación). La ERC global de una conexión es:

$$Y = ERNCE + ERNCR + X + D_0 + A \qquad \text{(D-1)}$$

con $ERNCE = ERCE + b + c$ (emisión) y $ERMRC = ERCR + b + c$ (recepción)

donde

$ERCE$ y $ERCR$ se relacionan con el sistema local,

b es la ERC de un enlace troncal,

c es el total de las pérdidas (a 800 o 1000 Hz) de circuitos nacionales de larga distancia, centrales y unidades de terminación a dos hilos/cuatro hilos,

X es la pérdida total de los circuitos internacionales,

D_0 y A (EDA), se definen en el anexo B de la versión del *Libro Rojo.*

De manera similar, el ISG será:

$$Z = ISNE + ISNR + Y + D'_0 + A' \qquad \text{(D-2)}$$

con

$$ISNE = ISE + b' + c \qquad \text{(D-3)}$$

donde

D'_0 es despreciable y

A', b' son virtualmente iguales a A, b (véase el anexo B de la versión del *Libro Rojo*).

Si se supone (§ D.1.1 anterior) que $ISE = ERCE - 5$, $ISR = ERCR - 5$ y $D'_0 = -4$ (puesto que las Recomendaciones se aplicaron originalmente a estaciones de abonado antiguas), se tiene $Z = Y - 6$ dB.

De hecho, los valores recomendados se han derivado de $Z = Y - 5$ dB, que no es una diferencia importante, pero las Recomendaciones para los sistemas nacionales son un poco más estrictas, porque el equivalente de distorsión de atenuación (EDA) de circuitos nacionales de larga distancia se incluyó en el sistema nacional.

D.2 *IS recomendados en 1988*

D.2.1 Se han mantenido los valores máximos y el mínimo para emisión; otros valores difieren de los recomendados en 1984, como se explica a continuación.

D.2.2 *Valores óptimos*

Se dispone de los siguientes valores determinados directamente en términos de ISG (Recomendaciones P.78 o P.79) durante pruebas de conversación:

British Telecom [1] en presencia de ruido ambiente obtuvo una nota media de opinión (NMO) máxima para el ISG = 3 dB y un porcentaje de dificultad mínimo para ISG = 7,2 dB. Se propuso adoptar 5 dB como el valor óptimo y se halló una calidad de funcionamiento casi igualmente buena en una gama comprendida entre 1 y 10 dB.

NTT [2] halló valores entre 4 y 6 dB de acuerdo con las condiciones de ruido; en el modelo OPINE se utiliza un ISG óptimo ISG = 5,34 dB.

De acuerdo con el modelo TRANSRAT [3] se obtuvo una nota media de opinión máxima para L_e = 7,5 (correspondiente a L'_e = 8,5 con el suplemento N.° 3, § 1, Tomo V) donde L_e = ISG (EARS). Hay razones para pensar que L_e es mayor que ISG (véase la Recomendación P.79) en algunos dB, de modo que éste no debe diferir significativamente de los valores anteriores; este punto se está estudiando en el marco de la Cuestión 7/XII.

De cualquier modo, estas máximas son muy planas y es evidente que se aplicarían valores más altos en presencia de ecos. Provisionalmente se puede llegar a la conclusión de que para obtener la mejor calidad de transmisión, el ISG (véase la Recomendación P.79) no deberá exceder de unos 10 dB, pero no debe ser mucho más pequeño.

D.2.3 *Valores medios ponderados en función del tráfico*

Se adoptó un ISG óptimo de 10 dB y se subdividió entre las partes emisión y recepción de la misma manera que para los IS de los aparatos de abonado digitales (estos últimos referidos a un punto de 0 dBr). Esto da los objetivos a largo plazo.

Los valores de *A* (véase el § D.1.3) utilizados previamente, que tenían en cuenta los efectos de distorsión de atenuación sobre la sonoridad y naturalidad de la palabra, fueron sustituidos por un margen fijo de 2 dB (1 dB en cada sistema nacional, véase el § A.3) cuando se emplean estaciones de abonado analógicas. Esto, combinado con un pequeño margen en la Recomendación anterior (véase el § D.1.3), permitió aumentar los valores medios ponderados en función del tráfico para la parte emisión en unos 4 dB y mantener los mismos valores globales.

D.3 *Conclusión*

En el cuadro D-1/G.111 se recapitulan los valores de IS recomendados en 1984 y los que se recomiendan ahora.

CUADRO D-1/G.111

Valores (en dB) de los índices de sonoridad en emisión, en recepción y global citados en las Recomendaciones G.111 y G.121

	Recomendados en 1984			Recomendados en 1988					
	ISE	ISR	ISG	ISE		ISR		ISC	ISG
	EVA	EVA		0 dBr	EVA	0 dBr	EVA		
Valor óptimo			≈5						≈10
Valores medios ponderados en función del tráfico:									
Objetivo a largo plazo (mínimo)	6,5	−2,5	8	7	10,5	1	−3	(Nota 1)	8
Objetivo a largo plazo (máximo)	8	−1	11	9	12,5	3	−1	(Nota 1)	12
Objetivo a corto plazo (máximo)	14	2,5	20,5	15	18,5	6	2	(Nota 1)	21
Valores máximos para un país de extensión mediana	20	9		16,5	20	13	9	$n \times 0,5$ (Nota 2)	
Mínimo para emisión	2			−1,5	2				

Nota 1 – *LSG* = 0 para un circuito internacional digital; 0,5 dB para un circuito analógico. El número medio de circuitos internacionales es aproximadamente 1.

Nota 2 – *n* es el número de circuitos internacionales analógicos.

Nota 3 – Los extremos virtuales analógicos (EVA) se definen en la Recomendación G.101.

Referencias

[1] CCITT Contribución COM XII-97 (British Telecom), Periodo de estudios 1981-1984.

[2] OSAKA (S.) y KAKEHI (N.): Objective model for evaluating telephone transmission performance, *Review of the Electric Communication Laboratories*, Tomo 34, N.° 4, pp. 437 a 444, 1986.

[3] HATCH (R. W.) y SULLIVAN (J. L.): Transmission rating models for use in planning of telephone networks, *Conference Record NTC 76*, pp. 23.2-1 a 23.2-5, Dallas, 1976.

[4] CCITT *Manual sobre mediciones telefonométricas*, UIT, Ginebra, 1987.

Recomendación G.113

DEGRADACIONES DE TRANSMISIÓN

(Ginebra, 1980; modificada en Málaga-Torremolinos, 1984 y Melbourne, 1988)

1 Degradación de la transmisión

1.1 Los objetivos en materia de distorsión de atenuación de una cadena a cuatro hilos de longitud máxima figuran en la Recomendación G.132, y los relativos al ruido de circuito independiente de la señal de dichas conexiones de longitud máxima se indican en el § 2 de esta Recomendación. Como las conexiones menos complejas (que son más numerosas) tendrán una distorsión de atenuación y un ruido menores, los valores máximo, medio y mínimo del índice de sonoridad indicados en la Recomendación G.121 asegurarán una calidad de transmisión adecuada en las conexiones internacionales.

1.2 En el caso de que se prevean valores de distorsión de atenuación o de ruido muy diferentes de los recomendados por el CCITT para sistemas y equipos, podrá hallarse una orientación sobre las posibles modificaciones de la calidad de transmisión en la Recomendación P.11 y anexos [1], donde se indican también posibles soluciones de compromiso entre ellos.

2 Objetivo de calidad de funcionamiento de la red para el ruido de circuito en conexiones telefónicas completas

El CCITT recomienda que el objetivo de calidad de funcionamiento de la red para el valor medio, expresado en decibelios y tomado en un gran número de conexiones mundiales (cada una de las cuales comprenda cuatro circuitos internacionales), de la distribución del valor medio durante un minuto de potencia de ruido independiente de la señal no exceda de −43 dBm0p, referido a la entrada del primer circuito de la cadena de circuitos internacionales.

3 Degradación de la calidad de transmisión debida a procesos digitales

La incorporación de procesos digitales no integrados en conexiones telefónicas internacionales, sobre todo durante el periodo mixto analógico/digital, puede acarrear una acumulación apreciable de degradaciones de la transmisión. Es por tanto necesario asegurarse de que esta acumulación no llegue al punto de degradar seriamente la calidad de transmisión global.

3.1 *Distorsión de cuantificación*

Desde el punto de vista de la distorsión de cuantificación, se recomienda que no se introduzcan más de 14 unidades de distorsión de cuantificación en una conexión telefónica internacional.

En conexiones telefónicas que comprendan procesos digitales no integrados, se admite, simplemente, sumar las unidades de distorsión de cuantificación asignadas a los distintos procesos digitales, para determinar la distorsión de cuantificación total o global. En el § 3.2 se indican algunas fuentes de distorsión de cuantificación y las unidades que se les han asignado provisionalmente.

Por definición, un par codec de 8 bits de tipo medio (conversiones A/D y D/A; ley A o ley μ) conforme a la Recomendación G.711 introduce una unidad de distorsión de cuantificación (1 udc). Un par codec de tipo medio produce una distorsión de cuantificación inferior en unos 2 dB a los límites indicados en la Recomendación G.712. Esto correspondería a una relación señal/distorsión de 35 dB en el caso del método de prueba con onda sinusoidal y de unos 36 dB en el método de prueba con ruido. (Un total de catorce procesos MIC de 8 bits, cada uno de los cuales cumple justamente los límites previstos para la relación señal/distorsión en la Recomendación G.712, sería inaceptable.) El mismo principio debería aplicarse, en materia de planificación, a los valores expresados en unidades de distorsión de cuantificación, propuestos para otros procesos digitales.

En principio, el número de unidades para esos otros procesos digitales se determina por comparación con un par codec MIC de 8 bits, de forma que se asignen *n* unidades de distorsión de cuantificación a la distorsión del proceso digital que se esté evaluando si equivale a *n* procesos MIC de 8 bits no integrados, conectados en cascada. Hay varios métodos posibles de comparación; cabe citar, entre ellos, las medidas objetivas (o análisis equivalente), las pruebas subjetivas y las pruebas de datos en que se emplea como criterio el efecto de la tasa de errores en los bits a la salida de un moderno receptor de datos en banda vocal.

Actualmente no existe ningún método de medición objetivo que pueda arrojar resultados (por ejemplo, ISE) estrechamente correlacionados con los resultados de mediciones subjetivas del efecto de muchos de los procesos digitales que se están estudiando sobre la calidad vocal. Por consiguiente, debería generalmente determinarse el número de unidades de distorsión de cuantificación de los procesos digitales mediante métodos de medición subjetivos, como los que se recogen en la Recomendación P.81. En algunos casos, el número de unidades de distorsión de cuantificación de un proceso digital puede determinarse sin necesidad de mediciones objetivas, descomponiendo un proceso digital en dos o más partes y atribuyendo a las partes fracciones adecuadas del número total de unidades asignadas al proceso digital. No obstante, si bien este método puede considerarse como un método objetivo de determinación de las asignaciones de udc a las partes, utiliza como punto de partida un valor determinado subjetivamente. Además, salvo para los procesos digitales relativamente simples en que la descomposición no es compleja, este método puede no ser fiable y debe utilizarse con cuidado.

Habida cuenta de que las normas de planificación deben ser aplicables a todas las señales transmitidas en la banda de frecuencias vocales, es preciso considerar tanto la calidad de la palabra como la de los datos. La primera debe evaluarse en general mediante pruebas subjetivas y la segunda por medio de pruebas objetivas que den estimaciones de la tasa previsible de errores en los bits y el comportamiento de la señalización. Actualmente, sin embargo, debido a la carencia de un método objetivo para evaluar el efecto de los procesos digitales sobre la calidad de los datos en banda vocal, la regla de planificación de esta Recomendación se limita exclusivamente a la planificación de las conexiones vocales. En el § 4 se examinan algunos problemas asociados con la elaboración de una regla de planificación para las conexiones que transmiten datos en banda vocal y otras señales no vocales. Dicha regla se basaría en una unidad que reflejase la contribución de los procesos digitales a la degradación o degradaciones que afectan a los modems de datos en banda vocal y/o a los sistemas de señalización. Todavía no existe una unidad de ese tipo.

Nota – El efecto de la distorsión de cuantificación en la transmisión de la palabra se está estudiando en el marco de la Cuestión 18/XII y su efecto en la transmisión de datos en el marco de la Cuestión 25/XII.

3.2 *Fuentes de distorsión de cuantificación*

Las unidades de distorsión de cuantificación asignadas provisionalmente a varios procesos digitales se indican en el cuadro 1/G.113. Los suplementos N.os 21 y 22, *Libro Rojo*, fascículos III.1 y III.2 respectivamente, que figuran al final del presente fascículo y las notas asociadas al cuadro 1/G.113, contienen información de base sobre estas asignaciones.

Conceptualmente, el número de udc asignadas a un proceso digital debe reflejar únicamente el efecto sobre la palabra del ruido de cuantificación producido por el proceso. En la práctica, las udc deben determinarse mediante mediciones subjetivas de procesos reales o simulados, en que los sujetos estén expuestos no solamente a ruido de cuantificación sino también a otras degradaciones producidas por el proceso digital sometido a prueba.

Por consiguiente, los resultdos de la prueba subjetiva serán influenciados por esas otras degradaciones si los niveles de éstas difieren en mayor o menor medida de los niveles producidos por la MIC (como referencia). Esas influencias harán que las udc obtenidas no den la medida exacta del efecto de la distorsión de cuantificación. La asignación de udc reflejará en cambio el efecto de todas las degradaciones sobre la calidad vocal y, por consiguiente, para reducir las posibilidades de que exista esa influencia cuando se determinan las asignaciones de udc a procesos digitales, es importante elaborar la prueba subjetiva de tal modo que:

1) se disminuyan las contribuciones de las degradaciones distintas de la distorsión de cuantificación a los resultados de las pruebas subjetivas; o

2) se ecualicen los niveles de esas otras degradaciones en las condiciones de la prueba y en las de referencia.

3.3 *Efecto de los errores aleatorios en los bits*

El efecto de los errores de bit aleatorios se encuentra en estudio en el marco de la Cuestión 25/XII.

3.4 *Distorsión de atenuación y distorsión por retardo de grupo*

La Recomendación provisional contenida en el § 3.1 especifica que la distorsión de cuantificación total introducida por procesos digitales no integrados en conexiones telefónicas internacionales debe estar limitada a un máximo de 14 unidades. Se espera que, si se cumple esta recomendación provisional, las distorsiones acumuladas de atenuación y por retardo de grupo, introducidas en tales conexiones por procesos digitales no integrados, se mantendrá también dentro de límites aceptables.

Nota – La Comisión de Estudio XII está estudiando las relaciones entre las limitaciones impuestas por la distorsión de cuantificación, la distorsión de atenuación y la distorsión por retardo de grupo.

3.5 *Regla provisional de planificación*

Como consecuencia de la relación indicada en el § 3.4 sobre las distorsiones de cuantificación, de atenuación y por retardo de grupo es posible recomendar una regla provisional de planificación que rija la incorporación de procesos digitales no integrados en conexiones telefónicas internacionales. Esta regla provisional de planificación viene expresada en términos de unidades de degradación de la transmisión que son numéricamente iguales a las unidades de distorsión de cuantificación atribuidas a los procesos digitales específicos indicados en el cuadro 1/G.113. La regla provisional de planificación es la siguiente:

El número de unidades de degradación de la transmisión en una conexión telefónica internacional no debe ser superior a 5 + 4 + 5 = 14 unidades.

De acuerdo con esta regla, cada una de las dos partes nacionales de una conexión telefónica internacional estará autorizada a introducir hasta un máximo de 5 unidades de degradación de la transmisión, y la parte internacional hasta un máximo de 4 unidades.

Nota – Se reconoce que en el periodo mixto analógico/digital pudiera no ser práctico, durante cierto tiempo y en algunos países, limitar las contribuciones nacionales a un máximo de 5 unidades de degradación de la transmisión. Para tener en cuenta estos países se está permitiendo cierta mitigación temporal de la regla provisional de planificación. En virtud de esta mitigación, la parte nacional de una conexión telefónica internacional estaría autorizada a introducir hasta 7 unidades de degradación de la transmisión. Teóricamente, esto podría dar por resultado conexiones telefónicas internacionales con un total de 18 unidades de degradación de la transmisión. Estas conexiones menoscabarían aún más la transmisión en lo que respecta al servicio telefónico vocal. Las Administraciones que consideren indispensable disponer de una atribución nacional de más de 5 unidades (pero no mayor que 7 unidades) deberán cerciorarse de que sólo un pequeño porcentaje del tráfico de las prolongaciones nacionales excede de 5 unidades.

3.6 *Limitaciones de la regla provisional de planificación*

En el § 3.5 se ha supuesto que, para la estimación de la degradación de la transmisión como consecuencia de la presencia de procesos digitales no integrados en conexiones telefónicas internacionales, las unidades de degradación de la transmisión corresponden a las unidades de distorsión de cuantificación, y que la simple adición de estas unidades sería aplicable.

Cuando se trata de circuitos telefónicos internacionales que comprenden procesos digitales en tándem, en un ambiente totalmente digital, la adición de las unidades de distorsión de cuantificación correspondientes a los distintos procesos pudiera no reflejar exactamente la distorsión de cuantificación acumulada (y, por consiguiente, no corresponder a las unidades de degradación de la transmisión acumuladas). Tal caso podría darse, pues los distintos valores de potencia de la distorsión de cuantificación producida por los diversos procesos digitales pudieran presentar cierta correlación y, por tal razón, la adición de las unidades de distorsión de cuantificación correspondientes a los distintos procesos pudiera, en ciertas circunstancias, dar valores totales que diferirían de los que se encuentran en la realidad. Esto se explica de forma bastante detallada en el suplemento N.° 21 al fascículo III.1 del *Libro Rojo.*

Se considera que la regla de 5 + 4 + 5 = 14 indicada en el § 3.5, aunque en ciertas circunstancias pudiera proporcionar resultados solamente aproximados, es, no obstante, adecuada para la mayor parte de los fines de la planificación en los casos en que intervienen procesos digitales no integrados. En el cuadro 1/G.113 se tiene expresamente en cuenta, como ejemplos de procesos digitales en cascada, la conversión de código A-μ-A, la conversión de código μ-A-μ y la conversión MIC-MICDA-MIC.

CUADRO 1/G.113

Valores de planificación para la distorsión de cuantificación
(Sólo servicios vocales; véanse el § 4 para el estudio de los datos en banda vocal)
(véanse las notas 1, 11 y 12)

Proceso digital	Unidades de distorsión de cuantificación (udc)	Notas
Procesos con conversión A/D		
Par codec MIC de 8 bits (según la Recomendación G.711 [2], (ley A o ley μ)	1	2, 3
Par codec MIC de 7 bits (ley A o ley μ)	3	3, 4, 5
Par transmultiplexor basado en MIC de 8 bits, ley A o ley μ (según la Recomendación G. 792)	1	3
MICDA a 32 kbit/s (con predictor adaptativo) (combinación de un par codec MIC de 8 bits y una conversión en cascada MIC-MICDA-MIC)	3,5	6
Procesos totalmente digitales		
Atenuador digital (MIC de 8 bits, ley A o ley μ)	0,7	7
Convertidor ley A/μ o ley μ/A (según la Recomendación G.711 [2])	0,5	10
Conversión en cascada ley A/μ/A	0,5	
Conversión en cascada ley μ/A/μ	0,25	
Conversión en cascada MIC-MICDA-MIC (según la Recomendación G.721)	2,5	8, 9
Transcodificación de 8-7-8 bits (ley A o ley μ)	3	9

Nota 1 – Como observación general relativa al cuadro 1/G.113, el número de unidades de distorsión de cuantificación indicado para los procesos digitales corresponde al valor obtenido para un nivel medio de una señal gaussiana de unos −20 dBm0. Los casos tratados en el suplemento N.° 21 al final de este fascículo concuerdan con este planteamiento.

Nota 2 – Por definición.

Nota 3 – Para la planificación general, se puede asignar la mitad del valor indicado a las partes emisora o receptora.

Nota 4 – Este sistema no está recomendado por el CCITT, pero lo emplean algunas Administraciones en sus redes nacionales.

Nota 5 – La degradación correspondiente a este proceso se basa en pruebas subjetivas comunicadas por la Comisión de Estudio XII.

Nota 6 – Para este proceso MICDA a 32 kbit/s, la Comisión de Estudio XII halló un valor de 3,5 unidades mediante medidas subjetivas hechas con una combinación de un par codec MIC de 8 bits y una conversión MIC-MICDA-MIC según la Recomendación G.721.

Nota 7 – La degradación indicada es aproximadamente la misma para todos los valores de atenuador digital comprendidos en una gama de 1 a 8 dB. Una excepción la constituye el atenuador de 6 dB y ley A que introduce una degradación despreciable para señales de sólo unos −30 dBm0, considerándose por tanto que contribuye con 0 unidades de distorsión de cuantificación.

Nota 8 – El valor de 2,5 unidades se halló restando el valor correspondiente a un par codec MIC de 8 bits de las 3,5 unidades determinadas subjetivamente en el caso de la combinación de un par codec MIC de 8 bits y una conversión MIC-MICDA-MIC. A las conversiones digitales síncronas múltiples, como MIC-MICDA y MIC-MICDA-MIC, se les asigna un valor de 2,5 unidades.

Nota 9 – Este proceso podría emplearse en un sistema de interpolación digital de la palabra.

Nota 10 – Las contribuciones a las udc de los convertidores de ley de codificación (por ejemplo, ley μ a ley A) se asigna a la parte internacional.

Nota 11 – Las asignaciones de udc a esos procesos digitales reflejan, en la medida de lo posible, únicamente el efecto de la distorsión de cuantificación sobre la calidad vocal. Otras degradaciones, como el ruido de circuito, el eco y la distorsión de atenuación, afectan también a la calidad vocal. Debe por consiguiente tenerse en cuenta el efecto de esas otras degradaciones al procederse a la planificación.

Nota 12 – Las degradaciones de udc indicadas en este cuadro se han deducido en el supuesto de que la tasa de bits erróneos es despreciable.

4 Efecto de las degradaciones de transmisión en la calidad de los datos en la banda vocal

El efecto de las degradaciones de transmisión en la calidad de los datos en la banda vocal se está estudiando en el marco de la Cuestión 25/XII. En su anexo 4 se ofrece alguna información sobre el particular, facilitada por una Administración.

La calidad vocal se ve afectada por las degradaciones de transmisión de las conexiones telefónicas, y lo mismo sucede con la calidad de los datos en banda vocal. En una conexión se producen numerosas degradaciones distintas; algunas son degradaciones de régimen permanente (por ejemplo, atenuación, ruido, distorsión de cuantificación, fluctuación de fase, distorsión armónica y de intermodulación, distorsión de retardo de envolvente, eco y distorsión de atenuación), y otras son transitorias (por ejemplo, ruido impulsivo, variaciones bruscas de fase o de ganancia y desvanecimientos de transmisión) y pueden ocurrir con poca frecuencia. Las degradaciones de régimen permanente y transitorias pueden afectar a la palabra y a los datos en banda vocal. Sin embargo, las degradaciones transitorias tienen casi siempre más efecto sobre los datos que sobre la palabra. Esto también es cierto para algunas de las degradaciones de régimen permanente, como la fluctuación de fase y la distorsión de retardo de envolvente. Por este motivo, las reglas de planificación de los circuitos de transmisión vocal suelen centrarse en el control de las degradaciones de régimen permanente y prestan menos atención a las transitorias. Si han de crearse nuevas reglas de planificación para controlar la acumulación de degradaciones importantes para los datos en banda vocal, las mismas tendrán que reflejar tanto las degradaciones transitorias como las de régimen permanente.

Los efectos de determinadas degradaciones sobre los datos en banda vocal dependen de la velocidad del módem, de la modulación utilizada y de otras características, como el hecho de que el módem tenga o no un ecualizador para corregir la distorsión de retardo de envolvente. Los módems de baja velocidad, que funcionan a 1200 bit/s o menos, suelen tolerar una relación S/N más baja que los módems de alta velocidad. También tienden a ser menos sensibles a la distorsión de retardo de envolvente que los módems de mayor velocidad. Los módems que funcionan a 4800 bit/s y más tendrán normalmente un ecualizador de distorsión de retardo de envolvente para reducir al mínimo el efecto de la distorsión de retardo de envolvente sobre la calidad de transmisión. Las degradaciones transitorias afectan en mayor o menor medida a todos los módems, en función de numerosos factores.

Otros dos factores que determinan el efecto de las degradaciones sobre la calidad de los datos en banda vocal son:

a) el empleo o no de técnicas de detección y/o corrección de errores y

b) la codificación de la información antes de su transmisión.

Si no se utiliza corrección de errores, los errores que causan degradaciones causarán también errores en los datos de salida, pero si se utiliza corrección de errores, los errores que causan degradaciones no harán sino reducir el caudal de datos. Según como esté codificada la información de usuario, los errores tendrán efectos más o menos graves. Por ejemplo, la pérdida de una letra de una palabra debida a un error binario en 8 bits que representan las letras del alfabeto, será probablemente menos importante que un error en 8 bits utilizados para transmitir información sobre el tamaño, la forma y la ubicación de un símbolo gráfico en una imagen.

Las técnicas de compresión binaria como la MICDA (según la Recomendación G.721) tienen efectos muy importantes sobre la calidad de funcionamiento de los módems de alta velocidad ($\geqslant$ 4800 bit/s) (véase el anexo C).

En lo que hace a la elaboración de una regla simple de planificación que pueda utilizarse para evaluar los efectos de los procesos digitales sobre la calidad de los datos en banda vocal, cabe destacar varios puntos:

1) Las degradaciones (especialmente transitorias) distintas de las que se suele medir para la calidad vocal cobran importancia para la medición de la calidad de datos en banda vocal.

2) Una medición simple de las degradaciones de régimen permanente (por ejemplo, relación señal/ruido total) puede no proporcionar una base satisfactoria para una regla de planificación de datos en banda vocal. Es posible que la regla de planificación tenga que reflejar las degradaciones transitorias.

3) Debe tenerse en cuenta el tipo y la velocidad del módem. Por este motivo, a diferencia de las reglas de planificación para la palabra, puede que las reglas para datos en banda vocal dependan más del tipo de módem.

4) El tipo de servicio de datos puede influenciar la importancia de determinados tipos de errores en los datos, y por consiguiente de determinadas degradaciones. Por este motivo, las reglas de planificación pueden depender del servicio.

5) Sólo un método de medición objetiva que tenga en cuenta los cuatro primeros puntos podría servir realmente de base para establecer reglas de planificación útiles.

6) Este método de medición no existe actualmente.

Por este motivo, hasta que se haya avanzado mucho más en la determinación de las degradaciones que afectan a la calidad de los datos en banda vocal, de los métodos de medición de esas degradaciones, de los niveles de las mismas que son importantes y de la manera de tener en cuenta los diversos tipos, velocidades y otras características de los módems, la aplicación de esta Recomendación debe limitarse exclusivamente a los servicios vocales.

ANEXO A

(a la Recomendación G.113)

Información destinada a la planificación, sobre la distorsión de atenuación y la distorsión por retardo de grupo introducidas por los circuitos y centrales de la red telefónica con conmutación

A.1 La información que se presenta en los cuadros A-1/G.113 a A-6/G.113 procede de los resultados de medidas[1] efectuadas en equipos modernos. Cabe esperar que la calidad de funcionamiento de las conexiones reales establecidas en la red telefónica con conmutación sea inferior a la calculada a base de los datos tabulados, a causa de:

- la desadaptación y reflexión;
- las líneas de abonado no cargadas;
- los circuitos de enlace interurbanos cargados, con una baja frecuencia de corte;
- los equipos antiguos.

CUADRO A-1/G.113

Centrales locales y centros primarios a dos hilos

Frecuencia (Hz)	Distorsión de atenuación		Distorsión por retardo de grupo	
	Valor medio	Desviación típica	Valor medio	Desviación típica
	(dB)	(dB)	(ms)	(ms)
200	1,69	1,20	0,56	0,07
300	0,63	0,81	0,28	0,05
400	0,30	0,43	0,23	0,05
600	0	0,28	0,11	0,03
800	0	0	0,05	0,02
1000	−0,05	0,11	0,03	0,01
2000	−0,04	0,35	0	0
2400	−0,29	0,45	0	0
2800	−0,45	0,50	0	0
3000	−0,24	0,65	0	0
3400	−0,29	0,63	0	0

Nota – Puede considerarse que la distorsión por retardo de grupo está tomada con respecto al retardo de grupo a unos 2000 Hz.

[1] Comunicados por AT&T, Telecom Australia, Italia, British Telecom, NTT y Suiza.

CUADRO A-2/G.113

Centrales a cuatro hilos

Frecuencia (Hz)	Distorsión de atenuación		Distorsión por retardo de grupo	
	Valor medio	Desviación típica	Valor medio	Desviación típica
	(dB)	(dB)	(ms)	(ms)
200	0,32	0,14	0,40	0,02
300	0,16	0,28	0,14	0,02
400	0,13	0,21	0,14	0,03
600	0,02	0	0,07	0,02
800	0	0	0,03	0,01
1000	0	0	0,02	0,01
2000	0,01	0,14	0	0
2400	0,06	0,21	0	0
2800	0,02	0,02	0	0
3000	0,10	0,07	0	0
3400	0,20	0,50	0	0

Nota – Puede considerarse que la distorsión por retardo de grupo está tomada con respecto al retardo de grupo a unos 2000 Hz.

CUADRO A-3/G.113

Circuitos de enlace

Frecuencia (Hz)	Distorsión de atenuación		Distorsión por retardo de grupo	
	Valor medio	Desviación típica	Valor medio	Desviación típica
	(dB)	(dB)	(ms)	(ms)
200	4,29	1,95	3,05	0,36
300	0,86	0,49	1,42	0,18
400	0,36	0,31	0,78	0,09
600	0,09	0,17	0,34	0,06
800	0	0,03	0,16	0,02
1000	−0,03	0,04	0,08	0,02
2000	0,14	0,20	0,02	0,01
2400	0,33	0,29	0,06	0,03
2800	0,58	0,35	0,18	0,06
3000	0,88	0,55	0,31	0,11
3400	2,21	1,06	0,92	0,26

Nota 1 – Puede considerarse que la distorsión por retardo de grupo está tomada con respecto al retardo de grupo a unos 1500 Hz.

Nota 2 – La muestra de circuitos de enlace incluía circuitos por líneas metálicas, MDF y sistemas MIC.

Nota 3 – Los circuitos MIC pueden presentar en 200 Hz una distorsión de atenuación algo menor que la indicada en este cuadro.

Nota 4 – Los valores para circuitos de enlace incluyen las terminaciones a dos/cuatro hilos.

CUADRO A-4/G.113

Circuitos establecidos en un grupo primario directo de 12 canales

Frecuencia (Hz)	Distorsión de atenuación		Distorsión por retardo de grupo	
	Valor medio	Desviación típica	Valor medio	Desviación típica
	(dB)	(dB)	(ms)	(ms)
200	1,56	0,92	5,42	0,22
300	0,39	0,43	2,97	0,35
400	0,11	0,30	1,45	0,22
600	0,05	0,18	0,76	0,10
800	0	0	0,44	0,05
1000	−0,01	0,11	0,26	0,02
2000	−0,03	0,19	0,01	0,01
2400	0,04	0,21	0,06	0,02
2800	0,13	0,33	0,21	0,04
3000	0,16	0,43	0,45	0,04
3400	1,03	0,56	1,97	0,20

Nota 1 – Puede considerarse que la distorsión por retardo de grupo está tomada con respecto al retardo de grupo a unos 1800 Hz.

Nota 2 – Los datos se refieren a un equipo de modulación de canal MDF con una separación de 4 kHz, que es la principal fuente de distorsión en los circuitos telefónicos establecidos en grupos primarios directos de 16 canales, o sea los circuitos con una sola sección de circuito.

CUADRO A-5/G.113

Circuitos establecidos en un grupo primario directo de 16 canales

Frecuencia (Hz)	Distorsión de atenuación		Distorsión por retardo de grupo	
	Valor medio	Desviación típica	Valor medio	Desviación típica
	(dB)	(dB)	(ms)	(ms)
200	2,80	1,63	9,74	0,40
300	0,04	0,19	4,39	0,27
400	−0,07	0,20	2,49	0,09
600	0,02	0,09	1,02	0,56
800	0	0	0,47	0,35
1000	0,09	0,08	0,19	0,28
2000	0,06	0,12	0,03	0,14
2400	0,03	0,14	0,36	0,31
2800	0,03	0,16	1,59	1,06
3000	−0,01	0,28	4,29	0,38

Nota 1 – Puede considerarse que la distorsión por retardo de grupo está tomada con respecto al retardo de grupo a unos 1200 Hz.

Nota 2 – Los datos se refieren a un equipo de modulación de canal MDF con una separación de 3 kHz, que es la principal fuente de distorsión en los circuitos telefónicos establecidos en grupos primarios directos de 16 canales, o sea los circuitos con una sola sección de circuito.

CUADRO A-6/G.113

Circuitos constituidos por tres secciones de circuito (4 kHz + 3 kHz + 4 kHz)

Frecuencia (Hz)	Distorsión de atenuación		Distorsión por retardo de grupo	
	Valor medio	Desviación típica	Valor medio	Desviación típica
	(dB)	(dB)	(ms)	(ms)
200	5,92	2,09	20,58	0,51
300	0,82	0,64	10,33	0,56
400	0,15	0,47	5,39	0,32
600	0,12	0,27	2,54	0,58
800	0	0	1,35	0,36
1000	0,07	0,17	0,71	0,28
2000	0	0,29	0,05	0,14
2400	0,11	0,33	0,48	0,31
2800	0,29	0,49	2,01	1,06
3000	0,31	0,67	5,19	0,38

Nota 1 – Este cuadro se deriva de los cuadros A-4/G.113 y A-5/G.113 y se refiere a los circuitos internacionales cuya sección media se establece mediante equipo de modulación de canal con una separación de 3 kHz, como por ejemplo una sección de circuito por cable submarino.

Nota 2 – Puede considerarse que la distorsión por retardo de grupo está tomada con respecto al retardo de grupo a unos 1400 Hz.

A.2 La frecuencia de referencia correspondiente a la distorsión de atenuación es 800 Hz. La frecuencia de referencia correspondiente a la distorsión por retardo de grupo (o sea la frecuencia en que el retardo de grupo es mínimo) ha sido estimada para cada caso.

A.3 Los resultados relativos a los circuitos no comprenden ningún margen para tener en cuenta las terminaciones de señalización de línea, aunque en algunos casos estas distorsiones están incluidas en los datos relativos a las centrales.

Referencias

[1] Recomendación del CCITT *Efectos de las degradaciones de la transmisión*, Tomo V, Rec. P.11 y anexos.

[2] Recomendación del CCITT *Modulación por impulsos codificados (MIC) de frecuencias vocales*, Tomo III, Rec. G.711.

ANEXO B

(a la Recomendación G.113)

Efecto de las degradaciones de transmisión sobre la transmisión de datos en la banda vocal

(Origen: AT&T)

B.1 *Introducción*

El actual plan de transmisión para conexiones internacionales facilita directrices para el control de la calidad de funcionamiento de la transmisión, en particular para permitir la transmisión satisfactoria de señales telefónicas. Las degradaciones significativas y su efecto en las señales telefónicas se describen en la Recomendación P.11. Entre estas degradaciones figuran la pérdida de sonoridad, el ruido de circuito, la pérdida de sonoridad por efecto local, el ruido ambiente, la distorsión de atenuación, el eco para la persona que habla, el eco para la persona que escucha, la distorsión de cuantificación y la fluctuación de fase. En otras Recomendaciones, a saber, H.12, M.1020 y M.1025, se hace referencia a la calidad de funcionamiento de la transmisión de datos por circuitos arrendados.

Como consecuencia del empleo de conexiones internacionales para la transmisión de señales no telefónicas, como los datos en la banda de frecuencias vocales, es necesario aumentar el ámbito de aplicación del plan de transmisión, incluyendo en el mismo directrices relativas al control de degradaciones adicionales. Entre las degradaciones significativas para la transmisión de datos en la banda de frecuencias vocales figuran el ruido impulsivo, la distorsión de retardo de envolvente, la fluctuación de fase, la distorsión no lineal, la relación tono/ruido, el deslizamiento de frecuencia, los fenómenos transitorios de ganancia y de fase. En los puntos siguientes se facilita información sobre estas relaciones basada en la experiencia adquirida por AT&T. Todos los valores de los parámetros indicados corresponden a objetivos de calidad mínima de extremo a extremo de la red pública con conmutación de AT&T, antes de la desmembración. Los valores típicos obtenidos en la red son mucho mejores que los objetivos mínimos. Se considera que estos valores mínimos corresponden a una calidad satisfactoria de funcionamiento de módem a velocidades de hasta 4,8 kbit/s. Para una calidad de funcionamiento satisfactoria a velocidades más elevadas, como 9,6 kbit/s, se consideran necesarios objetivos mínimos más estrictos. Los valores de los parámetros indicados son sólo ejemplos y no representan una propuesta de Recomendación.

B.2 *Ruido impulsivo*

El ruido impulsivo se ha definido como toda excursión de la forma de onda de ruido en un canal que rebasa un umbral de nivel especificado. El ruido impulsivo se evalúa en los canales computando el número de excursiones durante un intervalo de tiempo determinado previamente. A fin de reducir al mínimo las contribuciones debidas al ruido térmico, el umbral mínimo se fija normalmente en 12 a 18 dB por encima del valor eficaz del ruido. El umbral correspondiente al nivel de ruido impulsivo es aquél en que la tasa media de cómputo es igual a 1 por minuto.

Los aparatos de medida utilizados para contar los impulsos de ruido pueden emplear contadores electromecánicos o electrónicos. En algunos conjuntos, se ha comprobado una tasa máxima de cómputo de siete por segundo.

La contribución de ruido impulsivo en la tasa de errores es significativa cuando las crestas de ruido alcanzan un nivel de 3 a 12 dB por debajo del nivel eficaz de la señal de datos en función del tipo de modulación utilizado por los módems de datos, la velocidad de transmisión en bits por segundo y las magnitudes de otras degradaciones de transmisión en el canal. El objetivo de ruido impulsivo de AT&T es no llegar a más de 15 cuentas por 15 minutos en un nivel por encima del umbral que es inferior en 6 dB al nivel de los datos recibidos. El control se efectúa mediante disposiciones técnicas y límites en los niveles de ruido impulsivo medidos.

Teniendo en cuenta que la mayor parte del ruido impulsivo tiene su origen en fenómenos transitorios provocados por la utilización de relés y demás equipo de conmutación, las disposiciones técnicas y medidas reductoras tienen por objeto proteger las señales portadoras de bajo nivel contra la radiación asociada a estos fenómenos transitorios.

B.3 *Retardo de envolvente (Retardo de grupo)*

El retardo de envolvente se considera como una derivada con respecto a la frecuencia de la característica de fase del canal. Teniendo en cuenta que medir esta derivada no resulta práctico, se procede a su cálculo aproximado por medición de una diferencia. Existen numerosos aparatos de medición del retardo de envolvente que emplean una diversidad de anchuras de frecuencia para esta medición de diferencia. La norma AT&T es 166-2/3 Hz. En resultados de pruebas, estas diferencias aparecen como una diversidad de resolución de ondulaciones en la característica de retardo de envolvente. Amplitudes de frecuencia inferiores producen una resolución mayor, pero reducen la exactitud.

La frecuencia de retardo de envolvente mínima en canales de telecomunicación suele situarse generalmente en las proximidades de 1800 Hz. Por consiguiente, las mediciones de retardo de envolvente suelen normalizarse a cero en 1800 Hz. La desviación con respecto a cero en otras frecuencias se considera como distorsión de retardo de envolvente. La distorsión de retardo de envolvente provoca interferencia entre símbolos de la transmisión de datos, lo que causa errores y aumenta la sensibilidad al ruido de fondo.

En la red, el retardo de envolvente se controla principalmente al diseñar los filtros de canal y demás equipos. Son objetivos típicos para la distorsión de retardo de envolvente 800 μs como máximo en la banda de 1004 a 2404 Hz y 2600 μs como máximo en la banda de 604 a 2804 Hz.

B.4 *Fluctuación de fase*

La fluctuación de fase es la modulación angular no deseada de una señal transmitida. Su característica más corriente es que provoca la perturbación de los cruces a cero de una señal. Teniendo en cuenta que el ruido también perturba los cruces a cero de una señal, suele provocar indicaciones en un aparato de medida de la fluctuación de fase incluso en ausencia de modulación incidente.

La fluctuación de fase degrada la transmisión de datos reduciendo la tolerancia del receptor de datos a otras degradaciones. La fluctuación de fase se controla mediante el diseño del equipo de transmisión. Si bien se han localizado en condiciones prácticas fuentes específicas de fluctuación, como las fuentes de frecuencias portadoras primarias, las técnicas de corrección han requerido por regla general modificaciones de diseño en equipos específicos. El objetivo mínimo de extremo a extremo para la fluctuación de fase es de 10° cresta a cresta para la banda de frecuencias de 20 a 300 Hz y 15° cresta a cresta para la banda de 4 a 300 Hz.

B.5 *Distorsión no lineal*

Los elementos no lineales del equipo de transmisión provocan distorsión armónica y de intermodulación, denominados más frecuentemente distorsión no lineal. Las mediciones de la distorsión no lineal se suelen efectuar en términos de mediciones de distorsión de intermodulación.

La distorsión no lineal puede definirse, de forma general, como la generación de componentes de la señal transmitida que se agregan a la misma de forma generalmente no deseada. La distorsión no lineal de interés en este documento es la que se produce dentro de un canal vocal individual. No debe confundirse con el ruido de intermodulación causado por la no linealidad del equipo múltiplex y amplificadores de línea de un sistema múltiplex por división de frecuencia. Si bien estas no linealidades pueden contribuir a la distorsión no lineal en frecuencias vocales, su contribución es generalmente despreciable.

La distorsión no lineal se mide e identifica generalmente por el efecto que produce en ciertas señales. Por ejemplo, si la señal es un tono cuya frecuencia es A, la distorsión no lineal aparece como armónicas de la entrada, a saber, como tonos en 2A, 3A, etc. Teniendo en cuenta que la mayor parte de la energía producida por la distorsión aparece generalmente en la segunda y tercera armónicas, la distorsión se cuantifica a menudo midiendo la potencia de cada una de estas armónicas y se denomina distorsión de segunda y tercera armónica. Si la cantidad de distorsión no lineal se mide por la suma de potencias de todas las armónicas, el resultado se denomina distorsión armónica total. Estas potencias de distorsión no tienen significado, a no ser que se conozca la potencia de la señal deseada (señal fundamental), por lo que por regla general las mediciones se refieren a la potencia de la fundamental y se denominan distorsión de segunda o tercera armónica o distorsión armónica total.

Hasta ahora se han utilizado dos métodos diferentes para medir la distorsión no lineal en canales de la banda de frecuencias vocales: el método de un solo tono y el método de cuatro tonos. No obstante, el método de un solo tono ha dejado de utilizarse.

Para el método de cuatro tonos, se transmiten cuatro tonos del mismo nivel como dos conjuntos de tonos a una potencia de señal compuesta de nivel de datos (−13 dBm0). Uno de los conjuntos está compuesto por tonos a 856 y 863 Hz (separación de 7 Hz). Un segundo conjunto utiliza frecuencias de 1374 y 1385 Hz (separación de 11 Hz). La separación de frecuencia dentro de cada conjunto de tonos no es crítica, pero tiene que ser diferente en cada caso. Estos cuatro tonos pueden denominarse: A_1, A_2, B_1 y B_2. Los productos de segundo orden $(A + B)$ se sitúan en $A_1 + B_1$, $A_1 + B_2$, $A_2 + B_1$ y $A_2 + B_2$. Si la separación entre A_1 y A_2 es la misma que entre B_1 y B_2, entonces $A_1 + B_2 = A_2 + B_1$ y estos dos componentes se agregarán en tensión y proporcionarán una indicación errónea.

Los productos de tercer orden ($2B - A$) se sitúan en $2B_1 - A_1$, $2B_1 - A_2$, $2B_2 - A_1$, $2B_2 - A_2$, $B_1 + B_2 - A_1$ y $B_1 + B_2 - A_2$. El receptor utiliza filtros de una anchura de 50 Hz para seleccionar los productos $A + B$, $B - A$ y $2B - A$. R_2 es la relación entre la potencia de las frecuencias fundamentales compuestas recibidas y la potencia media de los productos $A + B$ y $B - A$. R_3 es la relación entre las fundamentales compuestas recibidas de los productos $2B - A$.

Una ventaja del método de cuatro tonos, actualmente empleado por AT&T, es que la señal de prueba de cuatro tonos tiene una función de densidad de amplitud bastante similar a la de la señal de datos. Sin embargo, teniendo en cuenta la banda de paso relativamente ancha (50 Hz) de los filtros del receptor, las mediciones con el método de cuatro tonos resultan más afectadas por el ruido de circuito.

Los productos de intermodulación procedentes de la distorsión no lineal se agregan a la señal deseada e interfieren con la misma de igual forma que el ruido. No obstante, lós productos de intermodulación son más perturbadores que el ruido y la relación entre la frecuencia fundamental y los productos de segundo o tercer orden debe situarse en la gama de 25 a 38 dB, según el tipo de transmisión de datos, para que el funcionamiento sea satisfactorio.

La distorsión no lineal se controla principalmente mediante el diseño del equipo. Sin embargo, factores como el envejecimiento de los tubos de vacío en los equipos más antiguos y el ajuste poco preciso de los bancos de canales MIC pueden hacer que esta distorsión aumente por encima de los límites previstos en el diseño. El objetivo global a largo plazo de abonado a abonado para la distorsión no lineal utilizando el método de medición de cuatro tonos es de 27 dB como mínimo para R_2 y 32 dB como mínimo para R_3.

B.6 *Relación tono/ruido*

Para transmisión telefónica, el ruido que se oye durante los intervalos de silencio es más intenso y, por lo tanto, éste es el que se evalúa al medir el ruido de circuito de mensaje normal. Para transmisión de datos, el ruido en el canal durante la transmisión activa y la relación señal/ruido correspondiente es importante. En sistemas que utilizan compansores o cuantificadores, el ruido aumenta durante la transmisión activa. A fin de medir este ruido, se transmite un tono de −16, −13, ó −10 dBm0 desde el extremo distante del canal sometido a prueba y seguidamente se procede a su filtrado en el aparato de medición de ruido. El filtro utilizado para suprimir el tono es un filtro de ranura estrecha centrado en la frecuencia del tono. Este tipo de medición también se conoce bajo la denominación de «ruido con tono». Se dispone actualmente de equipo de prueba que utiliza un tono de 1004 Hz para esta medición.

Es evidente que el ruido puede provocar errores en la transmisión de datos y que debe mantenerse el objetivo de relación tono/ruido en 24 dB para que el funcionamiento sea satisfactorio. El ruido se controla al diseñar el equipo de transmisión, en la ingeniería de los sistemas de transmisión (mediante factores como la separación entre repetidores) y al proceder al mantenimiento de estos sistemas.

B.7 *Deslizamiento de frecuencia*

Cuando un tono experimenta un cambio en la frecuencia transmitida por un canal, se dice que en el canal se ha producido un deslizamiento o desviación de frecuencia. El deslizamiento de frecuencia se puede medir utilizando contadores de frecuencia en ambos extremos de un canal. Cuando la frecuencia de entrada difiere de la frecuencia de salida, la diferencia es el deslizamiento de frecuencia en el canal.

En los equipos de telecomunicaciones modernos, el deslizamiento de frecuencia, si lo hay, suele ser de 1 Hz o inferior. Algunos sistemas portadores antiguos pueden tener valores considerables de deslizamiento, por ejemplo, 15 a 20 Hz.

El deslizamiento de frecuencia es importante en sistemas que utilizan filtros receptores de banda estrecha, como los multiplexores telegráficos y equipos de lectura de contadores a distancia. Cuando los sistemas que utilizan estos tipos de transmisión experimentan deslizamientos de frecuencia, las señales recibidas se sitúan fuera de la anchura de banda de los filtros. Se puede producir deslizamiento de frecuencia en facilidades que utilicen transmisión por portadoras de banda única suprimida. En AT&T, el deslizamiento de frecuencia se controla por medio de la red de sincronización de frecuencias. El objetivo global para el deslizamiento de frecuencia es de ± 5 Hz.

B.8 *Transitorios de ganancia y de fase*

En los canales de telecomunicación puede haber cambios de ganancia y de fase que se producen con mucha rapidez. Algunas de las causas más corrientes de estos fenómenos son la conmutación automática a facilidades o portadoras de reserva, la puesta fuera de servicio de facilidades para realizar operaciones de mantenimiento de rutina, los desvanecimientos o cambios de trayecto en facilidades de microondas y los transitorios de ruido acoplados en fuentes de frecuencias portadoras. La ganancia de canal y el desplazamiento de fase (o de frecuencia) puede volver a su valor original después de un breve momento o permanecer de forma indefinida en los nuevos valores.

Los cambios de ganancia se detectan generalmente por modificaciones en un circuito de control automático de ganancia y los cambios de fase por medio del bucle de enganche de fase. A fin de facilitar protección contra detectores de equipos de prueba que funcionen de modo inadecuado en crestas de ruido sin correlación (ruido impulsivo), se prevé un intervalo de guarda de 4 ms en el instrumento indicador de la cresta de ganancia o de fase. Lamentablemente, este intervalo de guarda también oculta efectivamente verdaderos saltos de fase de duración inferior a 4 ms que no van acompañados por una excursión de amplitud de cresta. El riesgo se considera justificado en este momento, cuando se comparan las frecuencias relativas conocidas de los saltos de fase con las del ruido impulsivo.

Los instrumentos para medir los saltos de ganancia y de fase, como se suelen designar generalmente los cambios rápidos de ganancia y de fase, efectúan esta medición por supervisión de la magnitud y fase de un tono sinusoidal. Los saltos se registran y acumulan en contadoras con niveles de umbral ajustable. Los contadores de saltos de ganancia suelen acumular eventos que rebasan umbrales de 2, 3, 4 y 6 dB, si bien no pueden establecer la diferencia entre un aumento y una disminución de magnitud. De forma similar, los contadores de saltos de fase acumulan cambios en umbrales de 5 a 45°, por escalones de 5°. Responden a saltos que alcanzan o rebasan el umbral seleccionado. Puede ser conveniente disponer de un conmutador que suprima la característica de enmascaramiento de ruido impulsivo, que el usuario puede utilizar según su buen criterio, cuando se prevé la existencia de saltos de fase por impulsos. La amplia variedad de las formas de onda del salto, el efecto del ruido en las mediciones y las tolerancias admisibles en umbrales y circuitos de medición contribuirán, por regla general, a diferentes resultados de cómputo de saltos incluso con instrumentos de diseño idéntico. Esta variedad conducirá a cierta confusión entre quienes efectúen pruebas con contadores de saltos de fabricantes diferentes. El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos tiene en estudio una especificación alternativa del circuito completo de cómputo de saltos.

Los saltos de ganancia empiezan a provocar errores en la transmisión de datos de gran velocidad cuando su magnitud alcanza 2 ó 3 dB. Los saltos de fase empiezan a causar errores cuando su magnitud es de unos 20 a 25°. El objetivo de extremo a extremo para saltos de ganancia consiste en tener no más de ocho saltos de ganancia que rebasen 3 dB en 15 minutos; el objetivo para los saltos de fase es tener no más de ocho saltos de fase en 15 minutos con un umbral de 20°. Una caída se define como una disminución de nivel superior o igual a 12 dB que dure por lo menos 4 ms. El objetivo en materia de caídas es que no se produzcan más de dos en una hora.

ANEXO C

(a la Recomendación G.113)

Repercusiones de las características de funcionamiento de la modulación por impulsos codificados diferencial adaptativa (MICDA) sobre la transmisión de datos en la banda vocal

(Origen: AT&T)

(Según la Recomendación G.721)

Resumen

Este anexo se basa principalmente en el documento de los Laboratorios Bell AT&T presentado en la «IEEE Global Telecommunications Conference» celebrada del 2 al 5 de diciembre de 1985. Se ha enviado para apoyar la Recomendación G.113 en lo que se refiere a la calidad de los circuitos de datos en banda vocal. Los resultados indican que sería muy difícil asignar un valor de UDC a los equipos que utilizan MICDA a 32 kbit/s (véase la Recomendación G.721) ya que las características de desempeño dependen en gran medida del tipo y velocidad del módem.

El anexo informa de los resultados de una serie de pruebas empíricas sobre características de error de módems de datos de alta velocidad en banda vocal utilizados en canales con sistemas MICDA a 32 kbit/s colocados en tándem asíncronamente y mezclados con degradaciones analógicas simuladas. Una muestra representativa de transmisión a 4,8 kbit/s y dos dispositivos a 9,6 kbit/s: se probaron, un diseño experimental de la norma V.32 que opera a 9,6 kbit/s para un módem dúplex y otro producto actualmente disponible a 9,6 kbit/s. Los 4,8 kbit/s se realizarán de manera adecuada a través de sistemas MICDA en tándem de manera síncrona pero que sin embargo la transmisión a 9,6 kbit/s está limitada y que bajo las mismas condiciones resulta inaceptable con ciertos módems.

C.1 *Introducción*

Es posible usar la modulación por impulsos codificados diferencial adaptativa (MICDA) a velocidades binarias menores que 64 kbit/s por canal con una degradación de la calidad de transmisión analógica, en muchos casos menor que proporcional respecto a dichos valores. Por lo tanto, el uso del algoritmo MICDA a 32 kbit/s sobre canales de calidad telefónica debería doblar la capacidad por canal de los medios asociados.

Junto al potencial beneficio económico debido al incremento de capacidad, surge la posibilidad de una degradación de la calidad del canal. Nuestros resultados muestran que los datos a alta velocidad en banda vocal (por ejemplo, 4,8 kbit/s o mayor) sufrirían degradaciones significativas de sus características de desempeño utilizando esta nueva tecnología.

En este anexo informamos de los resultados de una serie de pruebas empíricas sobre las características de error de módems de datos de alta velocidad en banda vocal a través de canales que incluyen sistemas MICDA a 32 kbit/s [1] normalizados del CCITT, mezclados con degradaciones analógicas de transmisión simuladas. Las configuraciones del canal están diseñadas para que sean representativas de las topologías posibles en las redes públicas conmutadas con sistemas MICDA. El equipo físico MICDA colocado en tándem asíncronamente[2)] utilizado en los canales de prueba varía en un número comprendido entre 0 y 7, mientras que las degradaciones analógicas intercaladas se obtienen asignando parámetros a partir de las distribuciones de las degradaciones dadas en el End Office Connections Study (EOCS) [2], en el estudio de bucles de 1970 [3] y en las pruebas de bucles de 1980. También realizamos medidas de desempeño utilizando conexiones con sistemas MIC a 64 kbit/s colocados en tándem asíncronamente, construyendo bancos de canales D4, para comparar con las configuraciones MICDA que mostraron un desempeño especialmente pobre, de esta manera se podría determinar si la utilización del algoritmo MICDA o la codificación MIC estaba en la raíz del problema.

Se utilizaron módems de alta velocidad en las pruebas. Se probó una muestra representativa de transmisión a 4,8 kbit/s de tipo V.29 y dos módems a 9,6 kbit/s: un diseño experimental de la norma V.32 para un módem dúplex y otro dispositivo actualmente disponible (de tipo V.29). Estos dispositivos eran módems a dos hilos que están o estarán en el mercado para su uso en las redes públicas conmutadas.

Los resultados de nuestras pruebas indican que la transmisión de datos en banda vocal a 4,8 kbit/s se realizará adecuadamente a través de sistemas MICDA colocados en tándem asíncronamente, sin embargo, la transmisión a 9,6 kbit/s está limitada y bajo la misma configuración es inaceptable con ciertos módems.

C.2 *Arquitectura de las condiciones de prueba*

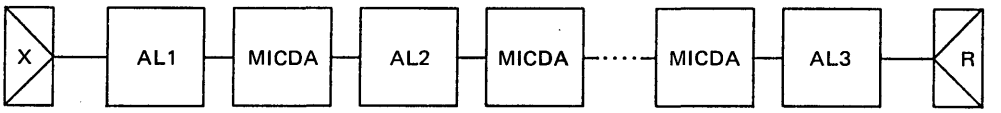
Es conocido que la precisión del algoritmo MICDA depende en gran medida de la naturaleza de la señal a codificar y transmitir. Señales con poca o ninguna componente estocástica, tales como los tonos puros, atraviesan estos sistemas muy bien con muy poca o ninguna distorsión. Por el contrario señales de datos de alta velocidad en banda vocal que tienen inherente una gran componente estocástica y una considerable anchura de banda son afectadas de manera significativa por la codificación MICDA. Debido a ello nuestra arquitectura de las condiciones de prueba examina estos tipos de módem de alta velocidad. Hemos, asimismo, intentado limitar eficazmente la cantidad de pruebas requeridas utilizando una arquitectura universal para todos nuestros estudios.

C.2.1 *Semidúplex a 4,8 kbit/s*

La figura C-1/G.113 muestra la arquitectura de la configuración de pruebas para las conexiones semidúplex a 4,8 kbit/s. La configuración está terminada en ambos extremos con módems. La secuencia de aparatos utilizados empieza desde la izquierda con un simulador de degradaciones analógicas (AL1) representativo del bucle analógico y del enlace de acceso (AT). A continuación el segmento de larga distancia consiste en un sistema MICDA, un enlace analógico de portadora L equivalente a 500 millas (AL2), seguido de 1 a 6 sistemas MICDA. Esta estructura es representativa de una parte entre centrales consistente en enlaces múltiples y modela el segmento como si todas las degradaciones analógicas ocurrieran al principio del mismo. Aunque esta situación de las degradaciones analógicas es algo conservadora, está compensada por el hecho de que las degradaciones son las de un enlace con portadora L sencilla siendo esto una buena aproximación a la realidad dadas las limitaciones de usar un único simulador de degradación para la parte de larga distancia. Finalmente la salida al receptor se realiza a través de de un simulador de degradación analógica (AL3) que es representativo de un bucle y enlace analógico. Dadas las actuales aplicaciones y topologías es más representativo situar de esta manera las degradaciones analógicas con sistemas MICDA que colocar todas las degradaciones analógicas en un solo lugar.

---

2) La colocación en tándem asíncrona ocurre cuando una señal codificada MIDA es decodificada y su versión analógica recodificada en una MICDA posterior.



Módem	Entrada	LH			Salida	Módem
	Bucle + entrada	MICDA	1 LMX	n (MICDA)	Bucle + entrada	# pruebas
4,8 kbit/s	85	Ninguno	85	Ninguno	85	1
	Ninguno	MICDA	Ninguno	1-6 MICDA	Ninguno	6
	Ninguno	MIC	Ninguno	1-6 MIC	Ninguno	6 AN
	μ, 85	MICDA	μ, 85	1-6 MICDA	μ, 85	48
	μ, 85	MIC	μ, 85	1-6 MIC	μ, 85	48 AN

T1201840-88

FIGURA C-1/G.113

Arquitectura de las condiciones de prueba para módem a 4,8 kbit/s

Para esta configuración es necesario determinar los tipos y valores de las degradaciones analógicas a incluir en los simuladores AL1, AL2 y AL3. Usando una herramienta de modelado de las características de la red, los resultados del EOCS y la suposición de que los usuarios con datos a alta velocidad se conectan a la red vía jacks de datos, obtuvimos la media de extremo a extremo (M) y las condiciones del 85° por ciento del principal subconjunto de degradaciones para canales por red conmutada. Nótese que aunque nos referimos al canal con las degradaciones a un nivel del 85% como el canal de 85° percentil la realidad es que la situación es algo peor, ya que durante menos del 15% del tiempo aparecen simultáneamente en un mismo canal todas las degradaciones al 85%. Sin embargo, nosotros atribuimos estos valores de extremo a extremo a los simuladores de las degradaciones analógicas. En el cuadro C-1/G.113 se muestran los resultados de esta atribución, los tipos de degradación, y los valores extremo a extremo. Los valores designados (M) se extraen de la media de extremo a extremo, mientras los valores designados «85» se extraen de los valores de degradación extremo a extremo al 85%. La discusión de la figura C-1/G.113 puede completarse describiendo los diversos valores de degradaciones analógicas así como el tipo y número de equipos digitales presentes. La primera configuración no incluye ningún MICDA pero contiene las degradaciones extraídas del canal de 85° por ciento posteriormente para una referencia adicional tomados 6 canales conteniendo de 2 a 7 MICDA sin degradaciones analógicas. Se probaron otros 6 canales con dispositivos MIC puestos en tándem asíncronamente, si y sólo si, las pruebas MICDA previas mostraban un desempeño pobre. Finalmente se realizaron las importantes pruebas que incluían tanto degradaciones analógicas atribuidas a los simuladores a partir de la media (μ) y del canal de 85° por ciento con un número entre 2 y 7 de MICDA (o MIC según fuera necesario).

C.2.2 *Dúplex y semidúplex a 9,6 kbit/s*

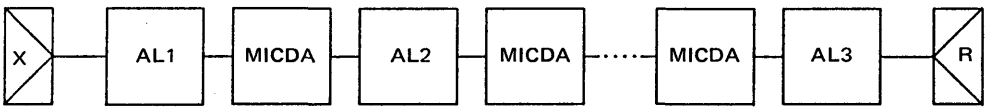
La figura C-2/G.113 muestra la arquitectura con la que se realizó la prueba. Se probó una realización práctica de la norma V.32 para un módem dúplex a 9,6 kbit/s bajo los mismos valores de degradaciones analógicas usadas para el módem de 4,8 kbit/s. Aunque en el esquema los segmentos de canal tienen la misma representación nosotros sólo probamos de 1 a 3 MICDA en el segmento de larga distancia. El funcionamiento dúplex simulado se probó con datos en el canal en sentido contrario, con una relación entre la señal y el eco del oyente de 12 dB, y con un retardo de eco del oyente de 25 ms, de acuerdo con las pruebas de las que se había informado a la Comisión de Estudio XVIII [4]. Para estas pruebas el cuadro C-1/G.113 contiene los valores relevantes de los simuladores de degradaciones analógicas.

También se muestran tres pruebas realizadas sólo con sistemas MICDA sobre otro módem dúplex a 9,6 kbit/s. Este módem está especialmente diseñado para su uso en la red pública conmutada y representa las características típicas de la tecnología a 9,6 kbit/s actualmente disponible.

CUADRO C-1/G.113

Condiciones de prueba derivadas del EOCS

	AL1	AL2	AL3	E-E
Degradación	μ/85	μ/85	μ/85	M/85
Pérdidas (dB)	11,0/11,4	1,1/1,7	11,0/11,4	23,0/24,5
Ruido de ranura C (dBmC)	32,0/35,6	37,5/38,5	24,0/27,6	29,4/31,0
Pendiente (dB)	1,5/3,0	0,0/0,2	1,5/3,0	2,9/6,1
Retardo de la envolvente (μs)	226/388	632/755	226/388	1084/1535
Intermod. 2.° orden (dB)	66,0/50,2	58,4/53,8	66,0/50,2	52,7/46,3
Intermod. 3.° orden (dB)	74,0/53,0	56,9/50,3	74,0/53,0	51,7/44,3
Fluctuación de fase (p-p)	0,5/0,7	1,9/3,7	0,5/0,7	3,5/5,1
Nivel (dBm)				−27,0/28,5
S/N (dB)				31,6/28,5



Módem	Entrada	LH			Salida	Módem
	Bucle + entrada	MICDA	1 LMX	n (MICDA)	Bucle + entrada	# pruebas
V.32	85	Ninguno	85	Ninguno	85	1
9,6 kbit/s	Ninguno	MICDA	Ninguno	1-3 MICDA	Ninguno	3
V.32	Ninguno	MIC	Ninguno	1-3 MIC	Ninguno	3 AN
	μ, 85	MICDA	μ, 85	1-3 MICDA	μ, 85	24
	μ, 85	MIC	μ, 85	1-3 MIC	μ, 85	24 AN

T1201850-88

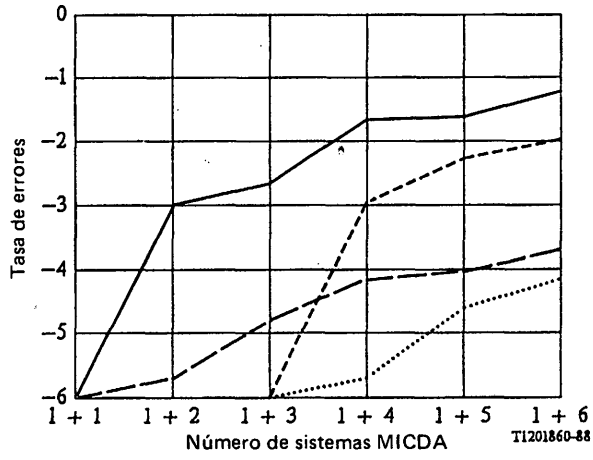
FIGURA C-2/G.113

Arquitectura de las condiciones de prueba para módem a 9,6 kbit/s

C.2.3 *Calidad de funcionamiento a 4,8 kbit/s*

En la figura C-3/G.113 se muestran los resultados más destacados de la transmisión a 4,8 kbit/s. Se han dibujado cuatro curvas: dos para la tasa de errores en los bloques de 1000 bits (TEBL) y dos para las tasas de errores en los bits (TEB), cada uno para canales medios y canales EOCS al 85%. La abcisa indica el número de MICDA conectados en tándem de manera asíncrona. Debido a la arquitectura de las pruebas, están numeradas como 1 + *n*. La «1» representa el MICDA entre AL1 y AL2 mientras que *n* es el número de sistemas MICDA entre AL2 y AL3.

Puede verse claramente en los gráficos que todas las características de error medidas se degradan conforme al número de MICDA puestos en tándem asíncronamente aumenta y que las características del canal correspondiente al 85%, que tiene peores valores de degradaciones analógicas, es inferior a los resultados para el canal medio. Suponemos que un límite aceptable para la calidad de funcionamiento adecuada del módem es una TEB $< 10^{-5}$ y una TEBL $< 10^{-2}$ para el 85% de los canales. De esta manera, si nos centramos en un canal al 85% del EOCS, vemos que el desempeño a 4,8 kbit/s está dentro de los límites aceptables si el número de los MICDA está entre 4 y 5 en lo que a la TEBL se refiere, y entre 3 y 4 para la TEB. Resultados más recientes parecen demostrar que para algunos módems el criterio de TEB es marginal con 3 elementos en tándem y que sólo sería aceptable tener 2. Por supuesto sabemos que el criterio de TEB es marginal con 3 elementos en tándem y que sólo sería aceptable tener 2. Por supuesto sabemos que el criterio de TEB es más estricto que el límite de TEBL ya que los errores en los bits representan un fenómeno que se produce por ráfagas, lo cual es en gran medida superable mediante el uso de transmisión por bloques realizadas con protocolos de detección y corrección de errores. Sin embargo, probamos y presentamos aquí ambos resultados porque las aplicaciones de las comunicaciones de datos de los abonados nos indicarán qué tipo de medida es más relevante.



------- Log (TEBL) canal medio

..... Log (TEB) canal medio

——— Log (TEBL) canal 85%

— — — Log (TEB) canal 85%

TEB Tasa de errores en los bits

TEBL Tasa de errores en los bloques

FIGURA C-3/G.113

Calidad de funcionamiento de la MICDA con un módem a 4,8 kbit/s (Canales medio y correspondiente al 85%)

C.2.4 *Calidad de funcionamiento de la MICDA con módem Rec. V.32*

En la figura C-4/G.113 se muestran los resultados de las pruebas sobre el banco de pruebas experimental que representa un dispositivo conforme a la Rec. V.32 a 9,6 kbit/s. Nótese que también hemos dibujado cuatro curvas de desempeño. Como antes, la calidad de funcionamiento del canal correspondiente al 85% es inferior al del canal medio. Si nos centramos en la TEBL del canal correspondiente al 85% vemos que el límite de calidad de funcionamiento aceptable ocurre para un número de MICDA puestos en tándem de manera asíncrona comprendido entre 2 y 3, mientras que para TEB el número está comprendido entre 0 y 1. Dependiendo de la aplicación del usuario, una u otra medida de calidad de funcionamiento será la más adecuada. Se observa que una componente estocástica mayor de las señales de datos implica una característica de error más pobre del módem. En este caso el uso de 9,6 kbit/s muestra una degradación definitiva en cuanto a la calidad de funcionamiento con la misma topología que con los dispositivos a 4,8 kbit/s.

Es también interesante comprobar si cambios en la posición de los segmentos con valores de degradaciones más pobres afectan a la calidad de funcionamiento del módem. La figura C-5/G.113 muestra un gráfico de tres curvas TEBL para módem Rec. V.32 donde se ha considerado en primer lugar el segmento de porcentaje 85°, a continuación la parte de larga distancia y finalmente, a la salida del canal de prueba, el otro segmento con valores medios de degradaciones. Nótese, en primer lugar, que en cuanto a la calidad de funcionamiento estas curvas están situadas entre el canal correspondiente al 85% y el canal medio. Nótese también que parece haber una ligera dependencia con respecto a la situación de los valores de degradación más severos. La situación próxima al transmisor de las degradaciones peores parece tener un efecto más nocivo en la calidad de funcionamiento de la TEBL del módem que si estuvieran más cercanas al receptor. Esto significa que las degradaciones analógicas en la vía de acceso tienen probablemente un efecto más significativo sobre el régimen de errores del módem que aquéllas situadas en la salida o en la red de larga distancia. El efecto observado es suavizado sin embargo, probablemente porque los valores de degradación atribuidos a los segmentos de porcentaje 85° no son realmente mucho más pobres que aquéllos atribuidos a los segmentos medios.

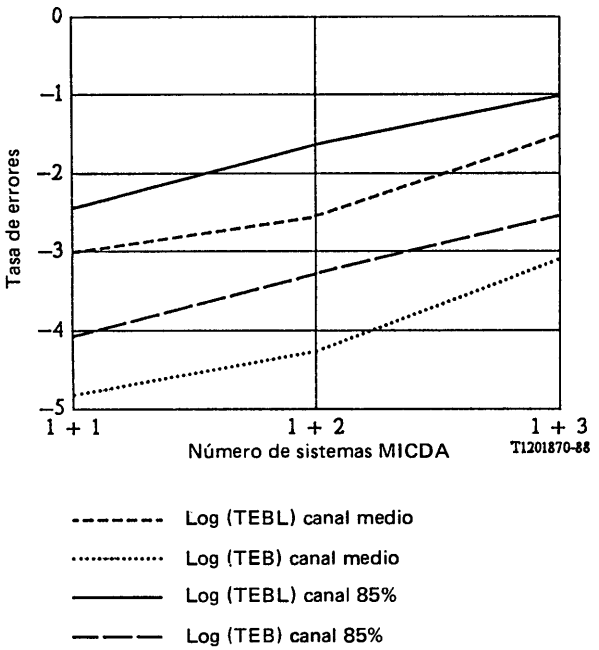


FIGURA C-4/G.113

Calidad de funcionamiento de la MICDA con un módem Rec. V.32 (Canales medio y 85%)

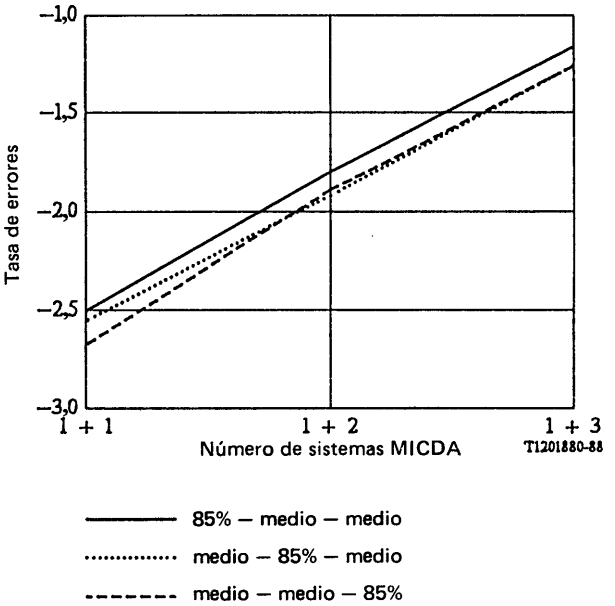


FIGURA C-5/G.113

Calidad de funcionamiento de la MICDA con un módem Rec. V.32 (Estudio de la posición de las degradaciones)

C.2.5 *Calidad de funcionamiento de la MICDA a 9,6 kbit/s*

Como prueba final de la calidad de funcionamiento del módem hemos sometido otro dispositivo de 9,6 kbit/s, de una tecnología más tradicional, a una secuencia de procesos MICDA situados en tándem asíncronamente. Este módem es un dispositivo a dos hilos recomendado por el suministrador para uso en la red pública conmutada a velocidad de transmisión de 9,6 kbit/s. Hemos probado el comportamiento del dispositivo sin degradaciones analógicas de ningún tipo en el canal de prueba. Durante el curso de la prueba se detectó que la secuencia de arranque del módem y el algoritmo MICDA interactuaban evitando el comienzo de la comunicación entre transmisor y receptor. Fue por tanto necesario realizar la prueba permitiendo que la secuencia de prueba del módem se realizara sobre un canal MIC normal, después de lo cual se insertaba el MICDA para observar su calidad de funcionamiento. Problemas de disponibilidad semejantes ocurrirían probablemente para cualquier módem cuya secuencia de prueba sea similar a la de este módem a 9,6 kbit/s.

La figura C-6/G.113 muestra los resultados de la calidad de funcionamiento de este módem. Sin degradaciones analógicas el número de MICDA puede enumerarse secuencialmente. Los resultados de TEBL indican que nuestros criterios de calidad de funcionamiento sólo se cumplen con 0 ó 1 codificadores MICDA. En cuanto a la TEB parece, de nuevo para nuestro criterio normal, que el MICDA es incompatible con el funcionamiento adecuado del módem. Ya que se espera que muchos suministradores de módems anuncien o de hecho ya hayan anunciado dispositivos a dos hilos de alta velocidad para su uso en redes públicas conmutadas, la presencia del MICDA en dichos canales probablemente causará problemas de comportamiento para aquellos dispositivos similares al que aquí se ha probado en cuanto a secuencia de pruebas, modulación y detección.

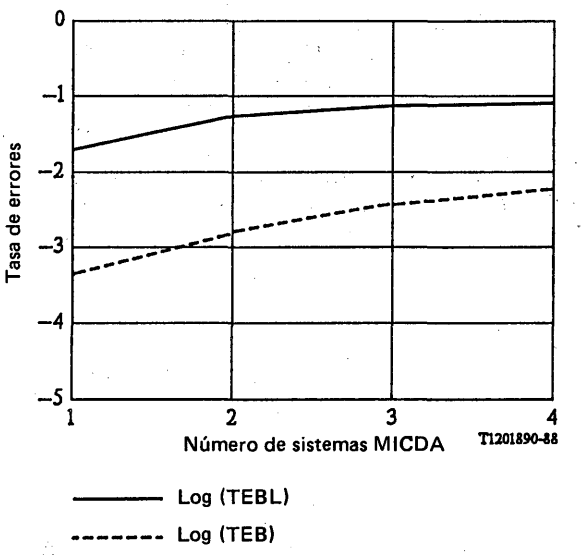


FIGURA C-6/G.113

Calidad de funcionamiento de la MICDA con un módem a 9,6 kbit/s (Sin degradaciones analógicas)

C.3 *Conclusiones*

En este anexo hemos informado de la arquitectura, aparatos de laboratorio, y resultados de una serie de pruebas empíricas sobre características de error de módem de datos de alta velocidad en banda vocal a través de canales con sistemas MICDA puestos en tándem asíncronamente y entremezclados con degradaciones analógicas simuladas. Los resultados se muestran de manera compacta en el cuadro C-2/G.113 en el cual se ve que las comunicaciones a 4,8 kbit/s pueden establecerse a través de un mayor número de sistemas MICDA puestos en tándem asíncronamente que los dispositivos a 9,6 kbit/s. Aun más, las comunicaciones a 9,6 kbit/s pueden resultar inaceptables cuando se aplica el criterio de TEB pero aceptables en algunas ocasiones cuando se utiliza el criterio TEBL. Claramente el criterio más adecuado depende de la aplicación del usuario de la comunicación de datos.

CUADRO C-2/G.113

Número de sistemas MICDA permitidos sobre un canal de EOCS al 85%

Modem	TEB = 10^{-5}	TEBL = 10^{-2}
4,8 kbit/s (V.29)	3/4 [a)]	4/5
V.32	0/1	2/3
9,6 kbit/s	0	0/1

[a)] Resultados más recientes dan un valor de 2/4.

Referencias

[1] Draft-Proposed American National-Standard 32 kbit/s ADPCM Algorithm and Line Format, Committee T1, Subcommittee T1Y1, Documento N.° T1Y1, LB 85-01, 28 marzo, 1985.

[2] CAREY (M. B.), CHEN (H. -T.), DESCIOUX (A.), INGLE (J. F.) y PARK (K. I): 1982/83 End Office Connection Study: Analog voice and voiceband Data Transmission Performance Characterization of the Public Switched Network, *AT&T Bell Lab. Tech. J.*, 63, 2059, 1984.

[3] MANHIRE (L. M.): Physical and Transmission Characteristics of Customer Loop Plant, *BSTJ*, 57, 1/70.

[4] KALB (M.), MORTON (C. H.) y SHYNK (JU. J): DATACAL – A Voiceband Data Communication Connection Performance Model, *Proc. of the Second International Network Planning Symposium, University of Sussex*, Brighton, UK, 21-25 marzo, 1983.

Recomendación G.114

TIEMPO MEDIO DE PROPAGACIÓN EN UN SENTIDO

(Ginebra, 1964; modificada en Mar del Plata, 1968; Ginebra, 1980; Málaga-Torremolinos, 1984 y Melbourne, 1988

Los tiempos indicados en esta Recomendación son las medias de los tiempos de propagación en los dos sentidos de transmisión de una conexión. Cuando para los sentidos opuestos de transmisión se utilizan medios diferentes (por ejemplo, un canal por satélite en un sentido y un canal terrenal en el otro), los dos tiempos que contribuyen a la media pueden diferir considerablemente.

1 Límites para una conexión

En una conexión telefónica internacional, es necesario limitar el tiempo de propagación entre dos abonados. A medida que crece el tiempo de propagación, mayores son las dificultades de los abonados, así como el coeficiente de aumento de esas dificultades. En las referencias [1] a [10] figuran los datos pertinentes, especialmente en lo que respecta al apartado b) que sigue.

En consecuencia, el CCITT *recomienda*, como objetivo de calidad de funcionamiento de la red, los límites siguientes para el tiempo medio de propagación en un sentido cuando existan fuentes de eco y se utilicen dispositivos adecuados de protección contra el eco, tales como supresores de eco y compensadores de eco:

a) De 0 a 150 ms, admisible.

Nota – Pueden utilizarse supresores de eco especificados en la Recomendación G.161 del Libro Azul [11] para tiempos de propagación no superiores a 50 ms (véase el § 2.2 de la Recomendación G.131).

b) De 150 a 400 ms, admisible siempre que se redoblen las precauciones en las conexiones cuando el tiempo medio de propagación en un solo sentido exceda de unos 300 ms, y a condición de que se utilicen dispositivos de protección contra el eco, tales como supresores de eco y compensadores de eco, concebidos para circuitos con largos tiempos de propagación.

c) Por encima de 400 ms, inadmisible. Salvo en circunstancias verdaderamente excepcionales, no deberán establecerse conexiones con estos tiempos de propagación.

Mientras no se disponga de informaciones adicionales significativas que les permitan determinar mejor los límites admisibles para el tiempo de propagación, las Administraciones tendrán plenamente en cuenta los datos contenidos en los documentos citados en las referencias a fin de elegir, entre las distintas posibilidades, las que correspondan a tiempos de propagación comprendidos en los límites indicados en el apartado b) precedente.

Nota 1 – Los valores mencionados se refieren solamente al tiempo de propagación entre dos abonados. Sin embargo, para otras aplicaciones (por ejemplo, en la Recomendación G.131), debe calcularse el tiempo medio de propagación en un sentido de un trayecto de eco. Para dichos cálculos pueden emplearse los valores del § 2 de esta Recomendación.

Nota 2 – Está confirmado que compensadores de eco instalados en ambos extremos de una conexión con un gran tiempo de propagación proporcionan generalmente una mejor calidad de funcionamiento que los supresores de eco de tipo corriente (para más detalles, véase el § 2.2 de la Recomendación G.131).

Nota 3 – Debe observarse que aunque un supresor de eco y un compensador de eco instalados en la misma conexión son compatibles (pueden interfuncionar satisfactoriamente), sólo se obtienen todas las ventajas de los compensadores de eco cuando se instalan en ambos extremos. En especial, una Administración que sustituya unilateralmente sus supresores de eco por compensadores de eco obtendrá pocas ventajas para sus propios abonados en conexiones internacionales si se mantiene el supresor de eco en el otro extremo.

Nota 4 – Los datos experimentales de que se dispone (anexo A) indican que las conexiones con retardos algo superiores a 400 ms son aceptables siempre y cuando se utilicen compensadores de eco conformes a las especificaciones de la Recomendación G.165, u otros dispositivos de control de eco con características equivalentes. Sin embargo, la utilización de conexiones con retardos mayores que 400 ms no se recomienda en la actualidad y se está estudiando en el marco de la Cuestión 27/XII.

Nota 5 – En las conexiones con retardos de 150 a 400 ms, es posible que, a fin de obtener una calidad de transmisión aceptable, haya que controlar la utilización de equipos que introducen mutilaciones, contraste de ruido, una mejora insuficiente de la atenuación de equilibrado para el eco u otras degradaciones que pueden afectar a las características de eco (como puede suceder con los teléfonos de manos libres, especialmente en un entorno de ruido cambiante). Este tema se estudia en el marco de la Cuestión 11/XII.

2 Valores para los circuitos

Al establecer el plan general de interconexión dentro de estos límites, debe tenerse en cuenta el tiempo de propagación en un solo sentido de los circuitos nacionales de prolongación y de los circuitos internacionales. El tiempo de propagación de los circuitos y conexiones se obtiene por combinación de varios componentes; por ejemplo, el retardo de grupo de los cables y el de los filtros de modems MDF de diferentes tipos. La transmisión y conmutación digitales introducen también retardos. Pueden utilizarse los valores de planificación convencionales del § 2.1 para calcular el valor total del tiempo de propagación de conjuntos específicos de elementos que pueden constituir circuitos o conexiones.

2.1 *Valores de planificación convencionales del tiempo de propagación*

Pueden utilizarse los valores de planificación provisionales del tiempo de propagación indicados en el cuadro 1/G.114.

2.2 *Circuitos nacionales de prolongación*

Las arterias principales de la red nacional deben estar constituidas por líneas de gran velocidad de propagación. En estas condiciones, el tiempo de propagación entre la red internacional y el abonado más distante en una red nacional será el siguiente:

a) En redes totalmente analógicas el tiempo de propagación no excederá probablemente de:

$$12 + (0{,}004 \times \text{distancia en kilómetros})\ \text{ms}$$

En esta fórmula, el coeficiente 0,004 se basa en la hipótesis de que los circuitos interurbanos nacionales se encaminarán por líneas de gran velocidad de propagación (250 km/ms). En el término constante de 12 ms se tienen en cuenta los equipos terminales y la presencia probable en la red nacional de cierto número de cables cargados (por ejemplo, tres pares de equipos de modulación de canal más unos 160 km de cables de carga H 88/36). En un país de extensión media (véase la figura 2/G.103), el tiempo de propagación en un solo sentido será inferior a 18 ms.

b) En redes mixtas analógico/digitales, generalmente el tiempo de propagación puede calcularse con la ecuación dada para redes totalmente analógicas. Sin embargo, en determinadas condiciones desfavorables, el retardo puede ser mayor que en el caso de las redes totalmente analógicas. Esto ocurre, en particular, cuando las centrales digitales se conectan a sistemas de transmisión analógicos por medio de equipos MIC/MDF en cascada o de transmultiplexores. Con el grado creciente de digitalización, el tiempo de propagación se aproximará gradualmente a la condición de las redes totalmente digitales.

CUADRO 1/G.114

Medio de transmisión	Contribución al tiempo de propagación en un sentido	Observaciones
Sistema de cable coaxial terrenal o radioenlace; transmisión MDF y digital	4 μs/km	Se tiene en cuenta el retardo en repetidores y regeneradores
Sistema de cable de fibra óptica; transmisión digital	5 μs/km	Se tiene en cuenta el retardo en repetidores y regeneradores
Sistema de cable coaxial submarino	6 μs/km	
Sistema por satélite a 14 000 km de altitud a 36 000 km de altitud	 110 ms 260 ms	Entre estaciones terrenas solamente
Equipo de modulación o demodulación de canal MDF	0,75 ms [a)]	Semisuma de los tiempos de propagación en ambos sentidos de transmisión
Equipo de modulación o demodulación de canal MDF compansorizado	0,5 ms [b)]	
Codificador o decodificador MIC	0,3 ms [a)]	
Transcodificación MIC-MICDA-MIC	0,5 ms	
Transmultiplexor	1,5 ms [c)]	
Central digital de tránsito, digital-digital	0,45 ms [d)]	
Central digital local, analógico-analógico	1,5 ms [d)]	
Central local digital, línea de abonado analógica empalme digital	0,975 ms [d)]	
Central local digital, línea de abonado digital empalme digital	0,825 ms [d)]	
Compensadores de eco	1 ms [e)]	

[a)] Estos valores tienen en cuenta la distorsión por retardo de grupo en frecuencias próximas a la de máxima potencia de las señales vocales, y también el retardo introducido por los equipos múltiplex y de transferencia intermedios de orden superior.

[b)] Este valor se refiere a equipos MDF diseñados para ser utilizados con un compansor y filtros especiales.

[c)] Para comunicaciones digitales por satélite en las que el transmultiplexor está instalado en la estación terrena, este valor puede aumentarse a 3,3 ms.

[d)] Estos son valores medios; según la carga de tráfico pueden encontrarse valores mayores, por ejemplo, 0,75 ms (respectivamente 1,950 ms; 1,350 ms ó 1,250 ms) con una probabilidad de 0,95 de no ser rebasado. (Véanse los detalles en la Recomendación Q.551.)

[e)] Cuando se pongan en servicio compensadores de eco, cada uno añadirá en su trayecto de emisión 1 ms al tiempo de propagación en un sentido. Este retardo no incluye el retardo que se produzca en los eventuales codecs que contenga el compensador de eco. En el trayecto de recepción del compensador de eco no debería producirse ningún retardo apreciable.

c) En redes totalmente digitales entre centrales (por ejemplo, una RDI), el tiempo de propagación definido anteriormente no excederá probablemente de:

$$3 + (0{,}004 \times \text{distancia en kilómetros}) \text{ ms}$$

En el término constante de 3 ms se tienen en cuenta un codificador o decodificador MIC y cinco centrales con conmutación digital.

Nota – El valor de 0,004 es un valor medio para sistemas de cables coaxiales y sistemas de radioenlaces; para sistemas de fibra óptica deberá utilizarse 0,005.

d) En redes totalmente digitales entre abonados (por ejemplo, una RDSI), el tiempo indicado en el apartado c) tiene que aumentarse hasta 3,6 ms si se utiliza la transmisión en el modo ráfaga (multiplexación con compresión en el tiempo) por líneas de abonado locales a dos hilos.

2.3 *Circuitos internacionales*

Los circuitos internacionales[1] utilizarán sistemas de transmisión de gran velocidad, por ejemplo sistemas de cables terrenales o radioenlaces, sistemas de cables submarinos, sistemas por satélite. Pueden utilizarse los valores de planificación indicados en el § 2.1.

El valor del tiempo de propagación en un solo sentido en los circuitos establecidos mediante sistemas por satélite de gran altitud aconseja imponer ciertas restricciones de encaminamiento en el empleo de dichos circuitos. La Recomendación Q.13 [12] contiene informaciones detalladas sobre esas restricciones (véase también el anexo A a la presente Recomendación).

ANEXO A

(a la Recomendación G.114)

Consideraciones relativas al retardo de propagación largo y al eco en los circuitos por satélite

A.1 *Introducción*

Las conexiones internacionales (véase la figura 1/G.103 o la figura 1/G.104) que incluyen cables submarinos, pueden dar lugar a un retardo de propagación en un sentido de unos 170 ms como máximo. En el presente anexo se examinan las cuestiones básicas de las conexiones nacionales e internacionales que, por su propia naturaleza, implican retardos de propagación en un sentido relativamente mayores.

Una conexión de un solo salto por satélite, incluso con un enlace entre satélites de longitud moderada, introduce un retardo de transmisión en un sentido que no rebasa el límite recomendado de 400 ms. Sin embargo, un detenido análisis de las probables Contribuciones adicionales al retardo debidas, entre otras cosas, al tratamiento de la señal digital (por ejemplo, AMDT, IDP, EMCD, codificación a baja velocidad binaria de 16 y 32 kbit/s, regeneración de bit, conmutación de paquetes, etc.), ha hecho pensar que acaso el límite recomendado de 400 ms para el retardo medio de transmisión en un sentido sea innecesariamente restrictivo.

A juzgar por las últimas mejoras de las técnicas de control de eco, puede considerarse una ampliación de ese límite. Se recuerda a las Administraciones el carácter permanente de las investigaciones en esta materia, así como la necesidad de las mismas.

Para analizar más a fondo el problema, piénsese que deben tenerse en cuenta dos tipos distintos de efectos en relación con el tiempo medio de propagación en un sentido, esto es, degradaciones de la calidad de la palabra debidas al eco, y dificultad de conversación relacionada con el retardo puro (tránsito). Los dispositivos de protección contra el eco, es decir, los supresores de eco y en especial los compensadores de eco, pueden emplearse debidamente para vencer el primer efecto.

---

[1] En el caso de los enlaces cercanos cortos también podrán utilizarse, en las condiciones previstas en la introducción de la subsección 5.4 del fascículo III.2.

El circuito a cuatro hilos se aproxima bastante a las conexiones libres de eco suponiendo un acoplamiento acústico mínimo en el microteléfono. Se espera que a largo plazo aumente el uso de circuitos a cuatro hilos, al generalizarse la implantación de las RDSI. Pero los circuitos a dos hilos con sus correspondientes conexiones híbridas y otros componentes que causan eco subsistirán probablemente, en grado variable, durante el futuro previsible. Así pues, el empleo de compensadores de eco modernos en circuitos por satélite se considera actualmente como el método más eficaz para resolver el problema del eco, siempre y cuando las características del trayecto de eco que tenga que modelizar el compensador de eco sean lineales e invariables en el tiempo, o sólo varíen lentamente en comparación con la velocidad de convergencia del compensador de eco.

A continuación se analizan brevemente las mediciones del retardo, su influencia sobre la calidad de los circuitos y la reacción de los abonados.

A.2 *Efecto en los abonados de los retardos de transmisión largos*

A.2.1 *Primeras mediciones*

En la figura A-1/G.114 se indican los efectos de los retardos de transmisión largos sobre la dificultad de conversación experimentada por el abonado. La curva 1 es el resultado de las investigaciones de 1964 y 1965 [5, 8 y otros] en que la calidad de funcionamiento del primer satélite en explotación Early Bird se sometió a prueba en circuitos entre Francia, el Reino Unido, Estados Unidos y la República Federal de Alemania. Los circuitos estaban equipados con las primeras versiones de diversos supresores de eco, tenían cierta cantidad de potencia de ruido (unos 20 000 pW0p), y diferentes anchuras de banda en la ruta del cable TAT-3 (de 230 a 3200 Hz) y en el satélite (de 170 a 3400 Hz). La curva 1 (regular/mediocre) muestra los mismos resultados de las entrevistas sobre la base de la valoración de regular o mediocre de las comunicaciones por los abonados.

En la curva 1 puede observarse que, con un retardo de aproximadamente 400 ms, más del 50% de los abonados tienen dificultades de conversación. Un valor de 40% de dificultad corresponde a un retardo de aproximadamente 300 ms. Por otra parte, el porcentaje de opiniones «regular» o «mediocre» de los abonados es aproximadamente 15% inferior al porcentaje de dificultades. Es posible que esto se deba a que algunos de los clientes interrogados consideraron la calidad vocal recibida como buena o excelente, a pesar de las dificultades que tuvieron.

Fundándose en estas observaciones se eligió, en las primeras versiones de la Recomendación G.114, un retardo de 300 ms como umbral de dificultad, y un retardo de 400 ms como el máximo admisible en las conexiones telefónicas internacionales.

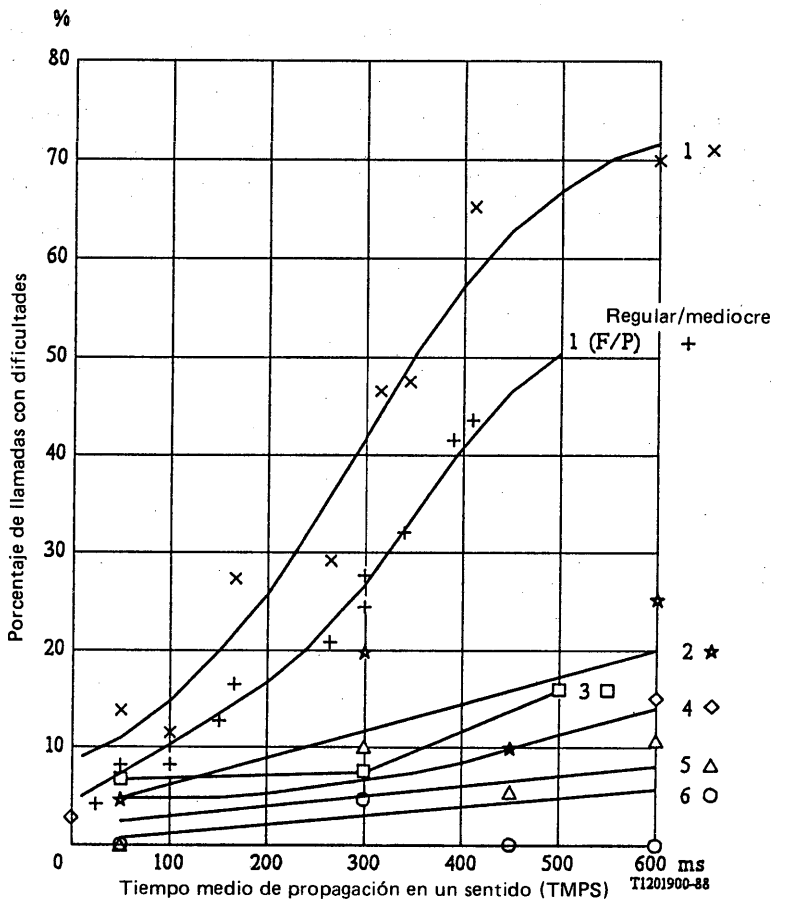
Además de estos resultados, se dispone de resultados anteriores. Williams y Moye [30, 31] investigaron los efectos del eco no compensado sobre las conversaciones en enlaces telefónicos simulados con valores distintos de atenuación de equilibrado para el eco y con características de frecuencia del trayecto de eco planas o conformadas.

Las curvas 2, 5 y 6 muestran los resultados para conexiones con atenuaciones de equilibrado para el eco de 37 dB (conformadas), 37 dB (planas) y 50 dB (planas o conformadas). La curva 4 muestra los resultados de pruebas en laboratorio [32] de conexiones simuladas, con supresores de eco y una atenuación de equilibrado para el eco de unos 20 dB. Los resultados de estas pruebas se obtuvieron con un trayecto de eco lineal invariable en el tiempo.

En la figura A-1/G.114 se incluyen también algunos resultados recientes, obtenidos en circuitos con retardos largos pero equipados con compensadores de eco modernos con una atenuación de equilibrado para el eco de unos 18 dB [29] (véase el § A.2.3).

En las curvas 2 a 6 que corresponden a mejores métodos de control de eco o a valores elevados de atenuación de equilibrado para el eco, puede observarse que la influencia de un retardo de propagación más largo sobre las dificultades de conversación es mucho menor que la que indica la curva 1, para la que se utilizaron versiones anteriores de los compensadores de eco.

Otras investigaciones, resumidas en [33], hechas en circuitos con sólo retardos de transmisión puros (por ejemplo, circuitos a cuatro hilos exentos de eco), han demostrado que los retardos de propagación medios en un solo sentido de hasta 600 ms parecen no tener una influencia notable sobre las evaluaciones subjetivas de los abonados.



Condiciones de prueba:

Curva N.°	Control de eco	Tipo de prueba	Atenuación de equilibrado de eco (dB)	Ruido de línea	Ruido ambiente	Ref.
1	SE	Prueba internacional en condiciones reales (1964/65)		20 000 pW0p	–	/5, 8/
2	–	Pruebas de laboratorio (1970)	37 (conformado)	–61,5 dBmp	50	/30, 31/
3	CE	Prueba nacional en condiciones reales (1987)	18	–	–	/29/
4	SE	Pruebas de laboratorio (1970)	> 20	–50 dBm0p	50	/32/
5	–	Pruebas de laboratorio (1970)	37 (plano)	–61,5 dBmp	50	/30, 31/
6	–	Pruebas de laboratorio (1970)	50	–61,5 dBmp	50	/30, 31/

SE Supresor de eco

CE Compensador de eco

FIGURA A-1/G.114

Efecto de los tiempos medios largos de propagación en un sentido (TMPS) sobre la dificultad de conversación

A.2.2 *Mediciones posteriores*

Tras los avances técnicos, los progresos en materia de diseño y las mejoras en calidad de funcionamiento de los compensadores de eco [16-19], Helder y Lopiparo [20], DiBiaso [21], Post y Silverthorn [22] y otros llevaron a cabo experimentos para evaluar la calidad de funcionamiento subjetiva de los supresores y los compensadores de eco de instalaciones terrenales y por satélite, de Estados Unidos y Canadá y de otras redes de satélite para uso nacional.

Helder y Lopiparo [20], comunicaron resultados de pruebas de determinados circuitos terrenales, de medio salto por satélite[2)] y de un salto por satélite en Estados Unidos, en 1976 y 1977. El Informe de DiBiaso [21] se basa en un estudio de pruebas y evaluaciones subjetivas de los métodos de protección contra el eco llevadas a cabo durante 1975-77 por la American Telephone and Telegraph Company (AT&T) y otros, utilizando el sistema de satélite para uso nacional de Estados Unidos (COMSTAR), junto con supresores de eco analógicos convencionales (ES), supresores de eco digitales (DES) [23] y compensadores de eco experimentales (EC) [24-25] y examinando los casos de conexiones terrenales, de medio salto por satélite, de un salto por satélite y de dos saltos por satélite respectivamente. En otra publicación [26] figura una relación detallada de los resultados de estas pruebas. En la figura A-2/G.114 se resumen los resultados de estas pruebas, expresados en porcentaje de llamadas consideradas inaceptables en los diversos casos citados. El gráfico muestra la posibilidad de introducir mejoras utilizando el supresor de eco digital y el compensador de eco digital en las conexiones de medio salto y un salto por satélite, respectivamente, para conseguir calidades de funcionamiento en estos dos casos prácticamente equivalentes a las de los circuitos terrenales con supresores de eco. Se llegó a conclusiones similares, básicamente, utilizando criterios algo diferentes de funcionamiento y calidad; por ejemplo, porcentaje de llamadas establecidas rápidamente o porcentaje de llamadas repetidas o porcentaje de llamadas en que se necesitó la ayuda del operador.

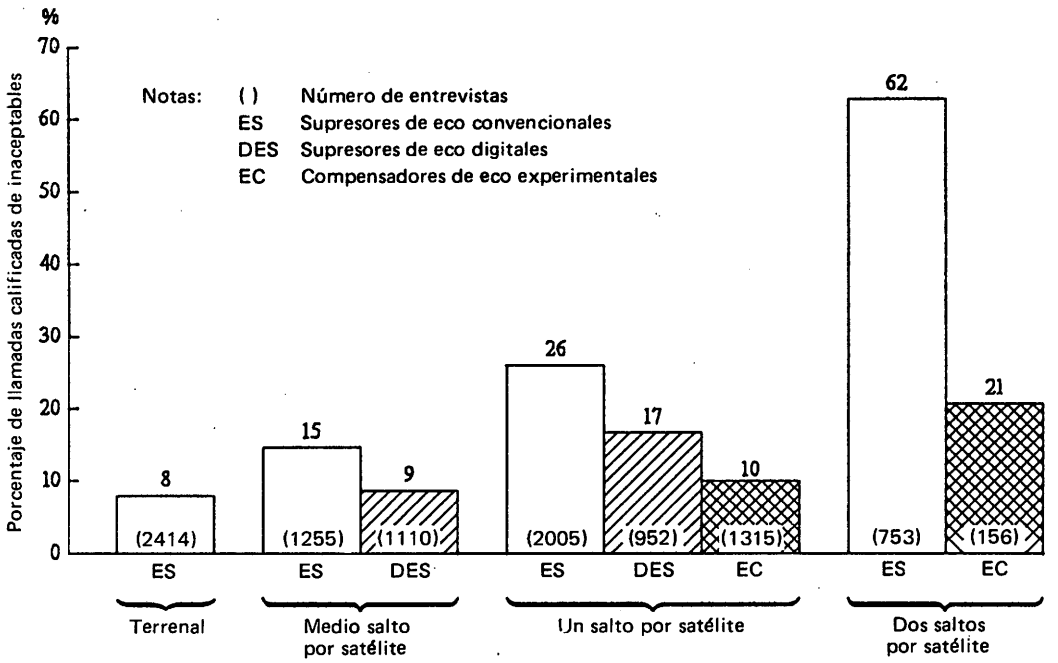


FIGURA A-2/G.114

Resultados de las pruebas de reacción de los usuarios de satélites para uso nacional Comparación de los métodos de control del eco

2) La conexión de medio salto se refiere a la situación en que el enlace hacia delante es vía satélite, pero el enlace hacia atrás es terrenal (o viceversa).

En 1978, Post y Silverthorn [22] llevaron a cabo una evaluación de nueve condiciones experimentales, caracterizadas por métodos genéricamente distintos de protección contra el eco en enlaces por satélite del Trans-Canada Telephone System (TCTS) y en determinados enlaces terrenales. En la figura A-3/G.114 se resumen parcialmente sus resultados expresados en porcentaje de entrevistados que juzgaron la calidad de los circuitos terrenales, por satélite con compensador de eco (S/EC) y por satélite con supresor de eco S/ES) como excelente, buena, regular y mediocre. En la figura A-4/G.114 se muestra un resumen de resultados de pruebas análogas obtenidos a partir de redes terrenales, redes de satélite para uso nacional e internacional [22]. Esos resultados sirven para ilustrar la casi equivalencia de la calidad de funcionamiento de los circuitos por satélite dotados de compensadores de eco y los circuitos terrenales de transmisión a larga distancia con supresores de eco. Esos resultados demuestran también la menor calidad de funcionamiento de los supresores de eco en comparación con los compensadores de eco en los enlaces por satélite. Por eso, los supresores de eco no se consideran la solución óptima para los enlaces por satélite, recomendándose tan sólo el uso de compensadores de eco. Se piensa que, en las aplicaciones terrenales, la mejora resultante del empleo de compensadores de eco sea únicamente marginal; por razones de economía del sistema, se seguirá justificando el empleo de supresores de eco en los enlaces terrenales.

Las observaciones anteriores confirman la conclusión de que las dificultades que crean las redes de satélite a los usuarios del teléfono se deben principalmente a degradaciones relacionadas con el eco, propias de los largos retardos de propagación. Esas degradaciones pueden reducirse bastante con el empleo de compensadores de eco, lográndose una calidad de funcionamiento en las conexiones de medio salto por satélite prácticamente equivalente a la de las conexiones terrenales [27-28].

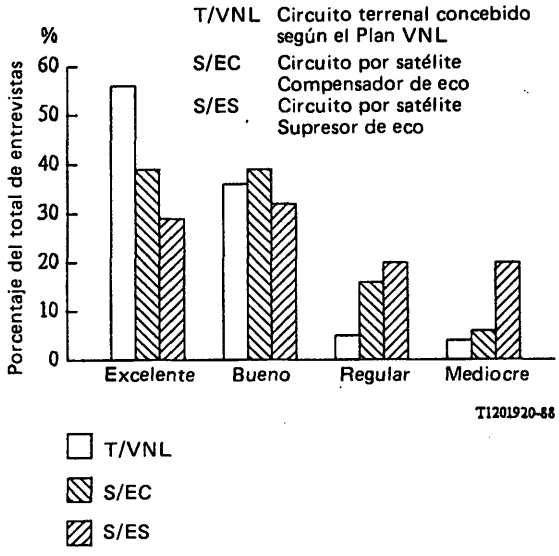


FIGURA A-3/G.114

Distribución de respuestas para llamadas de Toronto a Halifax

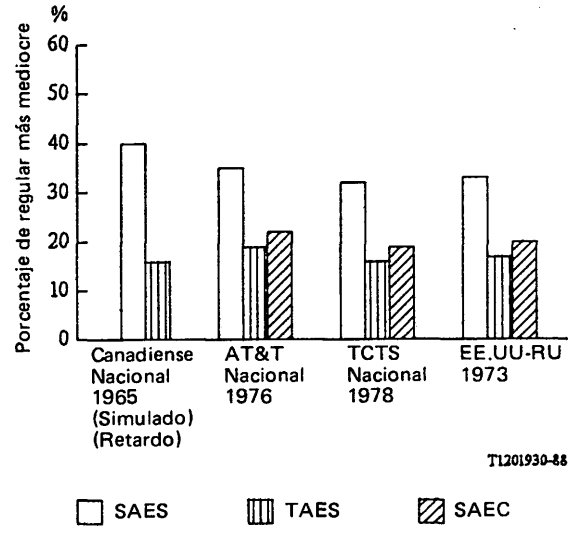


FIGURA A-4/G.114

Pruebas de opinión de los usuarios sobre llamadas por satélite de 1965 a 1978

A.2.3 *Mediciones recientes y futuras*

En 1987 la Communications Satellite Corp. (COMSAT) de Estados Unidos, efectuó una serie de pruebas para determinar la eficacia de los compensadores de eco en los circuitos terrenales y por satélite, utilizando compensadores de eco que cumplen lo especificado en la Recomendación G.165, y el procedimiento de la entrevista con retorno de llamada, según el anexo A de la Recomendación P.77. Hace poco se han publicado algunos detalles relativos al procedimiento [29]; en la curva 3 de la figura A-1/G.114 se resumen los resultados, representándose el porcentaje de dificultades en función del tiempo medio de propagación en un sentido. Se tomó como referencia un valor de retardo unidireccional de 45 ms en circuitos terrenales y se evaluaron los efectos de incrementar el valor de retardo a 300 ms y 500 ms en los enlaces terrenales y por satélite.

Sobre la base de los resultados de la COMSAT, se ha llegado a la conclusión de que no hay gran diferencia entre los valores de «porcentaje de dificultad» con 45 ms y con 300 ms de retardo. Con un retardo de 500 ms, el porcentaje de dificultad casi se duplicaba (de 7,3% a 15,8%) pero este valor es todavía notablemente menor que el de resultados previos, en que se situaba por encima del 60% [13].

Los resultados anteriores corroboran la opinión de que podrían aceptarse conexiones con retardos algo superiores a 400 ms, siempre y cuando se utilicen compensadores de eco conformes a las especificaciones de la Recomendación G.165, u otros dispositivos de compensación de eco de características equivalentes. Esto permitiría quizás el empleo de procesamiento de la señal y de enlaces entre satélites con aperturas angulares moderadas, sin causar degradaciones significativas o notables.

La realización de futuras pruebas, mediciones y evaluaciones de la calidad de funcionamiento subjetiva, empleando las versiones más recientes de los compensadores de eco en las modernas conexiones por satélite, será muy útil para determinar en qué medida podrían mejorarse esos resultados.

A.3 *Resumen y conclusiones*

La manera más adecuada de investigar las degradaciones de la transmisión de los circuitos de retardo largo consiste en separar la degradación inducida por el eco y la dificultad subjetiva debida al retardo puro. Evidentemente, como se desprende de las pruebas mencionadas, los supresores de eco (con sensibilidad de interrupción fija) utilizados en los circuitos por satélite son mucho menos eficaces que los compensadores de eco. La eficacia de los compensadores de eco para eliminar el efecto del eco y los deterioros asociados al mismo, basta para conseguir una calidad de funcionamiento elevada o aceptable en un circuito por satélite de largo retardo. Se sigue mejorando la calidad de funcionamiento de los compensadores de eco y de los circuitos por satélite conexos. En vista de lo anterior, las degradaciones dominantes se asocian con la componente de retardo puro.

Varios trabajos recientes sobre este tema, y el continuo interés que suscita, apuntan la posibilidad de que se desarrollen y utilicen compensadores de eco todavía mejores y más eficaces. Además, es posible fabricar compensadores de eco según la tecnología de la integración a escala muy grande, lo que daría lugar a costos notablemente inferiores en el equipamiento de circuitos telefónicos con retardos largos. Por tanto, es de esperar que, con el empleo de estos adecuados dispositivos, el retardo puro comparativamente mayor en las conexiones internacionales no provoque una degradación de la calidad o de la eficacia del canal, conclusión a la que se llegó a partir de pruebas efectuadas con anterioridad, sin protección contra el eco ni supresores de eco con sensibilidad de interrupción fija. Se ha demostrado que el uso apropiado de compensadores de eco facilita realmente las conexiones por satélite internacional o nacional, proporcionando una calidad de funcionamiento prácticamente equivalente a las de las conexiones terrenales para la telefonía. Estos resultados sólo se refieren al eco eléctrico, y se precisan más estudios para determinar los efectos del eco acústico (véase la nota 5 de la Cuestión 27/XII).

Referencias

[1] *Libro Rojo* del CCITT, Tomo V *bis*, anexo E (Estados Unidos), edición en francés y en inglés, UIT, Ginebra, 1965.

[2] *Ibíd.*, anexo F (Reino Unido), edición en francés y en inglés.

[3] *Ibíd.*, anexo 4 a la Cuestión 6/XII (Italia), edición en español.

[4] *Libro Rojo* del CCITT, Tomo V, suplementos N.° 1 a N.° 6, UIT, Ginebra, 1985.

[5] BARSTOW (J. M.): Results of user reaction tests on communication via Early Bird satellite, *Progress in Astronautic Aeronautics*, 19, Academic Press, New York and London, 1966.

[6] HELDER (G. K.): Customer evaluation of telephone circuits with delay, *Bell System Technical Journal*, 45, septiembre de 1966, pp. 1157-1191.

[7] RICHARDS (D. L.): Transmission performance of telephone connections having long propagation times, *Het PTT-Bedrijf*, XV N.° 1/2, mayo de 1967, pp. 12-24.

[8] KARLIN (J. L.): Measuring the acceptability of long delay transmission circuits used during the «Early Bird» transatlantic test in 1965, *HET PTT-Bedrijf*, mayo de 1967, pp. 25-31.

[9] DE JONG (C.): Observations on telephone calls between the Netherlands and the USA, *HET PTT-Bedrijf*, mayo de 1967, pp. 32-36.

[10] HUTTER (J.): Customer response to telephone circuits routed via a synchronous-orbit satellite, *POEEJ*, Tomo 60, octubre de 1967, p. 181.

[11] Recomendación del CCITT *Definiciones relativas a los supresores de eco y características de un semisupresor de eco diferencial accionado a distancia*, Libro Azul, Tomo III, Rec. G.161, UIT, Ginebra, 1965.

[12] Recomendación del CCITT *Plan de encaminamiento internacional*, Tomo VI, Rec. Q.13.

[13] Recomendación del CCITT *Tiempo medio de propagación en un sentido*, Libro Rojo, Tomo III, Rec. G.114, UIT, Málaga-Torremolinos, 1984.

[14] Informe del CCIR *Influencia del tiempo de propagación en el servicio fijo por satélite*, Tomo IV, Informe 383-4, pp. 29-37, UIT, Ginebra, 1982.

[15] DECKER (H.): Die fur lange fernsprechleitungen zulassige ubertragungszeit, *Europaischer Fernsprechdienst*, 19832, Heft N.° 8, 1931, pp. 133-135.

[16] SONDHI (M. M.): An adaptive echo canceller, *Bell Systems Technical Journal*, Tomo 46, marzo de 1967, pp. 497-511.

[17] CAMPANELLA (S. J.), SUYDERHOUD (H. G.) y ONUFRY (M.): Analysis of an adaptive impulse response echo Canceller, *COMSAT Technical Review*, Tomo 2, N.° 1, primavera de 1972, pp. 1-36.

[18] SUYDERHOUD (H. G.), CAMPANELLA (S.) y ONUFRY (M.): Results and Analysis of Worldwide Echo Canceller Field Trial, *COMSAT Technical Review*, Tomo 5, N.° 2, otoño de 1975, pp. 253-273.

[19] HORNA (O. A): Echo Canceller with Adaptive Transversal Filter Utilizing Pseudo-logarithmic Coding, *COMSAT Technical Review*, Tomo 7, N.° 2, otoño de 1977, pp. 393-428.

[20] HELDER (G. K.) y LOPIPARO (P. C.): Improving Transmission on Domestic Satellite Circuits, *Bell Laboratories Record*, Tomo 55, N.° 8, octubre de 1977, pp. 202-207.

[21] DiBIASO (L. S.): Satellite User Reaction Tests: A Subjective Evaluation of Echo Control Methods, *National Telecommunications Conference Record*, Tomo 3, 1979, pp. 48.6.1-48.6.6.

[22] POST (J. A.) y SILVERTHORN (R. D.): Results of a subjective comparison of echo control devices in terrestrial and satellite trunks, *National Telcommunications Conference Record*, Tomo 3, 1979, pp. 48.4.1-48.4.5.

[23] CCITT – Contribución COM XV-N.° 86 (anexo II a la Cuestión 10/XV), enero de 1978.

[24] DUTTWEILER (D. L.): A Twelve-Channel Digital Echo Canceller, *IEEE Transactions on Communications*, Tomo COM-26, N.° 5, mayo de 1978.

[25] Recomendación G.165 del CCITT, relativa a los compensadores de eco.

[26] CCITT – Contribución COM XII-N.° 165 (también, COM XV-N.° 112), junio de 1979.

[27] CCITT – Contribución COM XVI-N.° 65, periodo de estudios 1973-1976.

[28] CCITT – Contribución COM XII-N.° 154, abril de 1979.

[29] CCITT – Contribución COM XII-N.° 177 – Grupo de trabajo XII/3, junio de 1987.

[30] WILLIAMS (G.): Subjective Evaluation of Unsuppressed Echo in Simulated Long Delay Telephone Communications. *Proc. 5th Internat. Sympos. Human Factors in Telecommun.*, Londres, 1970, doc. 2.2.

[31] WILLIAMS (G.) y MOYE (L. S.): Subjective evaluation of unsuppressed echo in simulated long-delay telephone communications. *Proc. IEE* 118 (1971), N.° 3/4, pp. 401-408.

[32] HUTTER (J.): The effect of echo suppressors and echo return loss on the performance of circuits having a long propagation time. *Post Office Research Department Report* N.° 153, 1970.

[33] CCITT – Contribución COM XII-N.° 199, periodo de estudios 1984-1988.

Bibliografía

SETZER (R.): Echo Control for RCA Americom Satellite Channels, *RCA Engineer*, Tomo 25, N.° 1, junio-julio de 1979, pp. 72-76.

YAMAMOTO (S.) y otros: Adaptive Echo Canceller with Linear Predictor, *Trans. Inst. Electron. Commun. Eng. Japan*, Tomo E62, N.° 12, diciembre de 1979, pp. 851-857.

WEHRMANN (R.), VAN DER LIST (J.) y MEISSNER (P.): Noise-Insensitive Compromise Gradient Method for the Adjustment of Adaptive Echo Canceller, *IEEE Trans. Communication*, Tomo COM-28, N.° 5, mayo de 1980, pp. 753-759.

CAVANAUGH (J. R.), HATCH (R. W.) y NEIGH (J. L.): Model for the Subjective Effects of Listner Echo on Telephone Connections, *Bell Systems Technical Journal*, Tomo 59, N.° 6, julio-agosto de 1980, pp. 1009-1060.

SONDHI (M. M.) y BERKLEY (D. A.): Silencing Echoes on the Telephone Network, *Proc. IEEE*, Tomo 68, N.° 8, agosto de 1980, pp. 948-963.

DUTTWEILER (D. L.): Bell's Echo-Killer Chip. *IEEE Spectrum*, Tomo 17, N.° 10, octubre de 1980, pp. 34-37.

MEISSNER (P.), WEHRMANN (R.) y VAN DER LIST (J.): Comparative Analysis of Kalman and Gradient Methods for Adaptive Echo Cancellation, *AEU Arch Electron Uebertrag Electron Commun.*, Tomo 34, N.° 12, diciembre de 1980, pp. 485-492.

HORNA (O.A.): Extended Range Echo Cancellers, *Proceedings of IEEE SOUTHEASTCON Regional Conf.* 81, Hunstsville, 5-8 de abril de 1981, pp. 846-853.

FURUYA (N.) y otros: High Performance Custom VLSI Echo Canceller, *IEEE International Conference on Communications*, Chicago, 23-26 de junio de 1985, pp. 46.1.1-46.1.7.

ITO (Y.), MARUYAMA (Y.) y FURUYA (N.): An Acoustic Echo Canceller for Teleconferencing, *ibíd*, pp. 1498-1502.

CIOFFI (J. M.) y KAILATH (T.): An Efficient, RLS, Data Driven Echo Canceller for Fast Initialization of Full-Duplex Data Transmission, *ibíd*, pp. 1503-1507.

Recomendación G.117

ASPECTOS DE LA ASIMETRÍA CON RESPECTO A TIERRA QUE INFLUYEN EN LA TRANSMISIÓN (DEFINICIONES Y MÉTODOS)

(Ginebra, 1980; modificada en Málaga-Torremolinos, 1984 y Melbourne, 1988)

1 Objetivo

Esta Recomendación contiene una serie general de medidas prescriptivas de diversos parámetros de simetría para dipolos y cuadripolos. Están pensadas para poder hacerlas en la práctica o en fábrica con aparatos de prueba relativamente sencillos (por ejemplo, osciladores de transmisión corrientes, medidores de nivel) y con un puente de medida especial. Los montajes de medida para la determinación del grado de simetría figuran en la Recomendación O.121 [1] y son conformes a la presente Recomendación.

Se pretende que las definiciones y métodos permitan obtener resultados a partir de elementos de equipos (por ejemplo, puentes de alimentación, pares de cable, entradas audio al equipo de modulación de canal, etc.) que puedan combinarse significativamente aunque no necesariamente por la simple suma en decibelios. Esto permite que pueda preverse la calidad de funcionamiento de una conexión en cascada de esos elementos o por lo menos, los límites determinados para esa calidad. Por calidad de funcionamiento se entiende en este sentido aquellas características en las que influyen las condiciones de asimetría, por ejemplo, nivel de ruido impulsivo, sensibilidad a la exposición longitudinal, relaciones de diafonía, etc.

2 Principios del esquema de nomenclatura

En lo relativo a la asimetría con relación a tierra se han utilizado en la literatura muchos términos diferentes, algunos de los cuales son contradictorios o, desde cierto punto de vista, inadecuados. Los títulos descriptivos de las magnitudes utilizadas en la presente Recomendación se basen en los principios adoptados siguientes:

a) *Conversión* de modo; por ejemplo, una terminación inadecuada (asimétrica) generará una señal transversal indeseada al ser excitada por una señal longitudinal. La medida de este efecto se denomina aquí *relación de conversión longitudinal*, y, si se expresa en unidades de transmisión, *atenuación de conversión longitudinal* (ACL).

b) En el caso de un cuadripolo en el que, por ejemplo, una excitación en un acceso produce una señal en el otro acceso, la designación incluirá la palabra *transferencia*, por ejemplo, *relación de transferencia de conversión longitudinal* y la correspondiente *atenuación* (ATCL).

c) La impedancia del trayecto longitudinal presentada por un equipo medido es un parámetro fundamental. El término *relación de impedancia longitudinal* y su expresión en decibelios, *atenuación de impedancia longitudinal* (AIL), se utilizan para caracterizar la medida particular aquí definida.

d) Los dispositivos activos que constituyen fuentes de señales (por ejemplo, un oscilador, la salida de un amplificador) se caracterizan además por la magnitud de la señal longitudinal indeseada presente a la salida. Se incluye ahora la palabra clave *salida*, lo que da la *tensión de salida longitudinal*, y el correspondiente *nivel de salida longitudinal*. Cuando dichas señales indeseadas se expresan como una proporción de la señal deseada (transversal), la expresión clave es la *relación de simetría de la señal de salida*, cuya expresión en decibelios es la *simetría de la señal de salida*.

e) Los dispositivos que responden en forma continua a las señales (por ejemplo, medidores de nivel, entrada de un amplificador) y que pueden en principio responder a señales longitudinales indeseadas en virtud de mecanismos internos (esto es, aun si sus impedancias de entrada están perfectamente equilibradas), se caracterizan por medidas que contienen las palabras *interferencia de entrada.* Estas son la *relación de interferencia longitudinal de entrada,* y la correspondiente expresión en decibelios, *atenuación de interferencia longitudinal de entrada.* Se mantiene el concepto, establecido hace mucho tiempo y bien definido de *relación de rechazo de modo común.* Se ha evitado el término *coeficiente de sensibilidad* teniendo en cuenta el amplio uso que del mismo se hace en las Directrices [2] y en las actividades de la Comisión de Estudio V con un significado más bien especializado.

f) Cuando interviene un cuadripolo, las señales de entrada y salida pueden no ser las mismas, por ejemplo, pueden tener diferentes niveles, frecuencias (modems MDF) o estructuras (equipos múltiplex MIC). Estos aspectos deben tenerse en cuenta al formular proposiciones sobre el elemento probado.

g) En el caso de dispositivos de recepción en los que el funcionamiento no es una función lineal continua del nivel de la señal de entrada (por ejemplo, un medidor de retardo de grupo o un modem de datos) el principio clave es el nivel *umbral* de la interferencia; es éste el nivel a partir del cual se produce una degradación de la calidad inaceptable o un funcionamiento incorrecto. Así, se tiene la *tensión umbral de interferencia longitudinal* y el correspondiente *nivel.*

3 Resumen de las expresiones descriptivas utilizadas

3.1 *Dipolos*

a) Coeficiente de reflexión transversal (pérdida de retorno transversal: PRT)

b) Relación de conversión transversal (atenuación de conversión transversal: ACT)

c) Relación de conversión longitudinal (atenuación de conversión longitudinal: ACL)

d) Relación de impedancia longitudinal (atenuación de impedancia longitudinal: AIL)

e) Tensión de salida transversal (nivel de salida transversal: NST)

f) Tensión de salida longitudinal (nivel de salida longitudinal: NSL)

(Las tensiones de los apartados e) y f) son señales indeseadas no correlacionadas con las señales deseadas.)

3.2 *Cuadripolos*

3.2.1 *Medida separada*

Para cada acceso se han considerado por separado las siguientes medidas relativas a los dipolos:

a) Coeficientes de reflexión transversal (pérdida de retorno transversal: PRT)

b) Relación de conversión transversal (atenuación de conversión transversal: ACT)

c) Relación de conversión longitudinal (atenuación de conversión longitudinal: ACL)

d) Relación de impedancia longitudinal (atenuación de impedancia longitudinal: AIL)

e) Tensión de salida transversal (nivel de salida transversal: NST)

f) Tensión de salida longitudinal (nivel de salida longitudinal: NSL)

3.2.2 *Medida combinada*

Además, los siguientes parámetros de transferencia son aplicables para ambos sentidos de transmisión:

a) Relación de transferencia transversal (atenuación de transferencia transversal: ATT)

b) Relación de transferencia de conversión transversal (atenuación de transferencia de conversión transversal: ATCT)

c) Relación de transferencia longitudinal (atenuación de transferencia longitudinal: ATL)

d) Relación de transferencia de conversión longitudinal (atenuación de transferencia de conversión longitudinal: ATCL)

3.3 *Dispositivos generadores de señales*

a) Relación de simetría de las señales de salida (atenuación de simetría de las señales de salida: ASSS)

Esta medida completa las seis medidas con dipolos mencionadas en el § 3.1.

3.4 *Dispositivos receptores de señales*

a) Relación de interferencia longitudinal de entrada (atenuación de interferencia longitudinal de entrada: AILE)

b) Tensión umbral de interferencia longitudinal (nivel umbral de interferencia longitudinal)

Estas medidas completan las seis medidas con dipolos mencionadas en el § 3.1. Cuando la señal deseada sea longitudinal (por ejemplo, como en el caso de un sistema de señalización) y la tensión interferente sea transversal, sustitúyase la palabra *longitudinal* por *transversal* en las expresiones descriptivas.

4 Definiciones y métodos de medición basados en disposiciones de medición ideales

Las definiciones aquí indicadas suponen puentes de medida ideales con bobinas con derivación en el punto medio, de inductancia infinita y sin pérdidas, generadores de tensión de impedancia nula y voltímetros de impedancia infinita.

Un aspecto importante de este conjunto de medidas mutuamente coherentes es que el puente de medida proporciona simultáneamente terminaciones de referencia definidas de Z ohmios para los trayectos transversales, y de $Z/4$ ohmios para los trayectos longitudinales. Partiendo de esta base, se puede calcular la calidad de funcionamiento de una conexión de elementos en cascada, cada uno de ellos medido en la forma prescrita. Esto tiene en cuenta el hecho de que los elementos en cascada, por regla general, no presentan las impedancias de referencia proporcionadas por las condiciones de prueba.

El tratamiento matemático se simplifica si la impedancia de referencia no es reactiva, lo que también está en armonía con el importante objetivo de poder utilizar aparatos de pruebas de transmisión fácilmente disponibles para obtener resultados de medidas realizadas en la práctica y en laboratorio.

La configuración del puente de medida ideal utilizado en las páginas siguientes se ilustra en la figura 1/G.117.

Las fuentes transversales y longitudinales E_T y E_L se activan según sea necesario para la medida particular que se efectúa; en la figura 6/G.117, no hay ninguna fuente activa, en cuyo caso el puente únicamente proporciona terminaciones pasivas de Z y $Z/4$.

Nota – La definición de los parámetros en términos de la mitad de la fuerza electromotriz en circuito abierto hubiese estado más en consonancia con la teoría tradicional de la transmisión. No obstante, por razones de armonía con la Recomendación O.121, en la presente Recomendación se definen algunos parámetros en términos de V_{T1}. Si el valor nominal de la impedancia de entrada del dispositivo probado es igual a la del dispositivo excitador, los dos métodos son equivalentes.

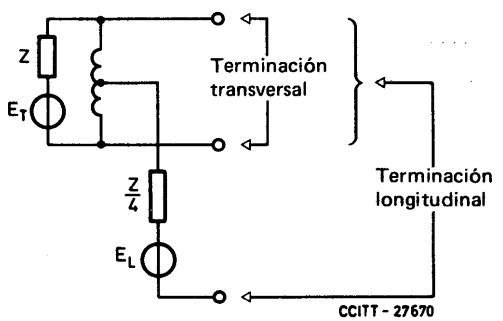
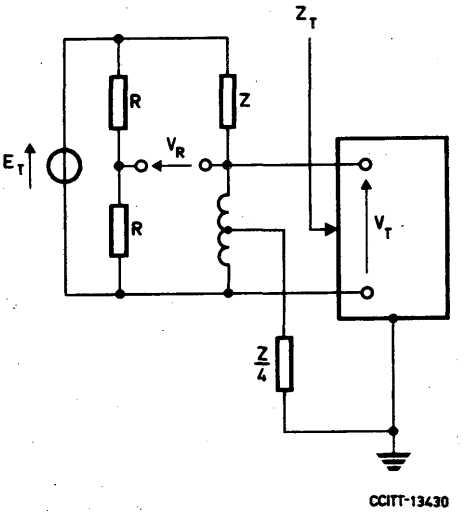


FIGURA 1/G.117

4.1 *Dipolos*

4.1.1 *Coeficiente de reflexión transversal (pérdida de retorno)* (véase la figura 2/G.117)



$$\text{Coeficiente de reflexión transversal } \rho = \frac{Z - Z_T}{Z + Z_T} = \frac{\text{tensión reflejada}}{\text{tensión incidente}} = \frac{2V_R}{E_T}$$

y

$$\text{Pérdida de retorno transversal (PRT)} = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{\rho} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_T}{2V_R} \right| \text{ dB.}$$

Nota 1 – El valor de R (en teoría) no interviene en el cálculo. El divisor de tensión a través del generador de impedancia nula sólo se requiere para derivar la mitad de la tensión del generador, que es igual, en términos numéricos, a la tensión incidente necesaria para la definición.

Nota 2 – Los puentes de medida de la pérdida de retorno clásicos no terminan el trayecto longitudinal con $Z/4$. Esto carece de importancia cuando la pérdida de retorno es de unos 20 dB, o un poco menor que la atenuación de conversión longitudinal del equipo sometido a prueba. En este caso la potencia reflejada es mucho mayor que la potencia desviada hacia el trayecto longitudinal y el error cometido es despreciable.

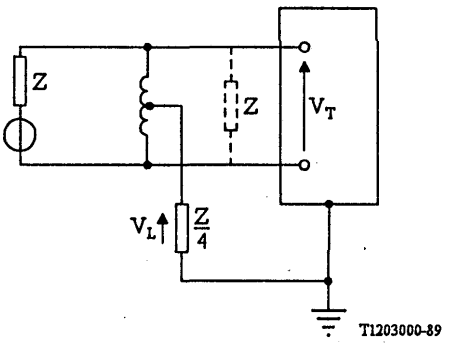
Nota 3 – Es evidente que cuando se conoce el valor de Z_T no es preciso conocer ρ. Si se mide V_T, el valor de ρ puede calcularse mediante la expresión

$$\rho = 1 - \frac{2V_T}{E_T}$$

que, no obstante, puede presentar ciertos inconvenientes para valores elevados de la pérdida de retorno.

FIGURA 2/G.117

4.1.2 *Relación (atenuación) de conversión transversal* (véase la figura 3/G.117)



$$\text{Relación de conversión transversal, } k = \frac{V_L}{V_T}$$

y

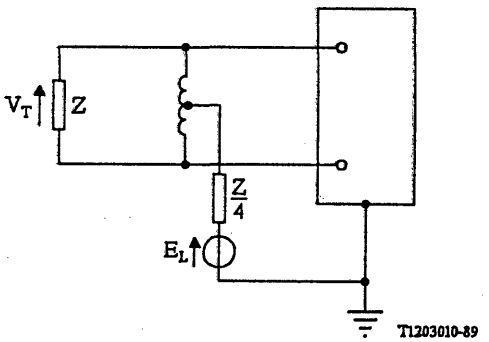
$$\text{Atenuación de conversión transversal (ACT)} = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{k} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{V_T}{V_L} \right| \text{ dB.}$$

Nota 1 – En los casos en que la red sea lineal, pasiva y bilateral, la atenuación de conversión transversal (ACT) será la mitad que el de la relación de conversión longitudinal *c*. No obstante, esta relación no es cierta para otras disposiciones de red.

Nota 2 – El componente en línea de trazos es necesario para un dipolo que, cuando se usa, sólo puentea el circuito de transmisión y no volverá a mencionarse de nuevo explícitamente.

FIGURA 3/G.117

4.1.3 *Relación (atenuación) de conversión longitudinal* (véase la figura 4/G.117)



$$\text{Relación de conversión longitudinal, } c = \frac{V_T}{E_L}$$

y

$$\text{Atenuación de conversión longitudinal (ACL)} = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{c} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_L}{V_T} \right| \text{ dB.}$$

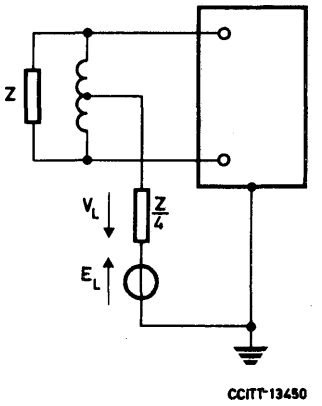
Nota 1 – Se ha hecho referencia a esta medida en otras Recomendaciones de las diversas formas siguientes:

a) Simetría longitudinal
b) Grado de asimetría
c) Asimetría
d) Grado de simetría longitudinal
e) Relación de simetría de la señal
f) Asimetría de impedancia con respecto a tierra.

Nota 2 – La relación de conversión longitudinal se aplica a todos los dipolos, incluso a los que son fuentes de señales (por ejemplo, terminales de salida de un oscilador). En estos casos debe medirse selectivamente la tensión transversal V_T si se necesita esta magnitud para medir esa atenuación con respecto a un generador de señales en funcionamiento. Véase el § 5.2.

FIGURA 4/G.117

4.1.4 *Relación (atenuación) de impedancia longitudinal* (véase la figura 5/G.117)



$$\text{Relación de impedancia longitudinal, } q = \frac{E_L}{V_L}$$

y

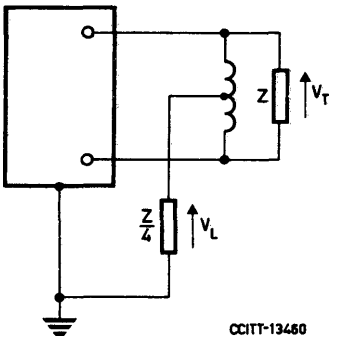
$$\text{Atenuación de impedancia longitudinal (AIL)} = 20 \log_{10} |q| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_L}{V_L} \right| \text{ dB.}$$

Nota 1 – Se trata de una medida adicional que es necesaria cuando se tiene que prever la calidad de funcionamiento de elementos conectados en cascada.

Nota 2 – En el caso de equipos prácticamente aislados de tierra, sometidos a prueba (por ejemplo, aparatos de prueba portátiles, con aislamiento doble, sin conexión intencionada a tierra) el valor de V_L será muy pequeño y la relación correspondiente (así como la atenuación) muy elevada. En tales casos será muy reducido el acoplamiento introducido entre los trayectos longitudinal y transversal, de modo que el efecto no es importante.

FIGURA 5/G.117

4.1.5 *Tensiones (niveles) de salida transversal y longitudinal* (véase la figura 6/G.117)



$$\text{Tensión de salida transversal} = V_T$$

$$\text{Nivel de salida transversal (NST)} = 20 \log_{10} \left| \frac{V_T}{1 \text{ voltio}} \right| \text{ dBV.}$$

$$\text{Tensión de salida longitudinal} = V_L$$

$$\text{Nivel de salida longitudinal (NSL)} = 20 \log_{10} \left| \frac{V_L}{1 \text{ voltio}} \right| \text{ dBV.}$$

Nota 1 – Estas medidas se refieren a señales indeseadas no correlacionadas con la señal deseada. Por ejemplo, un sistema de señalización en corriente continua puede entregar en el trayecto longitudinal señales transversales indeseadas. De manera similar, a la salida de un amplificador pueden presentarse señales «de zumbido» longitudinales indeseadas, o un par de cable puede producir señales longitudinales indeseadas originadas por inducción o radiación.

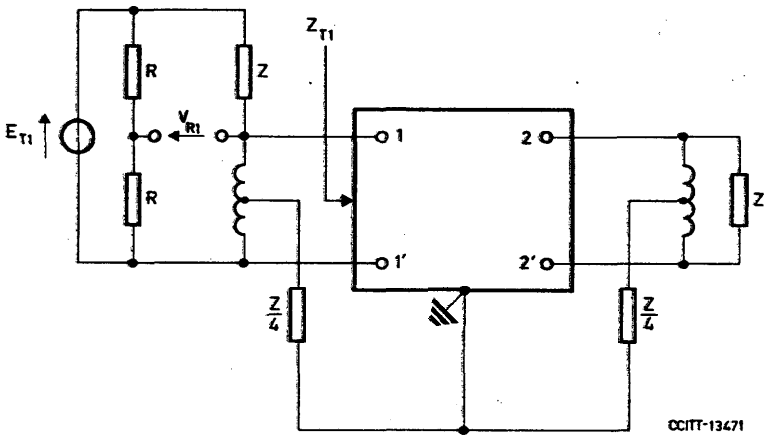
Nota 2 – Pueden utilizarse tensiones de referencia distintas de 1 voltio, por ejemplo, 0,775 V para 1 mW en 600 ohms (con la designación dB [3]).

FIGURA 6/G.117

Los cuadripolos se ajustan a principios similares a los descritos para los dipolos, con la salvedad de que en este caso las señales pueden transferirse de un acceso al otro. Los dos accesos se distinguen por los subíndices 1/1′ por un extremo y 2/2′ para el otro. Hay dos tipos de medidas:

- medidas en las que la excitación y la respuesta se encuentran en el mismo lado del cuadripolo. Si bien ya se han definido para los dipolos, estas medidas llevarán un simple subíndice 1/1′ ó 2/2′, según el caso;
- medidas en las que la excitación y la respuesta se encuentran en lados opuestos de la red. La designación comprenderá el término transferencia y el símbolo llevará dos subíndices, cuyo orden indicará el sentido de transmisión.

4.2.1 *Coeficientes (pérdidas de retorno) de reflexión transversal* (véase la figura 7/G.117)



Coeficiente de reflexión transversal en el acceso 1/1′, $\rho_1 = \dfrac{Z - Z_{T1}}{Z + Z_{T1}} = \dfrac{2V_{R1}}{E_{T1}}$

y

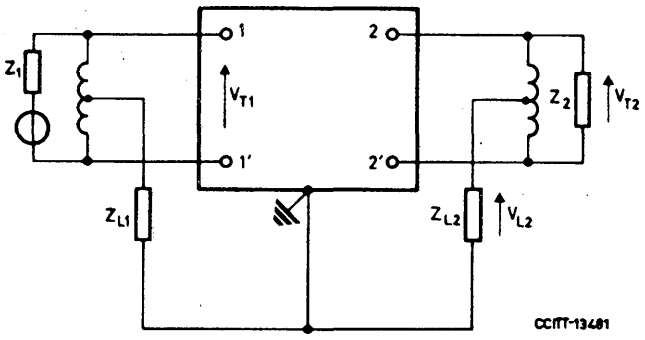
Pérdida de retorno transversal en el acceso 1/1′, $(\mathrm{PRT}_1) = 20 \log_{10} \left| \dfrac{1}{\rho_1} \right| = 20 \log_{10} \left| \dfrac{E_{T1}}{2V_{R1}} \right|$ dB

y, de forma similar, para el acceso 2/2′ (PRT_2)

Nota – Z_{T1} es la impedancia presentada por el acceso 1/1′ cuando el acceso 2/2′ se termina con un puente de prueba en la forma indicada.

FIGURA 7/G.117

4.2.2 *Relaciones (atenuaciones) de transferencia transversal y relaciones (atenuaciones) de transferencia de conversión* (véase la figura 8/G.117)



$$\text{Relación de transferencia transversal de 1 hacia 2, } g_{12} = \frac{V_{T2}}{V_{T1}}$$

y

$$\text{Atenuación de transferencia transversal de 1 hacia 2 } (\mathrm{ATT}_{12}) = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{g_{12}} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{V_{T1}}{V_{T2}} \right| \text{ dB.}$$

$$\text{Relación de transferencia de conversión transversal de 1 hacia 2} = t_{12} = \frac{V_{L2}}{V_{T1}}$$

y

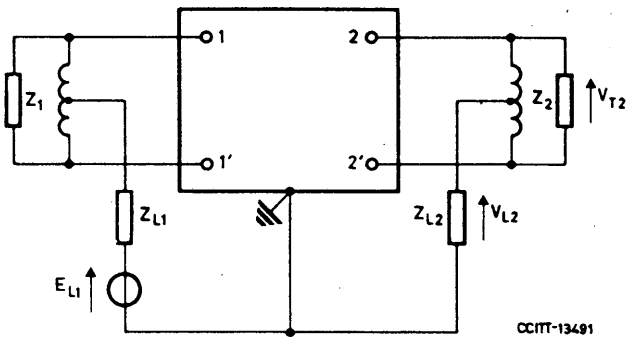
$$\text{Atenuación de transferencia de conversión transversal de 1 hacia 2, } (\mathrm{ATCT}_{12}) = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{t_{12}} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{V_{T1}}{V_{L2}} \right| \text{ dB.}$$

Intercambiando 1 y 2 se obtiene la definición de las relaciones de transferencia ATCT para el otro sentido de transmisión.

Nota – Z_1 y Z_2 son las impedancias de terminación conectadas al acceso de entrada y/o salida, respectivamente, del elemento probado. Z_1 y Z_2 están por lo general dentro de ± 25% del valor nominal de la impedancia del acceso al que están conectadas. Si las medidas se efectúan a través de accesos de entrada de alta impedancia, deberá conectarse una impendancia Z_1 adicional al acceso de entrada 1/1'. Las impedancias longitudinales Z_{L1} y Z_{L2} son nominalmente iguales a $Z_1/4$ y $Z_2/4$, respectivamente. No obstante, pueden utilizarse valores diferentes. Esto puede ser necesario para simular más adecuadamente las condiciones de funcionamiento del elemento probado. En tales casos, el valor de Z_{L1} y/o Z_{L2} se especificará en la Recomendación relativa al elemento probado.

FIGURA 8/G.117

4.2.3 *Relaciones (atenuaciones) de transferencia longitudinal y relaciones (atenuaciones) de transferencia de conversión* (véase la figura 9/G.117)



$$\text{Relación de transferencia longitudinal de 1 hacia 2} = m_{12} = \frac{V_{L2}}{E_{L1}}$$

y

$$\text{Atenuación de transferencia longitudinal de 1 hacia 2 } (ATL_{12}) = 20 \log_{10}\left|\frac{1}{m_{12}}\right| = 20 \log_{10}\left|\frac{E_{L1}}{V_{L2}}\right| \text{ dB.}$$

$$\text{Relación de transferencia de conversión longitudinal de 1 hacia 2} = h_{12} = \frac{V_{T2}}{E_{L1}}$$

y

$$\text{Atenuación de transferencia de conversión longitudinal de 1 hacia 2 } (ATCL_{12}) = 20 \log_{10}\left|\frac{1}{h_{12}}\right| = 20 \log_{10}\left|\frac{E_{L1}}{V_{T2}}\right| \text{ dB.}$$

Intercambiando los accesos 1/1′ y 2/2′ se obtienen las definiciones para las relaciones y atenuaciones de transferencia ATL_{21} y $ATCL_{21}$ para el otro sentido de transmisión.

Nota 1 — En otras Recomendaciones, esta medida se denomina *asimetría de impedancia con respecto a tierra.*

Nota 2 — La definición de estas magnitudes en términos de la mitad de la fuerza electromotriz en circuito abierto hubiese estado más en consonancia con la teoría tradicional de la transmisión. Sin embargo, las Recomendaciones del CCITT relativas a parámetros de simetría que comprenden una excitación longitudinal están expresadas ya en términos de la fuerza electromotriz en circuito abierto. No se considera útil introducir una «discrepancia» de 6 dB entre la práctica existente y estas nuevas definiciones.

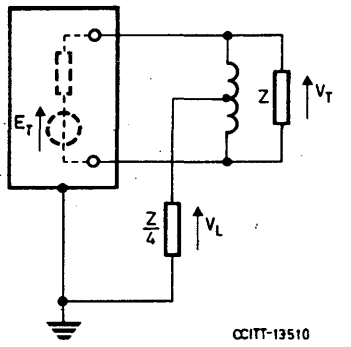
Nota 3 — Z_1 y Z_2 son las impedancias conectadas en paralelo al acceso de entrada y/o salida, respectivamente, del elemento probado. Z_1 y Z_2 están por lo general dentro de ± 25% del valor nominal de la impedancia del acceso al que están conectadas. Si las medidas se efectúan a través de accesos de entrada de alta impedancia, deberá conectarse una impedancia Z_1 adicional entre los accesos 1/1′. Las impedancias longitudinales Z_{L1} y Z_{L2} son nominalmente iguales a $Z_1/4$ o $Z_2/4$ respectivamente. No obstante, pueden utilizarse valores diferentes. Esto puede ser necesario para simular adecuadamente las condiciones de funcionamiento del elemento probado. En tales casos, el valor de Z_{L1} y/o Z_{L2} se especificará en la Recomendación relativa al elemento probado.

FIGURA 9/G.117

4.3 *Dispositivos generadores de señales*

Además de las seis medidas con dipolos ya definidas, es necesaria una medida suplementaria para controlar el valor de la señal indeseada correlacionada con la señal deseada proporcionada por el dispositivo al circuito a que está conectado. Se trata de la medida de la relación (atenuación) de simetría de las señales de salida.

4.3.1 *Relación (atenuación) de simetría de las señales de salida* (véase la figura 10/G.117)



Relación de simetría de las señales de salida, $b = \dfrac{V_L}{V_T}$

y

Atenuación de simetría de las señales de salida (ASSS) $= 20 \log_{10} \left| \dfrac{1}{b} \right| = 20 \log_{10} \left| \dfrac{V_T}{V_L} \right|$ dB.

Nota 1 – Esta medida es una versión generalizada de los valores a que se hace referencia como asimetría de la f.e.m. de salida.

Nota 2 – Esta medida también está relacionada de forma en cierto modo indirecta y complicada con los coeficientes de sensibilidad para las inducciones electromagnética y electrostática definidos en [2] si se considera el par de cable como una fuente simultánea de señales transversales correlacionadas con las tensiones longitudinales inducidas.

Nota 3 – El equipo sometido a prueba proporciona por sí mismo la fuente de señal. De ahí que no se requiera generador separado.

Nota 4 – La definición se refiere en particular a los generadores de señales transversales (por ejemplo, osciladores de transmisión), pero puede ampliarse fácilmente al caso de un generador de señales longitudinales (por ejemplo, un sistema de señalización de baja frecuencia utilizando el circuito fantasma con vuelta por tierra). En este caso, se podrá invertir la relación de forma que la expresión en decibelios siga siendo positiva.

Nota 5 – Los otros valores (pérdida de retorno, atenuación de conversión longitudinal, atenuación de impedancia longitudinal y las tensiones de salida transversal y longitudinal no correlacionadas) se tienen que medir selectivamente a fin de obtener sus valores en condiciones de funcionamiento.

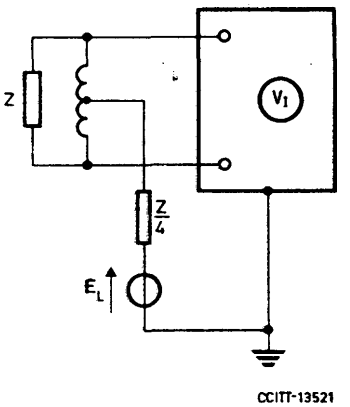
FIGURA 10/G.117

4.4 *Dispositivos receptores de señales*

Además de las seis medidas con dipolos ya definidas, son necesarias medidas suplementarias en el caso de los dispositivos receptores de señales para controlar su sensibilidad a las señales indeseadas. Hay dos casos importantes. En primer lugar, existen dispositivos receptores en los que la respuesta es una función continua y lineal del nivel de la señal deseada, por ejemplo, la indicación de un medidor de nivel. En este caso, las señales indeseadas producen una *imprecisión.*

En otros tipos de dispositivos receptores, como modems de datos, medidores de la distorsión de retardo de grupo y receptores de señalización, las señales indeseadas son causa de errores o de *funcionamiento defectuoso.* Se definen, dos tipos de medida suplementaria.

4.4.1 *Relación (atenuación) de interferencia longitudinal de entrada* (véase la figura 11/G.117)



$$\text{Relación de interferencia longitudinal de entrada, } s = \frac{V_I}{E_L}$$

y

$$\text{Atenuación de interferencia longitudinal de entrada} = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{s} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_L}{V_I} \right| \text{ dB,}$$

donde V_I es la tensión indicada por el aparato de medida sometido a prueba.

Nota 1 – Esta medida es una versión generalizada de los valores a que se hace referencia como relación de simetría de las señales de un receptor (Recomendación O.41 [4]).

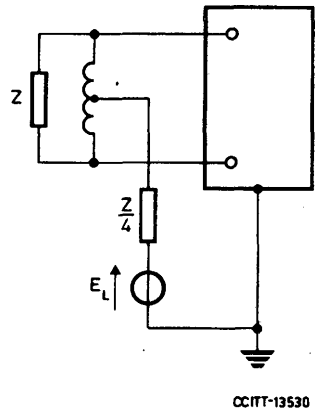
Nota 2 – El aparato de medida proporciona por sí mismo una de la tensiones requeridas por la definición.

Nota 3 – Esta medida está relacionada con la conocida *relación de rechazo de modo común,* pero no de forma sencilla. En particular, la diferencia no es de 6 dB. Ello se debe a que, cuando se mide la relación de rechazo longitudinal, los terminales transversales de entrada se hallan en cortocircuito y no existe ninguna señal transversal que provoque eventuales señales longitudinales adicionales a través de la asimetría de la impedancia de entrada. Véase, para más detalles, el § 5.3.

Nota 4 – Podría ampliarse el concepto para que abarcase los receptores que responden linealmente a señales longitudinales interferidas por señales transversales. En este caso, la denominación sería relación (atenuación) de interferencia *transversal* de entrada con una disposición de circuito correspondientemente diferente.

FIGURA 11/G.117

4.4.2 *Tensión (nivel) umbral de interferencia longitudinal* (véase la figura 12/G.117)



Equipo objeto de medida con un umbral de funcionamiento defectuoso o degradación de la calidad de funcionamiento, por ejemplo, una terminación de señalización o un modem de datos

$$\text{Tensión umbral de interferencia longitudinal} = E_L$$

y

$$\text{Nivel umbral de interferencia longitudinal} = 20 \log_{10} \left| \frac{E_L}{1 \text{ voltio}} \right| \text{ dBV},$$

donde E_L es la tensión a la que se comienza a producir el funcionamiento defectuoso del aparato de prueba.

Nota 1 – Pueden emplearse tensiones de referencia distintas de 1 voltio, por ejemplo, 0,775 V para 1 mW en 600 ohmios (con la designación dB [3]).

Nota 2 – Sería conveniente definir el «funcionamiento defectuoso» o la magnitud de la degradación de la calidad de funcionamiento. En el caso de un modem de datos, podría expresarse en función de la tasa de error.

Nota 3 – La tensión umbral podría especificarse como un valor cuadrático medio, o como una tensión impulsiva medida por un contador de impulsos, o en función de su forma de onda (por ejemplo, cuadrada, triangular).

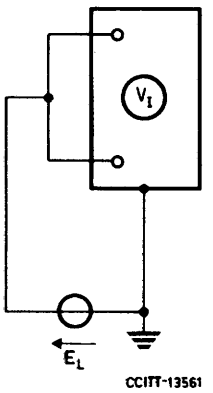
Nota 4 – El concepto podría ampliarse para abarcar las señales transversales indeseadas que afectan el funcionamiento de receptores longitudinales, con los cambios adecuados en el circuito de prueba y en la designación.

FIGURA 12/G.117

5 Otras definiciones de medidas

5.1 *Relación de rechazo de modo común*

Esta es otra magnitud adecuada para los receptores de señales y se mide con arreglo al principio ilustrado en la figura 13/G.117, con los terminales de entrada en cortocircuito y alimentados simultáneamente.



$$\text{Relación de rechazo de modo común} = \left|\frac{E_L}{V_I}\right|$$

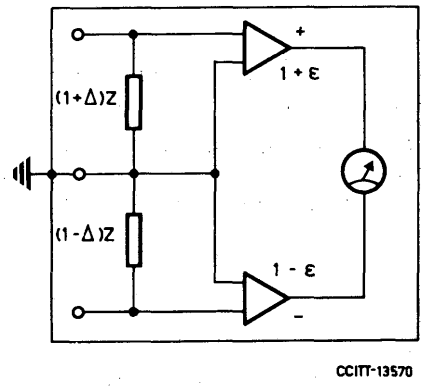
y

$$\text{Rechazo de modo común} = 20 \log_{10} \left|\frac{E_L}{V_I}\right| \text{ dB.}$$

Nota – V_I es la tensión indicada por el aparato de medida sometido a prueba.

FIGURA 13/G.117

Es claro que esta medida es similar a la medida de la relación de interferencia longitudinal, pero como no hay ninguna señal transversal (debido al cortocircuito), no se activa, dentro del elemento medido, ningún mecanismo de conversión longitudinal/transversal. En general, no existe ninguna relación sencilla entre las dos medidas, como puede comprobarse con el aparato de medida ilustrado en la figura 14/G.117 en el que la impedancia de entrada es asimétrica y las relaciones de ganancia de las dos mitades del amplificador diferencial son también algo diferentes. Si el valor de ε es el de la figura 14/G.117 y $\Delta \ll 1$, los diversos parámetros son los indicados. Esto supone que la relación de rechazo de modo común no alcanza un valor doble al de la relación de interferencia longitudinal de entrada, es decir, no existe una diferencia de 6 dB entre sus valores expresados en decibelios.



Relación de rechazo de modo común $= 2\epsilon$

Relación de interferencia longitudinal de entrada $= \epsilon + \frac{\Delta}{2}$ $(\epsilon, \Delta \ll 1)$

Relación de impedancia longitudinal $= 0{,}5$ $(\Delta \ll 1)$

Relación de conversión longitudinal $= \frac{\Delta}{2}$ $(\Delta \ll 1)$

FIGURA 14/G.117

Aparato de medida en el que existen tanto una asimetría pasiva como una asimetría activa interna

Referencias

[1] Recomendación del CCITT *Configuraciones de medida para evaluar el grado de simetría con respecto a tierra*, Tomo IV, Rec. O.121.

[2] CCITT *Directrices para la protección de las líneas de telecomunicación contra la acción perjudicial de las líneas eléctricas*, capítulo XVI, UIT, Ginebra, 1978.

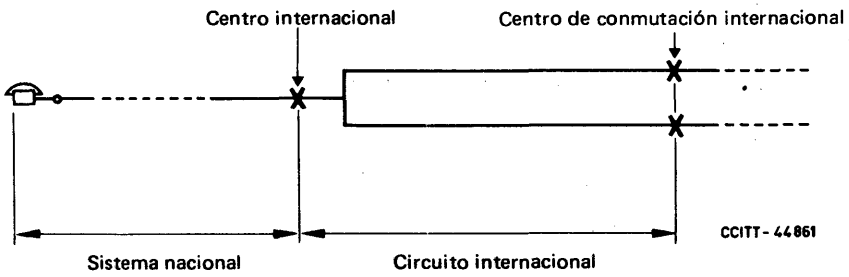
[3] Recomendación del CCIR *Magnitudes y unidades logarítmicas*, Vol. XIII, Rec. 574, UIT, Ginebra, 1986.

[4] Recomendación del CCITT *Especificación de un sofómetro para uso de circuitos de tipo telefónico.* Tomo IV, Rec. O.41.

1.2 Características generales de los sistemas nacionales que forman parte de conexiones internacionales

La presente subsección agrupa las Recomendaciones que los sistemas nacionales deben respetar para asegurar una calidad razonable en las comunicaciones internacionales.

Los principios expuestos en estas Recomendaciones se aplican igualmente al caso de un circuito internacional conmutado a dos hilos en uno de sus extremos en un centro internacional, caso que puede presentarse durante el periodo de puesta en aplicación del plan de transmisión del CCITT y que ilustra la figura que sigue.



Recomendación G.120

CARACTERÍSTICAS DE TRANSMISIÓN DE LAS REDES NACIONALES[1)]

1 Aplicación en las redes nacionales de las recomendaciones del CCITT relativas a la calidad de la transmisión telefónica

En una red nacional constituida por sistemas de transmisión analógicos y digitales, las difererentes partes que intervienen en una conexión internacional deben responder a las Recomendaciones generales siguientes.

1.1 Los sistemas nacionales emisor y receptor deben ajustarse a los límites recomendados:

- en la Recomendación G.121 para el índice de sonoridad (IS);
- en la Recomendación G.133 para la distorsión por retardo de grupo;
- en la Recomendación G.122, para la atenuación de equilibrado y las atenuaciones de los circuitos;
- en la Recomendación G.123, para los ruidos de circuito.

Nota – Conviene también remitirse a las Recomendaciones P.12 [2] y G.113.

1.2 Los circuitos interurbanos de larga distancia que formen parte de las arterias principales de la red nacional deben ser circuitos de gran velocidad de propagación conformes con los límites de la Recomendación G.114. Deberán ajustarse asimismo a las Recomendaciones G.151 y G.152.

Los circuitos por cables cargados han de responder a la Recomendación G.124 [3], y los circuitos por portadoras para distancias muy cortas a la Recomendación G.123.

1.3 Los circuitos interurbanos nacionales deben tener características que permitan conformarse a las Recomendaciones G.131, G.132 y G.134, relativas a las demás características de la cadena a cuatro hilos formada por los circuitos telefónicos internacionales y por los circuitos interurbanos nacionales de prolongación.

---

1) Antigua Recomendación P.21 [1].

1.4 Los centros internacionales deben ajustarse a las Recomendaciones Q.45 [4], Q.45 *bis*, Q.551, Q.552 y Q.553.

Las centrales automáticas nacionales a cuatro hilos deben respetar los límites de ruido de la Recomendación G.123, § 3.

Las centrales telefónicas interurbanas manuales deben ajustarse a la Recomendación P.22 [5].

En el manual del CCITT citado en [6] se dan indicaciones sobre la calidad de transmisión de las centrales locales automáticas.

2 Plan nacional de transmisión

Cada Administración puede elegir el método de especificación de la calidad de transmisión que juzgue apropiado, y fijar los límites correspondientes para asegurar una calidad satisfactoria en las comunicaciones nacionales, a condición de que se cumpla además la Recomendación del CCITT relativa a los equivalentes de referencia corregidos (ERC o IS) (Recomendación G.121) en lo que concierne a las comunicaciones internacionales.

Nota – Para satisfacer esta doble condición, relativa a las comunicaciones nacionales y a las internacionales, cada Administración deberá establecer un plan nacional de transmisión, esto es, fijar límites para cada parte de la red nacional.

En el manual citado en [6] se describen planes de transmisión aplicados en diversos países y se dan algunas indicaciones sobre los métodos que pueden emplearse para establecer dichos planes.

En particular, los anexos A y B a la Recomendación G.111 contienen información útil para las Administraciones que deseen aplicar el método de los equivalentes de referencia corregidos (ERC) o de los índices de sonoridad (IS) a sus conexiones nacionales.

Referencias

[1] Recomendación del CCITT *Aplicación en las redes nacionales de las Recomendaciones del CCITT relativas a la calidad de la transmisión telefónica*, Libro Rojo, Tomos V y V *bis*, Rec. P.21, UIT, Ginebra, 1962 y 1965; modificada en Mar del Plata, 1968, convirtiéndose en la Rec. P.20 (G.120) *Características de transmisión en las redes nacionales*, Libro Blanco, Tomo V (Tomo III), UIT, Ginebra 1969.

[2] Recomendación del CCITT *Atenuación equivalente para la nitidez (AEN)*, Libro Amarillo, Tomo V, Rec. P.12, UIT, Ginebra, 1981.

[3] Recomendación del CCITT *Características de los circuitos interurbanos en cables cargados, destinados a conferencias internacionales*, Libro Naranja, Tomo III, Rec. 124, Ginebra 1977.

[4] Recomendación del CCITT *Características de transmisión de una central internacional*, Tomo VI, Rec. Q.45.

[5] Recomendación del CCITT *Centrales telefónicas interurbanas manuales*, Libro Naranja, Tomo V, Rec. P.22, Ginebra, 1977.

[6] Manual del CCITT *Planificación de la transmisión en las redes telefónicas con conmutación*, UIT, Ginebra, 1976.

Recomendación G.121

ÍNDICES DE SONORIDAD (IS) DE SISTEMAS NACIONALES

Preámbulo

Los § 1 a 5 de esta Recomendación se aplican en general a las conexiones telefónicas internacionales enteramente analógicas, mixtas analógico/digitales y enteramente digitales. Sin embargo, cuando en el § 6 se formulan recomendaciones sobre aspectos específicos para las conexiones mixtas analógico/digitales o enteramente digitales, se aplicarán estas últimas disposiciones.

Todos los IS en emisión y en recepción que figuran en esta Recomendación son valores nominales, como se explica en el § 4 y están referidos a los correspondientes extremos virtuales analógicos de un circuito internacional en el centro de conmutación internacional, a menos que se indique otra cosa.

La definición de los extremos virtuales analógicos de circuitos internacionales se encuentra en la figura 1/G.111.

El CCITT,

considerando

(a) que los índices de sonoridad (IS) definidos en la Recomendación P.76 se han determinado mediante pruebas subjetivas descritas en la Recomendación P.78 y que las diferencias entre los valores así determinados en diversos laboratorios (incluido el Laboratorio del CCITT) son menores que para los equivalentes de referencia;

(b) que a efectos de planificación, los IS se definen mediante métodos objetivos descritos en las Recomendaciones P.65, P.64 y P.79;

(c) que las fórmulas de conversión de los equivalentes de referencia (ER) y de los equivalentes de referencia corregidos (ERC) (véase el anexo C a la Recomendación G.111) no son suficientemente exactos para aplicarlas a aparatos específicos y que, por tanto, las Administraciones que aún se basan en valores de ER (determinados en el pasado en el Laboratorio del CCITT) para el tipo de aparato que utilizan, necesitan hallar valores recomendados de los ERC en la documentación del CCITT,

recomienda

(1) que las Administraciones utilicen los valores indicados en términos de IS para verificar que sus sistemas nacionales cumplen los objetivos generales resultantes de la Recomendación G.111;

(2) que las Administraciones que emplean los ERC deben convertir, de preferencia, los IS indicados en esta Recomendación en sus ERC nacionales mediante los métodos indicados en el anexo C a la Recomendación G.111 o, como una segunda posibilidad, aplicar los valores indicados en el Tomo III del *Libro Rojo.*

Nota 1 – Los principales términos utilizados en esta Recomendación se definen y/o se explican en el anexo A a la Recomendación G.111.

Nota 2 – Para muchos aparatos telefónicos que utilizan micrófonos de carbón, los valores de índice de sonoridad en emisión (ISE) y de índice de enmascaramiento para el efecto local (IEEL) sólo pueden determinarse con una exactitud limitada.

1 Índices de sonoridad nominales de los sistemas nacionales

1.1 *Definición de los IS nominales de los sistemas nacionales*

Los índices de sonoridad en emisión y recepción, ISE e ISR respectivamente, pueden determinarse en principio en cualquier interfaz de la red telefónica. Sin embargo, al especificar los ISE y los ISR de un sistema nacional, se elige que el interfaz esté en la central internacional.

Un número cada vez mayor de sistemas internacionales se conectarán a sistemas nacionales a través de un interfaz *digital* donde, por definición, los niveles relativos son 0 dBr. Por tanto, en esta Recomendación y en la Recomendación G.111, los ISE y los ISR de los *sistemas nacionales* son referidos a un *punto de prueba de central de 0 dBr* en la central internacional. (Véase el § 5 de la Recomendación G.101.) Esto se aplica tanto a las interconexiones digitales como analógicas entre sistemas nacionales e internacionales (a menos que se especifique otra cosa en casos particulares).

Sin embargo, se ha utilizado también el concepto de «extremo virtual analógico» (EVA) en la planificación de sistemas totalmente analógicos, mixtos analógico/digitales y digitales. Si la conexión al circuito internacional se hace sobre una base analógica, los niveles relativos *reales* en el interfaz pueden ser elegidos naturalmente por la Administración interesada. Para un análisis de estos asuntos, véase el § 1.1 de la Recomendación G.111.

En esta Recomendación se indican también valores en los EVA.

1.2 *Valores medios ponderados en función del tráfico, de las distribuciones de los índices de sonoridad en emisión y en recepción, ISE e ISR*

Es necesario un objetivo de valor medio para asegurar que la transmisión es satisfactoria para la mayoría de los abonados. La transmisión no será satisfactoria si los valores máximos indicados en el § 2 se utilizasen sistemáticamente en todas las conexiones.

Una subdivisión apropiada del requisito de sonoridad global se obtiene mediante los siguientes objetivos a largo plazo referidos a un punto de conmutación internacional de 0 dBr:

ISE: 7 a 9 dB

ISR: 1 a 3 dB

y en los EVA

ISE: 10,5 a 12,5

ISR: −3 a −1

Nota 1 – En algunas redes, actualmente no pueden obtenerse los valores a largo plazo y los objetivos apropiados a corto plazo son, en 0 dBr:

ISE: 7 a 15 dB

ISR: 1 a 6 dB

y en los EVA

ISE: 10,5 a 18,5 dB

ISRT: −3 a 2 dB

Nota 2 – En algunas redes no se conoce completamente la distribución real del tráfico. En estos casos deben considerarse especialmente los abonados que generan mucho tráfico, por ejemplo, las centralitas automáticas privadas.

Nota 3 – Los valores medios, ponderados en función del tráfico, a largo plazo de los IS deben ser iguales para cada tipo *principal* de categorías de abonado: urbana, suburbana y rural (si los factores económicos lo permiten). Sólo considerando el valor medio para todo el país en el plan de transmisión se podría lograr una discriminación de algunos grupos importantes de usuarios.

Nota 4 – Las gamas indicadas para ISE e ISR son para la planificación y no incluyen las tolerancias de medición y de fabricación.

Nota 5 – En determinadas circunstancias, algunas Administraciones consideran ventajoso incorporar un control de volumen manual en el receptor del aparato telefónico digital. Véanse las notas del § 3.2 de la Recomendación G.111.

2 Valores máximos de los IS en emisión y en recepción (ISE e ISR)

2.1 *Valores en cada sentido de transmisión*

Los valores máximos de IS e ISR indicados en el cuadro 1/G.121 se aplican principalmente cuando el sistema nacional es predominantemente analógico. Cuando se modernicen las redes con técnicas digitales, debe tratarse de evitar que haya estos valores máximos en el sistema nacional.

CUADRO 1/G.121

IS máximos nominales recomendados para sistemas nacionales

Extensión del país [a]	N.º de circuitos nacionales [b] en la cadena a 4 hilos	Punto de 0 dBr		EVA	
		ISE	ISR	ISE	ISR
Mediana	Hasta 3	16,5	13	20	9
Grande	4	17	13,5	20,5	9,5
Grande	5	17,5	14	21	10

[a] Véase el § 2.2 de la Recomendación G.101.

[b] Analógicos o mixtos analógico/digitales.

Nota – Al comparar estos valores máximos de ISR con los IS determinados para redes *existentes*, pueden hallarse algunas discrepancias. Si los IS existentes son mayores en 2 o inclusive 3 dB, no existen razones para preocuparse. En cambio, si aparece un margen de 2 ó 3 dB, no debería aumentarse automáticamente la atenuación admisible para las líneas de abonados. Más bien, debería optarse en primera instancia por utilizar el margen para mejorar los valores medios ponderados en función del tráfico a que se hace referencia en el § 1.2.

2.2 *Diferencia entre las atenuaciones de transmisión de los dos sentidos de transmisión en los sistemas nacionales*

Se ha considerado práctico introducir una cierta diferencia de atenuación entre los sentidos cuatro hilos a dos hilos y dos hilos a cuatro hilos. Como puede observarse en la figura 1/G.121, esta diferencia es igual a $D_o = (R - T)$ dB referidas a los puntos de referencia a cuatro hilos de 0 dB. Referida a los extremos virtuales analógicos, como en la figura 1/G.122, la diferencia es $D_u = (R - T - 7)$ dB. Para la compatibilidad de las transmisiones internacionales, es conveniente que las Administraciones elijan aproximadamente el mismo valor de estas diferencias. En el cuadro C-1/G.121 se indica que $R = 7$, $T = 0$ dB son los valores de atenuador más corrientes, lo que da $D_o = 7$, $D_v = 0$, por término medio. Estos son los valores preferidos para la planificación de nuevas redes. De este modo, la diferencia de atenuación entre los dos sentidos de transmisión de una conexión internacional no debe exceder de 8 dB, y es preferible que no exceda de 6 dB.

Deben tenerse en cuenta los siguientes puntos:

1) Como la mayoría de las Administraciones distribuyen las atenuaciones de sus circuitos nacionales de prolongación en forma muy similar, las conexiones establecidas en la práctica no debieran presentar diferencias superiores a 3 dB.
2) Por lo que respecta a las transmisiones telefónicas, de los estudios efectuados por varias Administraciones de 1968 a 1972 se desprende claramente que, en el caso de conexiones cuyos IS globales estén dentro de la gama de valores observados en la práctica, no hay gran inconveniente en que los valores de los ISG correspondientes a dos sentidos de transmisión presenten una diferencia razonable.
3) Al elaborar los planes nacionales de transmisión, las Administraciones deben tener en cuenta las necesidades relativas a las transmisiones de datos entre módems conformes con las Recomendaciones pertinentes.

3 ISE mínimo

Las Administraciones han de velar por que la reducción de las atenuaciones de su red nacional interurbana no sobrecargue los sistemas internacionales de transmisión.

A título provisional se recomienda un valor nominal mínimo de $ISE = 1{,}5$ dB referido a un punto de 0 dBr o de 2 dB con relación al extremo virtual analógico en emisión del circuito internacional, a fin de limitar el valor de cresta de la potencia vocal aplicada al sistema internacional de transmisión. Debe tenerse presente que este límite no lleva consigo consecuencia alguna en la limitación de la potencia media a largo plazo transmitida por el sistema.

En algunos países, puede darse un valor de índice de sonoridad en emisión muy reducido cuando se empleen aparatos telefónicos sin regulación. Además, la potencia de las corrientes vocales provenientes de los aparatos de operadora y transmitidas por los circuitos internacionales debe de ser controlada de forma que no llegue a ser demasiado elevada.

4. Determinación de los índices de sonoridad nominales

Los índices de sonoridad, sus propiedades y usos se explican en el anexo A a la Recomendación G.111. En dicho anexo se describe cómo un IS particular de un sistema nacional puede ser determinado como la suma de los IS de sus partes constitutivas. Asimismo, se dan reglas sobre cómo obtener los IS individuales de dichas partes, es decir, para aparatos telefónicos, líneas de abonado, enlaces, equipos de canal, etc.

Obsérvese que los índices de sonoridad en emisión y recepción de aparatos *telefónicos analógicos* se miden en condiciones especificadas que no corresponden exactamente a las condiciones válidas para un sistema nacional que forma parte de una conexión internacional. Las mediciones se efectúan con una impedancia de terminación de 600 ohmios resistiva y en una anchura de banda mucho mayor (100-8000 Hz ó 200-4000 Hz) que la anchura de banda asegurada de la conexión internacional (300-3400 Hz).

Por tanto, a fin de evitar confusión, los valores medidos de ISE e ISR de aparatos telefónicos *analógicos* se designan con el índice «w» (para banda ancha). Para obtener los valores apropiados de ISE e ISR para la *planificación* de conexiones internacionales, debe añadirse un dB a los valores medidos a fin de compensar la anchura de banda y los efectos de desadaptación de impedancia. Así pues:

$$ISE = ISE_w + 1$$

$$ISR = ISR_w + 1$$

Sin embargo, un aparato telefónico *digital* no necesita estas correcciones porque el codec y los filtros del aparato limitan la banda de todos modos.

En general, la pérdida de sonoridad entre *dos interfaces eléctricos*, el índice de sonoridad de circuito (ISC) es igual a la diferencia correspondiente en niveles relativos (a menos que se incluya en el trayecto un interfaz con un «salto» en nivel relativo. Véase el § 6.3).

En este caso, «valor nominal» significa un «valor medio de diseño razonable» para condiciones típicas según se ejemplifica a continuación.

Con relación a los circuitos y otros elementos de equipo, las variaciones en función del tiempo, temperatura, etc., no están incluidas en los indices de sonoridad de circuitos (ISC) nominales.

En cuanto a los aparatos telefónicos, la mayoría de las Administraciones tienen que aceptar actualmente una gran variedad de tipos que se ajustan a algunas especificaciones nacionales con límites más bien amplios. Los requisitos para ISE e ISR suelen referirse a un montaje de medición con una línea artificial variable terminada por un puente de alimentación y una impedancia nominal que puede ser compleja o, con mucha frecuencia, 600 ohmios.

La especificación se establece a menudo en forma de límites superior e inferior para los ISE_w e ISR_w en función de la longitud de la línea (o posiblemente de la corriente de línea). Los ISE_w e ISR_w «nominales» del aparato telefónico más la línea de abonado pueden interpretarse entonces como la media aritmética entre las curvas de los límites superior e inferior.

En la práctica, la impresión de calidad subjetiva de la sonoridad global varía de una manera más bien insignificante cuando las variaciones del ISG alrededor del valor óptimo son bastante grandes, y no es probable que aparatos con IS posibles peores estén asociados con longitudes de línea limitadoras. Por tanto, pueden aceptarse tolerancias de fabricación más bien amplias, corrientemente de unos ± 3 dB para el ISE(Ap) e ISR(Ap) de cada aparato. (Los ISE(Ap) e ISR(Ap) se refieren a mediciones del aparato sin la línea de abonado pero en función de la corriente de línea, incluida la corrección de anchura de banda de 1 dB.)

Obsérvese sin embargo, que la *suma* de ISE(Ap) + ISR(Ap) para un aparato telefónico a dos hilos debe controlarse más cuidadosamente de modo que no aumente por debajo de un determinado valor mínimo. El motivo es que en ciertas circunstancias, los abonados reaccionan de una manera muy desfavorable cuando el efecto local y el eco para el hablante son fuertes. Ambos efectos dependen directamente de esta suma de IS además de las inevitables variaciones de impedancia de la red. Este límite mínimo se traduce a menudo en un límite mínimo para el IEEL medido contra una impedancia especificada. Este asunto se examina más detalladamente en el § 5.

5 Efecto local

5.1 *Generalidades*

Especialmente en las conexiones que se aproximan a los límites de índices de sonoridad y/o ruido elevados, deben evitarse otras degradaciones de transmisión. Una precaución importante es asegurar que se mantiene una característica de *efecto local* adecuada para las diversas combinaciones de circuitos que se producen en el sistema telefónico. («Adecuada» debe interpretarse en la mayoría de los casos como una atenuación suficientemente alta del efecto local.)

Para los aparatos telefónicos a dos hilos, la característica de efecto local depende básicamente de la sensibilidad y de los límites de variación de impedancia del aparato, como se explica en el anexo A a la Recomendación G.111. Por tanto, un plan de transmisión nacional no sólo debe dar reglas para la atribución de pérdidas en la red sino también proporcionar una estrategia de impedancia apropiada que debe seguirse. (Un ejemplo figura en el suplemento N.° 10 del Tomo VI.)

Obsérvese que para las evaluaciones del efecto local hay que considerar la impedancia de la línea «vista» por el aparato telefónico a dos hilos en la conexión *completa*, real. En las modernas configuraciones de sistema, esta impedancia no siempre puede ser simulada por una línea artificial terminada por una red R-C simple. O bien hay que utilizar una configuración de medición más elaborada o recurrir a cálculos a partir de los datos conocidos de los circuitos en cuestión. (Existen varios programas de computador que pueden emplearse a este efecto.)

De especial interés es el hecho que un enlace a cuatro hilos insertado en una conexión a dos hilos puede causar grandes variaciones de impedancia. Como esta es una práctica de red corriente, por ejemplo, en las centrales digitales, en el anexo B se examina un método de cálculo simplificado.

Idealmente, podría diseñarse un aparato telefónico a dos hilos con una función equilibradora de efecto local adaptativa, ampliando así la gama aceptable de impedancias de líneas. Sin embargo, estas técnicas costosas son muy excepcionales y no deben prescribirse para los aparatos «corrientes» que han de utilizarse en la red. Otra

posibilidad más económica es diseñar un aparato con una Z_{so} que varía de una manera predeterminada en función de la corriente de alimentación de la línea. (Z_{so} = impedancia de equilibrado de efecto local equivalente.) Sin embargo, la mejor estrategia es controlar las impedancias en la red. De este modo la utilización de impedancias de entrada nominales complejas a las centrales está tendiendo más bien a reducir la gama de impedancias vistas desde el aparato.

Los aparatos telefónicos digitales se conectan normalmente a cuatro hilos a la red digital y, por tanto, no existe desadaptación de impedancia del extremo cercano para producir un efecto local. En cambio, se introduce una retroalimentación interna pequeña de emisión a recepción. Sin embargo, para evaluar la calidad de transmisión global hay que considerar los efectos del extremo distante. Estos efectos, causados por desadaptaciones de impedancia y/o ecos acústicos, pueden tener una influencia importante.

En algunas circunstancias de transmisión difíciles, los aparatos telefónicos analógicos se conectan también a cuatro hilos a la red. Esto es aplicable a los servicios móviles y marítimos (analógicos) y, en el pasado, a algunas redes privadas excepcionalmente grandes.

5.2 *Efecto local para el hablante, IEEL*

El IEEL se explica en el § A.1 del anexo A a la Recomendación G.111 y en los § A.3 y A.4 se describe cómo determinarlo. Véanse también el anexo B a la Recomendación G.121 y las Recomendaciones P.76 y P.79.

En una conversación cara a cara hay una cierta realimentación del trayecto del aire desde la boca del hablante a su oído, parcialmente a través de las reflexiones de la sala. Cuando se utiliza el microteléfono en una conversación telefónica, el trayecto de efecto local eléctrico debe proporcionar aproximadamente la misma realimentación, siendo la gama aceptable más bien grande. Lamentablemente, en muchas conexiones actuales a dos hilos, las desviaciones de impedancia con respecto al ideal son tan grandes que la realimentación del efecto local eléctrico es demasiado fuerte, es decir, el IEEL es demasiado bajo. Esto hace que el locutor baje su voz y/o aleje el auricular de su oído, degradando así la calidad de transmisión acústica.

Se indican los siguientes valores a modo de orientación para la planificación de transmisión.

Para aparatos telefónicos a dos hilos:

IEEL = 7 – 12 dB:	Gama preferida
IEEL = 20 dB:	Límite superior, por encima del cual la conexión está muerta
IEEL = 3 dB:	Límite inferior, aceptable solamente para conexiones con atenuación baja, es decir, bajo ISG.
IEEL = 1 dB:	Límite más bajo (a corto plazo) para casos excepcionales, tales como líneas de abonado muy cortas.

Para aparatos telefónicos digitales (a cuatro hilos):

IEEL = 15 ± 5 dB:	Gama preferida para el efecto local introducido de extremo cercano (no se tienen en cuenta los efectos de extremo distante).

Nota 1 – Cuando el *IEEL* = 7 ú 8 dB, corresponde a la pérdida acústica media de la boca del hablante a su oído a través del trayecto de efecto local eléctrico que es de 0 dB aproximadamente en casos típicos.

Nota 2 – El IEEL tiene que determinarse para la conexión *completa.* (Véanse los comentarios hechos en el § 5.1.)

Nota 3 – En presencia de ruido ambiente elevado, los requisitos de IELO pueden constituir el factor de control.

Nota 4 – Si la señal eléctrica reflejada tiene un retardo perceptible, se interpreta como eco en vez de efecto local, lo que significa que se necesita una mayor supresión para evitar la insatisfacción de los abonados. Véanse las Recomendaciones G.122 y G.131. (Recientes investigaciones indican que, con un retardo de 2 a 4 ms, el eco comienza a ser claramente perceptible aún con respecto a un efecto local «normal» fuerte. El problema está siendo estudiado en el marco de la Cuestión 9/XII.)

5.3 *Efecto local para el oyente (IELO)*

El IELO, índice de efecto local para el oyente, se explica en el § A.1 del anexo A a la Recomendación G.111 y en los § A.3 y A.4 se describe cómo determinarlo.

La presencia de un efecto local para el oyente significa que el ruido ambiente es recogido por el micrófono del microteléfono y transmitido al auricular del microteléfono a través del trayecto de efecto local eléctrico. EL IELO es una medida de en qué grado se suprime este efecto local de ruido ambiente. Los valores demasiado bajos de IELO significan que el ruido ambiente será *amplificado* en el auricular del microteléfono. Evidentemente, esto es muy perturbador para los abonados en entornos ruidosos, especialmente para conexiones con atenuación elevada.

Nota – Cuando el ruido es alto da la impresión de que los niveles de palabra recibidos son más bajos.

Para un aparato telefónico determinado hay una relación fija entre el efecto local para el hablante y para el oyente, IEEL e IELO, respectivamente. Para los aparatos con micrófonos lineales, el IELO se sitúa típicamente entre 1,5 y 4 dB más alto que IEEL, independientemente del nivel de ruido. Para los aparatos con micrófonos de carbón, la diferencia depende del nivel del ruido ambiente, siendo importante el efecto de umbral. Para un ruido de sala de 60 dB A (Tipo Hoth), la diferencia es del orden de 6 a 8 dB. (Para otros niveles de ruido y para algunos diseños de microteléfonos, la diferencia puede ser de hasta 15 dB.)

En general, los abonados prefieren aparatos con micrófonos lineales porque la calidad del sonido es muy superior. Sin embargo, cuando se sustituyen antiguos aparatos con micrófonos de carbón en entornos ruidosos por aparatos lineales modernos, debe tenerse cuidado de asegurar que el valor del IELO es suficientemente alto. (Sin embargo, algunos aparatos con micrófono lineal incluyen una función de umbral de ruido.)

En los modernos sistemas telefónicos debe tratar de alcanzarse el siguiente valor:

$$IELO > 13 \text{ dB}$$

Nota 1 – *IELO* = 13 dB corresponde aproximadamente a que el pabellón del auricular del microteléfono funcione como un apantallamiento para el ruido de sala con una atenuación media de 5 ó 6 dB. (Para las frecuencias más altas, las frecuencias más bajas se fugan después del pabellón del auricular.)

Nota 2 – El IELO tiene que determinarse para la conexión *completa* (véanse los comentarios hechos en § 5.1).

6 Incorporación de procesos digitales MIC en prolongaciones nacionales

6.1 *Efecto sobre los planes nacionales de transmisión*

La incorporación de procesos digitales MIC en las prolongaciones nacionales puede requerir que los actuales planes de transmisión nacionales sean modificados o sustituidos por planes nuevos.

Los planes nacionales de transmisión que se adopten deben ser compatibles con los planes nacionales de transmisión analógica y deberán también permitir la explotación mixta analógico/digital. Además, los planes deberán permitir una evolución regular hacia la explotación totalmente digital.

Por tanto, la planificación de transmisión de fases de transición no debe incluir, de preferencia, ninguna degradación de la calidad ofrecida anteriormente.

6.2 *Consideraciones relativas a la pérdida de transmisión*

Cuando la parte nacional de la cadena a cuatro hilos es totalmente digital entre la central local y la central internacional, la pérdida de transmisión con que tiene que contribuir la prolongación nacional para asegurar la estabilidad y la protección contra los ecos en una conexión internacional podrá introducirse en la central local. El plan nacional de transmisión adoptado determinará la forma en que deberá introducirse la pérdida requerida. En la figura 1/G.121 se ilustran, de entre las muchas posibles, tres configuraciones de esas prolongaciones nacionales.

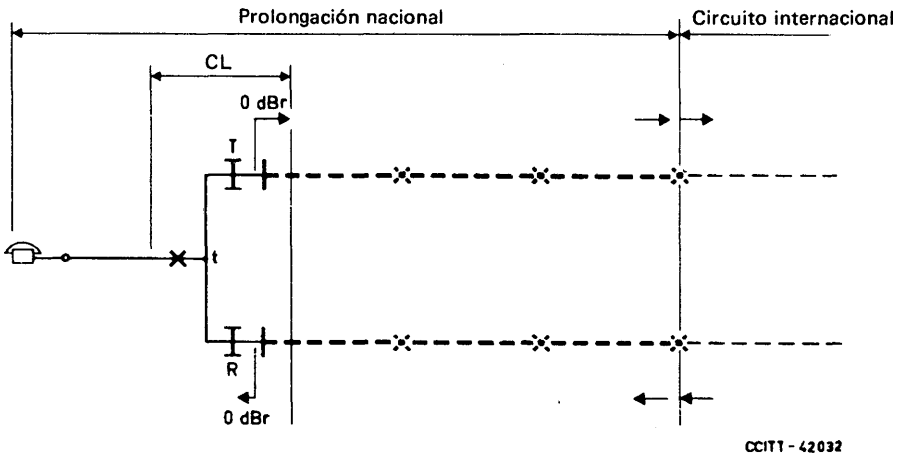
En los casos 1 y 2 de la figura 1/G.121, el atenuador R representa la pérdida de transmisión entre el punto de 0 dB en el decodificador digital/analógico y el lado a dos hilos del equipo de terminación a dos/cuatro hilos. De manera similar, el atenuador T representa la pérdida de transmisión entre el lado a dos hilos del equipo de terminación a dos/cuatro hilos y el punto de 0 dBr en el codificador analógico/digital. En la práctica, pueden existir niveles distintos de 0 dBr con las consiguientes modificaciones de los valores de los atenuadores R y T.

Se pueden elegir los valores individuales de R y T, siempre que se cumplan las Recomendaciones del CCITT para las conexiones internacionales. Se reconoce que para las redes en evolución los valores de R y T pueden no ser iguales que los valores apropiados para la cadena nacional a cuatro hilos totalmente digital. Sin

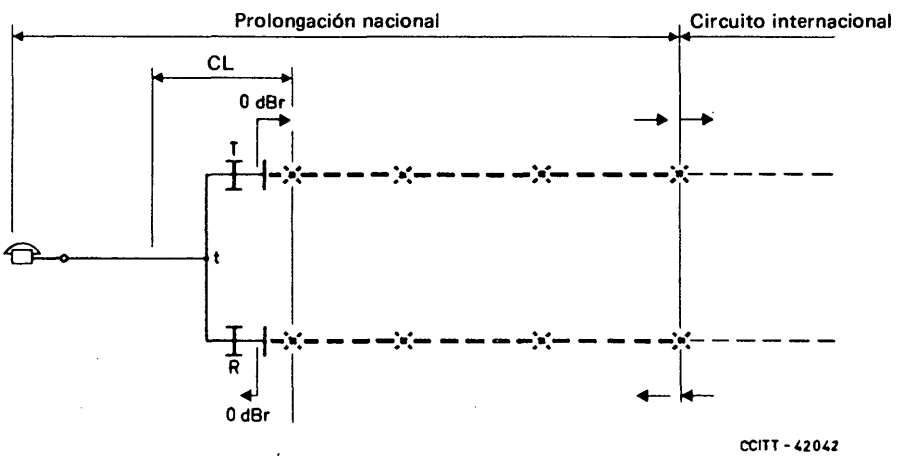
embargo, para una cadena nacional totalmente digital, la elección de los valores de R y T es particularmente importante al determinar la calidad de funcionamiento con respecto al eco y la estabilidad. Por ejemplo, si la atenuación de equilibrado en el equipo de terminación a dos hilos/cuatro hilos puede aproximarse a 0 dB en las condiciones de terminación del caso más desfavorable, la suma de R y T tiene que ser al menos suficientemente alta para que se cumplan los requisitos de la Recomendación G.122. En el anexo C a la Recomendación G.121 se indican ejemplos de los valores de R y T adoptados por algunas Administraciones.

En el caso 2 de la figura 1/G.121, si se dispone de una atenuación de equilibrado suficientemente alta, pueden cumplirse las Recomendaciones relativas a los índices de sonoridad, la estabilidad y el eco sin requerir un valor especial para la suma de los valores de los atenuadores R y T. Sin embargo, será todavía necesario cumplir las disposiciones referentes a la pérdida diferencial (§ 6.4 de esta Recomendación) lo que a su vez implica que:

$$R - T = 3 \text{ a } 9 \text{ dB}.$$

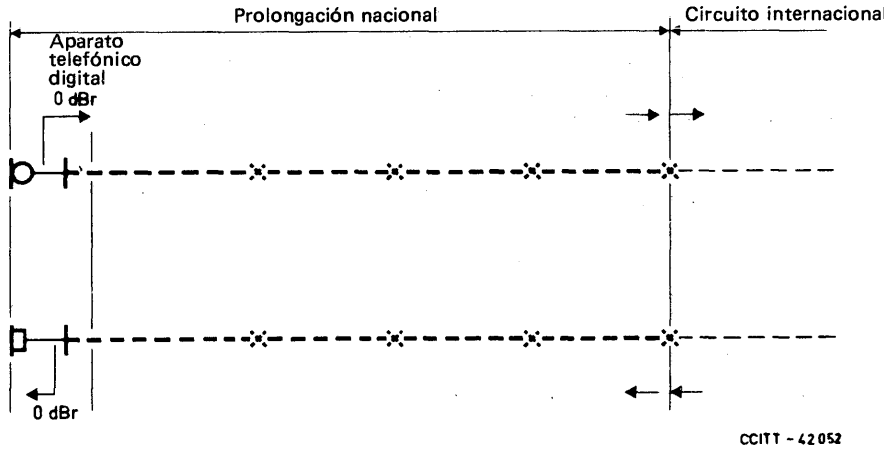


a) Caso 1 – Conmutación analógica a dos hilos en la central local y líneas de abonado analógicas a dos hilos



Nota – No hay punto de conmutación a dos hilos entre la línea local de abonado y el equipo de terminación en la central local.

b) Caso 2 – Conmutación digital a cuatro hilos en la central local, pero líneas de abonado analógicas a dos hilos



c) Caso 3 – Conmutación a cuatro hilos en la central local, línea local digital de abonado a cuatro hilos y aparato telefónico digital

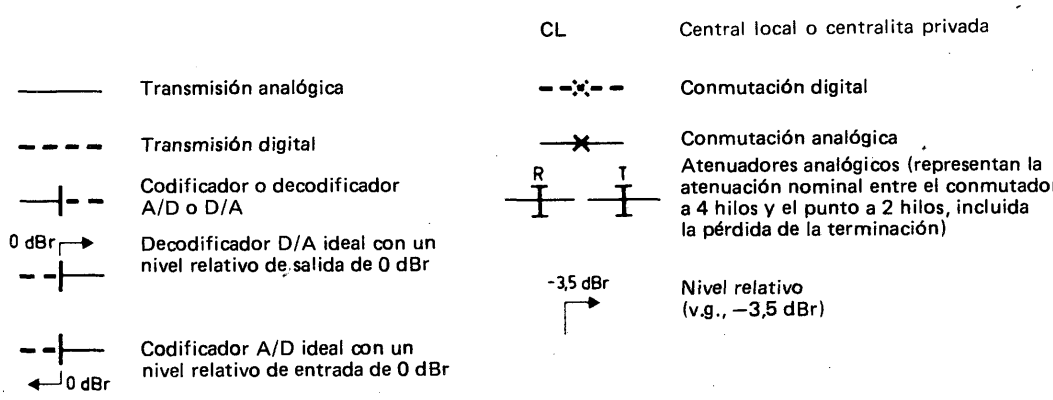


FIGURA 1/G.121

Ejemplos de prolongaciones nacionales en las que la cadena digital a cuatro hilos se prolonga hasta una central local a cuatro hilos

Sin embargo, una central local diseñada con arreglo a estos principios y que se halla en el extremo de una prolongación nacional que contiene partes analógicas asimétricas, no puede tomar la totalidad del margen de asimetría.

Los atenuadores R y T mostrados en la figura 1/G.121 se indican también como atenuadores analógicos. Este tipo de atenuador pudiera no introducirse necesariamente en todas las condiciones. En algunas situaciones sería más práctico introducir la pérdida requerida en la central local, o en algún otro punto de la prolongación nacional, por medio de atenuadores digitales. Pero, si se utilizan atenuadores digitales, su efecto adverso sobre los datos digitales u otros servicios que exigen la integridad de los bits de extremo a extremo deberá tomarse en consideración como se indica en el § 4.4 de la Recomendación G.101, y en el § 4 de la Recomendación G.103.

Para conversación, la distorsión de cuantificación aumentará. Véase el § 4 de la Recomendación G.113. El concepto de niveles relativos es también afectado por un atenuador digital. Véase el § 6.3.

La configuración del caso 3 de la figura 1/G.121 presupone un conmutador digital a cuatro hilos en la central local combinado con una línea digital a cuatro hilos y un «aparato telefónico digital» a cuatro hilos.

La estabilidad y el eco en las conexiones internacionales se rigen por las disposiciones de la Recomendación G.122.

6.3 *Designación de niveles relativos y atenuadores digitales*

El «nivel relativo» expresado en dBr es un concepto útil en la planificación de la transmisión por el cual se puede determinar la ganancia o la pérdida entre puntos en un sistema así como los requisitos de tratamiento de las señales para el equipo de transmisión. Las definiciones generales figuran en la Recomendación G.101. A fin de aclarar más la utilización de los niveles relativos en las Recomendaciones G.111 y G.121 a continuación se examinan algunos aspectos especiales.

El nivel relativo en un punto de un circuito se determina mediante la comparación con el «punto de referencia de transmisión» (PRT), para dicho circuito, un punto *ficticio* utilizado como el punto de nivel relativo cero. Este punto existe en el extremo emisión de cada canal de un circuito conmutado a cuatro hilos que precede a la central internacional.

Cuando la conexión internacional es *digital* por medio de un sistema MIC convencional, el punto de referencia de transmisión es igual al punto de prueba de la central digital. Es decir, el tren de bits digitales está asociado con un nivel relativo de 0 dBr. La capacidad de tratamiento de la potencia del tren de bits digital se interpreta como el nivel de recorte de una señal sinusoidal introducida a través de un codec ideal: +3,14 dBm para la Ley A, +3,17 para la ley μ. (Véanse los § 5.3.4 a 5.3.3.2 de la Recomendación G.101.)

Cuando la conexión internacional se establece por un sistema (MDF) *analógico*, el sistema de transmisión se diseñará de manera que trate una carga de potencia de −15 dBm por canal en el punto de referencia de transmisión, si éste existe físicamente. De este modo, cuando el sistema de transmisión tiene una capacidad de tratamiento de potencia (nominal) de (−15 + S) dBm en el punto de interconexión internacional real, el nivel relativo en ese punto es + S dBr.

En situaciones normales de red, el nivel relativo en un cierto punto es numéricamente igual a la «ganancia compuesta» entre ese punto y el punto de referencia de transmisión para el circuito en cuestión a la frecuencia de referencia de 1020 Hz. Por ejemplo, para conexiones internacionales analógicas, el nivel relativo en emisión en el extremo virtual analógico (EVA), es −3,5 dBr (por definición). La atenuación del circuito internacional es de 0,5 dB (recomendada por el CCITT) y, por tanto, el nivel relativo en el EVA en recepción en el otro país es −4 dBr.

Asimismo, en casos de red normales, los circuitos están interconectados con capacidades de tratamiento de potencia adaptadoras.

De este modo, los trenes de bits (MIC) digitales no sujetos a la ganancia o a la pérdida digital están siempre asociados con un nivel relativo de 0 dBr.

Sin embargo, en algunos casos excepcionales, no se aplican exactamente las reglas que relacionan el nivel relativo con «pérdida compuesta» y «capacidad de tratamiento de potencias». Por razones prácticas, algunos tipos de interfaces tendrán «saltos» de niveles relativos porque dos (o más) puntos de referencia de transmisión diferentes se producen en cascada.

Un ejemplo es la ganancia o la pérdida digital introducida en el sentido emisión. De acuerdo con la definición que figura en el § 5.3.2.6 de la Recomendación G.101, habrá un salto de nivel relativo como se ilustra en la figura 2/G.121 en el punto B. La pérdida entre los puntos A y B es T dB pero la diferencia en nivel relativo es 0 dB.

Otro ejemplo se encuentra en ciertas conexiones internacionales que comprenden varios sistemas analógicos o mixtos analógico/digitales a cuatro hilos en cascada entre los EVA. Si hay n circuitos de este tipo, por razones de estabilidad, la atenuación se hace igual a $n \cdot 0{,}5$ dB.

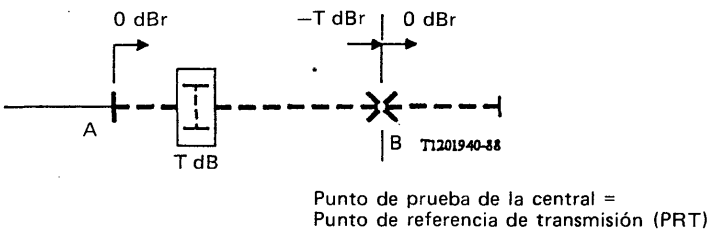


FIGURA 2/G.121

Ejemplo de un salto de nivel relativo en un interfaz (punto B)

Nota 1 – La «capacidad de tratamiento de potencia» se refiere a una carga *nominal*, no a la carga *real* a la cual está sujeto el sistema. Por ejemplo, para un sistema analógico, en el PRT la carga nominal de –15 dBm corresponde a 0,032 mW de los cuales se considera que 0,010 mW son originados por señalización y tonos, 0,022 mW por la conversación, fugas de portadora y telegrafía armónica. Por tanto, la carga vocal nominal en el PRT es –16,6 dBm considerado como un valor medio en función del tiempo de un grupo de canales durante una hora cargada. El nivel vocal medio real puede diferir muy bien con respecto a este valor. Naturalmente, esto es aún más probable para un canal individual. (Sin embargo, el objetivo debe ser siempre que la carga real esté próxima a la carga nominal para la cual el sistema de transmisión ofrece el funcionamiento óptimo.)

Nota 2 – Por muchas razones, la ganancia o la pérdida digital deben utilizarse sólo excepcionalmente en una red.

Nota 3 – Si se introduce ganancia o pérdida digital, pueden perderse las relaciones estables entre el nivel relativo y la posibilidad de variación de la potencia. Por ejemplo, en una disposición conforme a la figura 2/G.121, el nivel de cresta máximo posible real a la derecha del punto B (es decir, en 0 dBr) será T dB menor que +14 dBm. De la misma manera, a la izquierda del punto B (es decir, en $-T$ dBr), el nivel de umbral de ruido será T dB mayor que en un sistema MIC normal.

ANEXO A

(a la Recomendación G.121)

Cálculo de la diferencia nominal de atenuación entre los dos sentidos de transmisión

A.1 Supóngase una conexión internacional entre centros primarios de dos países, establecida por un circuito internacional como se representa en la figura A-1/G.121.

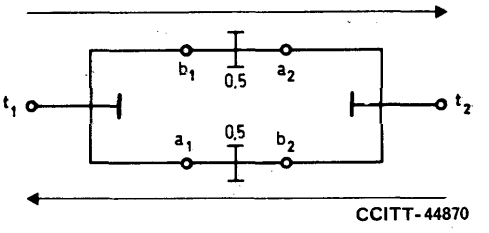


FIGURA A-1/G.121

La atenuación nominal total en cada sentido de transmisión será:

$$1 \rightarrow 2 = t_1 b_1 + 0{,}5 + a_2 t_2 \quad \text{(dB)}$$

y

$$2 \rightarrow 1 = t_2 b_2 + 0{,}5 + a_1 t_1 \quad \text{(dB)}$$

donde a y b se definen de conformidad con la Recomendación G.122, de modo que la diferencia entre los dos sentidos de transmisión será:

$$(t_1 b_1 - a_1 t_1) - (t_2\, b_2 - a_2 t_2) = d_1 - d_2$$

fórmulas en las cuales d significa $d_1 = t_1 b_1 - a_1 t_1$ o $d_2 = t_2\, b_2 - a_2 t_2$.

Nota – Mientras las impedancias nominales a dos hilos sean resistivas no hay problema para definir la «pérdida». Sin embargo, la tendencia moderna es utilizar impedancias nominales complejas y, en ese caso, hay que observar algunas convenciones. En los § 1.2.3 a 1.2.5 de la Recomendación Q.551 se indica el método de medición de las centrales digitales con puertos analógicos. En resumen, las reglas son las siguientes:

a) El equipo (circuito) se mide en condiciones de impedancia nominalmente adaptada para los puertos analógicos. Durante las mediciones, debe dividirse el bucle a cuatro hilos en el sentido de retorno. (En la práctica, esto significa, *ya sea* entre dos impedancias físicas, como en el caso de las mediciones a 600 ohmios, *o* entre un generador de baja impedancia y un indicador de alta impedancia. Puede utilizarse cualquiera de los dos métodos, dependiendo de cuál es más práctico. Los resultados de las mediciones no difieren notablemente.) Obsérvese que debe aplicarse una corrección de 6 dB si se utiliza el segundo método.

b) La pérdida nominal es la pérdida compuesta a la frecuencia de referencia 1020 Hz (es decir, la pérdida de tensión corregida por 10 veces el logaritmo de la relación de impedancia).

c) La distorsión de atenuación como una función de la frecuencia f es 20 veces el logaritmo de la relación entre la tensión a 1020 Hz y la tensión a f.

ANEXO B

(a la Recomendación G.121)

Consideraciones relativas a la transmisión para un bucle a cuatro hilos insertado en un circuito a dos hilos

B.1 *Generalidades*

Normalmente un bucle a cuatro hilos presenta un cambio considerable de fase en función de la frecuencia. Por consiguiente, puede tener una gran influencia sobre la distorsión de atenuación y las impedancias cuando se inserta en un circuito a dos hilos debido a las reflexiones encontradas. A continuación se darán ecuaciones exactas para la pérdida y la impedancia, junto con una regla aproximada útil para calcular ciertas características del efecto local.

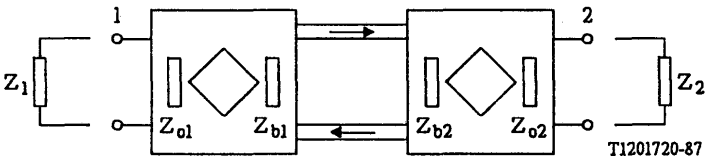


FIGURA B-1/G.121

Bucle a 4 hilos insertado en una conexión a 2 hilos

En la figura B-1/G.121 se muestra un bucle a cuatro hilos con los puertos a dos hilos N.os 1 y 2. Se utilizan las siguientes designaciones.

Impedancias de terminación: Z_1 y Z_2.

Impedancias de entrada a dos hilos (bucle a cuatro hilos abierto): Z_{o1} *y* Z_{o2}.

Impedancias de equilibrado: Z_{b1} y Z_{b2}.

Pérdida y cambio de fase, en condiciones de carga equilibrada, es decir, $Z_1 = Z_{o1}$ y $Z_2 = Z_{o2}$:

del puerto 1 al puerto 2 (bucle a 4 hilos abierto del puerto 2 al puerto 1): L_1 (dB), B_1 (grados);

del puerto 2 al puerto 1 (bucle abierto a cuatro hilos del puerto 1 al puerto 2): L_2 (dB), B_2 (grados).

Se definen ahora los siguientes factores (complejos):

$$C_1 = 10^{-L_1/20} \cdot (\cos B_1 - j \operatorname{sen} B_1)$$

$$C_2 = 10^{-L_2/20} \cdot (\cos B_2 - j \operatorname{sen} B_2)$$

$$C_{r1} = \frac{2Z_{o1}}{Z_{o1} + Z_{b1}} \cdot \frac{Z_1 - Z_{b1}}{Z_1 + Z_{o1}}$$

$$C_{r2} = \frac{2Z_{o2}}{Z_{o2} + Z_{b2}} \cdot \frac{Z_2 - Z_{b2}}{Z_2 + Z_{o2}} \qquad \text{(B-1)}$$

$$C_{b1} = \frac{Z_{o1} - Z_{b1}}{Z_{o1} + Z_{b1}}$$

$$C_{b2} = \frac{Z_{o2} - Z_{b2}}{Z_{o2} + Z_{b2}}$$

Las atenuaciones de equilibrado en los puertos 1 y 2 son:

$$L_{br1} = -20 \log_{10} \left| C_{r1} \right| ; \; L_{br2} = -20 \log_{10} \left| C_{r2} \right| \qquad \text{(B-2)}$$

Obsérvese que las atenuaciones de equilibrado pueden ser *negativas* para algunas terminaciones. Por tanto, se harán algunos comentarios sobre este aspecto pues deben encontrarse algunas configuraciones peculiares de circuito durante el establecimiento de una llamada.

La atenuación de equilibrado mínima en un puerto con impedancia de entrada (dos hilos) Z_o e impedancia de equilibrado Z_b se produce cuando la impedancia de terminación es una *reactancia pura*, cuyo valor depende de Z_o y Z_b. (De este modo, en general, la condición del circuito no es ni abierta ni de cortocircuito.)

El valor de la atenuación de equilibrado mínima es:

$$(L_{br})_{min} = -20 \log_{10} \left\{ \frac{1}{\cos V} + \sqrt{(1 - S)^2 + (\tan V - T)^2} \right\} \qquad \text{(B-3)}$$

donde

$$\left. \begin{aligned} V &= \text{ángulo de fase de } (Z_o) \\ S + jT &= \frac{2Z_o}{Z_o + Z_b} \end{aligned} \right\} \qquad \text{(B-4)}$$

Un caso de especial interés es cuando, por diseño, Z_o se hace idéntica a Z_b. Entonces, la ecuación (B-4) se transforma en:

$$\begin{aligned} (L_{br})_{min} &= -20 \log_{10} \left\{ \tan \tfrac{1}{2} (90° - |V|) \right\} \\ (Z_o &= Z_b) \end{aligned} \qquad \text{(B-5)}$$

Este mínimo se produce cuando la impedancia de terminación es una reactancia pura jX de signo *opuesto* a la reactancia de Z_o y tiene el valor:

$$|X| = |Z_o| \qquad \text{(B-6)}$$

Nota 1 – En general, mientras más reactivas son Z_o y Z_b, más baja será la atenuación de equilibrado mínima cuando se encuentran terminaciones inadecuadas en la red. Por ejemplo, si Z_o y Z_b se adaptarán exactamente al ángulo de impedancia característica del cable de abonado no cargado de $-45°$, $(L_{br})_{min}$ equivale a $-7{,}7$ dB. Por tanto, deben evitarse valores extremadamente reactivos de Z_o y Z_b.

Nota 2 – Para los casos *normales* encontrados en la red, las terminaciones, así como las redes equilibradoras, muy a menudo tienen un componente reactivo negativo. La atenuación de equilibrado y la pérdida de retorno tampoco difieren mucho numéricamente.

Nota 3 – En muchos casos prácticos, las condiciones «abierto» y «cortocircuito» representan los «casos más desfavorables».

B.2 *Atenuación*

De acuerdo con la convención del CCITT para la pérdida con impedancias nominales complejas, la pérdida del puerto 1 al puerto 2 con el bucle a cuatro hilos cerrado es:

$$L_{12} = L_1 + 20 \log_{10} \left| \frac{Z_2\,(1{,}02\ \text{kHz})}{Z_1\,(1{,}02\ \text{kHz})} \right| + 20 \log_{10} \left| \frac{Z_{o1} + Z_1}{2Z_{o1}} \right| + \tag{B-7}$$

$$+ 20 \log_{10} \left| \frac{Z_{o2} + Z_2}{2Z_2} \right| + 20 \log_{10} \left| 1 - C_1 \cdot C_2 \cdot C_{r1} \cdot C_{r2} \right|$$

La suma de los cuatro primeros términos representa la pérdida que se mediría con el bucle a cuatro hilos interrumpido en sentido retorno del puerto 2 al puerto 1. El segundo término es una corrección para que las impedancias de terminación sean desiguales. (Suponiendo que Z_1 y Z_2 son las impedancias de referencia nominales.) Los términos tercero y cuarto representan los efectos de desadaptación.

Por último, el quinto término muestra los efectos de rizado debido al cambio de fase del bucle y al equilibrado no perfecto en los puertos, es decir, Z_{b1} no es igual a Z_1 y Z_{b2} no es igual a Z_2.

B.3 *Impedancia*

Cuando el bucle a cuatro hilos se cierra, la impedancia de entrada en el puerto 1 es:

$$Z_{in1} = Z_{o1} \frac{(Z_{o1} + Z_{b1}) + 2Z_{b1} \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot C_{r2}}{(Z_{o1} + Z_{b1}) - 2Z_{o1} \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot C_{r2}} \tag{B-8}$$

Una medida de la desviación de Z_{in1} con respecto a la impedancia de entrada a dos hilos nominal Z_{o1} puede tenerse a partir de la pérdida de retorno:

$$L_{r1} = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_{in1} + Z_{o1}}{Z_{in1} - Z_{o1}} \right| \tag{B-9}$$

Utilizando la ecuación (B-8) se tiene:

$$L_{r1} = L_1 + L_2 + L_{br2} + 20 \log_{10} \left| 1 - C_1 \cdot C_2 \cdot C_{b1} \cdot C_{r2} \right| \tag{B-10}$$

Nota 1 – El último término de la ecuación (B-10) representa un rizado (de alta periodicidad). Sin embargo, a menudo no es muy grande: si $Z_o = Z_b$, es cero.

Nota 2 – Si la pérdida del bucle $(L_1 + L_2)$ es baja, la impedancia de entrada efectiva en un puerto puede ser afectada considerablemente por las condiciones en el otro.

B.4 *Consideraciones relativas al efecto local*

Las consecuencias del efecto local, pueden ser muy críticas para los abonados muy próximos a una central digital, es decir, con longitud de línea cero. Por tanto, se estudiará este caso con cierto detalle.

Si un abonado está conectado directamente al puerto 1 de la figura B-1/G.121, puede utilizarse la ecuación (B-8) para calcular la impedancia Z que el aparato telefónico ve en sus terminales. En este caso, la atenuación de equilibrado para el efecto local, A_{rst}, y su valor medio ponderado, A_m, se calculan como se muestra en el § A.4-3 del anexo A a la Recomendación G.111, utilizando la impedancia de entrada del aparato telefónico Z_c, y su impedancia de equilibrado para el efecto local equivalente, Z_{so}. Por último, el efecto local para el hablante y para el oyente, IEEL e IELO respectivamente, se obtienen utilizando el valor de A_m en la ecuación (A.4-3) del anexo A a la Recomendación G.111.

El procedimiento que acaba de describirse es un poco tedioso pues requiere el cálculo exacto de la impedancia a dos hilos del bucle a cuatro hilos cerrado. Para dar una rápida indicación de la magnitud de las consecuencias efecto local, puede utilizarse el siguiente método simplificado.

Los efectos de desadaptación del efecto local se consideran como la superposición de los efectos de dos «ecos», a saber:

a) La atenuación de equilibrado para el efecto local, A_{rst1}, entre el aparato telefónico y la impedancia de entrada *nominal*, Z_{o1} del puerto (extremo cercano) al cual está conectado el aparato. El valor medio ponderado, A_{m1}, se calcula utilizando la ecuación (A.4-3) del anexo A a la Recomendación G.111.

b) El desequilibrio de impedancia del puerto del extremo distante traducida a la parte del extremo cercano, es decir, la pérdida de retorno L_{r1} indicada por la ecuación (C-10)[1] se utiliza para calcular un valor medio A_{m2} mediante la ecuación (A.4-3) del anexo A a la Recomendación G.111.

Finalmente, los dos «ecos de efecto local» se suman en potencia para obtener un nuevo valor medio ponderado:

$$A_m = -10 \log_{10} \left\{ 10^{\frac{-A_{m1}}{10}} + 10^{\frac{-A_{m2}}{10}} \right\}$$

Nota – Naturalmente, los efectos de desadaptación de impedancia del extremo distante se interpretarán no como un efecto local sino como un eco, si el retardo de ida y vuelta es largo. El cambio de la percepción de efecto local a eco pudiera comenzar en un retardo de aproximadamente algunos milisegundos. (Este problema está en estudio en el marco de la Cuestión 9/XII.) Los ecos debidos a tiempos de propagación largos son mucho más perceptibles que el efecto local.

ANEXO C

(a la Recomendación G.121)

Ejemplos de valores para los atenuadores R y T adoptados por algunas Administraciones

En este anexo se indican los valores para los atenuadores R y T que han sido adoptados por algunas Administraciones para sus redes digitales. Los valores indicados son los apropiados para conexiones digitales entre abonados con líneas de abonado analógicas existentes a dos hilos en centrales locales digitales. Se reconoce que pueden ser apropiados valores diferentes para conexiones en la red mixta analógica/digital en evolución.

Estos valores se indican a modo de orientación para los países en desarrollo que están considerando la planificación de nuevas redes. Si se adoptan valores similares para nuevas redes, junto con atenuaciones de equilibrado adecuadas para el eco y la estabilidad, no es probable que haya dificultades en cumplir los requisitos de la Recomendación G.122.

[1] Pasando por alto el último término.

Algunas Administraciones consideran las atenuaciones en función de los niveles relativos a la entrada y a la salida. Estos valores pueden derivarse del cuadro C-1/G.121 utilizando la relación representada en la figura C-1/G.121.

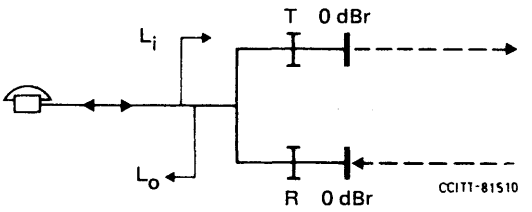


FIGURA C-1/G.121

Relación entre niveles relativos y los atenuadores R y T

En este circuito, se supone que los niveles relativos a la entrada del codificador y a la salida del decodificador son 0 dBr; que el atenuador T representa toda la atenuación entre el punto a dos hilos, t, y la entrada del codificador; y que el atenuador R representa toda la atenuación entre la salida del decodificador y t. Por tanto, la relación entre los niveles relativos y las pérdidas es:

$$L_i = T, \; L_o = -R$$

Nota – La tendencia moderna es utilizar una impedancia nominal compleja en el puerto a dos hilos. Sobre cómo interpretar en este caso la «pérdida», véase la nota al § A.1 del anexo A.

En casos excepcionales, pueden lograrse algunas de las atenuaciones R y T mediante atenuadores digitales. Para el análisis pertinente, véanse los § 6.2 y 6.3.

En general, la gama de niveles de entrada se ha obtenido suponiendo que las potencias vocales en la red están próximas a la carga convencional supuesta en el diseño de los sistemas MDF. Sin embargo, medidas reales revelan que no se alcanza esta carga (suplemento N.° 5 al fascículo III.2 del *Libro Amarillo*). Por este motivo, es posible que haya algunas ventajas en adoptar diferentes niveles de entrada (y de salida) para los futuros diseños de central. Sin embargo, para toda modificación que se introduzca hay que tener en cuenta:

i) la gama de potencias vocales presentes en cada canal a la entrada de la central y los efectos subjetivos de eventuales recortes de cresta, observando que toda degradación está confinada a ese canal;

ii) los niveles de las señales analógicas no vocales (por ejemplo, los procedentes de modems de datos o dispositivos de señalización multifrecuencia) particularmente de usuarios con líneas cortas hasta la central;

iii) la necesidad de cumplir los requisitos de la Recomendación G.122 en materia de eco y de estabilidad, sobre todo cuando la suma de R y T sea inferior a 6 dB;

iv) la necesidad de considerar la diferencia de atenuación entre los dos sentidos de transmisión como se estipula en el § 6.3 de la presente Recomendación.

En esta fase, las Administraciones deben observar que una gama de ajuste de niveles para diseños futuros de centrales locales digitales puede ofrecer ciertas ventajas.

CUADRO C-1/G.121

Valores de R y T para diversos países

	Tipo de conexión					
	De la propia central		Local a través de enlaces digitales		Interurbana a través de centrales interurbanas digitales	
	R dB	T dB	R dB	T dB	R dB	T dB
Alemania (R.F. de) (Para abonados con líneas cortas: $R = 10$ dB, $T = 3$ dB)	7	0	7	0	7	0
Australia	6	0	6	0	6	0
Austria	7	0	7	0	7	0
Bélgica	7	0	7	0	7	0
Canadá	0	0	3	0	6	0
Dinamarca	6	0	6	0	6	0
España	7	0	7	0	7	0
Estados Unidos	0	0	3	0	6	0
Finlandia	7	0	7	0	7	0
Francia	7	0	(no utilizada)	(no utilizada)	7	0
India	6	0	6	0	6	0
Italia	7	0	7	0	7	0
Japón	4	0	8	0	8	0
Países Bajos	4,5	1,5	4,5	1,5	4,5 (nacional) 10,5 (internacional)	1,5
Noruega	5	2	5	2	5	2
Reino Unido (Estos valores corresponden a líneas medianas; en las líneas locales cortas se introduce una atenuación adicional en ambos sentidos de transmisión)	6	1	6	1	6	1
Suecia	5	0	5	0	5 (nacional) 7 (internacional)	0 (nacional) 0 (internacional)
URSS	7	0	7	0	7	0
Yugoslavia	7	0	7	0	7	0
Nueva Zelandia	7	0,5	7	0,5	7	0,5

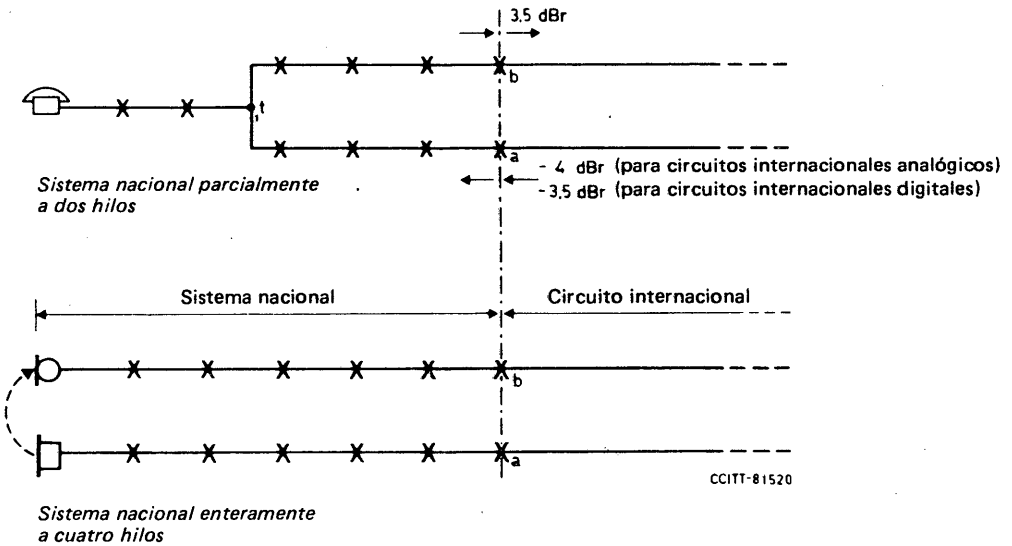
INFLUENCIA DE LOS SISTEMAS NACIONALES EN LA ESTABILIDAD, EL ECO PARA LA PERSONA QUE HABLA Y EL ECO PARA LA PERSONA QUE ESCUCHA EN LAS CONEXIONES INTERNACIONALES

(Ginebra, 1964; modificada en Mar del Plata, 1968; Ginebra, 1972, 1976 y 1980; Málaga-Torremolinos, 1984 y Melbourne, 1988)

1 Introducción

La información proporcionada en esta Recomendación es aplicable a todos los sistemas nacionales.

En la figura 1/G.122 se representan sistemas nacionales que llegan hasta extremos virtuales analógicos.



Nota – a y b son los extremos virtuales analógicos del circuito internacional.

FIGURA 1/G.122

Representaciones de sistema nacional y definición de los extremos virtuales analógicos

La pérdida de transmisión introducida entre *a* y *b* por el sistema nacional, que se denominará atenuación (*a-b*), es importante desde tres puntos de vista:

a) Contribuye al margen que tiene la conexión internacional como protección contra la oscilación durante las fases de establecimiento y liberación de la conexión. Una atenuación mínima en la banda de 0 a 4 kHz es el valor característico.

b) Contribuye al margen de estabilidad durante una comunicación. También aquí, una atenuación mínima en la banda de 0 a 4 kHz es el valor característico, pero en este caso se da por supuesto que los aparatos de abonado (teléfono, modem, etc.) están conectados y en funcionamiento.

c) Contribuye a la protección contra los ecos y, en lo que respecta al efecto subjetivo del eco para el que habla, el valor característico es una suma ponderada de la atenuación (*a-b*) en la banda de 300 a 3400 Hz.

Además, los ecos que circulan por cualquiera de los bucles a cuatro hilos del sistema nacional o de la cadena internacional a cuatro hilos causan un eco para el que escucha que puede afectar la transmisión analógica de datos en la banda vocal.

Los requisitos especificados en esta Recomendación representan objetivos de funcionamiento de la red.

2 Atenuación (*a-b*) para evitar la inestabilidad durante el establecimiento, la liberación y los cambios en una conexión

2.1 Es preciso evitar la inestabilidad durante todas las condiciones normales de establecimiento, liberación y otros cambios en la composición (v.g. transferencia de llamada) de una conexión completa. Para asegurar una estabilidad adecuada de las conexiones internacionales, la distribución (determinada para muchas llamadas reales) de la atenuación (*a-b*) en el caso más desfavorable debe ser tal que la probabilidad de que una llamada encuentre una atenuación (*a-b*) de 0 dB o menos no exceda de 6 llamadas en 1000 cuando se utilice el método de cálculo mencionado en el § 2.2. Debiera respetarse esta condición para todas las frecuencias de la banda comprendida entre 0 y 4 kHz.

Nota 1 – Los sistemas de señalización y de conmutación influyen en la atenuación (*a-b*) en condiciones de establecimiento y liberación. En algunos sistemas, por ejemplo, hay registradores a cuatro hilos que controlan el establecimiento y no establecen el trayecto a cuatro hilos hasta que se haya recibido correctamente la señal de respuesta. En otros, se liberan inmediatamente los circuitos al encontrarse la condición de ocupado. En tales casos no hay riesgo de oscilación.

Nota 2 – En la Recomendación Q.32 se facilita información sobre métodos para lograr una atenuación (*a-b*) adecuada de un sistema nacional de llegada antes de que el abonado llamado responda (es decir: mientras se transmite el tono de llamada) o cuando se encuentran condiciones de ocupado o número inobtenible.

Nota 3 – Si no existen disposiciones como las descritas en las observaciones 1 o 2, un procedimiento seguro será, generalmente, dar por supuesto que el circuito telefónico local llamado (si es a dos hilos) no proporciona ninguna atenuación de equilibrado. En este caso, la atenuación (*a-b*) necesaria la deberán proporcionar las pérdidas de transmisión del sistema nacional.

Nota 4 – La estabilidad de las conexiones telefónicas internacionales fuera de la banda de frecuencias efectivamente transmitida (es decir, por debajo de 300 Hz y por encima de 3400 Hz) depende de las atenuaciones siguientes a las frecuencias de que se trate:

- atenuación de equilibrado en los equipos de terminación;
- atenuación de los equipos de terminación;
- atenuación de los circuitos a cuatro hilos.

Nota 5 – Se pueden dejar de considerar las condiciones que sólo duran unas pocas decenas de milisegundo pues en un tiempo tan breve las oscilaciones no pueden llegar a adquirir un nivel apreciable.

2.2 El límite recomendado en el § 2.1, puede respetarse imponiendo, por ejemplo, en la red nacional las siguientes condiciones simultáneas:

1) La suma de las atenuaciones nominales en ambos sentidos de transmisión *a-t* y *t-b*, medidas entre la entrada a dos hilos del equipo de terminación *t* y uno u otro de los extremos virtuales del circuito internacional, *a* o *b*, debe ser por lo menos igual a $(4 + n)$ dB, siendo n el número de circuitos analógicos o mixtos analógico/digitales a cuatro hilos en la cadena nacional.
2) La atenuación de equilibrado para la estabilidad en el equipo de terminación *t*, debe tener un valor de 2 dB por lo menos, en todas las condiciones de terminación encontradas en la explotación normal.
3) La desviación típica de las variaciones de la atenuación de un circuito no será mayor que 1 dB (véase el § 3 de la Recomendación G.151).

En un cálculo para verificar si estos valores son aceptables, se puede suponer que (véase [1]):

- no hay dferencia apreciable entre los valores nominal y medio de las atenuaciones de los circuitos;
- hay una correlación total entre las variaciones de las atenuaciones para ambos sentidos de transmisión de un mismo circuito;
- las distribuciones son gaussianas.

Para la atenuación (*a-b*) se obtiene entonces:

valor medio: $2 + 4 + n = 6 + n$ dB

desviación típica: $\sqrt{4n}$ dB

Con $n = 4$, el valor medio es de 10 dB y la desviación típica 4 dB, lo que da como resultado una probabilidad de 6×10^{-3} para valores inferiores a 0 dB.

Nota – No es necesario que sean iguales las dos cantidades *a-t* y *t-b*, lo que permite emplear una ganancia diferencial en la red nacional. Puede resultar necesaria esta última práctica para ajustarse a las cláusulas del § 2 de la Recomendación G.121, pero la misma implica la posibilidad de que los equivalentes en servicio terminal de la cadena a cuatro hilos más los equipos de terminación sean diferentes para los dos sentidos de transmisión. Al elegir el valor nominal de la atenuación *t-b*, debe en todos los casos tenerse presente el § 3 de la Recomendación G.121, sobre el equivalente de referencia mínimo en emisión que ha de imponerse a cada cadena nacional para evitar todo riesgo de sobrecarga de la red internacional.

3 Atenuación (*a-b*) no ponderada en conexiones establecidas

3.1 El objetivo es que el riesgo de que la atenuación (*a-b*) alcance valores bajos en cualquier frecuencia de la gama de 0 a 4 kHz sea el menor posible. Para ello es necesario imponer ciertas restricciones a la distribución de los valores de la atenuación para la estabilidad (*a-b*) de la población de llamadas internacionales reales establecidas a través del sistema nacional. Tal distribución puede caracterizarse por un valor medio y una desvación típica.

El objetivo se alcanzará con un sitema nacional que presente un valor medio de por lo menos $(10 + n)$ dB y una desviación típica no superior a $\sqrt{6{,}25 + 4n}$ dB en la banda de 0 a 4 kHz, siendo n el número de circuitos analógicos o mixtos analógico/digitales a cuatro hilos en la cadena nacional. Otras distribuciones son igualmente aceptables, siempre que den resultados equivalentes o mejores, hallados mediante el procedimiento convencional de cálculo descrito en [1].

Nota 1 – Véase la nota del § 2.2.

Nota 2 – En el caso general de la parte *a)* de la figura 1/G.122, la atenuación (*a-b*) se calcula como la suma de las atenuaciones del circuito, la atenuación del equipo de terminación y la atenuación de equilibrado para la estabilidad. De hecho, la atenuación (*a-b*) a una frecuencia dada es la suma de las atenuaciones del circuito a dicha frecuencia más la atenuación de equilibrado a esa misma frecuencia. Para fines de planificación, se puede suponer que la atenuación para la estabilidad es igual o superior a la suma de la atenuación de equilibrado para la estabilidad más la totalidad de las atenuaciones del circuito a la frecuencia de referencia. Esto se basa en que la menor atenuación de circuito suele observarse a una frecuencia cercana a la de referencia.

Nota 3 – Se puede suponer que la pérdida de transmisión de los circuitos enteramente digitales tiene un valor medio y una desviación típica nulos. Es de prever que las variaciones de la pérdida de transmisión sean menores en los codecs vocales instalados en circuitos o centrales que en los circuitos por portadoras. Para las variaciones de la pérdida de transmisión de una combinación codificador-decodificador, se han comunicado desviaciones típicas del orden de 0,4 dB.

Nota 4 – Se supone que el aparato de abonado (teléfono, módem, etc.) en todo circuito telefónico local está «descolgado» o en una condición equivalente, y proporciona por tanto una atenuación de equilibrado.

Nota 5 – En la práctica, la distribución de la atenuación de equilibrado para la estabilidad es claramente sesgada y la mayor parte de la desviación típica se debe a valores superiores a la media. Suponer una distribución normal podría ser demasiado restrictivo.

Nota 6 – El manual del CCITT citado en [3] describe algunos métodos propuestos, y en ciertos casos empleados con éxito por Administraciones para mejorar la atenuación de equilibrado.

3.2 La distribución de la atenuación para la estabilidad (*a-b*) recomendada en el § 3.1 podría lograrse, por ejemplo, si, además de cumplir las condiciones del § 2.2, el valor medio de la atenuación de equilibrado para la estabilidad en el equipo de terminación no es inferior a 6 dB y la desviación típica no es superior a 2,5 dB.

4 Atenuación (*a-b*) para el eco en conexiones establecidas

4.1 Con objeto de reducir al mínimo los efectos del eco en las conexiones internacionales se recomienda que la distribución de la atenuación para el eco (*a-b*) de la población de llamadas internacionales reales establecidas a través del sistema nacional tenga un valor medio no inferior a $15 + n$ dB, con una desviación típica no superior a $\sqrt{9 + 4n}$, siendo n el número de circuitos analógicos o mixtos analógico/digitales a cuatro hilos de la cadena nacional.

Otras distribuciones son igualmente aceptables, siempre y cuando den resultados equivalentes o mejores, hallados mediante el procedimiento convencional de cálculo descrito en el suplemento N.° 2.

Nota 1 – Los supresores y compensadores de eco conformes a las Recomendaciones G.164 y G.165 requieren por lo general que la señal real que hace convergir el compensador o es controlada por el supresor sufra una atenuación (*a-b*) de 6 dB. Esa atenuación (*a-b*) de la señal es la razón de la potencia de la señal incidente a la de la reflejada por el trayecto de retorno. El valor de la atenuación (*a-b*) de la señal dependerá tanto de la respuesta en frecuencia del trayecto (*a-b*) como del espectro de la señal. Desde el punto de vista de la calidad de funcionamiento, es conveniente, por tanto, que la atenuación (*a-b*) para la estabilidad durante una conexión establecida sea de por lo menos 6 dB, puesto que este valor asegurará un funcionamiento correcto para cualquier señal (espectro de frecuencia) en la banda comprendida entre 0 y 4 kHz.

Sin embargo, quizás no siempre sea posible, en la práctica, alcanzar ese nivel de calidad de funcionamiento, especialmente para la característica en las frecuenias más altas de las señales de datos transmitidas en las bandas vocales. En el caso de la palabra, típicamente la atenuación (*a-b*) de la señal vocal será de por lo menos 6 dB si la atenuación para el eco es de 6 dB. No obstante, para las señales de datos en banda vocal se requiere una mayor atenuación para el eco a fin de conseguir una atenuación (*a-b*) de la señal de datos de 6 dB. En el caso de algunas señales de datos, se necesita una atenuación para el eco de por lo menos 10 dB. Es preciso señalar que algunos modems semidúplex instalados en circuitos por satélite equipados con compensadores de eco pueden requerir que los compensadores operen de cierta manera apropiada para evitar que los largos tiempos de propagación de los ecos, superiores al periodo de silenciación del receptor, causen problemas en la transmisión de datos.

Nota 2 – Véase la nota 2 del § 3.1. De modo semejante, a efectos de la planificación se puede suponer que la atenuación para el eco es igual o superior a la suma de la atenuación de equilibrado para el eco y de las atenuaciones del circuito a la frecuencia de referencia.

Nota 3 – La Recomendación G.131 da orientación en cuanto al empleo de dispositivos de control del eco.

4.2 La atenuación para el eco (*a-b*) se deriva de la integral de la característica de transferencia de potencia $A(f)$ ponderada por una pendiente negativa de 3 dB/octava de 300 Hz a 3400 Hz, en la forma siguiente:

$$\text{Atenuación para el eco } L_e = 3{,}85 - 10 \log_{10} \left[\int_{300}^{3400} \frac{A(f)}{f} \mathrm{d}f \right] \text{ dB}$$

donde

$$A(f) = 10^{\frac{-Lab(f)}{10}} \quad \text{con } L_{ab} = \text{atenuación } (a\text{-}b)$$

Nota 1 – Este método sustituye un método anterior en el cual la atenuación del trayecto *a-t-b* para el eco se definía provisionalmente como la expresión en unidades de transmisión de la media no ponderada de las relaciones de potencia en la banda de 500 a 2500 Hz. Se considera que el nuevo método concuerda mejor con la opinión subjetiva sobre conexiones individuales. Sin embargo, algunos estudios han mostrado que las distribuciones de atenuación del trayecto de eco de una muestra grande de conexiones reales calculada por los métodos tienen medias y desviaciones típicas casi idénticas. Por tanto, se considera que los datos obtenidos mediante el método antiguo son aún útiles en estudios de planificación.

Nota 2 – Se presentaron datos que prueban que una señal de ruido blanco no es necesariamente óptima para medir el nivel de eco residual después de una compensación, porque un compensador de eco no converge a la misma condición a la cual lo hace con una señal vocal real. Pudiera convenir utilizar la señal telefónica convencional (Recomendación G.227 [5]) o mejor aún, una señal vocal artificial [6]. Una buena solución de transacción es la señal de ruido ponderado recomendada más arriba.

Nota 3 – Pueden conseguirse mejores atenuaciones de equilibrado en *t* cuando la central local utiliza conmutación a cuatro hilos y la línea local se encuentra permanentemente asociada con el equipo de conversión de dos hilos a cuatro hilos y su red de equilibrado (véanse ejemplos en la Recomendación Q.552). De utilizarse conmutación a dos hilos, será preciso emplear como solución de compromiso una red de equilibrado.

Nota 4 – Hay antecedentes de que un aparato telefónico a cuatro hilos en uso normal puede introducir un eco acústico apreciable en la comunicación. De ahí que en ciertas circunstancias (atenuación baja, grandes retardos) quizá haya necesidad de dispositivos de protección contra el eco.

4.3 El límite provisional indicado en el § 4.1 puede alcanzarse en las condiciones que se exponen seguidamente a título de ejemplo: el valor medio de la suma de las atenuaciones *a-t* y *t-b* será de $(4 + n)$ dB, por lo menos, con una desviación típica con relación a la media no superior a $2\sqrt{n}$ dB; la atenuación de equilibrado para el eco en el equipo de terminación *t* será de 11 dB, por lo menos, con una desviación típica no superior a 3 dB.

5 Efectos del eco para la persona que escucha (eco en el extremo de recepción)[1]

5.1 *Consideraciones generales*

En los § 1 a 4 se ha partido del supuesto de que sólo hay un bucle a dos hilos-cuatro hilos-dos hilos (que se llamará bucle) en una conexión. Por consiguiente, los requisitos indicados en los § 1 a 4 son válidos para ese caso, es decir, se refieren al «semibucle» visto directamente desde los extremos virtuales analógicos (EVA). Sin embargo, en las conexiones mixtas analógico/digitales puede haber varios bucles cuando centrales digitales a cuatro hilos (incluidas las centralitas automáticas privadas, CAP) están conectadas a dos hilos con otras centrales. Esos bucles suelen tener atenuaciones bajas y retardos cortos (a lo sumo de unos pocos milisegundos). Las señales reflejadas dos veces, es decir, en las dos híbridas que terminan un bucle, contribuirían, por tanto, al eco para la persona que escucha. Dichas señales de eco para el que escucha pueden:

- producir una desagradable «sensación de vacío» en la comunicación telefónica; y
- degradar la tasa de errores en los bits de las señales de datos transmitidas en banda vocal.

Se ha encontrado que, para una transmisión satisfactoria, se requieren en general mayores valores de atenuación del eco para el que escucha (en la banda comprendida entre 500 y 2500 Hz) cuando se reciben datos mediante modem que cuando se recibe la palabra (en la banda comprendida entre 300 y 3400 Hz).

El efecto del eco para la persona que escucha se caracteriza por la diferencia de nivel entre la señal directa y la señal multireflejada. En la figura 2/G.122 se supone que la atenuación del trayecto directo es de *S* dB y la del trayecto de la señal reflejada, es de *L* dB. La atenuación del eco para la persona que escucha (AEPE) es por tanto $L - S$ dB. De la figura 2/G.122 se desprende que, si sólo se producen dos reflexiones, la atenuación del eco para la persona que escucha AEPE es igual a la atenuación a lo largo del bucle (atenuación en bucle abierto, ABA), ya que toda otra atenuación la sufren por igual las señales directa y reflejada.

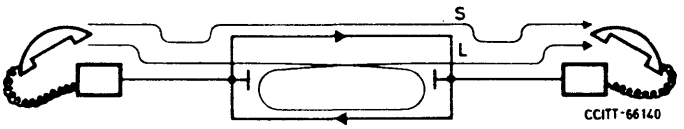


FIGURA 2/G.122

Eco para la persona que escucha

Debe señalarse que normalmente el eco para la persona que escucha consistirá en una serie de señales reflejadas dos veces, cuatro veces, etc., por lo que, en principio, AEP y ABA no son iguales. En la práctica, sin embargo, cabe considerar iguales a AEP y ABA cuando ABA excede de unos 8 dB.

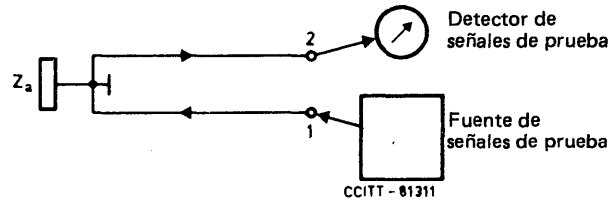
La atenuación en el bucle puede medirse cortando éste en un punto, inyectando una señal y midiendo la atenuación que sufre la señal al recorrer el bucle abierto. Al hacer tal medida deben mantenerse todas las condiciones de impedancia del bucle cerrado y en los extremos a dos hilos. La magnitud medida es la atenuación en bucle abierto (ABA).

Por razones prácticas, puede ser más facil efectuar medidas en semibucle, especialmente en el caso de las centrales a cuatro hilos con terminaciones de circuito a dos hilos, puesto que a veces es difícil mantener una conexión a través de una central a cuatro hilos e interrumpir un sentido de transmisión. La figura 3/G.122 explica el concepto de atenuación en semibucle (ASG).

---

[1] El empleo del término «eco para la persona que escucha» en este contexto podría dar lugar a confusión y se podría buscar uno más adecuado. Algunas Administraciones prefieren la expresión «eco en la recepción».

La suma de las dos atenuaciones en semibucle de un dispositivo a dos hilos/cuatro hilos/dos hilos es igual a su atenuación en bucle abierto (y, por tanto, muy próxima a su atenuación del eco para la persona que escucha), siempre en el supuesto de que durante las medidas se mantienen las condiciones de impedancia en los extremos a dos hilos.



Nota – 1 y 2 son puntos de igual nivel (por ejemplo, puntos digitales).

FIGURA 3/G.122

Medida de la atenuación en semibucle

5.2 *Limitación del eco para la persona que escucha*

5.2.1 *Transmisión de datos en banda vocal*

Los valores mínimos de la atenuación del eco para la persona que escucha se hallan en estudio. Sin embargo, las consideraciones que siguen se hacen a título de ejemplo y pueden servir de indicación en cuanto a los valores de ABA que podrían requerir los tipos de modems existentes con una velocidad binaria de hasta 2,4 kbit/s para conseguir una transmisión de datos de alta calidad:

- una conexión completa no debe contener más de cinco (excepcionalmente siete) bucles físicos;
- los bucles con un valor muy alto de ABA (mayor que 45 dB, por ejemplo) no necesitan incluirse en el número de bucles de la conexión;
- la ABA de cada bucle a cualquier frecuencia de la banda comprendida entre 500 y 2500 Hz no debe ser inferior a los valores que se indican en el cuadro 1/G.122 (que se basa en $ABA = 18 + 10 \log m$, donde m = número total de bucles).

CUADRO 1/G.122

En un sistema nacional		Número total máximo de bucles en la conexión internacional
Número de bucles nacionales	ABA de cada bucle	
1	22 dB	3
2	25 dB	5
3	26,5 dB	7

5.2.2 *Transmisión de señales vocales*

La calidad de la transmisión de señales vocales en presencia de eco para la persona que escucha puede cuantificarse mediante el empleo de un valor ponderado de ABA en la banda de frecuencias vocales comprendida entre 300 y 3400 Hz. Se han definido dos funciones de ponderación en el suplemento N.° 3 al Tomo V.

Utilizando la información contenida en la Recomendación P.11 se pueden derivar valores apropiados de ABA, para una transmisión satisfactoria de la voz, en función del tiempo de ida y retorno del bucle. Esos valores se encuentran actualmente en estudio.

ANEXO A

(a la Recomendación G.122)

Medidas de la atenuación para la estabilidad (*a-b*) y de la atenuación para el eco (*a-b*)

La atenuación para la estabilidad (*a-b*) y la atenuación para el eco (*a-b*) definidas respectivamente en los § 3.1 y 4.1, pueden medirse en el centro internacional con arreglo al principio ilustrado en la figura A-1/G.122.

En lo que concierne a la medida del eco, la respuesta combinada de los filtros de emisión y recepción debe ser tal que se cumpla efectivamente la definición dada en el § 4.2 de la Recomendación G.122; es decir, que la diferencia entre la atenuación medida del eco y la calculada a base de las características de atenuación en función de la frecuencia no exceda de 0,25 dB.

La distribución de la respuesta total entre emisión y recepción no es crítica, y puede utilizarse cualquier división razonable, a condición:

- de evitar en los sistemas nacionales de transmisión una excesiva interferencia entre canales debida a un espectro no restringido de la señal transmitida;
- de que se impida la llegada al receptor de señales no deseadas que puedan dar lugar a errores, por ejemplo, zumbidos, ruidos de circuito, o residuos de portadora.

Se requieren medios apropiados (no ilustrados) para el acceso automático o manual a los equipos de conmutación a cuatro hilos en el centro internacional, así como para asegurar que se tienen debidamente en cuenta los niveles de transmisión en los extremos reales de conmutación.

En lo que concierne a la medida de la estabilidad, si se utiliza un oscilador de barrido hay que evitar operaciones intempestivas de los sistemas nacionales de señalización.

Ambas medidas pueden dar resultados anómalos si se encuentran supresores de eco en la prolongación nacional.

Para medir la atenuación para el eco (*a-b*), se conecta primero la salida del filtro de emisión a la entrada del filtro de recepción, se fija el nivel en el valor apropiado y se toma nota de este valor. Se conecta luego el aparato como muestra la figura A-1/G.122 y se anota el nuevo valor medido. La atenuación así indicada es la atenuación para el eco (*a-b*).

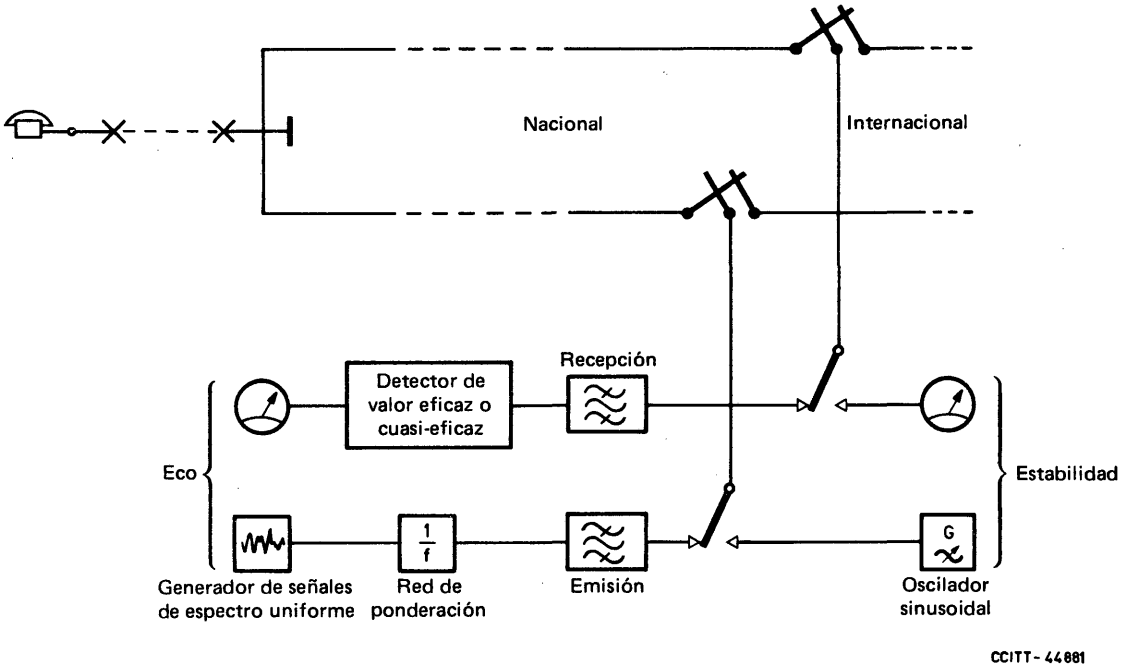


FIGURA A-1/G.122

Principio de medida de la atenuación del trayecto *a-t-b* desde el doble punto de vista de la estabilidad y del eco

ANEXO B

(a la Recomendación G.122)

Explicación de los términos relacionados con el trayecto *a-t-b*

(Contribución de British Telecom y de Australia)

B.1 *Pérdida de retorno*

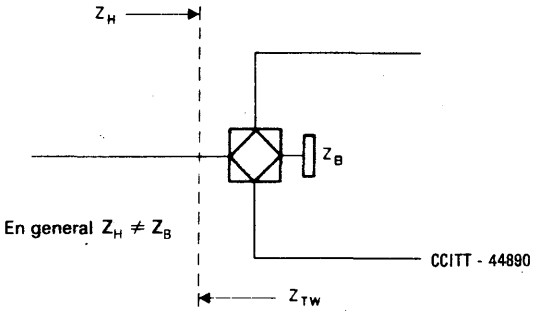
Cantidad asociada al grado de adaptación entre dos impedancias, y que viene dada por:

$$\text{Pérdida de retorno de } Z_1 \text{ con relación a } Z_2 = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 - Z_2} \right| \text{ dB}$$

El empleo del término «pérdida de retorno» debiera circunscribirse al caso de trayectos a dos hilos por los que se transmiten señales en ambos sentidos simultáneamente.

B.2 *Atenuación de equilibrado*

En el preámbulo de la Recomendación G.122 se da una definición clara de esta magnitud, que se ilustra en la figura B-1/G.122.



$$\text{Atenuación de equilibrado} = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_B + Z_{TW}}{Z_B - Z_{TW}} \right| \text{ dB}$$

FIGURA B-1/G.122

La parte a dos hilos de la conexión debe estar en las condiciones apropiadas para el estudio; por ejemplo, si se estudia el eco de la palabra, la estación telefónica debe estar en la posición de conversación.

En el caso particular, muy frecuente, en que las impedancias de cada uno de los trayectos de la parte a cuatro hilos son también iguales a Z_B (por ejemplo, 600 ohmios), el equipo de terminación presentará en el punto a dos hilos una impedancia igual a Z_B. La figura B-2/G.122 ilustra este caso.

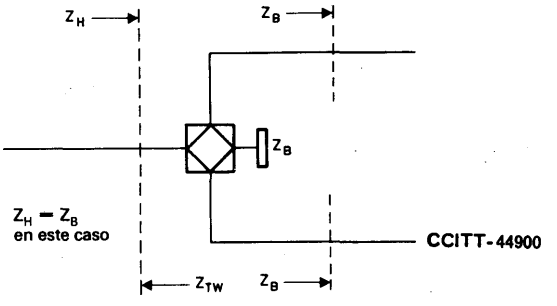


FIGURA B-2/G.122

Para designar la parte de la atenuación del trayecto *a-t-b* imputable al grado de adaptación entre Z_B y Z_{TW}, debe utilizarse siempre el término «atenuación de equilibrado» y no pérdida de retorno.

B.3 *Atenuación del trayecto a-t-b*

Este concepto se presta a cierta confusión, porque puede aplicarse a circuitos en que no exista un punto físico «*t*»; por ejemplo, en algunas simulaciones en laboratorio de conexiones de gran longitud, el eco se introduce por medio de un trayecto controlado en un solo sentido que forma un puente con los dos trayectos a cuatro hilos. El punto «*t*» debe mencionarse en la Recomendación porque ésta se aplica a las redes telefónicas públicas reales, con conmutación.

En consecuencia, por regla general se presentan dos casos.

Caso 1: Existe un punto «*t*» (figura B-3/G.122).

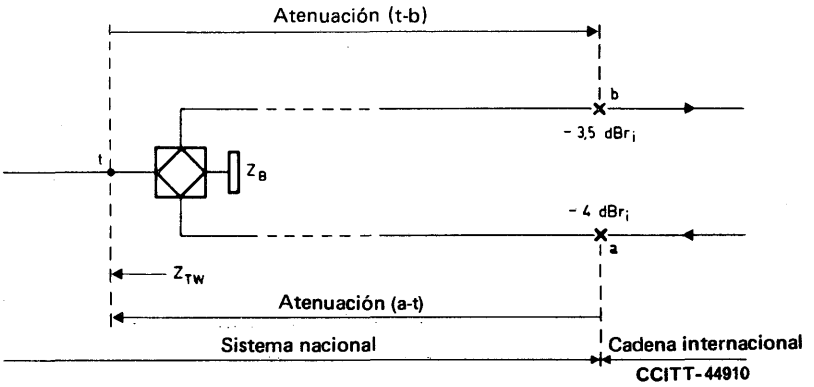


FIGURA B-3/G.122

La atenuación del trayecto *a-t-b* puede calcularse como sigue:

$$\text{atenuación } (a\text{-}t) + 20 \log_{10} \left| \frac{Z_B + Z_{TW}}{Z_B - Z_{TW}} \right| + \text{atenuación } (t\text{-}b)$$

En el diagrama se han hecho figurar los extremos virtuales del circuito internacional con sus correspondientes niveles relativos. El subíndice *i* en dBr$_i$ indica que estos niveles relativos están referidos a un punto de 0 dBr del circuito internacional.

Es evidente que en la práctica puede utilizarse cualquier otro par apropiado de niveles relativos (con una diferencia de 0,5 dB en el sentido adecuado), por ejemplo, los niveles reales de conmutación utilizados en un centro internacional.

Caso 2: No existe un punto «*t*» (figura B-4/G.122).

Esto es, particularmente, el caso de las pruebas en laboratorio.

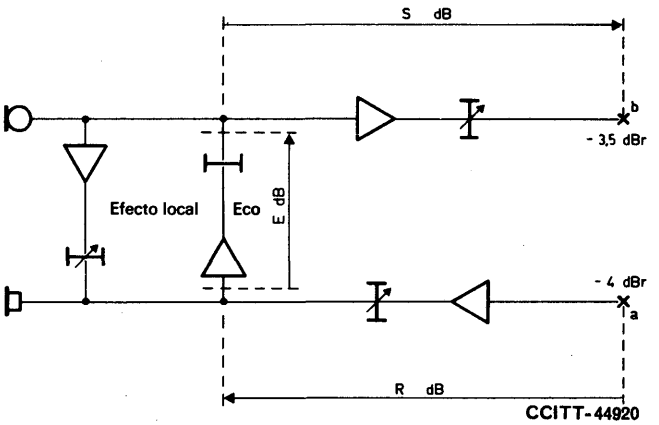


FIGURA B-4/G.122

En este caso, la atenuación del trayecto *a*-«*t*»-*b* puede calcularse mediante la expresión $(R + E + S)$ dB (suponiendo que la realimentación acústica en el circuito telefónico a cuatro hilos es despreciable).

En principio, tanto en un caso como en el otro puede medirse directamente la atenuación del «trayecto *a-t-b*» aplicando los principios descritos en el anexo A, es decir, introduciendo una señal en *a* y midiendo el resultado en *b*, por lo que es correcto afirmar, para todos los casos, que:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{atenuación del} \\ \text{trayecto } a\text{-}t\text{-}b \end{array} \right\} \equiv \left\{ \begin{array}{l} \text{atenuación del} \\ \text{trayecto entre } a \text{ y } b \end{array} \right\}$$

o, sencillamente:

$$\text{atenuación } (a\text{-}t\text{-}b) \equiv \text{atenuación } (a\text{-}b)$$

B.4 *Atenuación para la estabilidad y para el eco*

Hasta aquí, las magnitudes consideradas son función de la frecuencia, y dan lugar a una curva de distorsión de atenuación en función de la frecuencia. Cuando es necesario caracterizar un gráfico con un solo valor numérico se utilizan expresiones explicativas, por ejemplo: atenuación para la estabilidad (*a-b*) y atenuación para el eco (*a-b*).

En la presente Recomendación se describe el método utilizado para caracterizar estas magnitudes por medio de un valor numérico único. Así, la atenuación para la estabilidad (*a-b*) está definida por el valor más pequeño (medido o calculado) en la banda de 0 a 4 kHz (véanse los § 2.1 y 3.1) y la atenuación para el eco (*a-b*) es una integral ponderada de la característica de atenuación en función de la frecuencia en la banda de 300 a 3400 Hz, según se define en el § 4.2.

Cuando se dispone de la característica de atenuación en función de la frecuencia del trayecto de eco en forma gráfica o de cuadro conviene utilizar a efectos del cálculo de la atenuación para el eco (*a-b*) técnicas diferentes de las sugeridas en el anexo A para la medición en condiciones reales.

Nota – Al evaluar la atenuación para el eco a partir de datos gráficos o tabulados, deberán tomarse suficientes valores de frecuencia para asegurar que se preserve adecuadamente la forma de la característica de amplitud en función de la frecuencia. Cuanto más irregular sea su forma, más valores deberán tomarse para obtener una determinada exactitud.

Datos gráficos (regla del trapecio)

Si se dispone en forma gráfica de la característica de atenuación/frecuencia del trayecto de eco (o se midieron adecuadamente los datos), la atenuación para el eco puede calcularse mediante la regla del trapecio de la forma siguiente:

1) Divídase la banda de frecuencias (300 a 3400 Hz) en N subbandas de igual anchura en una escala de frecuencias logarítmica.
2) Léase la atenuación para el eco a cada una de las $(N + 1)$ frecuencias de los bordes de las subbandas, expresándola como una relación entre las potencias de salida y de entrada, A_i.
3) Calcúlese la atenuación para el eco mediante la fórmula:

$$L_e = -10 \log_{10} \left[\frac{1}{N} \left(\frac{A_0}{2} + A_1 + A_2 \ldots + A_{N-1} + \frac{A_N}{2} \right) \right]$$

Datos tabulados

Cuando sólo se dispone de los datos de la atenuación en función de la frecuencia a $(N + 1)$ frecuencias discretas, no uniformemente espaciadas en una escala de frecuencias logarítmica, se procederá como sigue:

Una aproximación a la fórmula de la atenuación para el eco (a-b) indicada en el texto es:

$$L_e = 3{,}24 - 10 \log_{10} \sum_{i=1}^{N} (A_i + A_{i-1}) (\log_{10} f_i - \log_{10} f_{i-1})$$

donde

A_0 es la relación potencia de entrada/potencia de salida a la frecuencia $f_0 = 300$ Hz,

A_i es la relación a la frecuencia f_i, y

A_N es la relación a la frecuencia $f_N = 3400$ Hz.

Nota 1 – La aproximación consiste en suponer que en la subbanda de f_{i-1} a f_i, la relación de potencia es constante y su valor es $A(f) = (A_i + A_{i-1})/2$.

Nota 2 – La constante 3,24 de la fórmula aproximada procede de una combinación de la constante 3,85 de la definición con otras constantes que resultan de la aproximación.

La sumatoria en la fórmula de aproximación puede calcularse como ilustra el cuadro B-1/G.122.

CUADRO B-1/G.122

f_i (Hz) (1)	$\log_{10} f_i$ (2)	$\log_{10} f_i - \log_{10} f_{i-1}$ (3)	Atenuación (dB) (4)	Relación A_i (5)	$A_i + A_{i-1}$ (6)	(3) × (6) (7)
300	2,477		∞	0		
		0,222			0,124	0,0275
500	2,699		9,05	0,124		
		0,204			0,402	0,0820
800	2,903		5,56	0,278		
		0,097			0,636	0,0617
1000	3,000		4,46	0,358		
		0,176			0,838	0,1475
1500	3,176		3,19	0,48		
		0,125			0,970	0,1213
2000	3,301		3,09	0,49		
		0,097			0,881	0,0855
2500	3,398		4,08	0,391		
		0,079			0,571	0,0451
3000	3,477		7,45	0,180		
		0,055			0,180	0,0099
3400	3,532		∞	0		
					Total	0,5804

$$L_e = 3{,}24 - 10 \log_{10} 0{,}5804 = 5{,}6 \text{ dB}$$

B.5 *Índice de sonoridad global del trayecto de eco (índice de sonoridad del eco para el hablante, ISEH)*

La Recomendación G.131 se refiere a trayectos completos de eco para el abonado que habla, y es conveniente caracterizar este trayecto en términos del índice de sonoridad (IS). Convencionalmente, podemos considerar la atenuación de equilibrado para el eco como la contribución de esta atenuación al índice de sonoridad (IS) global del trayecto de eco boca-oído. Como se indica en el § 2 de la Recomendación G.122, naturalmente, la atenuación para el eco (*a-b*), cuando ya es conocida, puede utilizarse en lugar de la suma de las tres magnitudes: IS (*a-t*), atenuación de equilibrado para el eco (valor promediado de acuerdo con el § 2) en el punto *t* e IS (*t-b*).

En consecuencia, el valor nominal del índice de sonoridad (IS) global del trayecto de eco o, más brevemente, el equivalente de referencia corregido para el eco, puede calcularse como se indica en la figura B-5/G.122.

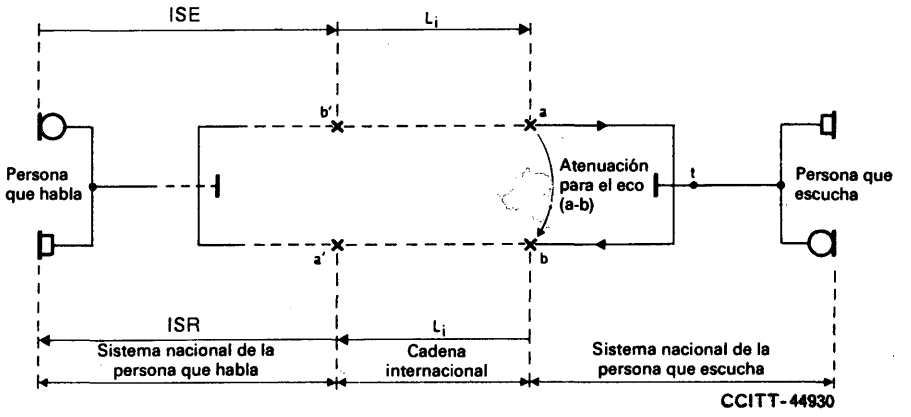


FIGURA B-5/G.122

Índice de sonoridad global del trayecto de eco (índice de sonoridad del eco para el hablante, ISEH)

= ISE + ISR del sistema nacional de la persona que habla,

+ el doble del IS de la cadena internacional (es decir: 2 L_i),

+ atenuación para el eco (*a-b*) del sistema nacional de la persona que escucha (valor promediado de acuerdo con la presente Recomendación).

B.6 *Resumen de los términos de utilidad*

pérdida de retorno – Se aplica a un circuito bidireccional a dos hilos; definición clásica.

atenuación de equilibrado – Proporción de la atenuación del trayecto *a-t-b* que puede atribuirse a la adaptación entre la impedancia a dos hilos y la impedancia de equilibrado del equipo terminal. Este término sólo es aplicable si existe un punto «*t*».

atenuación del trayecto *a-t-b* – Puede considerarse como la atenuación (*a-b*), exista o no un punto físico «*t*».

atenuación para la estabilidad (*a-b*) – El menor de los valores de la atenuación (*a-b*) en la banda de 0 a 4 kHz.

atenuación para el eco (*a-b*) – Valor medio de la atenuación (*a-b*) calculado de conformidad con la definición del § 2.

atenuación de equilibrado para el eco – Valor medio de la atenuación de equilibrado calculado de conformidad con el § 2.

índice de sonoridad del trayecto de eco (índice de sonoridad del eco para el hablante, ISEH) – Suma del índice de sonoridad en emisión (ISE) y el índice de sonoridad en recepción (ISR) del sistema nacional de la persona que habla, más dos veces el IS de la cadena internacional, más la atenuación para el eco (*a-b*) del sistema nacional de la persona que escucha.

Referencias

[1] *Cálculo de la estabilidad de las comunicaciones internacionales establecidas de conformidad con el plan de transmisión y conmutación*, Libro Verde, Tomo III.2, suplemento N.° 1, UIT, Ginebra, 1973.

[2] Recomendación del CCITT *Equipos terminales de 12 canales*, Tomo III, Rec. G.232, § 2.

[3] Manual del CCITT *Planificación de la transmisión en las redes telefónicas con conmutación*, UIT, Ginebra, 1976.

[4] Recomendación del CCITT *Reducción, por métodos de conmutación, de los riesgos de inestabilidad*, Tomo VI, Rec. Q.32.

[5] Recomendación del CCITT *Señal telefónica convencional*, Tomo III, Rec. G.227.

[6] CCITT – Cuestión 8/XII, anexo 2, contribución COM XII-N.° 1 del periodo de estudios 1981-1984, Ginebra, 1981.

Recomendación G.123

RUIDOS DE CIRCUITO EN LAS REDES NACIONALES

(Ginebra, 1964; modificada en Mar del Plata, 1968; Ginebra, 1972, 1976 y 1980 y Melbourne, 1988)

1 Ruidos inducidos por líneas eléctricas

El objetivo de calidad de funcionamiento para redes en cuanto a la fuerza electromotriz sofométrica del ruido producido por la inducción magnética y/o electrostática de la totalidad de las líneas eléctricas que influyan en una o varias partes de la cadena de líneas[1] telefónicas que unan el aparato de un abonado al centro internacional de que dependa, no debe ser superior a 1 milivoltio en los terminales de línea[1] del aparato de abonado (en la recepción), en la hipótesis de que las instalaciones de telecomunicaciones insertadas en esa cadena sean lo más simétricas posible con relación a tierra, conforme a la técnica más moderna de fabricación de equipos.

Incluso en el caso de líneas[1] perfectamente simétricas, la introducción de instalaciones con un desequilibrio demasiado elevado con relación a tierra puede originar un ruido inadmisible en los terminales del receptor del abonado.

En la práctica, generalmente se pueden encontrar en cada red nacional centros de conmutación con un determinado número de líneas[1] (líneas[1] de cable establecidas de conformidad con las especificaciones del CCITT) prácticamente exentas de todo ruido debido a la influencia de líneas eléctricas próximas. Basta entonces con calcular la fuerza electromotriz sofométrica introducida por el conjunto de las líneas[1] eléctricas que actúan sobre una o varias partes de la cadena de líneas[1] telefónicas que enlazan tal centro al aparato de abonado.

2 Ruido proveniente de los sistemas de transmisión

2.1 *Sistemas analógicos*

2.1.1 *Circuitos de muy larga distancia (unos 2500 a 25 000 km)*

Si en un país de gran extensión se utiliza un circuito de prolongación de más de 2500 km, éste deberá cumplir todas las recomendaciones aplicables a un circuito internacional de igual longitud (véase la Recomendación G.153). Por tanto, el objetivo de diseño para equipos en cuanto al ruido de línea en los canales que se emplean para proporcionar estos circuitos no debe ser superior a 2 pW0p/km.

[1] En este § 1, el término «línea» se utiliza en el sentido de línea de abonado, circuito local, o circuito interurbano.

2.1.2 *Circuitos de muy corta distancia y hasta 2500 km*

Estos circuitos deben reunir los requisitos que se estipulan en la Recomendación G.152. Esto significa que, de acuerdo con los objetivos de ruido de la Recomendación G.222 [1], el ruido de línea acumulado debe corresponder a un valor medio no superior a 3 pW0p/km, y que la potencia de ruido producida por los diversos equipos de modulación debe ajustarse a lo dispuesto en la Recomendación citada en [2].

Según la estructura particular de los circuitos reales, debe aplicarse la Recomendación G.226 del CCITT [3] (para los sistemas por cable) o 395 [4] del CCIR (para los sistemas de relevadores radioeléctricos) al evaluar sus características en materia de ruido.

Nota 1 – Las aportaciones admisibles de ruido por el equipo no dependen de que los circuitos formen parte de la cadena internacional a cuatro hilos o estén conectados a ella por conmutación a dos hilos. Sin embargo, las potencias de ruido de circuito suponen que las conexiones ficticias de referencia de la Recomendación G.103 son, o serán en el futuro, razonablemente representativas de las conexiones reales. Suponen también que la longitud de los circuitos que unen la central local con el centro primario no es excesiva. Se señala a la atención de las Administraciones una conclusión de los estudios efectuados por el CCITT en el periodo de estudios 1964-1968, según la cual, si el porcentaje adicional de conexiones cuya calidad se estima «mediocre o mala», debido al ruido producido por los circuitos entre la central local y el centro primario, no ha de ser superior a la mitad del producido por la presencia en la conexión de todas las demás fuentes de ruido, es menester limitar el ruido producido por cada uno de esos circuitos a unos 500 pW0p (media para todos los canales del sistema en cualquier hora).

Nota 2 – En las condiciones precedentemente indicadas, y suponiendo los valores máximos de ruido permitidos para los pares de equipos de modulación de canal (200 pW0p), de grupo primario (80 pW0p) y de grupo secundario (60 pW0p), un circuito que conecte la central local con el centro primario (véase la figura 1/G.103) no sobrepasará una potencia total de ruido de 500 pW0p si su longitud es inferior a unos 50 a 100 km.

Nota 3 – Cuando los circuitos aludidos se explotan con compansores (compresores-expansores) conformes con la Recomendación G.162, debe entenderse que las potencias admisibles de ruido incluyen el efecto de la ganancia del compansor.

2.2 *Sistemas digitales*

Los circuitos establecidos por sistemas MIC de conformidad con las disposiciones de las Recomendaciones de la serie G.700 y especialmente de la Recomendación G.712 [5], deberán ser de calidad aceptable en cuanto a ruido, que será, en gran medida, independiente de la longitud de aquéllos.

2.3 *Circuitos mixtos*

El valor de ruido en un circuito establecido por sistemas de transmisión analógicos y digitales depende de la longitud total de las secciones analógicas y del número de codecs en el circuito.

Los límites de ruido y los métodos de medición para circuitos mixtos se estudian en el marco de las Cuestiones 26/XII, 16/IV y 18/IV.

3 Ruido en una central automática nacional a cuatro hilos [2)]

3.1 *Definición de una* conexión a través de una central

Las condiciones de ruido de una central automática nacional a cuatro hilos se definen por referencia a una «conexión a través de una central». Se entiende por esta expresión el par de hilos correspondiente a un sentido de transmisión que conecta el punto de entrada de un circuito que llega a la central al punto de salida de otro circuito que sale de ella. Estos puntos de entrada y de salida son los que se definen en la Recomendación Q.45 (puntos A y D de la figura 1/Q.45 [8]) y no son necesariamente los mismos puntos de acceso para las pruebas definidos en la Recomendación M.640 [9].

---

2) De acuerdo con la Recomendación Q.31 [6], los límites son los mismos que los de la Recomendación Q.45 [7].

3.2 *Objetivo de diseño para equipos en cuanto a la potencia media de ruido durante la hora cargada*

Para un largo periodo durante la hora cargada, el ruido medio no ha de rebasar los siguientes valores:

1) ruido sofométrico ponderado: −67 dBm0p (200 pW0p)
2) ruido no ponderado: −40 dBm0 (100 000 pW0), medido con un dispositivo con curva de respuesta uniforme en la banda de 30 a 20 000 Hz.

Nota – Se escogerán conexiones suficientemente diversas, a fin de que las mediciones sean representativas de las diferentes rutas posibles a través de la central.

3.3 *Objetivo de diseño para equipos en cuanto al ruido impulsivo durante la hora cargada*

El número de impulsos de ruido no debe exceder de cinco durante cinco minutos con un nivel umbral de −35 dBm0 (véase el procedimiento de medición en la Recomendación citada en [10]).

Nota – En la figura 3/Q.45 [11], se indica el número máximo de impulsos de ruido aceptable durante un periodo de cinco minutos.

4 **Límites para el ruido debido a un sistema nacional** (Orientación a efectos de planificación)

Las potencias de ruido indicadas a continuación representan valores nominales.

La planificación de la red debe ser tal que la potencia de ruido aplicada a la red internacional por los sistemas de emisión nacionales no rebase los límites derivados de la siguiente regla:

La potencia sofométrica de ruido aplicada por el sistema de emisión nacional en un punto de nivel relativo cero del primer circuito internacional no debe ser superior a la menor de las dos cantidades $(4000 + 4L)$ o $(7000 + 2L)$ pWp, siendo L la longitud total en kilómetros de los sistemas de larga distancia con multiplexación por división de frecuencia de la cadena nacional. Las cantidades correspondientes referidas al extremo virtual son $(1800 + 1{,}8L)$ y $(3100 + 0{,}9L)$ pWp.

En el anexo A se expone la forma en que se llega a esta regla.

Nota – En ciertas redes nacionales se ha planteado ya, en el sentido recepción, el problema de que cuando las atenuaciones son reducidas el ruido de circuito se hace más perceptible, en especial durante los periodos en que no hay conversación. Esto ocurre sobre todo en los países de gran extensión, en los que la contribución al ruido procedente de los sistemas de línea es elevada. Por consiguiente, una Administración que se encuentre en esta situación y que, ajustándose a una recomendación relativa a los niveles nacionales de potencia de ruido, trata de mejorar la calidad de transmisión, por ejemplo, introduciendo la conmutación a cuatro hilos en sus centrales de rango inferior, puede encontrarse en una situación más desfavorable en lo que respecta al ruido. De ello se desprende que es importante mantener un equilibrio apropiado entre el ruido y la atenuación.

ANEXO A

(a la Recomendación G.123)

Límite para el ruido debido a un sistema nacional

A.1 Conviene imponer un límite a la potencia de ruido que se origina en una red nacional bajo la forma del nivel que aparece en los extremos virtuales, es decir, en los puntos convenidos de enlace de la red nacional con la red internacional. Esto sólo es posible si se ha admitido alguna distribución especial de las atenuaciones en el interior de la red nacional. La solución consiste en adoptar una conexión de referencia convenida para especificar niveles máximos para la potencia de ruido procedente de fuentes nacionales, referidos al extremo virtual del circuito internacional.

A.2 Para tener en cuenta la forma en que están construidas las redes nacionales, es apropiado expresar el límite de ruido bajo la forma $A + BL$, siendo A un valor fijo resultante del ruido de centrales y del ruido proveniente de los sistemas múltiplex de corta distancia, B una tolerancia correspondiente a un valor de ruido por unidad de longitud para los sistemas múltiplex de larga distancia, y L la longitud total de estos últimos sistemas en la parte nacional de una conexión internacional. Se necesitan dos expresiones de este género, una para los países de extensión media y otra para los países de gran extensión (en el sentido de la Recomendación G.121).

A.3 Esta solución, relativamente sencilla en el caso del sistema de emisión nacional, sirve para limitar el valor del ruido introducido en la conexión internacional.

A.4 *Países de extensión media* (la distancia entre un CT3 y la central local más alejada es inferior o igual a 1500 km).

En la figura A-1/G.123 se representa la cadena ficticia de referencia establecida en este caso para el sistema emisor nacional[3]. Se supone que el circuito que conecta la central local al centro primario está establecido en un sistema de portadoras, con multiplexación por división de frecuencia, para distancias que no excedan de 250 km y que es explotado con una atenuación nominal de 3 dB. La potencia máxima de ruido en este circuito es de 2000 pW0. Se supone igualmente que el circuito que conecta el centro primario al centro secundario está establecido en un sistema de portadoras del mismo tipo.

Se supone que el valor de ruido en línea para los dos circuitos interurbanos de larga distancia es de 4 pW/km, y que la longitud de línea total que corresponde a estos dos circuitos ($L_1 + L_2$ en la figura A.1/G.123) se aproxima al límite de 1500 km que define arbitrariamente un país de extensión media en la Recomendación G.121. Se supone, pues, que la distancia cubierta por los dos sistemas de corta distancia representa sólo una pequeña proporción de la longitud total del sistema nacional completo.

De acuerdo con el § 3 y con la Recomendación Q.31 [6], se supone que cada central introduce una potencia de ruido de 200 pWp.

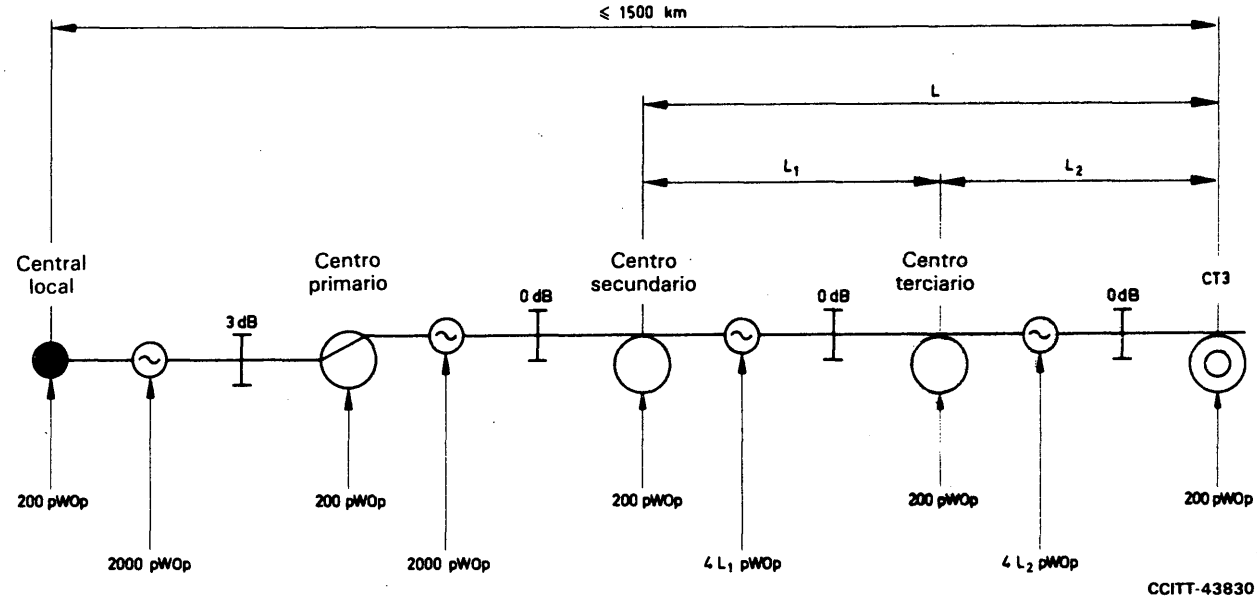


FIGURA A-1/G.123

La potencia total de ruido, referida a un punto de nivel relativo cero del primer circuito internacional en el CT3, es la siguiente (sumando los valores de las potencias de ruido encontrados sucesivamente de derecha a izquierda):

$$200 + 4L_2 + 200 + 4L_1 + 200 + 2000 + 200 + \tfrac{1}{2}(2000) + \tfrac{1}{2}(200) = 3900 + 4L \text{ pW0},$$

siendo $L = L_1 + L_2$. El resultado puede redondearse, para mayor comodidad, a $4000 + 4L$ pW0.

Esta fórmula es adecuada para los valores de L inferiores o iguales a 1500 km; para esta distancia, da una potencia de 10 000 pW0.

[3] *Nota de la Secretaría del CCITT* – Los valores de ruido indicados en la figura A-1/G.123 son valores máximos; véase también el elemento correspondiente de la figura 1/G.103.

A.5 *Países de gran extensión*

Cuando L excede de 1500 km, los circuitos suplementarios de larga distancia de la red nacional deben establecerse, en principio, de acuerdo con las normas internacionales. En especial, algunos países de gran extensión han considerado necesario, al planificar sus sistemas nacionales, prever potencias de ruido inferiores a 4 pW/km.

Es cómodo suponer un valor de 2 pW/km, más o menos conforme con la práctica adoptada en uno de estos países de gran extensión y con las indicaciones de la Recomendación G.153.

La regla aplicable a los países de gran extensión se indica en la figura A-2/G.123, en que la recta $4000 + 4L$ pasa por el punto de coordenadas (1500 km, 10 000 pW). Se traza una recta cuya pendiente es de 2 pW/km y que pasa por el mismo punto; su ordenada en el origen es de 7000 pW. La fórmula aplicable a los países de gran extensión es, por consiguiente, $7000 + 2L$ pW0. (Para simplificar, no se ha tenido en cuenta la atenuación nominal de 0,5 dB para el último circuito nacional.)

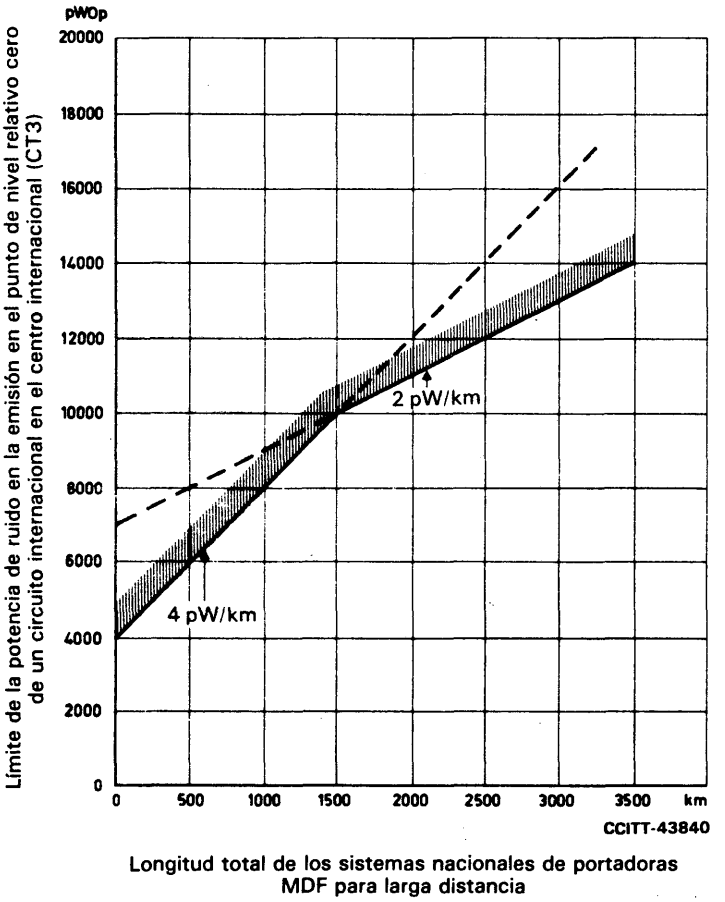


FIGURA A-2/G.123

Referencias

[1] Recomendación del CCITT *Objetivos de ruido para los proyectos de construcción de sistemas de portadoras de 2500 km*, Tomo III, Rec. G.222.

[2] *Ibíd.*, § 4.

[3] Recomendación del CCITT *Ruido en un enlace real*, Tomo III, Rec. G.226.

[4] Recomendación del CCIR *Ruido en la sección radioeléctrica de circuitos que se establezcan por enlaces reales de relevadores radioeléctricos para telefonía con multiplaje por distribución de frecuencia*, Vol. IX, Rec. 395, UIT, Ginebra, 1986.

[5] Recomendación del CCITT *Características de comportamiento de los* canales *MIC entre interfaces a cuatro hilos a frecuencias vocales*, Tomo III, Rec. G.712.

[6] Recomendación del CCITT *Ruido en una central automática nacional a cuatro hilos*, Tomo VI, Rec. Q.31.

[7] Recomendación del CCITT *Características de transmisión de una central internacional*, Tomo VI, Rec. Q.45.

[8] *Ibíd.*, figura 1/Q.45.

[9] Recomendación del CCITT *Conexiones a cuatro hilos establecidas por conmutación y mediciones en circuitos a cuatro hilos*, Libro Amarillo, Tomo IV, Rec. M.640, UIT, Ginebra, 1981.

[10] Recomendación del CCITT *Características de transmisión de una central internacional*, Tomo VI, Rec. Q.45, anexo A.

[11] *Ibíd.*, figura 3/Q.45.

Recomendación G.125

CARACTERÍSTICAS DE LOS CIRCUITOS NACIONALES ESTABLECIDOS EN SISTEMAS DE PORTADORAS

(Ginebra, 1964; modificada en Mar del Plata, 1968 y Ginebra, 1972)

Los circuitos de portadoras que pueden formar parte de conexiones internacionales deben ajustarse a lo estipulado en la Recomendación G.132 en lo que respecta a la distorsión de atenuación. Estos circuitos deben transmitir todos los tipos de señales (por ejemplo, palabra, datos, facsímil) que sean normalmente de esperar, habida cuenta de las Recomendaciones del CCITT, en esta parte de la conexión.

En la Recomendación G.123 (Ruidos de circuito en las redes nacionales) figuran actualmente especificaciones relativas al nivel de ruido de los circuitos nacionales.

1.3 Características generales de la cadena a cuatro hilos formada por los circuitos telefónicos internacionales y por los circuitos nacionales de prolongación

En esta subsección se indican las características globales recomendadas para la cadena a cuatro hilos definida en el § 2 de la Recomendación G.101.

Recomendación G.131

ESTABILIDAD Y ECOS

(Ginebra, 1964; modificada en Mar del Plata, 1968; Ginebra, 1972, 1976; 1980; Málaga-Torremolinos, 1984 y Melbourne, 1988)

1 Estabilidad de la transmisión telefónica

Fijadas las atenuaciones nominales de los circuitos internacionales, los otros factores principales que influyen en la estabilidad de la transmisión telefónica en las conexiones establecidas por conmutación son las siguientes:

- la variación de la atenuación de los circuitos en función del tiempo y según los circuitos (§ 3 de la Recomendación G.151);
- la distorsión de atenuación de los circuitos (§ 1 de la Recomendación G.151);
- la distribución de las atenuaciones de equilibrado para la estabilidad (§ 2 y 3 de la Recomendación G.122).

Se ha calculado la estabilidad de las conexiones internacionales, y con los resultados obtenidos se ha establecido un gráfico (figura 1/G.131) que muestra la proporción de conexiones (entre todas las posibles) que presentarán probablemente una estabilidad inferior o igual a 0 dB o 3 dB en función del número de circuitos analógicos de que se compone la cadena a cuatro hilos y de los valores medios de la atenuación de equilibrado que cabe suponer. Naturalmente, la proporción de conexiones realmente establecidas que presentarán una estabilidad inferior o igual a los valores considerados será mucho más reducida.

Nota – Si la cadena a cuatro hilos incluye circuitos digitales, es probable que la estabilidad sea mejor que la indicada en la figura 1/G.131, puesto que la variabilidad de la pérdida de transmisión de estos circuitos será más baja que la supuesta en dicha figura.

Al interpretar las curvas que indican la proporción de comunicaciones que tendrán probablemente una estabilidad de 3 dB o menos, ha de tenerse en cuenta que las cadenas más complicadas comprenderán seguramente un circuito provisto de un supresor o compensador de eco; en este caso, la estabilidad durante la conferencia será mucho mayor.

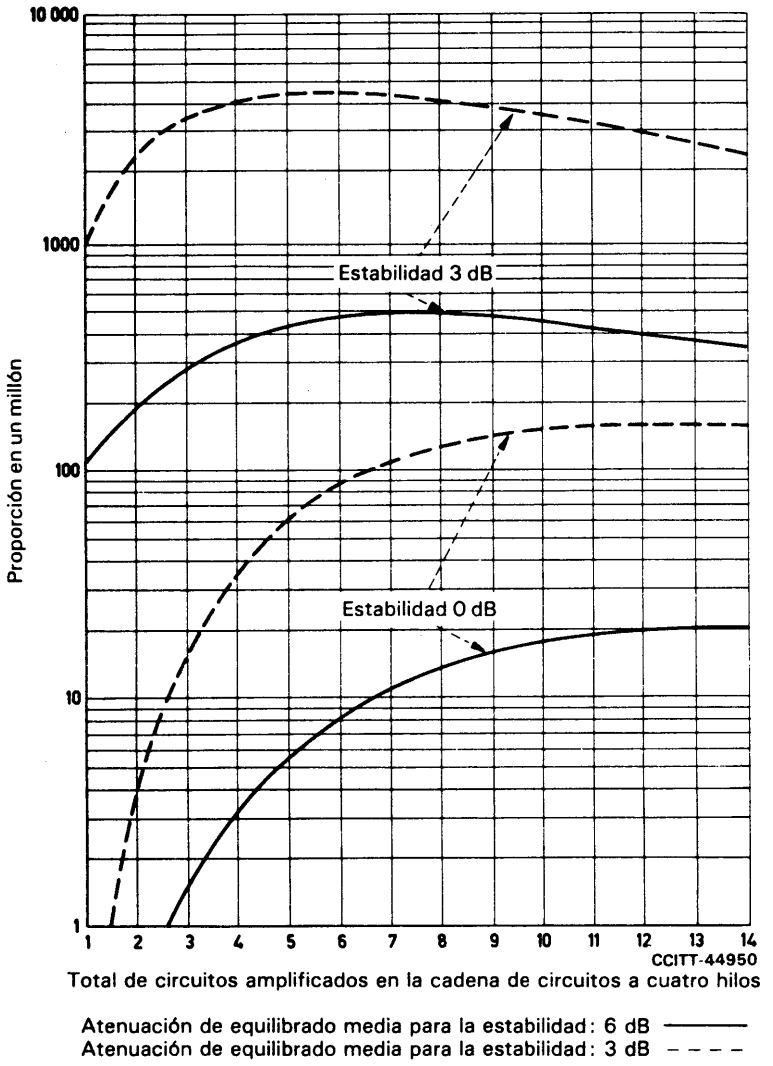


FIGURA 1/G.131

Proporción de conexiones que tendrán posiblemente una estabilidad inferior o igual a 0 dB o 3 dB

Los presentes cálculos se basan en las siguientes hipótesis simplificadoras:

a) Los circuitos nacionales se añaden a la cadena internacional conforme a la Recomendación G.122.

b) La desviación típica de la atenuación entre los circuitos internacionales analógicos establecidos en grupos primarios equipados de control automático de ganancia es de 1 dB. Esto concuerda con las hipótesis de la Recomendación G.122. Los resultados de la 10.ª serie de medidas de la Comisión de Estudio IV indican que este objetivo es próximo al fijado (1,1 dB es la desviación típica de los datos obtenidos, y la proporción de grupos primarios internacionales no regulados disminuye en forma significativa).

c) La correlación entre las variaciones de la atenuación en los dos sentidos de transmisión es completa.

d) La desviación del valor medio de la atenuación con relación al valor nominal es nula. Hasta ahora se dispone de pocas informaciones sobre los circuitos internacionales mantenidos entre puntos a cuatro hilos.

e) No se han tenido en cuenta las variaciones ni las distorsiones introducidas por las centrales nacionales e internacionales.

f) La variación de la atenuación de los circuitos a frecuencias distintas de la frecuencia de medida es la misma que a la frecuencia de medida.

g) No se ha tenido en cuenta la distorsión de atenuación. Esto se justifica por el hecho de que en los extremos de la banda transmitida se obtienen valores reducidos de atenuación de equilibrado, que se asocian a los valores de atenuación más elevados.

h) Todas las distribuciones son gausianas.

Habida cuenta de estas hipótesis, se puede llegar a la conclusión de que las Recomendaciones del CCITT constituyen un todo lógico, y que si se respetan éstas y se alcanza la norma de mantenimiento fijada para la variación de la atenuación de los circuitos, no deberían presentarse problemas de inestabilidad en el plan de transmisión. Es también evidente que las redes que no presenten una atenuación de equilibrado mejor que 3 dB (valor medio), con una desviación típica de 1,5 dB, tienen pocas probabilidades de comprometer seriamente la estabilidad de las conexiones internacionales en lo que respecta a las oscilaciones. Sin embargo, esta situación no es satisfactoria, ya que la distorsión puede alcanzar un punto próximo al de cebado, con los consiguientes efectos de eco.

El detalle de los cálculos figura en [1].

2 Limitación de los ecos

Los circuitos principales de una red telefónica moderna destinada a comunicaciones internacionales son circuitos por portadoras, de gran velocidad de transmisión en pares simétricos o coaxiales, en fibras ópticas, o en sistemas de radioenlaces; normalmente, en estos circuitos no se utilizan dispositivos de protección contra el eco tales como supresores de eco y compensadores de eco a menos que se trate de conexiones que requieran circuitos internacionales muy largos. Por lo general es muy raro que en las redes nacionales se necesiten dispositivos de protección contra el eco, aunque pueden necesitarse incluso en el servicio interior, en los países de gran extensión. También pueden requerirse dispositivos de protección contra el eco, en circuitos de cables cargados (circuitos de baja velocidad de transmisión) utilizados para comunicaciones internacionales.

Los ecos pueden limitarse de dos maneras: ajustando el equivalente de la cadena de circuitos a cuatro hilos de tal modo que las corrientes de eco queden suficientemente atenuadas (lo que supone implícitamente un valor determinado e invariable de la pérdida de retorno para el eco), o instalando un dispositivo de protección contra el eco.

2.1 *Ajuste del equivalente*

Las curvas de la figura 2/G.131 indican el valor nominal mínimo del índice de sonoridad (IS)[1] que hay que introducir en el trayecto de eco para no tener que recurrir a un supresor de eco. El ERC se indica en función del tiempo medio de propagación en un sentido. En el suplemento N.° 2, al final del presente fascículo, se explica la forma en que se ha obtenido esta curva, y en el anexo A a la presente Recomendación se da un ejemplo de su aplicación.

Las curvas de trazo continuo se aplican a una cadena de circuitos analógicos interconectados a cuatro hilos. También pueden emplearse para circuitos interconectados a dos hilos si se han tomado las precauciones requeridas para asegurar una buena pérdida de retorno para el eco en esos puntos (es decir valor promediado de acuerdo con la Recomendación G.122) por ejemplo, un valor medio de 27 dB, con una desviación típica de 3 dB.

Nota – Este valor es apenas suficiente para garantizar atenuaciones de eco medias (a-b) de ($15 + n$) dB, conforme se estipula actualmente en el § 4.1 de la Recomendación G.122.

Las curvas de trazo discontinuo son aplicables a conexiones totalmente digitales con líneas de abonado analógicas (como se muestra en la figura 2/G.111) y bajo ciertas hipótesis (véase el suplemento N.° 2), a conexiones totalmente digitales con líneas de abonado digitales (como se muestra en la parte b) de la figura 1/G.104). En el último caso, el trayecto de eco incluye el trayecto acústico entre el auricular y el micrófono del aparato telefónico.

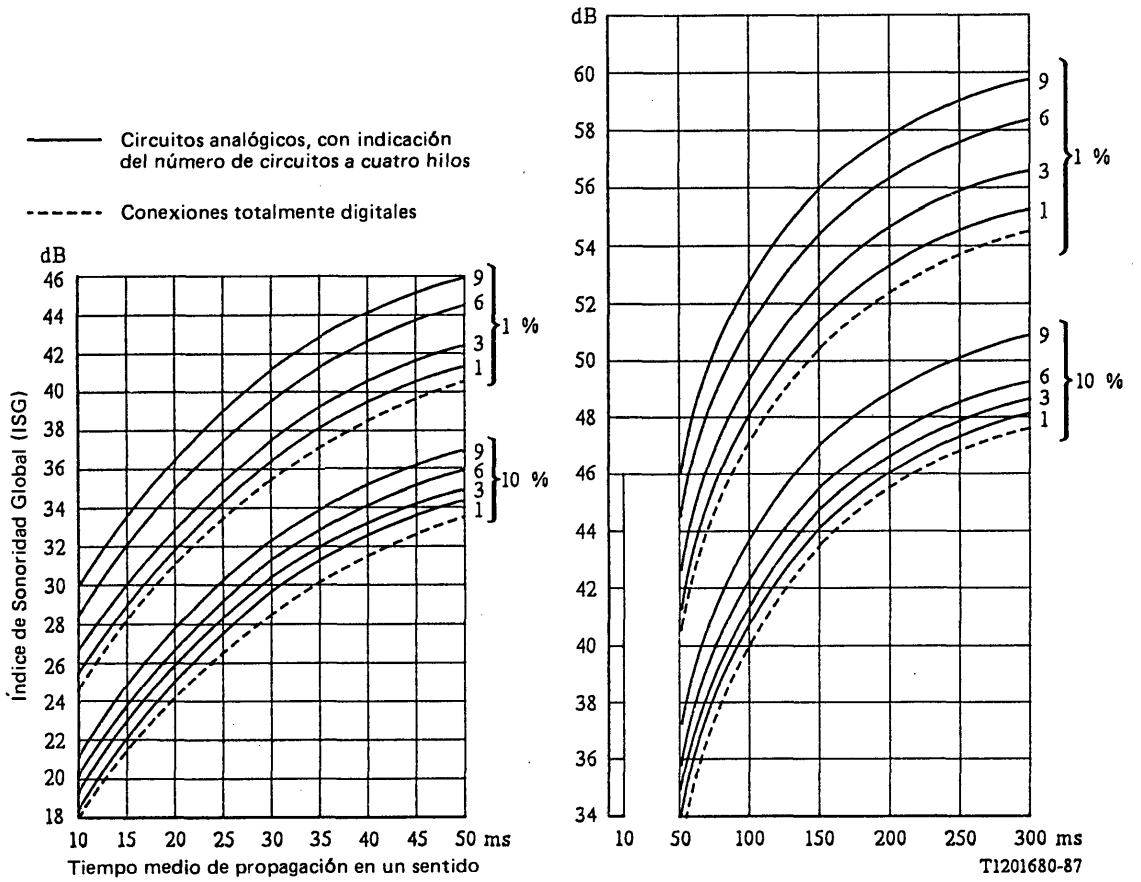
---

[1] La figura 2/G.131, si bien se basa en valores nominales de IS de circuitos locales y de circuitos interurbanos, se refiere a los valores mínimos del IS en emisión y del IS en recepción de sistemas de abonado.

Cuando un circuito internacional se utiliza para conexiones internacionales relativamente cortas y sencillas, su atenuación nominal entre extremos virtuales analógicos puede aumentarse proporcionalmente a la longitud, como se indica a continuación, si con ello se consigue evitar el empleo de dispositivos de protección contra el eco.

- hasta 500 km de distancia: 0,5 dB
- entre 500 y 1000 km de distancia: 1,0 dB
- por cada 500 km adicionales o fracción de 500 km: 0,5 dB.

Sin embargo, este circuito no puede incorporarse a una cadena de varios circuitos a menos que su atenuación nominal se reduzca a 0,5 dB.



Nota 1 – Los porcentajes se refieren a la probabilidad de que se produzcan ecos perjudiciales.

Nota 2 – El índice de sonoridad global del trayecto de eco se define aquí como la suma de:

- el índice de sonoridad en los dos sentidos de transmisión del sistema telefónico local del abonado que habla (que se supone tenga valores mínimos del índice de sonoridad);
- el índice de sonoridad en los sentidos de transmisión de la cadena de circuitos entre el extremo a dos hilos del sistema telefónico local del abonado que habla y los terminales a dos hilos del equipo de terminación a cuatro hilos/dos hilos en el extremo del abonado que escucha;
- el valor medio de la atenuación de equilibrado para el eco en el extremo de la persona que escucha.

FIGURA 2/G.131

Curvas de tolerancia para el eco

2.2 *Dispositivos de protección contra el eco*

El tipo preferido de supresor de eco es un semisupresor de eco diferencial terminal activado desde el extremo distante. En la red internacional se emplean varios tipos de semisupresores de eco: uno, que sólo conviene para las conexiones en las que el tiempo medio de propagación en un sentido no excede de 50 ms (supresor de eco para retardos pequeños), y otros apropiados para conexiones con tiempos de propagación medios

cualesquiera en un sentido, en particular, si son netamente superiores a 50 ms (supresor de eco para retardos grandes, como los utilizados en los circuitos encaminados por sistemas de comunicación por satélite). Las características de los supresores de eco para retardos pequeños se indican en la Recomendación citada en [2]. Las características de supresores de eco que pueden utilizarse en conexiones con tiempos de propagación grandes o pequeños se indican en la Recomendación citada en [3] y en la Recomendación G.164 (supresores de eco con nuevas funciones). Otro tipo de protección contra el eco puede obtenerse utilizando compensadores de eco. Sus características se indican en la Recomendación G.165.

De la información recibida sobre pruebas subjetivas se extraen las siguientes conclusiones:

1) Los compensadores de eco conformes a la Recomendación G.165 proporcionan una calidad de transmisión de señales vocales superior (con un nivel de confianza de 0,05) a la de los:

   a) supresores de eco conformes a la Recomendación G.161 (*Libro Naranja*),

   b) los supresores de eco conformes a la Recomendación G.164 con sensibilidad diferencial de intervención fija (SDIF).

   Nota – Dos Administraciones mantienen la opinión de que los compensadores de eco conformes a la Recomendación G.165 y los supresores de eco conformes a la Recomendación G.164 con sensibilidad diferencial de intervención adaptativa (SDIA) proporcionan aproximadamente la misma calidad de funcionamiento cuando la atenuación del trayecto de eco es considerablemente superior al límite inferior de su gama. Los cálculos basados en el § 2 de la Recomendación G.122, y, suponiendo una atenuación del eco mínima de 6 dB, indican que la mayoría de las atenuaciones del trayecto de eco serán superiores al valor mínimo.

2) Los supresores de eco conformes a la Recomendación G.164, con SDIA proporcionan una calidad de transmisión de señales vocales superior a la de los supresores de eco con SDIF.

3) Los dispositivos de control de eco de distintos tipos (es decir, supresores o compensadores de eco conformes a las Recomendaciones de la serie G) colocados en extremos opuestos de una conexión funcionarán en forma compatible. En este caso, la calidad subjetiva percibida en un extremo depende casi exclusivamente de la calidad de funcionamiento del dispositivo de protección contra el eco instalado en el extremo opuesto.

Nota 1 – Los circuitos de satélites regionales encaminados en paralelo con circuitos terrenales, sin eco perceptible, se beneficiarán del empleo de dispositivos de protección contra el eco de la mejor calidad. De lo contrario, toda degradación de la calidad normal habida en un encaminamiento por el circuito de satélite podrá ser perjudicial para el abonado.

Nota 2 – La concertación de acuerdos bilaterales entre Administraciones podrá facilitar la introducción en la red de dispositivos de protección contra el eco de mejor calidad.

2.3 *Reglas que rigen la limitación de los ecos*

Las reglas que se indican a continuación se subdividen en ideales y prácticas. Se reconoce que ninguna solución práctica del problema puede basarse en normas tan exclusivas e inflexibles como las ideales. Las reglas prácticas se sugieren con la esperanza de que simplifiquen los problemas de conmutación y económicos. No deben invocarse a menos que no puedan cumplirse razonablemente las reglas ideales.

2.3.1 *Reglas para conexiones sin dispositivos de protección contra el eco*[2)]

2.3.1.1 *Regla ideal – Regla A*

Para una conexión entre un par cualquiera de centrales locales situadas en diferentes países, la probabilidad de que se la califique de «insatisfactoria» a causa del eco para la persona que habla, será inferior al 1%, suponiendo que los índices de sonoridad en emisión y en recepción del aparato telefónico y de la línea de la persona que habla tienen los valores mínimos prácticos.

Nota – Las comunicaciones entre un par determinado de centrales locales pueden pasar por diferentes números de circuitos a cuatro hilos, según el método de encaminamiento y la hora del día. La figura 2/G.131 permite determinar si se respeta esta regla en el caso de las partes del tráfico total que pasan por 1, 2, 3 ... 9 circuitos a cuatro hilos aplicando ciertas hipótesis convencionales (véase el suplemento N.° 2 al final de este fascículo).

---

2) Las reglas de esta Recomendación se han actualizado (para incluir los compensadores de eco) y reagrupado, comparándolas con las versiones anteriores de la Recomendación G.131. Las letras indican que las reglas son las mismas que en las versiones anteriores de la Recomendación G.131, de manera que exista cierto grado de continuidad.

2.3.1.2 *Regla práctica – Regla E*

Para las conexiones entre dos países en las que intervengan las más largas de sus prolongaciones nacionales a cuatro hilos, las Administraciones interesadas pueden ponerse de acuerdo para admitir una probabilidad de incurrir en una opinión «insatisfactoria» debido al eco del 10%, en lugar del 1% de la regla A. Esta regla E[3)] únicamente es válida cuando se necesite emplear (según la regla A[3)]) un dispositivo de protección contra el eco sólo para esas conexiones, y no para las conexiones entre las regiones próximas a los dos centros internacionales interesados.

2.3.2 *Reglas para conexiones con dispositivos de protección contra el eco*

2.3.2.1 *Reglas ideales*

2.3.2.1.1 *Regla B*

1) Ninguna conexión que necesite un supresor de eco podrá nunca comprender más de lo que corresponde a un supresor de eco completo, es decir, dos semisupresores de eco. Cuando hay más de un supresor de eco completo, existe el riesgo de que se mutile e incluso de que se bloquee la conversación.
2) Los circuitos equipados con compensadores de eco (Recomendación G.165) pueden interconectarse en cascada sin degradación de la calidad de funcionamiento debida al eco.
3) Un circuito equipado con supresores de eco (Recomendación G.164) puede conectarse con otro circuito equipado con compensadores de eco (Recomendación G.165) sin degradación adicional de la calidad de funcionamiento.

   Nota – La calidad de funcionamiento global no será mejor que la proporcionada por el dispositivo con la peor calidad de funcionamiento.

2.3.2.1.2 *Regla D*

Es conveniente asociar los semisupresores de eco o compensadores de eco a los equipos de terminación de la cadena a cuatro hilos de la conexión completa. Esto:

- reduce las probabilidades de que los supresores mutilen la palabra, ya que el tiempo de bloqueo puede ser muy corto;
- reduce las probabilidades de operación ineficaz de los compensadores de eco pues los retardos en los extremos son pequeños y pueden asegurarse las atenuaciones para el eco mínimas requeridas.

2.3.2.2 *Reglas prácticas*

2.3.2.2.1 *Regla F*

Cuando se considere que no puede aplicarse la regla D, puede instalarse el dispositivo de protección contra el eco en el centro internacional o en un centro de tránsito nacional adecuado. Sin embargo, cada dispositivo de protección contra el eco debe estar colocado lo bastante cerca de los abonados respectivos para que los retardos en los extremos no excedan del valor máximo indicado en las Recomendaciones G.161 (*Libro Naranja*), G.164 y G.165 del presente fascículo. Para los países de extensión media, esto significará normalmente que los dispositivos de protección contra el eco de los extremos de salida y de llegada se hallarán en los países de origen y de destino de la comunicación.

2.3.2.2.2 *Regla G*

En ciertos casos especiales, puede montarse un supresor de eco completo para retardos pequeños en el extremo de salida de un circuito de tránsito (en lugar de dos semisupresores en los centros terminales), siempre que ninguno de los dos tiempos de bloqueo exceda de 70 ms. La aplicación de esta regla más flexible puede reducir el número de supresores de eco necesarios y simplificar las disposiciones de señalización y de conmutación. Se subraya que no deben utilizarse supresores de eco completos indiscriminadamente; la mejor solución consiste en disponer dos semisupresores de eco lo más cerca posible de los equipos de terminación. De emplearse un supresor de eco completo, deberá instalarse lo más cerca posible del punto medio de la cadena desde el punto de vista del tiempo de propagación («centro de tiempo»), lo que implica una disminución del tiempo de bloqueo necesario.

Se estudia la posibilidad de utilizar en este caso un supresor o compensador de eco completo para retardos grandes.

---

3) La Recomendación Q.115 [4] contiene un estudio sobre la aplicación de las reglas A y E en las relaciones entre el Reino Unido y Europa.

2.3.2.2.3 *Regla K*

En una conexión que necesite un supresor de eco, puede admitirse la equivalencia de dos supresores completos como máximo (por ejemplo, tres semisupresores o dos semisupresores y un supresor completo). Es conveniente evitar por todos los medios el tener que recurrir a esta tolerancia, pues la presencia en una conexión de dos o más supresores de eco completos con grandes tiempos de bloqueo puede recortar seriamente la conversación y aumentar considerablemente los riesgos de bloqueo de la conferencia. Esta regla no se aplica a los compensadores de eco (véase la Regla B).

2.3.2.2.4 *Regla L*

En general, no es conveniente desconectar (desactivar o neutralizar) los supresores de eco intermedios cuando se conecte un circuito con dispositivos de protección contra el eco para retardos grandes a un circuito con supresores de eco para retardos pequeños. No obstante, sería conveniente desconectar (desactivar o neutralizar) los supresores de eco intermedios si, en la parte de la conexión comprendida entre los semisupresores de eco terminales, el tiempo medio de propagación en un solo sentido no excede de 50 ms, por ser probablemente compatibles los diferentes tipos. No es necesario desconectar un compensador de eco intermedio.

2.3.3 *Reglas generales*

2.3.3.1 *Regla ideal – Regla C*

No conviene insertar un dispositivo de protección contra el eco en las conexiones que no lo necesiten, pues su presencia aumenta la tasa de averías y complica el mantenimiento.

2.3.3.2 *Reglas prácticas*

2.3.3.2.1 *Regla H*

En casos excepcionales, tales como averías graves, puede ser necesario recurrir a una ruta de emergencia. No es necesario equipar con dispositivos de protección contra el eco esta ruta si los circuitos pueden utilizarse sin ellos durante un corto periodo de tiempo. Sin embargo, de emplearse la ruta de emergencia durante varias horas, conviene instalar dispositivos de protección contra el eco ajustándose a las reglas A o E precedentes.

2.3.3.2.2 *Regla J*

En una conexión que no necesite dispositivos de protección contra el eco se admite, aun no siendo necesaria, la presencia de uno o dos semisupresores o de un supresor completo o de compensadores de eco. (En realidad, es bien difícil detectar la presencia de un supresor de eco bien ajustado en un circuito de tiempo de propagación moderado, y en el caso de compensadores de eco, puede mejorarse la calidad de funcionamiento global de la conexión.)

Cuando un centro internacional de llegada sea accesible desde un centro internacional de salida por más de una ruta, y

1) una ruta como mínimo requiera supresores de eco y al menos una ruta no los requiera y, además,
2) el centro de salida no pueda determinar qué ruta se utilizará,

se conectarán dispositivos de protección contra el eco en todos los casos.

2.3.3.2.3 *Regla M*

Se ha observado que, en la práctica, se puede hacer tolerable el eco introduciendo una atenuación en el circuito cuando el tiempo de propagación (retardo) del eco en un sentido sea inferior a unos 25 ms. Con retardos mayores se necesita una atenuación del circuito demasiado grande para atenuar el eco, por lo que se recurre a dispositivos de protección contra el eco.

Nota – El equivalente de esta regla figura en el § B, b) de la Recomendación G.161 (*Libro Naranja*). Esta regla no se ha expuesto en versiones anteriores de la Recomendación G.131.

2.4 *Introducción de dispositivos de protección contra el eco en una conexión*

Se han considerado los siguientes procedimientos de inserción de dispositivos de protección contra el eco en una conexión:

1) Prever un conjunto de dispositivos de protección contra el eco para varios haces de circuitos, asociándose un dispositivo de protección contra el eco cualquiera de este conjunto a todo circuito que necesite un dispositivo de protección contra el eco (véase la Recomendación Q.115 [4]).
2) Montar dispositivos de protección contra el eco permanentes en los circuitos, con posibilidad de eliminarlos por conmutación (o neutralizarlos) cuando sea inútil su presencia (véase [5]).
3) Dividir los circuitos de una ruta internacional en dos haces, uno de ellos provisto de dispositivos de protección contra el eco y el otro no; para una conexión determinada se utiliza un circuito de uno u otro haz, según sea necesario un dispositivo de protección contra el eco. No debe olvidarse, sin embargo, el hecho reconocido de que la utilización de los circuitos puede no ser eficaz cuando están divididos en haces separados.
4) Idear esquemas de división del país de origen y del país de destino en zonas que correspondan a distancias radiales medias crecientes a partir del centro internacional. En este caso, examinando las primeras cifras del indicativo y los circuitos de origen, es posible determinar las longitudes nominales de las prolongaciones nacionales.

Sea cual fuere el método utilizado, se tendrá debidamente en cuenta el último párrafo del § 2.1. El CCITT está estudiando los métodos necesarios para la reducción requerida de la atenuación del circuito. La clase y el volumen de tráfico cursado por una conexión determinada son igualmente factores económicos que influyen en definitiva en la elección del método que ha de adoptarse.

El CCITT estudia actualmente las recomendaciones que debe formular para garantizar que la inserción de dispositivos de protección contra el eco en las conexiones internacionales se ajuste, en conjunto, a las reglas prácticas enunciadas más arriba.

Conviene observar que no es necesario utilizar en todos los continentes el mismo método. La necesidad de realizar conexiones intercontinentales exige cierta compatibilidad, pero no parece que haya grandes dificultades para lograrla.

2.5 *Dispositivos de tratamiento de las señales vocales*

Algunos dispositivos de tratamiento de las señales vocales, como los de interpolación de la palabra, cumplen también la función de supresión de eco. Sin embargo, tales dispositivos pueden suprimir únicamente el eco en modo monólogo (cuando habla un solo abonado), y no en condiciones de habla simultánea (véase el § 1.7 de la Recomendación G.164), a menos que estén equipados para ejecutar completamente las funciones de supresor de eco. Cuando dispositivos que no proporcionan una protección completa contra el eco se conecten en cascada con compensadores de eco, puede producirse una degradación de la calidad de funcionamiento en condiciones de habla simultánea, pues el compensador de eco intermedio actuará durante el habla simultánea.

ANEXO A

(a la Recomendación G.131)

Aplicación de lo estipulado en el § 2 de la Recomendación G.131

La regla A del § 2.3.1.1 de la Recomendación G.131, requiere, para cada par de países, evaluar las condiciones de eco correspondientes a cada par posible de centrales locales a fin de determinar si el punto correspondiente al equivalente de referencia corregido del trayecto de eco en función del tiempo medio de propagación en un sentido, para dicho par de centrales, está por encima o por debajo de la curva apropiada de 1% de la figura 2/G.131.

Las variables del problema se indican en el cuadro A-1/G.131 y se ilustran en la figura A-1/G.131 para todas las conexiones analógicas y en la figura A-2/G.131 para todas las conexiones digitales.

Para un par dado de centrales, se conocen o pueden estimarse los valores de los ocho factores de la lista, y en la figura 2/G.131 puede determinarse el punto correspondiente al índice de sonoridad [1) + 2) + 3) + 4) del cuadro A-1/G.131] en función del tiempo medio de propagación en un sentido [5) + 6) + 7) del cuadro A-1/G.131] y para determinado número de circuitos analógicos en la cadena a cuatro hilos, con relación a la curva de 1% y para conexiones totalmente analógicas y conexiones mixtas analógico/digitales, o para conexiones totalmente digitales utilizando la curva adecuada.

CUADRO A-1/G.131

Magnitudes necesarias para la evaluación de eco

Índice de sonoridad global del trayecto de eco, constituido por la suma de:

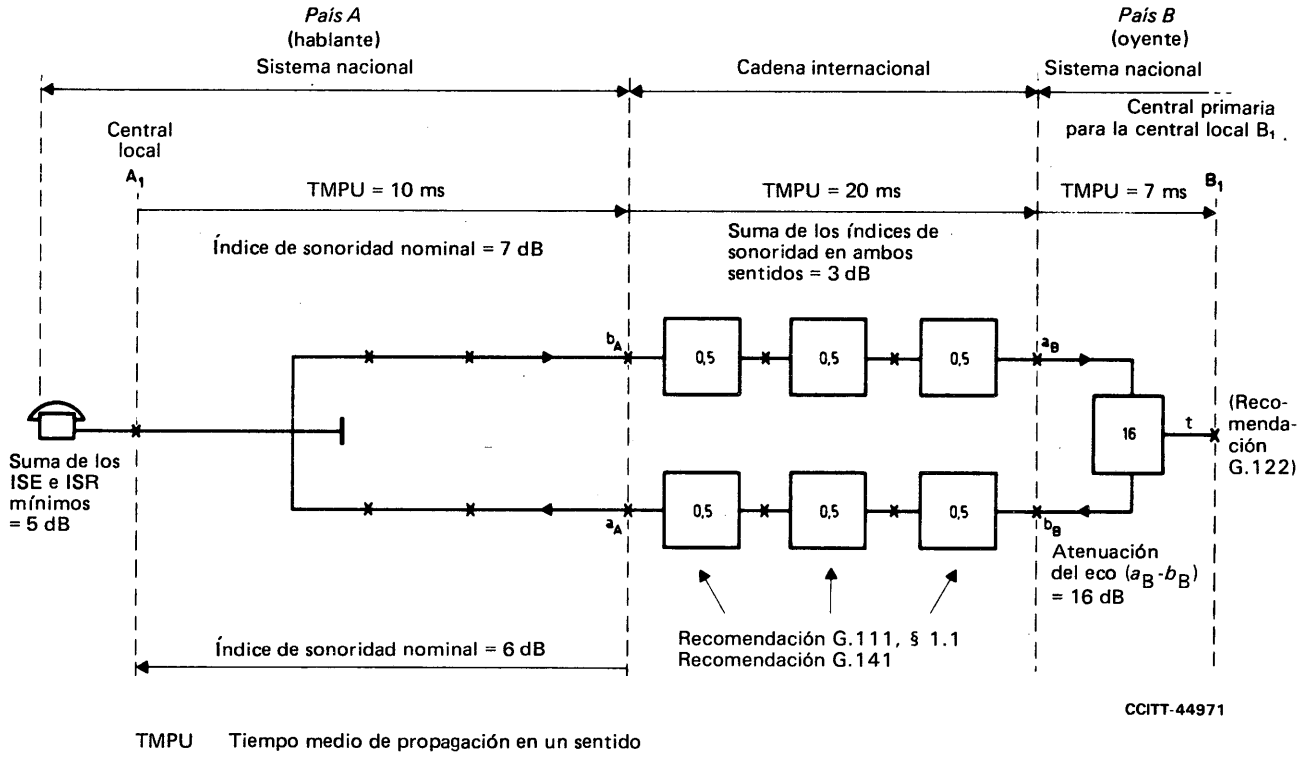
1) el mínimo de la suma de los valores de los índices de sonoridad en emisión y en recepción del sistema local del país A (extremo de la persona que habla);
2) el índice de sonoridad nominal desde y hasta los extremos virtuales analógicos (a_A y b_A) de la cadena de circuitos nacionales en el país A entre la central local y la central internacional;
3) el índice de sonoridad nominal en cada sentido de transmisión de la cadena internacional;
4) la atenuación para el eco (a_B-b_B) del sistema nacional del país B (extremo de la persona que escucha).

Tiempo medio de propagación en un solo sentido, constituido por la semisuma de los tiempos de propagación de:

5) los trayectos desde el aparato telefónico en el país A hasta y desde los extremos virtuales analógicos a_A y b_A;
6) los dos sentidos de transmisión de la cadena internacional;
7) el trayecto a_B-b_B del país B.

También es necesario conocer para conexiones totalmente analógicas o conexiones mixtas analógico/digitales:

8) el número de circuitos de la cadena a cuatro hilos (véase la figura 3/G.101).



TMPU Tiempo medio de propagación en un sentido

FIGURA A-1/G.131

Ejemplo de aplicación de la figura 2/G.131 a conexiones totalmente analógicas

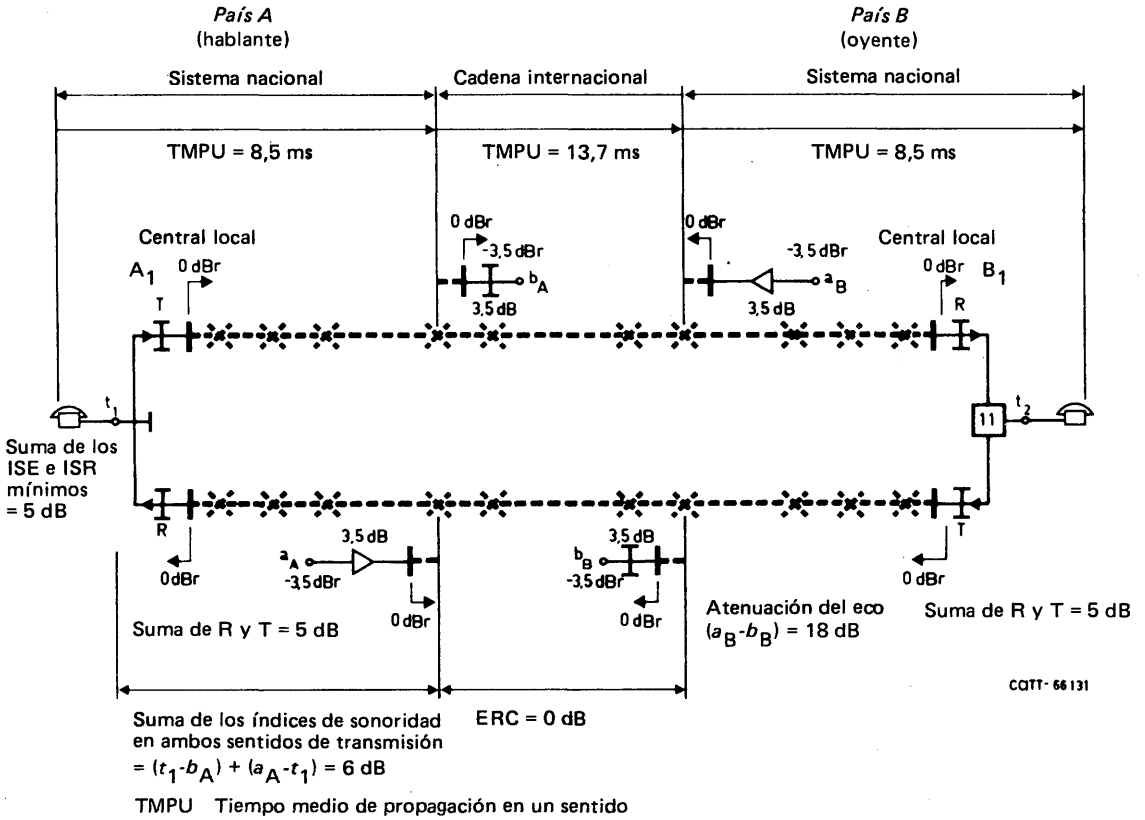


FIGURA A-2/G.131

Ejemplo de aplicación de la figura 2/G.131 a conexiones totalmente digitales con líneas de abonado analógicas a dos hilos

A.1 *Conexiones totalmente analógicas* (véase la figura A-1/G.131)

A los fines de la presente Recomendación, puede suponerse que la principal reflexión en el extremo de la persona que escucha tiene lugar en el equipo de terminación a cuatro hilos/dos hilos, y que éste está situado en la central primaria asociada a la central local de dicha persona. Los componentes del factor 4) del cuadro A-1/G.131 son, en consecuencia, las atenuaciones a_B-t y t-b_B, más la atenuación de equilibrado para el eco en el acceso a dos hilos del equipo de terminación. Esta pérdida de retorno será la media para todas las condiciones de «descolgado» de línea de abonado que pueda presentar simultáneamente la central local de la persona que escucha al acceso a dos hilos del equipo de terminación. (La figura 2/G.131 supone una desviación típica de la pérdida de retorno de 3 dB.) Si no se conoce el valor medio, puede suponerse que el factor 4) del cuadro A-1/G.131 se ajusta al § 4 de la Recomendación G.122, o sea que el valor medio es de (15 + S) dB, donde S es la suma de las atenuaciones nominales en los dos sentidos de transmisión comprendidas en la cadena nacional a cuatro hilos de la persona que escucha (en este caso se supone que S es 1 dB).

Para un par determinado de centrales locales, las sucesivas conexiones pueden pasar por diferentes números de circuitos a cuatro hilos, y el tráfico total puede considerarse constituido por cierto número de bloques de diversas proporciones que encuentran desde uno hasta nueve circuitos a cuatro hilos. Puede evaluarse cada «bloque» por medio de la figura 2/G.131, y combinarse los resultados para determinar si se respeta la regla A para la totalidad del tráfico.

La figura A-1/G.131 ilustra, a título de ejemplo, una aplicación del § 2 de la Recomendación G.131, suponiendo que el trayecto *a-t-b* de la persona que escucha se ajusta a la Recomendación G.122. Para simplificar, se supone que el 100% del tráfico encuentra las condiciones indicadas. Los valores asociados a este ejemplo son los siguientes:

País A (hablante)

Distancia desde la central local A_1 hasta la central internacional	1600 km
Tiempo medio de propagación en un sentido desde la central local A_1 hasta la central internacional	11 ms[4]
Índice de sonoridad mínimo simultáneo en emisión y en recepción (suma) del sistema local	5 dB
Índice de sonoridad desde la central local hasta la central internacional (b_A)	7 dB[5]
Índice de sonoridad desde la central internacional hasta la central local (a_A)	6 dB[5]
Número de circuitos a cuatro hilos	2

Cadena internacional de A a B

Número de circuitos	3[6]
Distancia	3200 km
Tiempo medio de propagación en un sentido	17 ms[4]
Suma de los índices de sonoridad en ambos sentidos 2 × 3 × 0,5 dB	3 dB

País B (oyente)

Atenuación media para el eco (a_B-b_B) = (15 + 1) dB	16 dB (Rec. G.122)
Distancia desde la central internacional hasta la central primaria asociada a la central local B_1 (esto es, hasta el punto de reflexión principal)	1120 km
Tiempo medio de propagación en un sentido correspondiente a esa distancia	16 ms[4]
Número de circuitos a cuatro hilos	1

Número total de circuitos a cuatro hilos: 2 + 3 + 1 = 6

Tiempo medio total de propagación en un sentido: 11 + 17 + 16 = 44 ms . . . . . (A-1)

Índice de sonoridad total del trayecto de eco: 5 + 7 + 6 + 3 + 16 = 37 dB . . . . . (A-2)

Si se llevan (A-1) y (A-2) a la figura 2/G.131, el punto se encuentra por debajo de la curva de 1% en el caso de seis circuitos a cuatro hilos, lo que indica una probabilidad superior al 1% de obtener una opinión «insatisfactoria». Esta conclusión vale también para otras posibles cantidades de circuitos a cuatro hilos.

A.2 *Conexiones totalmente digitales* (véase la figura A-2/G.131)

Puede suponerse que la principal reflexión en el extremo de la persona que escucha tiene lugar en el equipo de terminación a cuatro hilos/dos hilos, que está situado en la central local de dicha persona. Los componentes del factor 4) del cuadro A-1/G.131 son, en consecuencia, las atenuaciones a_B-t y t-b_B, más la atenuación de equilibrado para el eco en el acceso a dos hilos del equipo de terminación. Esta atenuación de equilibrado será la media para todas las condiciones de «descolgado» de línea de abonado que pueda presentar simultáneamente la central local de la persona que escucha al acceso a dos hilos del equipo de terminación. (La figura 2/G.131 supone una desviación típica de la pérdida de retorno de 3 dB.) Si no se conoce el valor medio, puede suponerse que concuerda con el § 4.3 de la Recomendación G.122, a saber, un valor medio de 11 dB.

---

[4] Suponiendo una velocidad de propagación para los sistemas de transmisión de 250 km/ms, 3 pares de modulador y demodulador de canal MDF, con un retardo de 1,5 ms cada uno, para el país A (persona que habla) y la cadena internacional de circuitos de A a B, y una constante de 12 ms para el país B (persona que escucha) (véase la Recomendación G.114).

[5] Se supone que los circuitos interurbanos de enlace cargados introducen 1 dB adicional (en cada sentido) al pasar de la pérdida de transmisión nominal al índice de sonoridad.

[6] Número inusitadamente elevado, elegido (únicamente para ilustrar el principio de la aditividad de las atenuaciones).

A fin de aplicar la figura 2/G.131, el valor de n no se requiere en este caso (pues los circuitos digitales en la cadena a cuatro hilos no contribuyen a la variabilidad de la atenuación global del circuito). Sin embargo, el número de centrales digitales influye en el tiempo de propagación, por ejemplo, de conformidad con el cuadro 1/G.114 en cuanto a que cada central digital de tránsito añade 0,45 ms al tiempo medio de propagación en un sentido de la conexión.

En la figura A-2/G.131 se indica un ejemplo donde la suma de los atenuadores R y T es 6 ó 7 dB. Los valores para el ejemplo son los siguientes:

País A (hablante)

Distancia desde la central local A_1 hasta la central internacional	1600 km
Tiempo medio de propagación en un sentido desde la central local A_1 hasta la central internacional	8,5 ms[7]
Índices de sonoridad mínimos simultáneos en emisión y en recepción (suma) del sistema local	5 dB
Suma de los índices de sonoridad en ambos sentidos de transmisión $(t_1\text{-}b_A) + (a_A\text{-}t_1)$	6 dB

Cadena internacional de A a B

Distancia	3200 km
Tiempo medio de propagación en un sentido	13,7 ms[8]
Índice de sonoridad de la cadena internacional	0 dB

País B (oyente)

Distancia desde la central local B_1 a la central internacional	1600 km
Tiempo medio de propagación en un sentido	8,5 ms[7]
Valor medio de la atenuación para el eco $(a_B\text{-}b_B) = (11 + 7)$ dB	18 dB
Tiempo medio total de propagación en un sentido = 8,5 + 13,7 + 8,5 = 30,7 ms	(A-3)
Índice de sonoridad total del trayecto de eco = 5 + 6 +0 +18 = 29 dB	(A-4)

Si (A-3) y (A-4) se trazan en la figura 2/G.131, el punto queda por debajo de la línea del 1% (y está próximo a la línea del 10%) para conexiones totalmente digitales, lo que indica una probabilidad de que más del 1% den lugar a una opinión «insatisfactoria».

Conclusión

a) Debe utilizarse en la conexión un dispositivo de protección contra el eco, o bien,

b) debe aumentarse la atenuación del trayecto de eco (pero observando las limitaciones de la Recomendación G.121).

Nota – Si se prevé aumentar la atenuación en el trayecto de eco, debe señalarse que hay que desconectar los atenuadores digitales colocados en circuitos digitales para señales de datos digitales (pero no para señales de datos en la banda de frecuencia vocal) puesto que destruyen la transparencia de los bits para dichas señales.

A.3 *Conexiones mixtas analógico/digitales*

Los ejemplos indicados en las figuras A-1/G.131 y A-2/G.131 permiten el establecimiento de modelos de conexiones mixtas analógico/digitales combinando los elementos apropiados de las dos figuras. Las magnitudes indicadas en el cuadro A-1/G.131 pueden calcularse con estos modelos. El factor 8) de este cuadro (número de circuitos) puede tomarse como el número de circuitos analógicos en la cadena a cuatro hilos (de este modo no se incluyen los circuitos digitales). La curva de trazo continuo correspondiente a la figura 2/G.131 se aproximará con suficiente exactitud a la curva de tolerancia para el eco requerida.

---

[7] Se supone una velocidad de propagación de los sistemas de transmisión de 250 km/ms, unos retardos de central de 0,45 ms para cada una de las cuatro y un retardo de 0,3 ms en el codificador o decodificador (en la práctica, una central digital local introducirá un poco más de 0,45 ms; véase la Recomendación G.114).

[8] Se supone una velocidad de propagación para los sistemas de transmisión de 250 km/ms y unos retardos de central de 0,45 ms para cada una de las dos.

Nota – Ha de advertirse que, en las redes mixtas analógico/digitales, el tiempo de propagación puede llegar a ser mayor que en las redes totalmente analógicas o digitales. Esto último ocurre particularmente cuando las centrales digitales están conectadas a sistemas de transmisión analógica por conducto de equipos MIC/MDF en cascada o por transmultiplexores. Puede haber muchas configuraciones diferentes.

Referencias

[1] *Cálculo de la estabilidad de las comunicaciones internacionales establecidas de conformidad con el plan de transmisión y conmutación,* Libro Verde, Tomo III, suplemento N.° 1, UIT, Ginebra, 1973.

[2] Recomendación del CCITT *Definiciones relativas a los supresores de eco y características de un semisupresor de eco diferencial accionado a distancia,* Libro Azul, Tomo III, Rec. G.161, parte B, UIT, Ginebra, 1964.

[3] Recomendación del CCITT *Supresores de eco para circuitos con cortos o largos tiempos de propagación,* Libro Naranja, Tomo III, Rec. G.161, partes B y C, UIT, Ginebra, 1977.

[4] Recomendación del CCITT *Control de los supresores de eco,* Tomo VI, Rec. Q.115.

[5] CCITT – *Inserción y neutralización de los supresores de eco,* Libro Azul, Tomo VI.1, Cuestión 2/XI, anexo 3, UIT, Ginebra, 1966.

Recomendación G.132

DISTORSIÓN DE ATENUACIÓN

(Ginebra, 1964; modificada en Mar del Plata, 1968; Ginebra, 1972 y Melbourne, 1988)

La figura 1/G.132 representa los objetivos de calidad de funcionamiento de la red en cuanto a los límites admisibles de la variación, en función de la frecuencia, del equivalente en servicio terminal de una cadena mundial de 12 circuitos a cuatro hilos (internacionales y nacionales de prolongación), establecidos en un solo enlace en grupo primario, suponiendo que no se utilicen circuitos radioeléctricos por ondas decamétricas o equipos de 3 kHz.

Nota 1 – Los objetivos de diseño estipulados en la Recomendación citada en [1] para los equipos terminales de portadoras son tales que en una cadena de seis circuitos en cascada (circuitos internacionales y prolongaciones nacionales), en la que cada circuito esté provisto de un solo par de equipos de modulación de canal, la distorsión de atenuación será en la mayoría de los casos inferior a 9 dB entre 300 y 3400 Hz. En cuanto a los 12 circuitos en cascada, cabe esperar que en la mayoría de los casos la distorsión de atenuación no sea superior a 9 dB entre unos 400 y 3000 Hz. En lo que respecta a la cadena internacional, véase el § 1 de la Recomendación G.141.

Nota 2 – Sólo en una pequeña proporción de conexiones internacionales constará realmente la cadena a cuatro hilos de 12 circuitos.

Nota 3 – Los límites indicados en la figura 1/G.132 deben cumplirse también en las conexiones mixtas que emplean equipos analógico/digitales. Probablemente, el número de equipos analógico/digitales (pares de códecs) de las conexiones mixtas con 12 circuitos no excederá de 6 (véase el anexo B a la Recomendación G.103).

Debe reconocerse que una conexión que comprenda 6 pares de codificador-decodificador, cada uno de los cuales cumple apenas los requisitos de distorsión de atenuación de la Recomendación G.712, no cumplirá el requisito de distorsión de atenuación especificado en la Recomendación G.132 para 3400 Hz.

Sin embargo, como es probable que los pares codificador-decoficador reales tengan características de distorsión de atenuación mejores que las indicadas en la Recomendación G.712, en la práctica, es pequeñísima la posibilidad de que no se respete la Recomendación G.132.

Nota 4 – Las Comisiones de Estudio IV y XII efectúan estudios sobre el logro en la práctica de este objetivo, sobre las posibilidades de que se siga logrando en el futuro (habida cuenta de las notas 2 y 3) y sobre modificaciones que tal vez sea necesario introducir en las Recomendaciones relativas a los equipos.

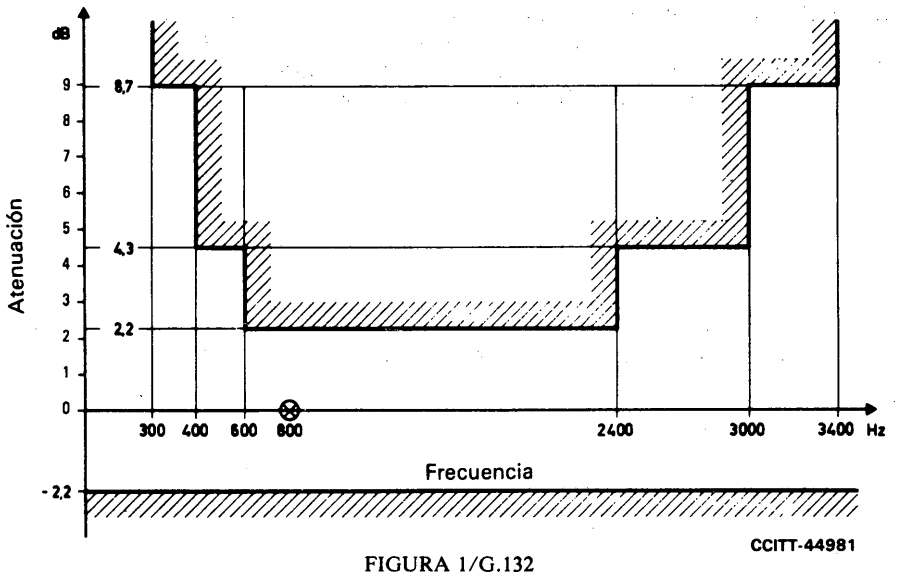


FIGURA 1/G.132

Variación admisible de la atenuación con relación a su valor a 800 Hz (objetivo para la cadena mundial a cuatro hilos de 12 circuitos en servicio terminal)

Referencias

[1] Recomendación del CCITT *Equipos terminales de 12 canales*, Tomo III, Rec. G.232, § 1.

Recomendación G.133

DISTORSIÓN POR RETARDO DE GRUPO

(Ginebra, 1964; modificada en Ginebra, 1980)

En el cuadro 1/G.133 se indican los objetivos de calidad de funcionamiento para redes en cuanto a las diferencias admisibles, en una cadena mundial de 12 circuitos establecidos cada uno en un solo enlace en grupo primario, entre el valor mínimo del retardo de grupo en toda la banda de frecuencias transmitida y el retardo de grupo en los límites inferior y superior de esta banda de frecuencias.

La distorsión por retardo de grupo es importante en una banda de frecuencias en que la atenuación es inferior a 10 dB con relación a su valor a 800 Hz. Esto ocurrirá normalmente en el caso de frecuencias superiores a unos 260 ó 320 Hz e inferiores a unos 3150 ó 3400 Hz, respectivamente, tomadas como límites inferior y superior de la banda de frecuencias indicada en el cuadro 1/G.133.

CUADRO 1/G.133

	Límite inferior de la banda de frecuencias (ms)	Límite superior de la banda de frecuencias (ms)
Cadena internacional	30	15
Cada una de las cadenas nacionales a cuatro hilos	15	7,5
Conjunto de la cadena a cuatro hilos	60	30

Nota – Los límites indicados en el cuadro 1/G.133 deben cumplirse tanto para los circuitos analógicos como para los circuitos mixtos con secciones analógicas y digitales.

DIAFONÍA LINEAL[1]

(Ginebra, 1964; modificada en Mar del Plata, 1968)

1 Diafonía lineal entre diferentes cadenas de circuitos a cuatro hilos (analógicos y mixtos analógico/digitales)

Como objetivo de calidad de funcionamiento para redes, la relación señal/diafonía entre dos cadenas de circuitos a cuatro hilos que comprendan circuitos nacionales e internacionales se limita en las Recomendaciones G.151, § 4.1 y Q.45 [1], en lo que se refiere a los circuitos y a los centros internacionales, respectivamente.

2 Diafonía lineal entre los canales de ida y de retorno de una cadena de circuitos a cuatro hilos (analógicos y mixtos analógico/digitales)

Como objetivo de calidad de funcionamiento para redes, la relación señal/diafonía entre los dos sentidos de transmisión de una cadena de circuitos a cuatro hilos se limita en las Recomendaciones G.151, § 4.2 y Q.45 [1], en lo que se refiere a los circuitos y a los centros internacionales, respectivamente.

ANEXO A

(a la Recomendación G.134)

Métodos de medida de la diafonía en las centrales, en los circuitos telefónicos internacionales y en una cadena de circuitos telefónicos internacionales

A.1 El método a seguir para medir la diafonía depende de la naturaleza de ésta. Por lo general, se dará una u otra de las dos situaciones siguientes:

a) Diafonía en una central, proveniente esencialmente de una sola fuente o de varias fuentes vecinas.

b) Diafonía medida en el extremo de un circuito o de una cadena de circuitos, resultante de los efectos de numerosas fuentes repartidas a lo largo del circuito o de la cadena de circuitos. La diafonía total depende de las fases relativas de las diversas contribuciones y puede, por consiguiente, variar con la frecuencia. En los circuitos o cadenas de circuitos de gran longitud, puede tropezarse con dificultades al medir la diafonía a una sola frecuencia, como consecuencia de pequeñas variaciones durante las medidas, de la frecuencia de los osciladores maestros que alimentan a los equipos de modulación situados en diversos puntos a lo largo de estos circuitos o cadena de circuitos.

A.2 Los métodos de que se dispone para medir la diafonía son los siguientes[2]:

a) Medidas a una sola frecuencia (por ejemplo 800 ó 1000 Hz).

b) Medidas a varias frecuencias (por ejemplo, 500, 1000 y 2000 Hz), tomando la media de las corrientes o tensiones medidas.

c) Medidas hechas con un ruido aleatorio de espectro uniforme o con una señal constituida por una serie de armónicos próximos, cuya forma sea la de una curva de densidad de potencia vocal; estas medida deberán efectuarse conforme a lo dispuesto en la Recomendación citada en [3].

d) Medidas telefonométricas, en las que la fuente perturbadora está constituida por señales vocales y la diafonía se mide de oído, comparando su nivel con el de una fuente de referencia cuyo nivel puede ajustarse por medio de una red de atenuación calibrada.

---

[1] Los métodos recomendados para medir la diafonía se describen en el anexo A.

[2] Se trata aquí de la frecuencia o frecuencias de medida que se han de emplear: la medida de la diafonía a una frecuencia dada se describe en [2].

A.3 Hasta nuevo aviso, se recomienda aplicar provisionalmente los métodos siguientes en las «pruebas tipo» y en las «pruebas de aceptación» que impliquen medidas de diafonía:

A.3.1 *Diafonía en las centrales*

La diafonía debe medirse a la frecuencia de 1100 Hz, lo que equivale, según la experiencia de diversas Administraciones, a una medida hecha con un generador convencional de señales telefónicas (Recomendación G.227 [4]) y un sofómetro.

A.3.2 *Diafonía en un circuito telefónico internacional o en una cadena de circuitos telefónicos internacionales*

La diafonía debe medirse utilizando un ruido aleatorio de espectro uniforme, o una señal constituida por una serie de armónicos próximos cuya forma sea la de la curva de densidad de potencia vocal indicada en la Recomendación G.227 [4]; las medidas deberán efectuarse conforme a lo dispuesto en la Recomendación citada en [3].

Nota 1 – De ser difícil hacer las medidas según los métodos de los apartados a) o b) del § A.2, se recomienda que se hagan pruebas con la voz y el oído.

Notan 2 – En el caso de circuitos telefónicos utilizados para telegrafía armónica, deberá medirse la relación paradiafónica entre los dos sentidos de transmisión, a cada una de las frecuencias portadoras de los canales de telegrafía armónica, es decir, a cada múltiplo impar de 60 Hz, entre 420 y 3180 Hz, ambos inclusive. No obstante, en la práctica pueden existir dificultades, a causa del fenómeno mencionado en el apartado b) del § A.1.

Referencias

[1] Recomendación del CCITT *Características de retransmisión de una central internacional*, Tomo VI, Rec. Q.45.

[2] *Medición de la diafonía*, Libro Verde, Tomo IV.2, suplemento N.º 2.4, UIT, Ginebra, 1973.

[3] Recomendación del CCITT *Equipos terminales de 12 canales*, Tomo III, Rec. G.232, § 9.2.

[4] Recomendación del CCITT *Señal telefónica convencional*, Tomo III, Rec. G.227.

Recomendación G.135

ERROR EN LA FRECUENCIA RESTITUIDA

(Mar del Plata, 1968)

Como los canales de cualquier circuito telefónico internacional han de poder utilizarse para la telegrafía armónica, el objetivo de calidad de funcionamiento para redes en cuanto a la precisión de las frecuencias portadoras virtuales debe ser tal que entre una frecuencia vocal aplicada en el origen de un circuito y la que le corresponda en el otro extremo, haya una diferencia máxima de 2 Hz cualquiera que sea la constitución del circuito, es decir, haya o no modulaciones y demodulaciones intermedias.

Para lograr este objetivo, el CCITT recomienda que las frecuencias portadoras de los canales y de las diversas clases de grupos tengan las precisiones indicadas en los puntos pertinentes de la Recomendación G.225 [1].

La experiencia ha demostrado que si se controla debidamente el funcionamiento de los osciladores concebidos según estas cláusulas, la diferencia entre la frecuencia aplicada en el origen de un canal telefónico y la frecuencia restituida en el otro extremo no es prácticamente jamás superior a 2 Hz, si el canal tiene la constitución del circuito ficticio de referencia de 2500 km para el sistema considerado.

Los cálculos indican que si se respetan estas cláusulas en el caso de la cadena a cuatro hilos que intervenga en la conexión ficticia de referencia definida en la figura 1/G.103[1], hay una probabilidad de aproximadamente el 1% de que la diferencia de frecuencia entre el origen y el extremo de la conexión exceda de 3 Hz, y una probabilidad inferior al 0,1% de que exceda de 4 Hz.

[1] En realidad la cadena considerada en estos cálculos comprendía 16 pares de equipo de modulación y demodulación de canal (en lugar de 12) para tener en cuenta la presencia de cables submarinos con equipos ajustados a la Recomendación G.235 [2]. No obstante, no se ha tenido en cuenta la deriva de frecuencia por efecto Doppler que ocasionaría la presencia de un satélite no estacionario; en el Informe 214 del CCIR [3], se indican valores de esta deriva.

El CCITT señala que en circuitos mixtos que tienen varias secciones digitales, los requisitos relativos al error de frecuencia se cumplen más fácilmente puesto que los sistemas digitales no modifican la frecuencia de un canal de audiofrecuencia.

Referencias

[1] Recomendación del CCITT *Recomendaciones relativas a la precisión de las frecuencias portadoras*, Tomo III, Rec. G.225.

[2] Recomendación del CCITT *Equipos terminales de 16 canales*, Tomo III, Rec. G.235.

[3] Informe del CCIR *Influencia de los desplazamientos de frecuencia debidos al efecto Doppler y de las discontinuidades por conmutación en el servicio fijo por satélite*, Vol. IV, Informe 214, UIT, Ginebra, 1986.

1.4 Características generales de la cadena a cuatro hilos formada por los circuitos internacionales; tránsito internacional

Recomendación G.141

DISTORSIÓN DE ATENUACIÓN

(Ginebra, 1964; modificada en Mar del Plata, 1968 y Ginebra, 1972 y 1980)

1 Distorsión de atenuación

1.1 *Condiciones totalmente analógicas*

Según los objetivos de diseño recomendados para los equipos terminales de portadoras en la Recomendación citada en [1] para una cadena de seis circuitos, equipado cada uno de ellos con un solo par de moduladores de canal conformes a dicha Recomendación, el objetivo de calidad de funcionamiento de la red para la distorsión de atenuación indicado en la figura 1/G.132 se alcanzará en la mayor parte de los casos. Se incluye la distorsión introducida por los seis centros internacionales.

Nota – Para evaluar la distorsión de atenuación de la cadena internacional, no deben sumarse los límites indicados para los circuitos internacionales en el § 1 de la Recomendación G.151, y los fijados para los centros internacionales en la Recomendación Q.45 [2]. En efecto, por una parte, algunos equipos de las centrales se contarían dos veces si se procediera a esta adición y, por otra, los límites especificados en la Recomendación Q.45 [2] se aplican a la peor conexión a través de una central internacional, y los límites del § 1 de la Recomendación G.151, al peor circuito internacional. De hecho, las especificaciones de los diversos equipos son tales que la calidad de funcionamiento media será bastante mejor que la que podría estimarse mediante dicha adición.

1.2 *Condiciones mixtas analógico/digitales*

Se espera que, en el periodo mixto analógico/digital, las características de atenuación en función de la frecuencia de los equipos terminales analógicos de portadoras que habrán de utilizarse en las conexiones telefónicas internacionales continuarán ajustándose a las actuales Recomendaciones pertinentes para este tipo de equipo.

Cuando deban incluirse en las conexiones telefónicas internacionales procesos digitales MIC no integrados, se recomienda que la característica de atenuación en función de la frecuencia de los filtros paso banda asociados a estos procesos se ajusten a la versión más estricta de la figura 1/G.712 [3]. Esta última Recomendación se aplica específicamente a los casos en que existen procesos digitales MIC no integrados asociados con circuitos locales (circuitos que conectan una central local con una central urbana), circuitos interurbanos (que interconectan dos centrales de dos redes locales diferentes) y circuitos internacionales.

Con respecto a la incorporación de procesos digitales MIC no integrados en redes telefónicas locales, la característica requerida de atenuación en función de la frecuencia de los filtros paso banda utilizados se encuentra aún en estudio.

Referencias

[1] Recomendación del CCITT *Equipos terminales de 12 canales*, Tomo III, Rec. G.232, § 1.

[2] Recomendación del CCITT *Características de transmisión de una central internacional*, Tomo VI, Rec. Q.45.

[3] Recomendación del CCITT *Características de comportamiento de los canales MIC entre interfaces a cuatro hilos a frecuencias vocales*, Tomo III, Rec. G.712, figura 1/G.712.

Recomendación G.142

CARACTERÍSTICAS DE TRANSMISIÓN DE LAS CENTRALES

(Ginebra, 1980; modificada en Melbourne, 1988)

Esta Recomendación consta de dos partes. La primera trata de las características de transmisión a frecuencias vocales de las centrales analógicas internacionales. La información pertinente figura en la Recomendación Q.45 [1]. La segunda parte, el § 2, contiene consideraciones sobre la transmisión a frecuencias vocales y debe tenerse en cuenta en el diseño de las centrales digitales y su incorporación en la red. Las centrales digitales a que se hace referencia comprenden centrales locales y de tránsito (nacionales e internacionales). Las consideraciones sobre la transmisión se refieren principalmente a las propiedades que deben poseer las centrales digitales para poder funcionar en condiciones de red diferentes y cambiantes en lo que respecta al contenido de equipo analógico, mixto analógico/digital y totalmente digital.

En las Recomendaciones Q.551, Q.552, Q.553 y Q.554 (Fascículo VI.5) figuran las características de transmisión detalladas para las centrales digitales.

1 Central analógica internacional

Los requisitos de transmisión que deberá satisfacer una central analógica internacional para la puesta en servicio inicial se indican en la Recomendación Q.45 o Q.45 *bis*.

2 Centrales digitales

2.1 *Procesos digitales – Efecto sobre la transmisión*

Las centrales digitales (MDT) deben incluir, en mayor o menor grado, procesos digitales tales como los efectuados por codificadores analógico/digital, decodificadores digital/analógico y procesos de registro digital, ejemplo de los cuales son los convertidores de ley de compresión-expansión y los atenuadores digitales. La medida en que estos procesos podrían incluirse en una central digital está determinada por el ambiente de red dentro del cual ha de funcionar la central (es decir, un ambiente totalmente analógico, mixto analógico/digital, o totalmente digital).

Procesos digitales de la naturaleza de los mencionados acarrean penalizaciones de transmisión. Estas penalizaciones pueden expresarse en términos de «unidades de degradación de la transmisión».

Se ha fijado un límite a la acumulación admisible de unidades de degradación de la transmisión en una conexión telefónica internacional. En los § 4 de la Recomendación G.101 y 3 de la G.113, se dan detalles sobre la regla de planificación que se deriva de este límite y las penalizaciones introducidas por los distintos procesos digitales.

De acuerdo con el § 3 de la Recomendación G.113, se recomienda provisionalmente que en una conexión internacional no se permita una acumulación superior a 14 unidades de degradación de la transmisión. De estas 14 unidades, cada una de las prolongaciones nacionales podría introducir un máximo de cinco y la parte internacional un máximo de cuatro unidades. Como un par codec (codificador y decodificador) MIC de 8 bits introduce una unidad de degradación de la transmisión, es evidente que no debe permitirse que los procesos digitales MIC no integrados que implican conversiones analógico/digital (por ejemplo codecs), o los procesos digitales que implican el registro de información (por ejemplo, atenuadores digitales) proliferen de manera no controlada. La figura 1/G.142 ilustra algunos de los trayectos de transmisión que pudieran establecerse a través de una central digital y las «unidades de degradación de la transmisión» atribuibles a los procesos digitales en estos trayectos.

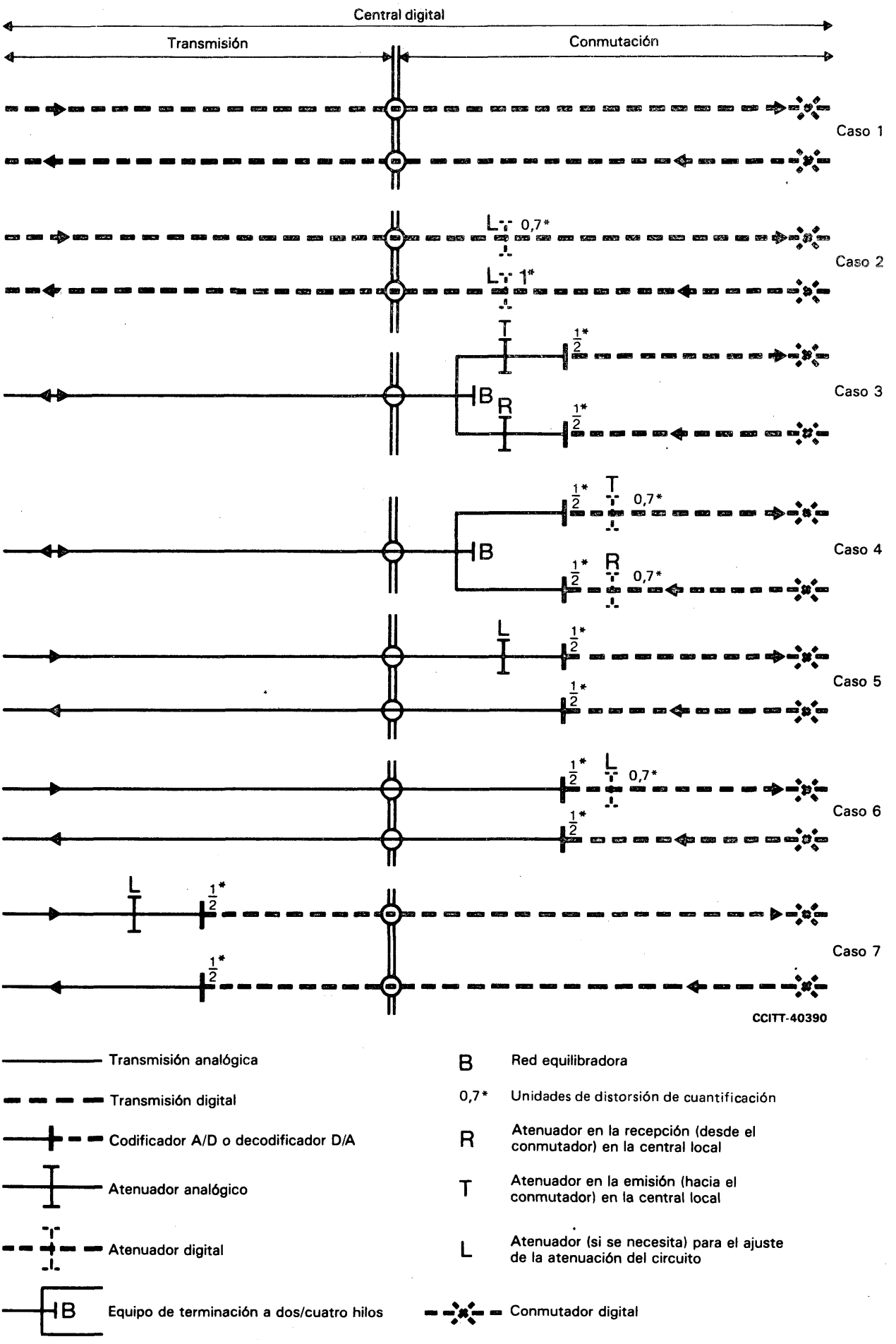


FIGURA 1/G.142

Trayectos de transmisión en centrales digitales

2.2 *Pérdida de transmisión a través de una central digital*

La función de conmutación digital a 4 hilos en una central digital debe introducir una pérdida de transmisión nominal de 0 dB. Así, en la figura 1/G.142 (caso 1), si se aplica una señal de prueba sinusoidal de 0 dBm0 a los terminales analógicos de un codificador ideal conectado a la entrada de un conmutador digital, una secuencia de referencia digital (SRD) deberá transmitirse sin cambio alguno a través del conmutador y producir una señal sinusoidal de 0 dBm0 en los terminales analógicos de un decodificador conectado a la salida del conmutador digital.

Con excepción de la pérdida de transmisión considerada más arriba (y quizá la posible pérdida debida al cableado de la central), todas las pérdidas de transmisión que deba introducir una central digital, sea en forma digital o en forma analógica, serán determinadas por el plan de transmisión aplicable (véase el § 2.4).

2.3 *Niveles relativos*

En trayectos digitales de una red totalmente digital, los niveles relativos no tienen sentido real, ni aplicación alguna. Sin embargo, mientras una parte considerable de la red telefónica mundial sea de naturaleza analógica, será necesario y útil asignar niveles relativos a las centrales digitales.

Los niveles relativos asignados a una central digital son aplicables en los extremos virtuales analógicos de la central. Los extremos virtuales analógicos son puntos teóricos, como se ha explicado en el § 5.1 de la Recomendación G.101. El concepto en que se inspira la aplicación de niveles relativos en los extremos virtuales analógicos de una central digital se trata en los § 4.2 y 5.2 de la Recomendación G.101.

De conformidad con el § 5.2 de la Recomendación G.101, el nivel relativo en la emisión de una central digital internacional debe ser de −3,5 dBr. En el caso de centrales digitales en prolongaciones nacionales, los niveles relativos en la emisión deben regirse por el plan de transmisión nacional aplicable.

A propósito del nivel relativo en la recepción de una central digital, este nivel está relacionado con la pérdida de transmisión de los circuitos que terminan en la central. En el caso de una central digital internacional sería conveniente que el nivel relativo en la recepción fuera de −3,5 dBr, para no tener que introducir atenuadores digitales. No obstante, véanse excepciones en la observación general del § 4.2 de la Recomendación G.101. En el caso de prolongaciones nacionales, los niveles relativos en la recepción, al igual que en el caso de los niveles relativos en la emisión, se determinarán sobre la base del plan nacional de transmisión aplicable.

2.4 *Control de la estabilidad y el eco*

La atenuación del eco y la atenuación para la estabilidad globales presentadas por una prolongación nacional son una función de las pérdidas de transmisión correspondientes y, en el caso de la utilización de circuitos de transmisión a dos hilos, de la atenuación de equilibrado introducida por el circuito de conversión dos hilos/cuatro hilos. Hay que considerar ambas Contribuciones en el diseño de centrales locales digitales, en las que en general hay campo para mejorar la atenuación del eco y la atenuación para la estabilidad. Es probable que se necesiten estas mejoras, pues las conexiones en las redes digitales tenderán a tener pérdidas más bajas y tiempos de propagación más largos que las conexiones analógicas con la degradación consiguiente de la característica de eco.

2.4.1 *Contribución de la pérdida de transmisión*

Los requisitos para el control de la estabilidad y el eco en las conexiones internacionales en condiciones de redes totalmente digitales o mixtas analógico/digitales se estipulan en la Recomendación G.122. De acuerdo con la mencionada Recomendación, el ejercicio de este control es responsabilidad principal de las prolongaciones nacionales. Las disposiciones para ejercer este control se indican en el § 6 de la Recomendación G.121.

El § 6 de la Recomendación G.121 proporciona la estructura dentro de la cual los distintos planes de transmisión nacionales preverán las características necesarias para ejercer el control requerido. En el caso de una prolongación nacional digital a cuatro hilos (es decir, totalmente digital hasta la central local, pero con líneas de abonado análogicas a dos hilos), el control puede efectuarse enteramente en la central local. Cuando la prolongación nacional sea de naturaleza mixta analógico/digital, el control podrá estar distribuido, en algunos planes nacionales de transmisión, entre las diferentes partes de la prolongación nacional, pero la responsabilidad principal recaerá, en general, también en este caso, en la central local. La figura 1/G.142 contiene ejemplos de algunas de las diferentes configuraciones que pudieran encontrarse en una central digital.

La configuración del caso 1 de la figura 1/G.142 ilustra la terminación de un circuito digital en lo que pudiera ser una central digital nacional o internacional. En este caso particular, el circuito debe explotarse sin introducir una pérdida adicional en la central.

La configuración del caso 2 de la figura 1/G.142 ilustra también la terminación de un circuito digital en una central digital nacional o internacional, pero en este caso el plan de transmisión pertinente exige que se asocie al circuito una pérdida en la central por medio de atenuadores digitales. Véase el § 2.6 sobre la utilización de los atenuadores digitales.

La configuración del caso 3 de la figura 1/G.142 ilustra la terminación de una línea de abonado a dos hilos en una central local digital. Los símbolos de atenuadores R y T sólo tienen por objeto representar una atenuación o un ajuste de nivel efectuado en la parte analógica. En el § 6 de la Recomendación G.121, se indican valores adecuados para R y T.

La configuración del caso 4 de la figura 1/G.142 es similar a la del caso 3 de la que sólo se diferencia en que las atenuaciones R y T son proporcionadas en la parte digital. Véase el § 2.6 sobre la utilización de los atenuadores digitales.

Las configuraciones de los casos 5, 6 y 7 de la figura 1/G.142 ilustran la terminación de circuitos analógicos en una central digital nacional o internacional. En el caso 5 se utiliza un atenuador analógico (L) para introducir la pérdida de circuito necesaria de conformidad con el plan de transmisión aplicable. El caso 6 es similar al caso 5 pero para introducir la pérdida necesaria de circuito se utiliza un atenuador digital (L). El caso 7 es también similar al caso 5 del que se diferencia en que el atenuador analógico (L), así como el codificador A/D y el decodificador D/A, se han previsto como parte del equipo de transmisión asociado al circuito y no mediante un equipo incorporado como parte del sistema de conmutación. Aunque no se muestran en la figura 1/G.142, los codificadores A/D, decodificadores D/A, equipos de terminación a dos/cuatro hilos y atenuadores presentes en los casos 2, 3 y 4 pueden también preverse como parte del equipo de transmisión en el lado transmisión de la central y no como un equipo incorporado como parte del sistema de conmutación.

2.4.2 *Contribución de atenuación de equilibrado*

La contribución de atenuación de equilibrado a la atenuación del eco y a la atenuación para la estabilidad globales se ilustra en los casos 3 y 4 de la figura 1/G.142, que muestra la situación de líneas locales a dos hilos que terminan en una central digital. La atenuación de equilibrado lograda es determinada por la adaptación entre la impedancia presentada por la línea local a dos hilos y el aparato de terminación del usuario y la impedancia de equilibrado elegida para la tarjeta de línea de central digital.

En muchos diseños de central local digital no hay un conmutador a dos hilos y la línea a dos hilos está permanentemente conectada a la tarjeta de línea. Esta disposición tiene ventajas considerables para la atenuación de equilibrado, puesto que probablemente habrá una reducción importante en la gama de impedancias presentadas a cualquier tarjeta de línea individual. Entonces es posible elegir una impedancia de equilibrado de tarjeta de línea adaptada más estrechamente a las impedancias de línea local y obtener una mejora de la atenuación de equilibrado en comparación con las impedancias de compromiso convencionales.

La impedancia de equilibrado óptimo no será igual para todas las Administraciones, pues es necesario tener en cuenta los tipos de cable local utilizados junto con la gama de impedancia de los aparatos de abonados. Es posible que la utilización de diferentes impedancias de equilibrado de central para diferentes clases de línea local mejore la calidad de funcionamiento a expensas de cierto aumento en la Administración de la red. En general, se ha hallado que la utilización de redes equilibradoras que asemejan la impedancia presentada por el cable local proporciona la calidad de funcionamiento óptima. En la Recomendación Q.552 se dan ejemplos de impedancias de equilibrado adoptados por varias Administraciones.

Es posible mejorar aún más la atenuación de equilibrado cuando la impedancia del aparato de abonado puede ser influida por la Administración. Si los aparatos telefónicos tienen una impedancia de entrada próxima a la impedancia del cable local se puede obtener una mejora de la atenuación de equilibrado en la central local digital del orden de 10 dB en líneas locales cortas.

2.5 *Transmisión local*

En comunicaciones locales entre abonados atendidos por la misma central local digital, la conmutación de líneas de abonado a dos hilos como las indicadas en la figura 1/G.142, caso 3, da por resultado una configuración de equipos que tiene la apariencia de un repetidor para frecuencias vocales (véase la figura 2/G.142). Como se sabe, tal configuración debe tener una atenuación suficiente a todo lo largo del bucle para asegurar un margen adecuado de estabilidad. Con el fin de proporcionar esta atenuación puede admitirse en ciertos casos cierta atenuación a dos hilos/dos hilos. La atenuación pudiera proporcionarla el plan nacional de transmisión, pues en él se prevé la distribución adecuada del índice de sonoridad para las comunicaciones locales. Sin embargo, en los casos en que la atenuación a dos hilos/dos hilos deba ser comparable con la que existe generalmente en una central analógica, es decir, aproximadamente 0 dB, habrá que prever atenuaciones de equilibrado adecuadas en los enlaces a dos hilos/cuatro hilos. Esto podría acarrear un aumento de los valores existentes de la atenuación de equilibrado en estos puntos. La Comisión de Estudio XII estudia actualmente métodos para efectuar esto.

El aumento de las atenuaciones de equilibrado mencionadas anteriormente debe ejercer también un efecto favorable para el control del eco y la estabilidad en las conexiones nacionales, más allá de la central local, así como en las conexiones internacionales.

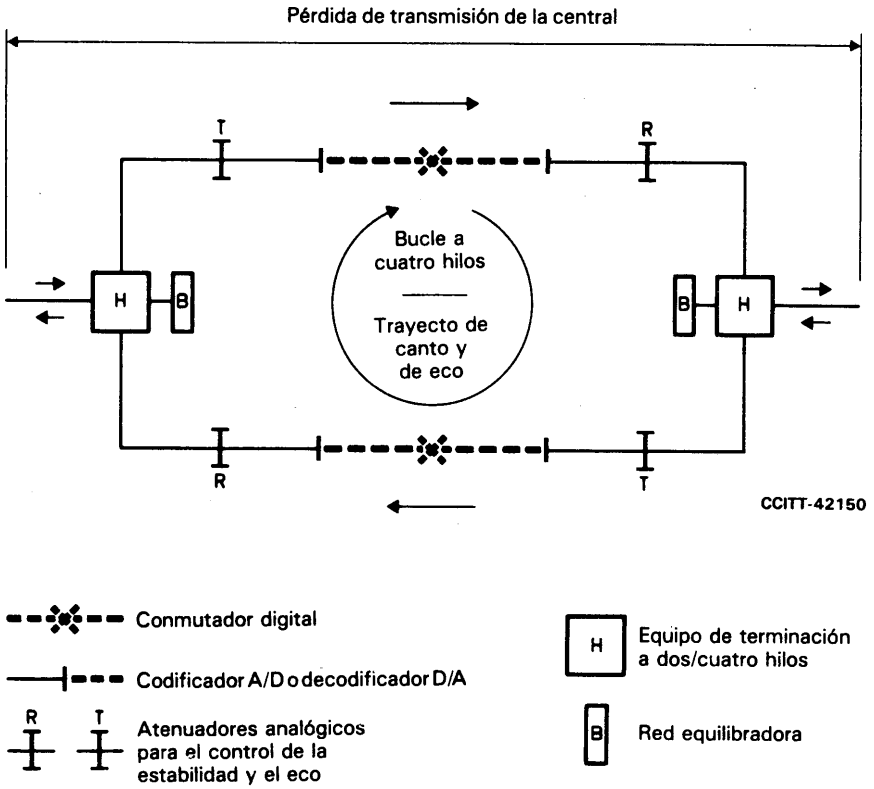


FIGURA 2/G.142

Configuración de una central local digital en conexiones dos hilos/dos hilos

2.6 *Efecto local e impedancia de entrada*

Las centrales locales digitales pueden tener una influencia importante en la característica de efecto local de los aparatos telefónicos, particularmente los aparatos en líneas locales relativamente cortas. El motivo de esto puede verse en la figura 2/G.142, donde la impedancia presentada por la central a la línea local es una función de la impedancia de entrada de la tarjeta de línea y de la característica del trayecto de canto y de eco dentro de la central.

Para una característica de efecto local óptima en líneas locales cortas, la impedancia de entrada de la tarjeta de línea de la central debe estar próxima a la impedancia antiefecto local del aparato telefónico. Cuando el aparato telefónico está diseñado para dar una buena característica de efecto local en líneas locales largas, es probable que esta impedancia antiefecto local esté próxima a la impedancia característica del cable local a dos hilos. Este conducirá a la central local digital que presenta también una impedancia próxima a la del cable local a dos hilos.

En líneas locales más largas, la impedancia de la central tendrá menos efecto sobre la característica de efecto local pues la impedancia presentada al teléfono está enmascarada por la impedancia del cable local.

Para hacer la elección definitiva de las impedancias de la central hay que tener en cuenta varios factores:

- las características de impedancia y de sensibilidad del aparato telefónico;
- las características de la red de línea local;
- las disposiciones de alimentación de corriente de la central digital,

siendo el objetivo que el usuario no perciba una degradación de la característica de efecto local cuando está conectado a una central digital. Las impedancias elegidas por varias Administracines se indican en la Recomendación Q.552 y es evidente que hay una diferencia considerable entre las impedancias, que reflejan las diferencias entre las redes nacionales.

2.7 *Atenuadores digitales*

La utilización de un atenuador digital para introducir la pérdida de transmisión requerida en un trayecto digital acarrea una penalización de transmisión. Esta penalización tiene que deducirse del margen de «unidades de degradación de la transmisión» atribuido a las partes nacional e internacional de las conexiones internacionales (véase el § 3 de la Recomendación G.113.) Además, como los atenuadores digitales implican la utilización de procesos de registro digital, su empleo en trayectos en que es necesario preservar la integridad de los bits no es nada atractivo. Esta es una importante consideración que deberá tenerse presente cuando se contemple la creación de redes polivalentes. En consecuencia, si hay que introducir atenuadores digitales, se deben tomar disposiciones para desconectarlos o saltarlos.

2.8 *Retardo de transmisión*

Los retardos de transmisión a través de las centrales digitales podrían ser apreciables. Por ejemplo, estos retardos podrían tener por consecuencia una disminución de la longitud de las conexiones en que deban aplicarse dispositivos de protección contra el eco (por ejemplo, supresores de eco o compensadores de eco). Los retardos de transmisión en centrales locales digitales (o en centrales privadas digitales conectadas a la red pública) (PBX digitales) pudieran afectar en ciertos casos al equilibrio de impedancia entre las líneas de abonado y la central (o PBX) de una manera que pudiera influir adversamente en el efecto local para los abonados. Por tanto, los retardos de transmisión a través de las centrales digitales deben reducirse al mínimo. Para los detalles del retardo introducido por los diversos elementos de los equipos y sistemas digitales, véase el § 2 de la Recomendación G.114.

Para los retardos de transmisión que pudieran encontrarse en las centrales digitales, sírvanse referirse a la Recomendación Q.551.

Referencias

[1] Recomendación del CCITT *Características de transmisión de una central internacional*, Tomo VI, Rec. Q.45.

Recomendación G.143

RUIDO DE CIRCUITO Y UTILIZACIÓN DE COMPANSORES (COMPRESORES-EXPANSORES)

(Ginebra, 1964; modificada en Mar del Plata, 1968; Ginebra, 1972 y 1980 y Málaga-Torremolinos, 1984)

1 Objetivo de ruido para la telefonía

1.1 *Principios*

Habida cuenta de los objetivos de calidad de funcionamiento para redes en cuanto al ruido admitido en las redes nacionales (Recomendación G.123), es conveniente que el objetivo de calidad de funcionamiento para circuitos en cuanto a la potencia sofométrica media del ruido total generado durante una hora cualquiera por una cadena de seis circuitos internacionales, algunos de los cuales puede tener más de 2500 km de longitud, en una conexión utilizada para conferencias telefónicas internacionales, no exceda de 50 000 picovatios con relación al punto de nivel relativo cero del primer circuito de la cadena (nivel de −43 dBm0p).

Por supuesto, se espera que el valor de ruido total sea inferior si la cadena internacional comprende sólo un pequeño número de circuitos internacionales, de longitud no superior a 2500 km, conformes con las disposiciones de la Recomendación G.152 (en particular, el objetivo de calidad de funcionamiento para circuitos en cuanto al ruido de dichos circuitos consiste en que la potencia sofométrica media en una hora cualquiera no exceda de 10 000 pW en un punto de nivel cero del circuito, nivel de −50 dBm0p).

Como han de establecerse, sin embargo, conexiones de más de 25 000 km, el CCITT recomienda como objetivo que en las secciones de longitud superior a 2500 km se prevean equipos de línea con un objetivo de calidad de funcionamiento para circuitos en cuanto al ruido no muy superior a L picovatios en un circuito de L kilómetros utilizado para el tráfico internacional [1]. Por otro lado, sólo pueden derivarse ventajas de la adopción del mismo objetivo para secciones más cortas, siempre que sea posible.

Nota 1 – La Recomendación M.580 [2] trata de los objetivos de ruido para el mantenimiento. El cuadro 4/M.580 de dicha Recomendación se reproduce a continuación.

CUADRO 4/M.580

Objetivos de ruido para el mantenimiento de circuitos del servicio telefónico público

Distancia (km)	< 320	321 a 640	641 a 1600	1601 a 2500	2501 a 5000	5001 a 10 000	10 001 a 20 000
Ruido (dBm0p)	–55	–53	–51	–49	–46	–43	–40

Nota 2 – En términos estrictos, el objetivo de ruido para los sistemas de comunicación por satélite (véase el § 3 de la Recomendación G.153) no puede expresarse en picovatios por kilómetro. (Véase asimismo la observación de la Recomendación M.580 [2].)

1.2 *Ruido producido por los equipos*

Se puede evaluar el objetivo de diseño para equipos en cuanto al ruido producido por los equipos de modulación de la cadena más larga (véase la figura 1/G.103) de circuitos internacionales de la conexión ficticia de referencia suponiendo que comprenden:

- 6 pares de modulación de canal, o de 8 a 10 pares si se utilizan equipos de 3 kHz en rutas transoceánicas;
- de 12 a 14 pares de modulación de grupo primario;
- de 18 a 24 pares de modulación de grupo secundario,

para el conjunto de los cuales es más que suficiente prever un objetivo de calidad de funcionamiento para circuitos en cuanto a la potencia sofométrica combinada total de 5000 a 7000 pW0p (en el punto de nivel relativo cero del primer circuito de la cadena a cuatro hilos).

El objetivo de diseño para equipos, de –67 dBm0p en cuanto a la potencia sofométrica horaria media en cada punto de conmutación internacional (Recomendación Q.45 [3]), equivale a unos 2000 pW0p en el punto de nivel relativo cero del primer circuito de la cadena a cuatro hilos.

Se observa, pues, que el objetivo de diseño para equipos en cuanto al ruido producido por los equipos no contribuye en gran medida al objetivo de calidad de funcionamiento para redes en cuanto al ruido total generado por la cadena internacional.

1.3 *División del objetivo global de calidad de funcionamiento para circuitos en cuanto al ruido*

En principio, las secciones terrestres de la cadena internacional establecidas mediante sistemas de portadoras, que utilizan cable o radioenlaces, deben proporcionar circuitos de la calidad definida anteriormente. En la práctica, y previo acuerdo entre las Administraciones, el objetivo de calidad de funcionamiento para circuitos en cuanto al ruido puede dividirse entre los sistemas submarinos y los sistemas terrestres de forma que los sistemas por cable submarino contribuyan con un ruido algo menor por unidad de longitud, por ejemplo, 1 pW/km, y los sistemas terrestres con un ruido algo mayor por unidad de longitud, por ejemplo, 2 pW/km como máximo. Puede llegarse a este resultado estableciendo sistemas especiales o eligiendo adecuadamente los canales de sistemas construidos con arreglo al objetivo de 3 pW/km.

Nota – En ciertos países se han establecido sistemas terrestres que constituyen una parte importante de un circuito de longitud muy superior a 2500 km (por ejemplo 5000 km o más) con el mismo objetivo de calidad de funcionamiento para circuitos en cuanto al ruido que para el sistema por cable submarino, por ejemplo, 1 pW/km.

1.4 *Circuitos explotados con concentradores de comunicaciones*[1]

Sería conveniente que todos los circuitos que compongan un haz cuya explotación deba hacerse con un concentrador de comunicaciones tengan aproximadamente el mismo nivel de potencia de ruido, en condiciones de funcionamiento.

2 Empleo de compansores (compresores-expansores) silábicos[2], [3], [4]

Durante tiempo todavía seguirán estableciéndose circuitos internacionales (y nacionales) en sistemas de transmisión existentes concebidos en función de normas diferentes, por ejemplo, 4 pW/km, como se indica en la Recomendación G.152. Además, el ruido de circuito producido por sistemas de transmisión puede rebasar los valores obtenidos en un principio, a causa del envejecimiento del sistema y de variaciones de la carga. Es necesario, por tanto, poder aplicar un criterio sencillo a efectos de planificación, para determinar si, en lo que respecta a la potencia de ruido, un circuito internacional es apropiado para establecer conexiones telefónicas mundiales de varios circuitos, o si puede ser utilizado con este fin dotándole de compansores silábicos[2].

En la actualidad, se recomienda que se limite el empleo sistemático de compansores conformes con la Remendación G.162 en la red nacional e internacional de larga distancia.

Pueden utilizarse en la red compansores conformes con la Recomendación G.166, siempre que la planificación se realice de manera que haga mínimo el número de circuitos compansorizados en cascada. Es conveniente tener al menos un circuito compansorizado en una conexión. Resultados preliminares obtenidos por una Administración revelan que cuando existe accionamiento por la voz deben admitirse más de tres circuitos compansorizados en cascada. Algunos módems de alta velocidad (9,6 kbit/s) pueden experimentar dificultades en una conexión incluso en un circuito compansorizado. Para asegurar el cumplimiento de las disposiciones no debe utilizarse más de un circuito compansorizado en el segmento internacional. Se requieren informaciones adicionales antes de que pueda elaborarse una regla de planificación definitiva que incluya la posible aplicación y prolongaciones nacionales por circuito con niveles de ruido moderado.

Hay que subrayar que la acción de un compansor duplica el efecto de las variaciones del equivalente que se originan en la parte del circuito comprendida entre el compresor y el expansor y que, por consiguiente, de ser necesarios, los compansores deberán montarse en los extremos de secciones de circuito establecidas en sistemas de transmisión en línea intrínsecamente estables, tales como los sistemas por cable submarino.

El CCITT recomienda a título de orientación la siguiente regla de planificación para determinar si un circuito internacional exige un compansor:

Si el nivel de la potencia sofométrica media horaria del ruido del circuito en un circuito internacional de longitud muy superior a 2500 km (por ejemplo, 5000 km o más) es inferior a −44 dBm0p (en un punto de nivel relativo cero de ese circuito), no se necesita ningún compansor.

Si el nivel de potencia del ruido del circuito es de −44 dBm0p (40 000 pW0p) o superior, conviene instalar un compansor.

Queda entendido, claro es, que los circuitos de longitud igual o inferior a 2500 km deben cumplir en todos los casos los objetivos generales de ruido de la Recomendación G.222 [4], sin necesidad de compansores.

Nota 1 – Se ha preparado esta regla para permitir la planificación de la red telefónica internacional utilizando los circuitos actualmente disponibles. No debe interpretarse en ningún caso como una reducción de los objetivos recomendados en § 1 de la presente Recomendación para los proyectos de construcción. Tampoco debe aplicarse al mantenimiento (véase la nota 1 del § 1.1).

Nota 2 – Los compansores utilizados deberán respetar los límites estipulados en la Recomendación G.162 o en la Recomendación G.166.

Nota 3 – De acuerdo con la Recomendación citada en [5], se retirarán del servicio los circuitos con un nivel de potencia de ruido de −37 dBm0p o más.

---

[1] Por ejemplo, TASI (Time Assignment Speech Interpolation) o CELTIC (Concentrateur exploitant les temps d'inoccupation des circuits); véase la Recomendación G.163.

[2] Los compansores instantáneos asociados a ciertos sistemas de transmisión se consideran parte integrante de esos sistemas.

[3] En lo que respecta a las características de los compansores silábicos para telefonía en sistemas de larga distancia y gran capacidad, véase la Recomendación G.166.

[4] En el anexo A se hacen consideraciones sobre el empleo de compansores silábicos.

3 Límites de ruido para la telegrafía

Los límites de ruido para la telegrafía son los indicados en la Recomendación H.22 [6].

4 Límites de ruido para la transmisión de datos

En transmisión de datos, y a velocidades binarias que no excedan de 1200 bit/s, se aceptan los objetivos siguientes. Se espera que los valores reales encontrados en muchos circuitos y conexiones sean mejores que los límites siguientes.

4.1 *Circuitos arrendados para transmisión de datos*

Suponiendo que se eviten circuitos sujetos a perturbaciones por ruidos impulsivos, y que se aplique una velocidad de modulación lo más elevada posible sin que se produzca una tasa de errores crítica, el valor de −40 dBm0p parece constituir un límite razonable para el ruido aleatorio de espectro uniforme en los circuitos *arrendados* para transmisión de datos.

4.2 *Conexiones establecidas por conmutación*

En este caso, puede admitirse un límite para los proyectos de construcción de circuitos intercontinentales (si hay que prever el empleo de compansores) de −36 dBm0p sin compansores.

ANEXO A

(a la Recomendación G.143)

Consideraciones adicionales sobre la utilización de compansores silábicos

(Información obtenida de la Comisión de Estudio XII)

En el § A.1 del presente anexo se expone la ventaja del compansor; sigue una recomendación sobre el límite admisible para fines de planificación (§ A.2), un requisito de estabilidad de circuito entre compresor y expansor (§ A.3) y en los § A.4 y A.5 se tratan los aspectos de la carga de sistema y de los circuitos compansorizados en cascada, respectivamente.

A.1 *Ventaja de un compansor (mejora de un compansor)*

Para definir la **ventaja de un compansor** se supone:

a) un circuito internacional no equipado de compansores y que contribuye con N dBm0 de ruido a la conexión global de extremo a extremo (incluidas las prolongaciones nacionales típicas) y cumple los objetivos de ruido de las Recomendaciones G.152 o G.153; y

b) el mismo circuito internacional, equipado con compansores y conectado a prolongaciones nacionales típicas, y que da la característica de ruido subjetivamente equivalente o mejor que la del circuito descrito en el apartado a) al tiempo que contribuye con N' dBm0 de ruido entre el compresor y el expansor.

En ese caso, la ventaja del compansor para el circuito internacional descrito en el apartado b) será $N' - N$ dB.

A.2 *Límite de la ventaja de un compansor*

Para fines de planificación, la ventaja de un compansor definida en el § A.1 no debe exceder de 10 dB.

Nota – Es preciso recalcar que ese valor se aplica únicamente a la porción internacional de la conexión. Para otras porciones de la conexión se podría permitir un valor mayor cuando se elige teniendo debidamente en cuenta su efecto en el ruido total de la conexión de extremo a extremo en presencia de la señal.

A.3 *Estabilidad de un circuito*

El circuito internacional comprendido entre un compresor y un expansor debe tener una pérdida de inserción que, considerada durante un periodo prolongado de tiempo, tenga una desviación típica no superior a 0,75 dB.

A.4 *Carga de un circuito*

En general es aconsejable elegir un nivel invariable del compansor igual a −10 dBm0. Sin embargo, si las Administraciones desean, en condiciones de reciprocidad, operar con un valor diferente del nivel invariable, éste debe elegirse de forma que resulte en una carga de sistema que minimice la distorsión total debida al ruido, la intermodulación u otra característica dependiente de la carga, pero que esté siempre gobernado por el límite admisible de ventaja del compansor.

A.5 *Circuitos compansorizados en cascada*

Los párrafos que siguen se aplican a circuitos equipados con compansores conformes con la Recomendación G.162.

Los resultados de experimentos con circuitos compansorizados en cascada han mostrado que dos enlaces compansorizados en cascada pueden producir una degradación perceptible únicamente si el segundo enlace rebasa por un margen considerable el límite de ventaja del compansor recomendado de 10 dB. El experimento tenía por objeto detectar los efectos más notorios, por lo que la evaluación subjetiva se limitó al juicio de sólo siete personas por condición de prueba.

La conclusión a que se llegó fue que dos enlaces en cascada, cada uno con una ventaja de compansor de 10 dB, no impondrán condiciones restrictivas a los usuarios. Esto no constituye una orientación suficiente, sin embargo, en cuanto a la aplicación del número admisible de enlaces compansorizados en una conexión internacional de extremo a extremo. Este tema sigue en estudio en el marco de la Cuestión 11/XII.

Referencias

[1] *Libro Rojo* del CCITT, Tomo V *bis*, anexos B y C, edición en francés y en inglés, UIT, Ginebra, 1965.

[2] Recomendación del CCITT *Establecimiento y ajuste de un circuito telefónico internacional del servicio público*, Tomo IV, Rec. M.580.

[3] Recomendación del CCITT *Características de transmisión de una central internacional*, Tomo VI, Rec. Q.45.

[4] Recomendación del CCITT *Objetivos de ruido para los proyectos de construcción de sistemas de portadoras de 2500 km*, Tomo III, Rec. G.222.

[5] Recomendación del CCITT *Establecimiento y ajuste de un circuito telefónico internacional del servicio público*, Tomo IV, Rec. M.580, § 6.

[6] Recomendación del CCITT *Condiciones impuestas a los enlaces internacionales de telegrafía armónica (a 50, 100 ó 200 baudios)*, Tomo III, Rec. H.22.

1.5 Características de los circuitos telefónicos internacionales y de los circuitos nacionales de prolongación

Recomendación G.151

OBJETIVOS GENERALES DE CALIDAD DE FUNCIONAMIENTO APLICABLES A TODOS LOS CIRCUITOS MODERNOS INTERNACIONALES Y NACIONALES DE PROLONGACIÓN

(Ginebra, 1964; modificada en Mar del Plata, 1968 y Ginebra, 1972 y 1980)

1 Distorsión de atenuación

Los objetivos de calidad de funcionamiento para circuitos en cuanto a la distorsión de atenuación de los circuitos internacionales y de los circuitos nacionales de prolongación deben, cada uno de ellos, permitir que se cumplan los objetivos de calidad de funcionamiento de la red estipulados en la Recomendación G.132. En la Recomendación G.232 [1] se especifican los objetivos de diseño de los equipos terminales de modulación de canal por portadoras con una separación de 4 kHz que permiten alcanzar este objetivo.

De las Recomendaciones citadas se desprende que la banda de frecuencias efectivamente transmitida por un circuito telefónico, según la definición adoptada por el CCITT (es decir, la banda en que la distorsión de atenuación no excede de 9 dB, con relación al valor a 800 Hz), será algo más ancha que la banda de 300 a 3400 Hz; para un solo par de equipos de modulación y de demodulación de canal de este tipo, la distorsión de atenuación a 300 y a 3400 Hz no excederá jamás de 3 dB, y su valor medio en un gran número de equipos no excederá de 1,7 dB (véanse los gráficos A y B de la figura 1/G.232 [2]). Incluso los circuitos de constitución más compleja y los que utilizan equipos terminales con una separación entre canales de 3 kHz conformes con la Recomendación G.235 [3], deben ajustarse a los límites de la figura 1/G.151; para respetar estos límites, de ser necesario, se insertarán ecualizadores al establecer los circuitos (véase la Recomendación M.580 [4]).

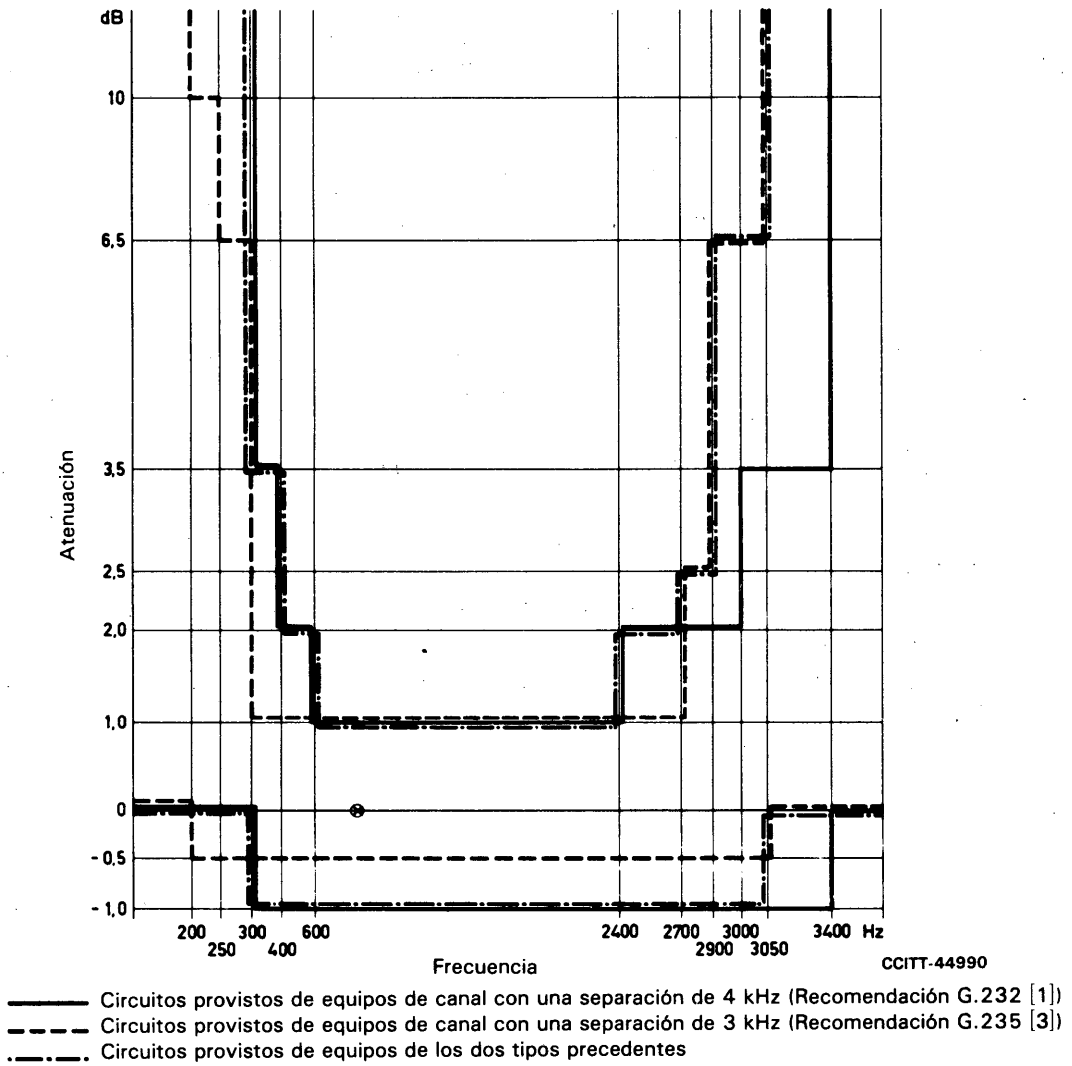


FIGURA 1/G.151

Límites de ajuste de circuitos provistos de equipos de canal de 3 kHz y de 4 kHz

Nota 1 – El CCITT ha estudiado la posibilidad de recomendar de manera precisa una frecuencia inferior a 300 Hz como límite inferior de la banda de frecuencias efectivamente transmitida, teniendo en cuenta las siguientes consideraciones:

1) Los resultados de las pruebas subjetivas realizadas por ciertas Administraciones indican que se puede mejorar la calidad de transmisión si el límite inferior de la banda de frecuencias transmitida pasa de 300 Hz a 200 Hz. Esas pruebas indican una notable mejora de la sonoridad de las señales vocales recibidas y de la calidad de transmisión, juzgada a base de pruebas de opinión; en cambio la mejora de la nitidez es muy pequeña.

2) En cambio, esta ampliación presentaría probablemente las siguientes desventajas:

a) aumentaría ligeramente el precio de coste de los equipos;

b) originaría algunas dificultades en lo que respecta al equilibrado de los equipos de terminación de la cadena a cuatro hilos, si se quieren explotar los circuitos a cuatro hilos sin rebasar las atenuaciones nominales recomendadas en el nuevo plan de transmisión;

c) aumentaría la eventual sensibilidad a las interferencias, se trate de ruido subjetivo, o de perturbaciones que introduzcan interferencias en el equipo de portadoras (véase la Recomendación citada en [5]) o que modifiquen la ganancia del compansor;

d) la energía adicional, transmitida como consecuencia de la ampliación de la banda, podría sobrecargar los sistemas de portadoras;

e) esta ampliación impediría utilizar los sistemas de señalización fuera de banda reconocidos por el CCITT.

Habida cuenta de estas consideraciones, el CCITT ha formulado las anteriores Recomendaciones, relativas a las señales transmitidas a frecuencias comprendidas entre 300 y 3400 Hz.

Nota 2 – Al mismo tiempo que aplican las Recomendaciones del CCITT, las Administraciones pueden ponerse en acuerdo para transmitir señales por circuitos internacionales en frecuencias inferiores a 300 Hz. Como es natural, cada Administración puede decidir la transmisión de señales a frecuencias inferiores a 300 Hz por sus circuitos nacionales de prolongación, siempre que de este modo esté en condiciones de aplicar el plan de transmisión del CCITT a las comunicaciones internacionales.

2 Retardo de grupo

Los objetivos de calidad de funcionamiento en cuanto al retardo de grupo de circuitos internacionales y de circuitos nacionales de prolongación deberán permitir que se satisfagan los objetivos de calidad de funcionamiento para redes indicados en las Recomendaciones G.114 y G.133.

3 Variación de la atenuación en función del tiempo

El CCITT recomienda los siguientes objetivos de calidad de funcionamiento para circuitos [se ha empleado el objetivo a) para evaluar la estabilidad de las conexiones internacionales; véase el § 1 de la Recomendación G.131]:

a) La desviación típica de la variación de atenuación de un circuito no debe exceder de 1 dB. Este objetivo puede lograrse ya en los circuitos establecidos en un solo enlace en grupo primario provisto de reguladores automáticos, y debe alcanzarse en cada circuito nacional, esté o no provisto de reguladores. La desviación típica no debe exceder de 1,5 dB en los demás circuitos internacionales.

b) La diferencia entre el valor medio y el valor nominal de atenuación en cada circuito no debe exceder de 0,5 dB.

4 Diafonía lineal [1)]

4.1 *Entre circuitos*

El objetivo de calidad de funcionamiento para circuitos en cuanto a la relación paradiafónica o telediafónica (correspondiente sólo a la diafonía inteligible), medida en audiofrecuencia en la central interurbana entre dos circuitos completos, en posición de servicio terminal, no debe ser inferior a 65 dB.

Nota 1 – Cuando en un sistema está siempre presente un nivel mínimo de ruido de por lo menos 4000 pW0p (como puede suceder en el caso de sistemas por satélite, por ejemplo), es aceptable una relación diafónica reducida de 58 dB entre circuitos.

Nota 2 – Los cables de pares coaxiales que se ajusten a las Recomendaciones G.622 [6] y G.623 [7] permiten satisfacer ya esta condición si se supone que la diafonía debida al cable y la diafonía debida al equipo no se introducen en la misma banda de frecuencias. Por otra parte, los sistemas MDF por cables de pares simétricos no siempre permiten que se satisfaga un límite más estricto que 58 dB.

Nota 3 – En los casos en que la longitud de una sección homogénea de un sistema de transmisión real exceda considerablemente de la longitud de una sección homogénea del circuito ficticio de referencia, el límite de 65 dB pudiera no ser satisfecho en todos los casos para todos los canales del sistema.

[1)] Los métodos recomendados para medir la diafonía se describen en el anexo A a la Recomendación G.134.

4.2 *Entre los canales de ida y de retorno de un circuito a cuatro hilos*

4.2.1 *Circuitos telefónicos ordinarios* (véase más adelante la nota 1)

Dado que todos los circuitos telefónicos ordinarios pueden también utilizarse como soportes de telegrafía armónica, el objetivo de calidad de funcionamiento para circuitos en cuanto a la relación paradiafónica entre los dos sentidos de transmisión debe ser como mínimo igual a 43 dB.

4.2.2 *Circuitos utilizados con un concentrador de comunicaciones*

En los circuitos o secciones de circuito utilizados para interconectar equipos terminales provistos de concentradores de comunicaciones, la paradiafonía entre dos canales aparacerá como diafonía entre circuitos; el objetivo de calidad de funcionamiento para circuitos en cuanto a la relación paradiafónica total entre los concentradores de comunicaciones no debe ser, en consecuencia, inferior a 58 dB (véanse las notas 2 y 4).

4.2.3 *Circuitos utilizados con supresores de eco modernos, por ejemplo, circuitos por satélite de gran altitud*

El objetivo de calidad de funcionamiento para circuitos en cuanto a la relación paradiafónica de cualquier circuito provisto de semisupresores de eco terminales, de construcción moderna, controlados desde el extremo alejado, no debe ser inferior a 55 dB. Esta cláusula tiene por objeto impedir la anulación del efecto de bloqueo producido por supresores de eco modernos (véanse las notas 2, 3 y 4).

Nota 1 – El § 4.2.1 precedente se refiere a circuitos telefónicos sin supresores de eco modernos concebidos para tiempos de propagación elevados (o que no impliquen la utilización de dichos supresores de eco). Los circuitos que pueden formar parte de conexiones por conmutación con tiempos de propagación elevados y, por lo tanto, comprendidos entre semisupresores de eco terminales de construcción moderna, deben ajustarse en lo posible a las normas más elevadas del presente § 4.2.3.

Nota 2 – El equipo de modulación de canal constituye el principal trayecto diafónico entre los canales de ida y de retorno, en los circuitos o secciones de circuito establecidos en sistemas de portadoras provistos de equipos modernos de modulación y de transmisión en línea (a este respecto, véase la nota 4). Se observará que los trayectos de diafonía entre la entrada y la salida de alta frecuencia, e igualmente entre la entrada y la salida de frecuencias vocales de los equipos de modulación de canal, contribuyen a la relación señal/diafonía entre los canales de ida y de retorno de los circuitos o secciones de circuito. Es conveniente tener en cuenta estos dos trayectos cuando se estudian circuitos o secciones de circuito utilizados entre equipos terminales con concentradores de comunicaciones o entre supresores de eco modernos. Pueden presentarse los siguientes casos:

Concentradores de comunicaciones

Los trayectos de alta frecuencia y de baja frecuencia contribuyen a la relación señal/diafonía.

Supresores de eco

1) Circuito que comprende una sección de circuito entre semisupresores de eco controlados desde el extremo distante: predomina el trayecto de alta frecuencia.
2) Circuito que comprende más de una sección de circuito entre los supresores: en los puntos en que los equipos de modulación de canal se interconectan a frecuencias vocales, el trayecto de diafonía a frecuencias vocales de uno de los equipos es paralelo al trayecto de diafonía en alta frecuencia del otro, por lo que conviene tener en cuenta ambos trayectos.
3) Más de un circuito entre los supresores: se presenta esta situación cuando los semisupresores de eco adyacentes intermedios se desconectan (o neutralizan) por conmutación; en este caso, la diafonía entre los canales de ida y de retorno se produce de la misma forma que en el anterior caso 2), reemplazando los circuitos de las secciones de circuito.

Nota 3 – Si se utilizan equipos de modulación de canal que responden apenas a lo dispuesto en la Recomendación citada en [8] para un circuito compuesto de tres secciones de circuito, y admitiendo que las contribuciones de los trayectos de diafonía se suman en valores eficaces, la relación señal/diafonía tendrá en esas condiciones un valor de unos 60 dB.

Nota 4 – Si se utilizan equipos de modulación de canal para un circuito compuesto de tres secciones de circuito que responden apenas a lo dispuesto en la Recomendación citada en [9] y admitiendo que las contribuciones de los distintos trayectos de diafonía se suman en valores eficaces, la relación señal/diafonía más reducida entre los canales de ida y de retorno tendría un valor de unos 56 dB, esto es, 2 dB inferior al valor especificado para los concentradores de comunicaciones en el § 4.2.2. Sin embargo, estas hipótesis son exageradamente desfavorables y es poco probable que se presenten dificultades en la práctica. También se satisface el límite indicado para los supresores de eco en el § 4.2.3.

Nota 5 – Algunos sistemas de transmisión en línea de pares simétricos dan lugar, en circuitos derivados, a valores particularmente bajos de la relación señal/diafonía entre los canales de ida y de retorno. En lo posible, debe evitarse el empleo de estos sistemas para establecer circuitos o secciones de circuito que hayan de utilizarse con concentradores de comunicaciones o con supresores de eco modernos.

Nota 6 – Debe vigilarse en cierta forma la asimetría de las etapas de audiofrecuencia de equipos de modulación de canal MDF, si se desea que el valor de 65 dB, estipulado para la diafonía, no resulte disminuido por la diafonía introducida en el cableado de la estación como consecuencia de la asimetría del equipo de terminación del cable.

5 Distorsión no lineal

La experiencia demuestra que los circuitos telefónicos establecidos en sistemas objeto de Recomendaciones del CCITT y cuyos elementos, considerados independientemente, reunen las condiciones de no linealidad correspondientes, son adecuados, en lo que concierne a la distorsión no lineal, para las transmisiones telefónicas y para las de telegrafía armónica.

Nota – En los circuitos telefónicos por portadoras puede despreciarse la distorsión no lineal producida por los amplificadores de línea y por las etapas de modulación distintas de las de los equipos de modulación y demodulación de canal. Por ello, el texto que precede se aplica a circuitos de cualquier longitud.

6 Error en la restitución de las frecuencias

Véase la Recomendación G.135.

7 Interferencias debidas a armónicos de la corriente de alimentación y otras bajas frecuencias

En los sistemas de transmisión, las señales son a veces moduladas por señales interferentes debidas a la frecuencia de la fuente de alimentación, a tensiones inducidas causadas por la alimentación de ferrocarriles electrificados y a otras fuentes. Esta modulación no deseada puede adoptar la forma de modulación de amplitud o de fase, o una combinación de ambas. La interferencia puede caracterizarse por el nivel de la componente lateral no deseada más intensa cuando se aplica una señal sinusoidal de 1 mW en un punto de nivel relativo cero (0 dBm0) de un circuito telefónico. El objetivo de calidad de funcionamiento para circuitos en cuanto al nivel máximo admisible de las componentes laterales no deseadas en un circuito telefónico completo no debe exceder entonces de −45 dBm0 (es decir, que la atenuación mínima de la componente lateral debe ser de 45 dB). Este objetivo de calidad de funcionamiento para circuitos debería aplicarse a todas las señales interferentes de baja frecuencia hasta unos 400 Hz.

Nota 1 – Se ha estimado aceptable este nivel para circuitos de telegrafía armónica con modulación de amplitud o modulación de frecuencia, facsímil, telefonía, señalización telefónica y transmisión de datos.

Nota 2 – Véase la Recomendación citada en [10] para los límites aplicables a circuitos radiofónicos.

Nota 3 – Las principales fuentes de interferencia debidas a la red son:

a) el zumbido residual en los terminales de las baterías de acumuladores, que es transmitido directamente a los equipos por los circuitos de alimentación;

b) la corriente alterna de telealimentación de ciertos sistemas, que actúa por intermedio de los filtros de encaminamiento de la alimentación o de las cintas de acero de los pares coaxiales;

c) las tensiones alternas inducidas en el circuito de telealimentación en corriente continua de ciertos sistemas;

d) las modulaciones no deseadas de amplitud y de fase de las distintas portadoras, debidas a la causa a), y agravadas en los pasos multiplicadores de frecuencia de los generadores de portadoras.

Nota 4 – Los efectos de modulación hacen que una señal de entrada de f Hz origine, por ejemplo, señales correspondientes de salida de frecuencias f, $f \pm 50$, $f \pm 100$, $f \pm 150$ Hz, etc.

8 Interferencia a una sola frecuencia en circuitos telefónicos

El nivel de interferencia a una sola frecuencia en un circuito telefónico no debe ser superior a −73 dBm0p (valor provisional, pendiente de los resultados de los estudios de la Comisión de Estudio XII). La ponderación sofométrica sólo se tendrá en cuenta cuando la frecuencia de la interferencia esté bien definida.

Referencias

[1] Recomendación del CCITT *Equipos terminales de 12 canales*, Tomo III, Rec. G.232.

[2] *Ibíd.*, figura 1/G.232, gráfico A y B.

[3] Recomendación del CCITT *Equipos terminales de 16 canales*, Tomo III, Rec. G.235.

[4] Recomendación del CCITT *Establecimiento y ajuste de un circuito telefónico internacional del servicio público*, Tomo IV, Rec. M.580.

[5] Recomendación del CCITT *Equipos terminales de 12 canales*, Tomo III, Rec. G.232, § 6.

[6] Recomendación del CCITT *Características de los cables de pares coaxiales del tipo 1,2/4,4 mm*, Tomo III, Rec. G.622.

[7] Recomendación del CCITT *Características de los cables de pares coaxiales del tipo 2,6/9,5 mm*, Tomo III, Rec. G.623.

[8] Recomendación del CCITT *Equipos terminales de 12 canales*, Tomo III, Rec. G.232, § 9.1.

[9] *Ibíd.*, § 9.3.

[10] Recomendación del CCITT *Características de funcionamiento de los circuitos radiofónicos del tipo de 15 kHz*, Tomo III, Rec. J.21, § 3.1.7.

Recomendación G.152

CARACTERÍSTICAS PARTICULARES DE LOS CIRCUITOS DE LARGA DISTANCIA DE LONGITUD NO SUPERIOR A 2500 km

(Ginebra, 1964; modificada en Mar del Plata, 1968 y Ginebra, 1972 y 1980)

La presente Recomendación se aplica a todos los circuitos internacionales modernos cuya longitud no exceda de 2500 km, así como a los circuitos interurbanos nacionales de un país de extensión media que puedan formar parte de la cadena a cuatro hilos de una conexión internacional.

Se entiende que si en un país de gran extensión se utiliza un circuito de prolongación de más de 2500 km, éste deberá cumplir todas las recomendaciones aplicables a un circuito internacional de igual longitud.

1 Circuitos establecidos en cable terrestre o submarino, o en sistemas de radioenlaces con visibilidad directa

Los circuitos considerados están establecidos en sistemas que cumplen los objetivos de ruido de la Recomendación G.222 [1] para un circuito cuya constitución sea similar a la de un circuito ficticio de referencia de 2500 km.

En consecuencia, el objetivo de calidad de funcionamiento para circuitos en cuanto a la potencia sofométrica media de ruido en una hora cualquiera, en un circuito de L kilómetros ($L \leqslant 2500$), debe ser 4 L picovatios, aproximadamente, excluidos los circuitos muy cortos y los de constitución muy compleja; estos últimos se tratan en la Recomendación G.226 [2].

2 Circuitos establecidos en sistemas de radioenlaces transhorizonte

El CCIR ha definido un circuito ficticio de referencia y ha fijado objetivos de calidad de funcionamiento para circuitos en cuanto al ruido en sus Recomendaciones 396 [3] y 397 [4], respectivamente.

3 Circuitos establecidos en líneas aéreas de hilo o desnudo

En la Recomendación citada en [5] se indican los objetivos de ruido.

Nota – La Recomendación M.580 [6] trata de los objetivos de ruido para el mantenimiento (véase la nota 1 del § 1.1 de la Recomendación G.143).

Referencias

[1] Recomendación del CCITT *Objetivos de ruido para los proyectos de construcción de sistemas de portadoras de 2500 km*, Tomo III, Rec. G.222.

[2] Recomendación del CCITT *Ruido de un enlace real*, Tomo III, Rec. G.226.

[3] Recomendación del CCIR *Circuito ficticio de referencia para sistemas de relevadores radioeléctricos transhorizonte de telefonía con multiplaje por distribución de frecuencia*, Vol. IX, Rec. 396, UIT, Ginebra, 1986.

[4] Recomendación del CCIR *Potencia de ruido admisible en el circuito ficticio de referencia de sistemas de relevadores radioeléctricos transhorizonte para transmisión de telefonía con multiplaje por distribución de frecuencia*, Vol. IX, Rec. 397, UIT, Ginebra, 1986.

[5] Recomendación del CCITT *Características generales de los sistemas que proporcionan 12 circuitos telefónicos de portadoras en un par de hilo desnudo*, Tomo III, Rec. G.311, § 8.

[6] Recomendación del CCITT *Establecimiento y ajuste de un circuito telefónico internacional del servicio público*, Tomo IV, Rec. M.580.

Recomendación G.153

CARACTERÍSTICAS PARTICULARES DE LOS CIRCUITOS INTERNACIONALES DE LONGITUD SUPERIOR A 2500 km

(Ginebra, 1964; modificada en Mar del Plata, 1968 y Ginebra, 1972 y 1980)

Estos circuitos deben ajustarse a las cláusulas generales de la Recomendación G.151 y, además, según el tipo de sistema en que estén establecidos, a las cláusulas particulares de los § 1, 2, 3 y 4 de la presente Recomendación.

Nota 1 – Sin embargo, ciertos circuitos que no se ajustan a los objetivos de ruido de la presente Recomendación pueden utilizarse para la telefonía (si se les dota de compansores), para la telegrafía o para la transmisión de datos (véanse los § 2, 3 y 4 de la Recomendación G.143; en el cuadro 1/G.153 se resumen estas Recomendaciones).

Nota 2 – La Recomendación M.580 [1] trata de los objetivos de ruido para el mantenimiento (véase la nota 1 del § 1.1 de la Recomendación G.143).

1 Circuitos de más de 2500 km en cable o radioenlace que no incluyan una sección submarina de gran longitud

En muchos casos los circuitos de este tipo, cuya longitud esté comprendida entre 2500 y 25 000 km aproximadamente, estarán constituidos en la mayor parte de su recorrido por sistemas de cables terrestres o de radioenlaces con visibilidad directa, utilizados ya para obtener circuitos internacionales de longitud no superior a 2500 km, y cuyos proyectos de construcción se han establecido a base de los objetivos preconizados y en la Recomendación G.222 [3].

Por otro lado, es poco agradable que el número de demodulaciones de canal sea superior al previsto en la parte correspondiente de la conexión internacional más larga considerada en la Recomendación G.103. Habrá también casos en que será posible establecer tales circuitos en sistemas concebidos a base de circuitos ficticios de referencia nacionales del tipo indicado en la Recomendación citada en [4]. En vista de ello, el CCITT formula las siguientes recomendaciones:

1.1 *Variación de la atenuación en función del tiempo*

Se recomienda el empleo de una regulación automática de nivel en cada uno de los enlaces en grupo primario con los que se haya establecido el circuito. Además, deben adoptarse todas las medidas apropiadas para reducir las variaciones de la atenuación en función del tiempo.

1.2 *Objetivos de calidad de funcionamiento en cuanto al ruido de circuito*

Se recomienda provisionalmente que los proyectos de construcción de los sistemas que proporcionen tales circuitos internacionales, de longitud no superior a 25 000 km, se establezcan a base de los objetivos de ruido actualmente recomendados para circuitos ficticios de referencia de 2500 km.

CUADRO 1/G.153

Límites u objetivos de ruido [a] para circuitos de gran longitud que efectúen diversos servicios [b]

Potencia sofométrica		Naturaleza del objetivo o límite	
pW0p	dBm0p	Para una comunicación, una cadena de circuitos o un circuito arrendado	Para un circuito que pueda formar parte de una comunicación con conmutación
40 000	−44		Límite para un circuito telefónico utilizado sin compansor (véase el § 2 de la Recomendación G.143)
50 000	−43	Objetivo para una cadena de seis circuitos internacionales, obtenido en la práctica mediante una combinación de circuitos con objetivos de calidad de funcionamiento para circuitos de 1, 2 ó 4 pW/km (véase el § 1 de la Recomendación G.143)	
80 000	−41	Límite para telegrafía armónica con modulación de frecuencia, según normas del CCITT (véase la Recomendación H.22 [2])	
100 000	−40	Límite para transmisión de datos por un circuito arrendado (véase el § 4.1 de la Recomendación G.143)	
250 000	−36		Aceptable para la transmisión de datos por la red con conmutación (véase el § 4.2 de la Recomendación G.143). Un circuito que rebase este límite sin compansor no puede utilizarse en una cadena de seis circuitos telefónicos, aun si se le dota de un compansor (véase el § 2 de la Recomendación G.143)
10^6	−30	Tolerable para cierto sistema de telegrafía sincrónica (véase la Recomendación H.22 [2])	

[a] Sólo se ha indicado la potencia sofométrica media durante una hora, referida al punto del nivel relativo cero del circuito internacional o del primer circuito de la cadena.

[b] Los límites de ruido se determinan de acuerdo con las exigencias mínimas de calidad de funcionamiento de cada servicio. Los objetivos de ruido constituyen objetivos de puesta en servicio para distintos sistemas de transmisión.

Siempre que sea posible, debe tenderse a utilizar objetivos de ruido más reducidos, y se reconoce que, en algunos países de gran extensión, se construyen sistemas que forman parte de un circuito de más de 2500 km (por ejemplo, 5000 km) de acuerdo con los principios indicados en la Recomendación citada en [4]. Otra solución consiste en obtener valores de ruido inferiores eligiendo adecuadamente los canales telefónicos que componen los circuitos. Los objetivos de calidad de funcionamiento en cuanto al ruido durante breves periodos de tiempo para circuitos de esta clase de hasta unos 7500 km de longitud son, provisionalmente, los siguientes:

La potencia sofométrica media durante un minuto no deberá exceder de 50 000 pW (−43 dBm0p) durante más del 0,3% de un mes cualquiera, y la potencia no ponderada de ruido, medida o calculada con un tiempo de integración de 5 ms, no deberá exceder de 10^6 pW (−30 dBm0) durante más del 0,03% de cualquier mes. Estos objetivos se derivan de los fijados para los circuitos de 2500 km de longitud (Recomendación G.222 [3]); para longitudes comprendidas entre 2500 y 7500 km, se tomarán valores intermedios proporcionales.

El CCITT no está aún en condiciones de recomendar objetivos de calidad de funcionamiento en cuanto al ruido durante cortos periodos de tiempo para los circuitos de este tipo, de longitud superior a 7500 km.

2 Circuitos de más de 2500 km con una larga sección de cable submarino

2.1 *Distorsión de atenuación*

Por razones económicas, un circuito de esta clase puede comprender equipos terminales con portadoras separadas por 3 kHz, conformes con la Recomendación G.235 [5].

Si se utilizan equipos terminales con frecuencias portadoras separadas por 4 kHz, éstos deberán ajustarse por lo menos a la Recomendación G.232 [6]. Algunos países emplean equipos terminales mejorados para los circuitos destinados permanentemente a la explotación intercontinental.

2.2 *Objetivos de calidad de funcionamiento en cuanto al ruido de circuito en la sección de cable submarino*

2.2.1 *Sin compansor*

En un sistema de cable submarino de gran longitud, que pueda explotarse sin compansores y sin limitación alguna para telefonía, telegrafía armónica y transmisión de datos, el objetivo de calidad de funcionamiento para circuitos en cuanto al ruido medio por hora no excederá de 3 pW/km en el canal más desfavorable. Para cada sentido de transmisión, el objetivo de calidad de funcionamiento para circuitos en cuanto al valor medio de ruido en el conjunto de los canales utilizados para los circuitos más largos no deberá exceder de 1 pW/km.

Nota – Es conveniente, sin embargo, que todos los circuitos de cualquier grupo que deba explotarse con un concentrador de comunicaciones[1] presenten aproximadamente el mismo nivel de ruido.

2.2.2 *Con compansor*

El CCITT no se propone estudiar por ahora sistemas con objetivos de ruido muy diferentes de los fijados en el § 2.2.1, basados en el uso *sistemático* de compansores.

2.3 *Objetivos de calidad de funcionamiento en cuanto al ruido de circuito en las demás secciones*

Las demás secciones del circuito deben ajustarse a lo dicho en el § 1 de la presente Recomendación.

3 Circuitos establecidos en sistemas de comunicación por satélite

El CCIR y el CCITT están estudiando la medida en que pueden incorporarse a la red mundial los circuitos establecidos en sistemas de comunicación por satélite; en la Recomendación Q.13 [7] se mencionan ciertas restricciones para el empleo de tales circuitos.

En lo que respecta al ruido, el CCIR ha definido un circuito ficticio de referencia y ha fijado la potencia de ruido admisible en sus Recomendaciones 352 [8] y 353 [9] respectivamente.

4 Circuitos de más de 2500 km en líneas aéreas de hilo desnudo

El texto de este punto no se publica en el presente Libro, pero figura en la parte D de la Recomendación G.153 del *Libro Naranja*, UIT, Ginebra, 1977.

Referencias

[1] Recomendación del CCITT *Establecimiento y ajuste de un circuito telefónico internacional del servicio público*, Tomo IV, Rec. M.580.

[2] Recomendación del CCITT *Condiciones impuestas a los enlaces internacionales de telegrafía armónica (a 50, 100 ó 200 baudios)*, Tomo III, Rec. H.22.

[3] Recomendación del CCITT *Objetivos de ruido para los proyectos de construcción de sistemas de portadoras de 2500 km*, Tomo III, Rec. G.222.

[1] Véase la nota [2] de pie de página al § 2 de la Recomendación G.143.

[4] *Ibíd.*, § 3.

[5] Recomendación del CCITT *Equipos terminales de 16 canales*, Tomo III, Rec. G.235.

[6] Recomendación del CCITT *Equipos terminales de 12 canales*, Tomo III, Rec. G.232.

[7] Recomendación del CCITT *Plan de encaminamiento internacional*, Tomo VI, Rec. Q.13.

[8] Recomendación del CCIR *Circuito ficticio de referencia para telefonía y televisión en el servicio fijo por satélite*, Vol. IV, Rec. 352, UIT, Ginebra, 1986.

[9] Recomendación del CCIR *Potencia de ruido admisible en el circuito ficticio de referencia para la telefonía con multiplaje por distribución de frecuencia en el servicio fijo por satélite*, Vol. IV, Rec. 353, UIT, Ginebra, 1986.

1.6 Dispositivos asociados a circuitos telefónicos de gran longitud

Recomendación G.161

SUPRESORES DE ECO PARA CIRCUITOS CON CORTOS O LARGOS TIEMPOS DE PROPAGACIÓN

(Véase el Tomo III del *Libro Naranja*, UIT, Ginebra, 1977.)

Recomendación G.162

CARACTERÍSTICAS DE LOS COMPANSORES (COMPRESORES-EXPANSORES) PARA LA TELEFONÍA

(Ginebra, 1964; modificada en Mar del Plata, 1968)

Estas características se aplican a los compansores de construcción moderna, utilizables en circuitos internacionales de gran longitud, o en circuitos nacionales e internacionales de longitud moderada.

En algunas de las cláusulas que siguen se especifican las características conjugadas de un compresor y de un expansor en el mismo sentido de transmisión de un circuito a cuatro hilos. Las características especificadas de esta forma pueden lograrse muy fácilmente si los compresores y los expansores son de construcción análoga; en ciertos casos, puede ser necesaria una estrecha colaboración entre las Administraciones interesadas.

Debe hacerse observar que el material fabricado hasta el presente con destino a los circuitos de longitud moderada, aún siendo completamente satisfactorio para estos circuitos, puede no responder completamente a las cláusulas de esta Recomendación.

1 Definición y valor del nivel invariable

Se entiende por *nivel invariable* el nivel absoluto, en un punto de nivel relativo cero de la línea situada entre el compresor y el expansor, de una señal de 800 Hz que permanece invariable independientemente de que la explotación del circuito se haga con el compresor o sin él. El nivel invariable se define así con objeto de no imponer valores de nivel relativo a la entrada del compresor o a la salida del expansor.

El nivel invariable debe ser en principio igual a 0 dBm0. Sin embargo, para tener en cuenta el aumento de la potencia media introducido por el compresor, y para evitar el eventual aumento del ruido de intermodulación y la sobrecarga, en ciertos casos podrá reducirse este nivel invariable en un valor de hasta 5 dB. Esta reducción del nivel invariable entraña, no obstante, una disminución de la mejora de la relación señal/ruido proporcionada por el compansor. Esta posible reducción deberá hacerse por acuerdo directo entre las Administraciones interesadas. Por regla general, no es necesaria ninguna reducción para los sistemas de menos de 60 canales.

Nota – El aumento de la potencia media en la banda transmitida determinado por el compresor en el canal telefónico, depende del valor del nivel invariable, de los tiempos de establecimiento y de retorno al reposo, de la distribución de las intensidades vocales y de la potencia media de las señales vocales transmitidas. Cuando se adopta para el nivel invariable el valor de 0 dBm0 parece ser que el aumento efectivo de la potencia media es del orden de 2 ó 3 dB.

2 Relación de compresión y de expansión

2.1 *Definición y valor preferido de la* relación de compresión

La relación de compresión de un compresor se define mediante la fórmula:

$$\alpha = \frac{n_e - n_{e0}}{n_s - n_{s0}}$$

donde

n_e es el nivel a la entrada,

n_{e0} es el nivel a la entrada que corresponde a 0 dBm0,

n_s es el nivel a la salida, y

n_{s0} es el nivel a la salida correspondiente a un nivel a la entrada n_{e0}.

El valor preferido de α es 2, pero pueden admitirse valores inferiores, a condición de que se obtenga una mejora suficiente del ruido. Este valor no excederá de 2,5 cualquiera sea el nivel de la señal de entrada, en la gama de temperaturas comprendidas entre +10 °C y +40 °C.

2.2 *Definición y valor preferido de la* relación de expansión

La relación de expansión de un expansor se define mediante la fórmula:

$$\beta = \frac{n'_s - n'_{s0}}{n'_e - n'_{e0}}$$

donde

n'_e es el nivel a la entrada,

n'_{e0} es el nivel a la entrada que corresponde a 0 dBm0,

n'_s es el nivel a la salida, y

n'_{s0} es el nivel a la salida correspondiente a un nivel a la entrada n'_{e0}.

El valor preferido de β es 2, pero pueden admitirse valores inferiores a condición de que se obtenga una mejora suficiente del ruido. Este valor no excederá de 2,5 cualquiera sea el nivel de la señal de entrada en la gama de temperaturas comprendidas entre +10 °C y +40 °C.

2.3 *Intervalo de variación de nivel*

El intervalo de variación de nivel en el que deben respetarse los valores de α y de β adoptados, debe extenderse por lo menos:

de +5 a −45 dBm0 para el nivel de entrada del compresor,

de +5 a −50 dBm0 para el nivel nominal de salida del expansor.

2.4 *Variación de la ganancia del compresor*

El nivel a la salida del compresor, medido a 800 Hz para un nivel de entrada de 0 dBm0, no deberá variar más de ± 0,5 dB con relación a su valor nominal para temperaturas comprendidas entre +10 °C y 40 °C y una variación de tensión de alimentación de ± 5% con relación al valor nominal.

2.5 *Variación de la ganancia del expansor*

El nivel a la salida del expansor, medido a 800 Hz para un nivel de entrada de 0 dBm0, no deberá variar más de ± 1 dB con relación a su valor nominal para temperaturas comprendidas entre +10 °C y 40 °C y una variación de la tensión de alimentación de ± 5% con relación al valor nominal.

Nota – Es conveniente, sobre todo en los compansores destinados a los circuitos de gran longitud, imponer límites más rigurosos que los valores de ± 0,5 dB y ± 1 dB que figuran en los § 2.4 y 2.5; son preferibles los valores de +0,25 dB y +0,5 dB, respectivamente.

2.6 *Condiciones de estabilidad*

La inserción de un compansor no debe reducir de modo apreciable el margen de estabilidad. Para tener la seguridad de que se cumple esta condición en una combinación del expansor y del compresor de un mismo circuito a cuatro hilos y en una determinada estación, el error del nivel de salida del compresor, con relación a cualquier nivel de entrada en el expansor, no deberá ser superior a +0,5 dB. Este error está referido al nivel que se obtiene a la salida del compresor para un nivel a la entrada del expansor de 0 dBm0. Debe respetarse este límite en cualquier frecuencia comprendida entre 200 y 4000 Hz, así como en la gama de temperaturas comprendidas entre +10 °C y +40 °C. No se fija ningún límite negativo para el error. En esta prueba se insertará entre el expansor y el compresor un atenuador cuyo ajuste se determinará según las indicaciones que se dan en la nota 1.

Nota 1 – Esta cláusula concierne a la influencia que puede ejercer un compansor en la ganancia en bucle de un circuito a cuatro hilos, y en la estabilidad.

Para examinar este problema, se considerará un enlace constituido por tres circuitos a cuatro hilos *AB*, *BC* y *CD*, que conecten las estaciones terminales *A* y *D* (en las que se hallan los equipos de terminación), a través de las estaciones intermedias *B* y *C*. Se supone que el circuito *BC* está dotado de un compansor. Se desean establecer tolerancias para la ganancia del conjunto del expansor y del compresor que se hallan en *C*, a fin de limitar la reducción de la estabilidad originada por su inserción. Para simplificar el examen de esta cuestión, se supone que la salida del expansor y la entrada del compresor se hallan normalmente en dos puntos que tienen el mismo nivel relativo.

Se obtiene entonces la siguiente expresión para la atenuación entre la salida del expansor en *C* y la entrada del compresor en *C*:

$$a_s = a_0 + a_r + a_x + a_y$$

donde

a_0 es la atenuación nominal de la cadena de circuitos entre los terminales a dos hilos en *A* y en *D*;

a_r es la atenuación de equilibrado en el equipo de terminación de *D*;

a_x es la diferencia de atenuación del canal *CD* con relación a su valor nominal;

a_y es la diferencia de atenuación del canal *DC* con relación a su valor nominal.

Estas dos últimas magnitudes pueden ser positivas o negativas.

Se puede llegar a la conclusión de que para que la medición de la ganancia del conjunto de un expansor y de un compresor situados en la misma estación permita determinar de manera satisfactoria la influencia global en la estabilidad, deben cumplirse las condiciones siguientes:

El expansor irá seguido del compresor a través de un atenuador cuyo ajuste deberá tener en cuenta toda la gama de valores de a_s que se encuentra en la práctica cuando hay riesgo de inestabilidad. Para incluir todas las condiciones prácticas, es probable que deba considerarse una gama muy amplia.

No obstante, si sólo se considera el caso importante de un compansor terminal y de una atenuación de equilibrado igual a cero, entonces $a_s = a_0$, valor recomendado en general para el ajuste del atenuador colocado entre el expansor y el compresor en esta prueba.

Sin embargo, en los casos particulares en que es posible determinar con precisión los valores de a_r, a_x y a_y correspondientes a la condición más probable de inestabilidad, puede especificarse el valor exacto de a_s.

Se supone que la salida del expansor y la entrada del compresor se hallan normalmente en puntos de igual nivel relativo. De no ser así, y si el nivel relativo a la salida del expansor es a_c dB superior al nivel relativo a la entrada del compresor, el valor de ajuste del atenuador debe aumentarse a_c dB (que puede ser positivo o negativo).

Nota 2 – Las conexiones cruzadas entre los circuitos de control del expansor y del compresor pueden ofrecer ventajas en lo que se refiere a los ecos en el circuito; por ello, debería permitirse su empleo. Ahora bien, su uso, que presenta inconvenientes desde el punto de vista de la señalización y de la conversación en ambos sentidos, debiera sin duda limitarse a casos excepcionales. Por consiguiente, no parece justificado formular recomendaciones especiales a este respecto.

2.7 *Tolerancias en los niveles de salida del conjunto compresor y expansor en el mismo sentido de transmisión de un circuito a cuatro hilos*

El compresor y el expansor se conectan en tándem. Entre la salida del compresor y la entrada del expansor se introduce una atenuación (o una ganancia) igual a la atenuación (o a la ganancia) nominal entre esos puntos en el circuito real en que se utilizarán. La figura 1/G.162 indica, en función del nivel de la señal de 800 Hz aplicada a la entrada del compresor, los límites admisibles de la diferencia entre el nivel a la salida del expansor y el nivel a la entrada del compresor. (Los valores positivos indican que el nivel a la salida del expansor rebasa el nivel a la entrada del compresor.)

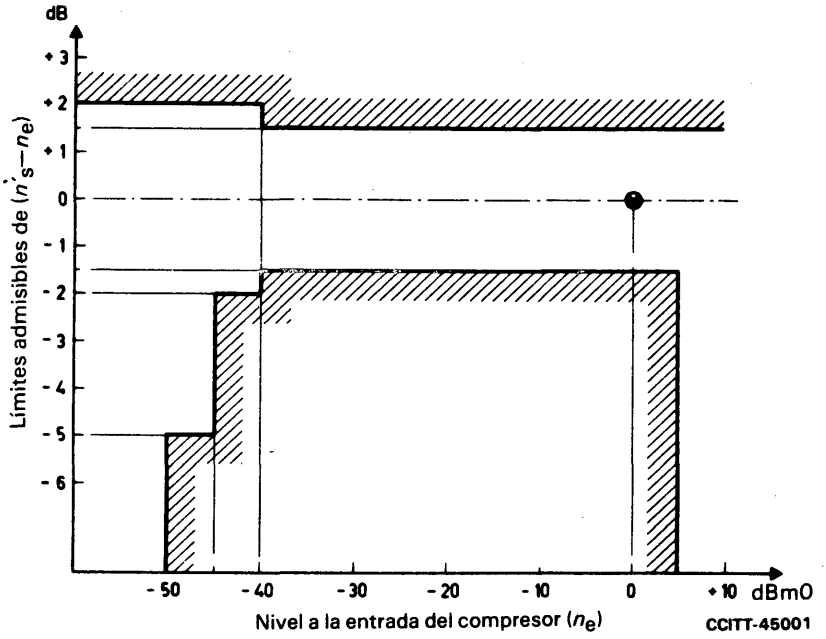


FIGURA 1/G.162

Estos límites deben respetarse para todas las combinaciones de temperatura del compresor y del expansor comprendidas entre +10 °C y +40 °C. Se respetarán igualmente si la prueba se efectúa cuando la atenuación (o la ganancia) entre el compresor y el expansor aumenta o disminuye 2 dB.

Nota – Esta variación de ganancia (o de atenuación) de 2 dB mencionada en el § 2.7 es igual al doble de la desviación típica de la atenuación preconizada en el § 3 de la Recomendación G.151, como objetivo para los circuitos internacionales establecidos en un solo enlace de grupo primario.

3 Impedancias y pérdidas de retorno

El valor nominal de las impedancias de entrada y de salida del compresor y del expansor debe ser de 600 ohmios (valor resistivo puro).

La pérdida de retorno, con relación a la impedancia nominal, a la entrada y a la salida del compresor y del expansor, no debiera ser inferior a 14 dB entre 300 y 3400 Hz, para un nivel cualquiera de medida comprendido entre +5 y −45 dBm0 a la entrada del compresor o a la salida del expansor.

4 Características de funcionamiento a diferentes frecuencias

4.1 *Características de funcionamento con el circuito de control bloqueado*

Se considera bloqueado al circuito de control cuando la corriente (o tensión) de control obtenida rectificando la señal se sustituye por una corriente (o tensión) continua proveniente de una fuente externa. Para la aplicación de esta cláusula, el valor de esta corriente (o tensión) debe ser igual al valor de la corriente o tensión de control que se obtiene cuando el nivel de la señal de entrada es de 0 dBm0 a 800 Hz.

Para el compresor y el expansor considerados separadamente, las variaciones de equivalente en función de la frecuencia deben estar comprendidas en los límites de un contorno que puede deducirse de la figura 1/G.132, dividiendo por 8 las tolerancias indicadas; la medida se realiza con una señal de nivel de entrada constante correspondiente al nivel 0 dBm0.

Deben respetarse estos límites en la gama de temperaturas comprendidas entre +10 °C y +40 °C.

4.2 *Características de funcionamiento trabajando normalmente el circuito de control*

El compresor debe respetar los límites indicados en el § 4.1 cuando el circuito de control funcione normalmente; la medida debe hacerse con un nivel de entrada constante correspondiente al nivel 0 dBm0.

Para el expansor, en las mismas condiciones de medida, se aplicará un patrón que puede deducirse de la figura 1/G.132, dividiendo por 4 las tolerancias indicadas.

Deben respetarse estos límites en la gama de temperaturas comprendidas entre +10 °C y +40 °C.

5 Distorsión no lineal

5.1 *Distorsión armónica*

El coeficiente de distorsión armónica, medido con una onda sinusoidal de 800 Hz y un nivel de 0 dBm0 debe ser inferior o igual a un 4% para el compresor y el expansor considerados por separado.

Nota – En un compresor, aun perfecto, la señal de salida presenta valores de cresta elevados cuando el nivel de la señal aumenta bruscamente. El caso más crítico parece ser el de la señalización a frecuencias vocales, si bien este mismo fenómeno puede también producirse durante la transmisión de la palabra. Puede ser conveniente, en casos excepcionales, asociar un limitador de amplitud al compresor, con objeto de evitar las perturbaciones producidas por las respuestas transitorias provocadas por impulsos de señalización a frecuencias vocales.

5.2 *Pruebas de intermodulación*

Es indispensable agregar a la medida de la distorsión armónica una medida de intermodulación cada vez que los compansores estén destinados a circuitos internacionales (sea cual fuere el sistema de señalización utilizado), así como cuando se destinen a circuitos nacionales en los que se prevea el uso de la señalización multifrecuencia o la transmisión de datos empleando tipos de señales similares.

Los productos de intermodulación de interés para el funcionamiento de los receptores de señales multifrecuencia son los de tercer orden de los tipos $(2f_1 - f_2)$ y $(2f_2 - f_1)$, en donde f_1 y f_2 son dos frecuencias de señalización.

Para las medidas se recomienda que las frecuencias f_1 y f_2 sean 900 Hz y 1020 Hz.

Conviene prever dos condiciones de medida: la primera con un nivel de −5 dBm0 para cada una de las dos frecuencias de medida f_1 y f_2, y la segunda con un nivel de −15 dBm0, también para cada una de las dos frecuencias de medida. Los niveles mencionados corresponden a la entrada del compresor o a la salida del expansor (niveles no comprimidos).

Los límites para los productos de intermodulación se definen como la diferencia entre el nivel de cada una de las dos señales de medida, a las frecuencias f_1 o f_2, y el nivel de cada uno de los productos de intermodulación, a las frecuencias $(2f_1 - f_2)$ o $(2f_2 - f_1)$.

El valor de esta diferencia, que parece suficiente para las exigencias de la señalización multifrecuencia (incluida la señalización de extremo a extremo por tres circuitos interconectados, provisto cada uno de ellos de un compansor), es de 26 dB para el compresor y para el expansor considerados separadamente.

Nota 1 – Estos valores parecen adecuados para el sistema de señalización N.° 5 que va a utilizarse en algunos circuitos internacionales de gran longitud.

Nota 2 – No parecen aconsejables las medidas efectuadas en el conjunto de un compresor y de un expansor en cascada. En efecto, se puede dar el caso de que un compresor y un expansor den individualmente niveles de intermodulación bastante elevados, pero den mucha menor intermodulación en las medidas en cascada por complementarse bien las características de ambos. La compensación que se encuentra en las medidas con compresor y expansor en cascada puede, en efecto, no producirse en la práctica, a causa de la posible distorsión de fase de la línea, o porque el compresor y el expansor en los dos extremos de la línea tengan características menos complementarias que las del compresor y del expansor medidos en cascada.

Por consiguiente, la medida deberá efectuarse por separado en el compresor y en el expansor. Las dos señales de frecuencias f_1 y f_2 deben aplicarse al mismo tiempo y los niveles deben medirse a la salida del compresor y del expansor con un aparato selectivo.

6 Tensiones de ruido

El valor eficaz de la suma de todas las tensiones de ruido, medido en un punto de nivel relativo cero, terminando la entrada y la salida en resistencias de 600 ohmios, deberá ser igual o inferior a los siguientes valores:

- a la salida del compresor: (10 mV no ponderado −38 dBm0);
  (7 mV ponderado −41 dBm0p);
- a la salida del expansor: (0,5 mV ponderado −84 dBm0p).

Se ha creído inútil especificar un valor de tensión de ruido no ponderado para el expansor.

7 Respuesta transitoria

La respuesta transitoria global del conjunto de un compresor y un expansor que deban utilizarse en el mismo sentido de transmisión en un circuito a cuatro hilos provisto de compansores debe comprobarse como sigue:

El compresor y el expansor se conectan en cascada, insertándose entre ellos, como se indica en el § 2.7, la atenuación (o ganancia) apropiada.

A la entrada del compresor se aplica una señal en escalón de 12 dB, a la frecuencia de 2000 Hz; de hecho, se produce una variación de −16 a −4 dBm0 en el tiempo de establecimiento y de −4 a −16 dBm0 para el retorno al reposo. A la salida del expansor se observa la envolvente de la señal. La sobreoscilación (positiva o negativa) después de la aplicación de un escalón ascendente de 12 dB, expresada en porcentaje de la tensión final en régimen permanente, da la medida de la distorsión transitoria global del conjunto del compresor y del expansor para el tiempo de establecimiento. La sobreoscilación (positiva o negativa) después de la aplicación de un escalón descendente de 12 dB, expresada en porcentaje de la tensión final en régimen permanente, da la medida de la distorsión transitoria global del conjunto del compresor y del expansor para el tiempo de retorno al reposo. Los límites admisibles para estos dos valores son ± 20%. Estos límites deben respetarse para las mismas condiciones de temperatura y de variación de la atenuación (o de la ganancia) entre el compresor y el expansor que para la medición a que se refiere el § 2.7.

Además, los tiempos de establecimiento y de retorno al reposo del compresor únicamente, deberán medirse como sigue:

Utilizando, respectivamente, para el tiempo de establecimento o para el tiempo de retorno al reposo los mismos escalones de 12 dB que anteriormente, el tiempo de establecimiento se define como el tiempo comprendido entre el instante en que se aplica la variación brusca y aquel en que la envolvente de la tensión de salida alcanza un valor igual a 1,5 veces su valor en régimen permanente. El tiempo de retorno al reposo se define como el tiempo comprendido entre el instante en que se aplica la variación brusca y aquel en que la envolvente de la tensión de salida alcanza un valor igual a 0,75 veces su valor en régimen permanente.

Los valores propuestos son los siguientes:

- el tiempo de establecimiento no debe ser superior a 5 ms;
- el tiempo de retorno al reposo no debe ser superior a 22,5 ms.

Para verificar la influencia del compansor en ciertos sistemas de señalización que pueden ser sensibles a la distorsión de envolvente que sigue inmediatamente a la aplicación brusca de una señal sinusoidal, se propone la prueba adicional siguiente:

La respuesta transitoria global de la combinación de un compresor y de un expansor que deban utilizarse en el mismo sentido de transmisión de un circuito a cuatro hilos, se mide con un escalón ascendente «infinito», es decir, con una señal aplicada después de un periodo en que no se aplica a la entrada ninguna señal.

El nivel de la señal sinusoidal que ha de aplicarse es de −5 dBm0.

Siempre que la medida se efectúe con un intervalo entre impulsos por lo menos igual a 50 ms, deben respetarse, para la sobreoscilación de la tensión final V_1, los límites representados por la línea de trazo continuo de la figura 2/G.162; en la mayoría de los casos deben respetarse en lo posible los límites más estrictos indicados por la línea de trazo interrumpido de la misma figura.

Estos límites deben respetarse en las mismas condiciones de temperatura y de atenuación (o de ganancia) entre el compresor y el expansor especificadas para las mediciones hechas con escalones de 12 dB.

Nota 1 – Las medidas de distorsión transitoria descritas implican medir la sobreoscilación (positiva o negativa) de la envolvente de la señal sinusoidal aplicada. Puede ocurrir que, debido a pequeños desequilibrios en el dispositivo de atenuación variable, aparezcan a la salida componentes de muy baja frecuencia de la corriente de control. No se trata de una modulación de la frecuencia de la señal, pero da lugar a una forma de onda disimétrica y a dificultades para determinar la sobreoscilación (positiva o negativa) de la envolvente. Si bien no

conviene que estas componentes de baja frecuencia adquieran un valor tal que aumenten de manera considerable el peligro de sobrecarga de los equipos de línea, no tienen ninguna importancia en lo que concierne a la transmisión de las corrientes vocales, ni afectan en modo alguno a los receptores de señales sintonizados. No obstante, conviene determinar si estas componentes pueden afectar a los circuitos de guarda de ciertos receptores de señales. Si así fuere, podría ser necesario especificar un valor máximo para estas componentes e incorporar a la presente Recomendación una medición apropiada.

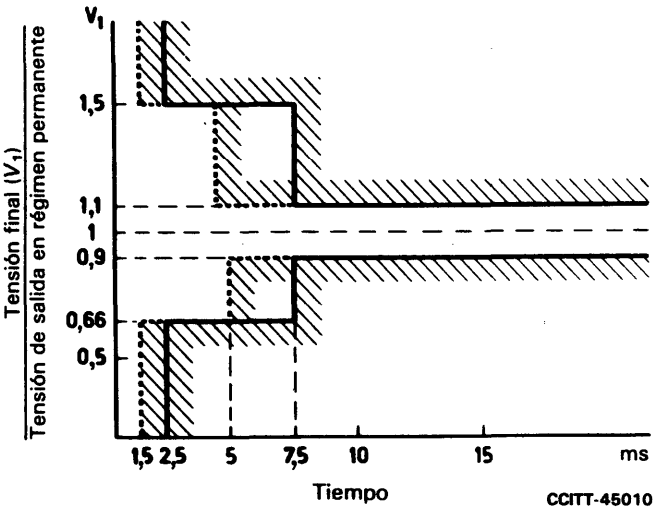


FIGURA 2/G.162

Para simplificar la medida de la verdadera amplitud de la envolvente en presencia de estas componentes asimétricas, es posible y fácil insertar a la entrada del oscilógrafo de medida un filtro paso alto con una frecuencia de corte de unos 300 Hz. Ahora bien, un filtro que suprima eficazmente las componentes asimétricas puede a su vez introducir una distorsión transitoria suplementaria en la envolvente de la señal. Para obviar esta dificultad, puede adoptarse el siguiente método de cálculo, con el que no se requiere ningún filtro.

Si en un instante cualquiera, $+E_1$ es la amplitud de la envolvente en el sentido positivo y $-E_2$ su amplitud en el sentido negativo, la verdadera amplitud de la envolvente será entonces:

$$\frac{1}{2}\left[(+E_1) - (-E_2)\right] \equiv \frac{1}{2}\left[\,|E_1| + |E_2|\,\right]$$

y la componente asimétrica será

$$\frac{1}{2}\left[(+E_1) + (-E_2)\right] \equiv \frac{1}{2}\left[\,|E_1| - |E_2|\,\right]$$

Este método es sencillo y permite resolver el problema de la distorsión transitoria que se plantea cuando se utiliza un filtro; además, proporciona informaciones directas sobre la asimetría que, como se ha indicado anteriormente, puede ser importante.

Nota 2 – En principio, las constantes de tiempo del circuito de control del expansor deben ser iguales a las del circuito de control del compresor, con el fin de evitar toda sobreoscilación (positiva o negativa) en la respuesta transitoria.

Nota 3 – Las Administraciones que prefieran recurrir a un método de medida directa de los tiempos de establecimiento y de retorno al reposo del expansor podrán emplear el siguiente:

Para definir los tiempos de establecimiento y de retorno al reposo del expansor, se propone aplicar a su entrada una variación brusca de nivel de -8 a -2 dBm0 para la medición del tiempo de establecimiento, y de -2 a -8 dBm0 para la del tiempo de retorno al reposo. El tiempo de establecimiento está representado por el comprendido entre el instante en que se aplica la variación brusca y aquel en que la tensión de salida alcanza un valor igual a x veces al valor final. El tiempo de retorno al reposo está representado por el comprendido entre el instante en que se aplica la variación brusca y aquel en que la tensión de salida alcanza un valor igual a y veces el valor final (los tiempos medidos por este procedimiento deben estar dentro de los límites indicados para el compresor). Teniendo en cuenta las diferencias de construcción de los distintos compansores utilizados en la actualidad, no es posible dar valores precisos para x e y; cada Administración elegirá, pues, los valores de x e y en relación con el tipo de compansor adoptado.

Los valores de x e y para un expansor ideal son, respectivamente, 0,57 y 1,51; a título de ejemplo, la Administración italiana ha encontrado para x el valor 0,65 y para y el valor 1,35 para un determinado tipo de expansor.

Algunas Administraciones han señalado que quizás fuera preferible especificar valores fijos de x e y para todos los tipos de expansor, dejando sin embargo a las Administraciones libertad para elegir los valores límite de los tiempos de establecimiento y de retorno al reposo, según los distintos tipos de expansor. Para este método de medida se aconsejan para x e y los valores 0,75 y 1,5, respectivamente.

Nota 4 – Las medidas de la respuesta transitoria al escalón «infinito» se aplican al conjunto de un compresor y de un expansor conectados en cascada; varias Administraciones han verificado, por otra parte, la posibilidad de responder a los límites de la figura 2/G.162, incluso con una cadena de tres compansores en cascada, haciendo intervenir también en el enlace los equipos de modulación y de demodulación de canal. Estos equipos de modulación y de demodulación pueden ocasionar un fenómeno transitorio indeseable en la señal en escalón a la salida del expansor; este fenómeno y la intermodulación de tercer orden a él asociada, pueden tener consecuencias en la señalización multifrecuencia.

Recomendación G.163

SISTEMAS DE CONCENTRACIÓN DE COMUNICACIONES

(Mar del Plata, 1968)

1 Características

En las referencias [1] y [2] se indican las características del sistema TASI empleado actualmente en sistemas por cable submarino.

Las características del sistema CELTIC se exponen en la referencia [3].

El ATIC (*time assignment with sample interpolation*, asignación en el tiempo con interpolación de muestras) es un sistema de asignación en el tiempo para la transmisión con modulación por impulsos codificados. Su principio de funcionamiento se describe en la referencia [4] y en la [5] se cita otro artículo relativo a su eficacia estadística.

Nota – El empleo de estos sistemas de concentración entraña diversas restricciones; por ejemplo, puede obligar a utilizar un sistema especial de señalización e incrementar la carga del sistema (véase la Recomendación citada en [6]).

2 Posibilidad de interconexión

Si se quiere obtener una calidad satisfactoria en la transmisión de la palabra cuando se hacen funcionar en cascada varios sistemas de concentración de comunicaciones del tipo TASI, es necesario que cada uno de los concentradores introduzca sólo una ligerísima degradación de las señales vocales en la cresta de la hora cargada. Los sistemas TASI actualmente utilizados se concibieron de acuerdo con lo siguiente: el valor medio de la pérdida de señales vocales en la cresta de la hora cargada es de 0,5% aproximadamente. Además, el proceso de interpolación puesto en práctica en el sistema TASI se ha concebido de modo que sea muy reducida la probabilidad de que la pérdida de señales vocales en la transmisión de la palabra rebase la duración de una sílaba media (aproximadamente 250 ms). Se han hecho pruebas subjetivas [7] en cierto número de sistemas TASI en explotación; las encuestas realizadas entre los usuarios demuestran que la reducción de calidad imputable a un TASI convenientemente cargado, sujeto a un mantenimiento adecuado, es prácticamente imperceptible para el usuario. No se han hecho pruebas con concentradores en cascada.

Habida cuenta de los problemas de carácter subjetivo que se plantean, es necesario aplicar un método cualitativo – sin pruebas subjetivas – para estimar la reducción de calidad de la palabra introducida por sistemas concentradores que funcionen en cascada. Aun en un sistema con tres concentradores en cascada en el que la hora cargada sea la misma para los tres, puede hacerse que la probabilidad de mutilación excesiva se mantenga en un valor satisfactorio; para ello, es preciso que la reducción de calidad introducida por cada concentrador sea escasa, como ocurre con el actual sistema TASI. Si los concentradores en cascada pertenecen a husos horarios diferentes o a zonas cuyas horas cargadas no coincidan, los concentradores menos cargados introducirán una reducción adicional de calidad que será despreciable.

En el supuesto de que los concentradores actuales y futuros funcionen y se diseñen de modo que satisfagan la condición relativa a la reducción mínima de calidad en la cresta de la hora cargada, se recomienda que de momento no se impongan restricciones al funcionamiento en cascada de los concentradores. Además, se recomienda que no se efectúen pruebas sobre el modo de funcionamiento en cascada mientras éste no se utilice corrientemente en la práctica. Cuando el funcionamiento en cascada sea práctica corriente, podrán hacerse pruebas en condiciones reales de explotación a fin de determinar la influencia en la transmisión de la palabra de los concentradores en cascada y de decidir si procede ajustar la relación: número de conferencias simultáneas/ número de canales, para reducir la mutilización de la palabra a un valor despreciable.

En [8] se hace una estimación de la probabilidad de que la señal de intervención (sistema de señalización N.° 5 del CCITT) experimente una mutilación de cierta duración en uno, dos o tres sistemas TASI que funcionen en cascada.

Referencias

[1] FRASER (J. M.), BULLOCK (D. B.) y LONG (N. G.): Overall characteristics of a TASI system, *B.S.T.J.*, Vol. XLI, N.° 4, julio de 1962.

[2] MIDEMA (H.) y SCHACHTMAN (M. G.): TASI quality-effect of speech detectors and interpolation, *B.S.T.J.*, *ibíd.*

[3] DAYONNET (F. D.) JOUSSET (A.) y PROFIT (A.): Le CELTIC: Concentrateur exploitant les temps d'inactivité des circuits, *L'Onde Électrique*, Vol. XLII, N.° 426, pp. 675-687, septiembre de 1962.

[4] LYGHOUNIS (E.): Il sistema A.T.I.C., *Telecommunicazioni*, N.° 26, pp. 21-29, marzo de 1968.

[5] BONATTI (M.) y MOTOLESE (F.): Probabilità di attività delle giunzioni di un doppio fascio telefonico, *Telecommunicazioni*, N.° 23, pp. 24-28, junio de 1967.

[6] Recomendación del CCITT *Sistemas MDF de portadoras en cable submarino*, Tomo III, fascículo III.2, Rec. G.371, § 3.

[7] HELDER (G. K.): Customer evaluation of telephone circuits with delay, *B.S.T.J.*, Vol. XLV, N.° 7, septiembre de 1966.

[8] *Características de los equipos TASI que afectan a la señalización*, Libro Verde, Tomo VI-4, suplemento N.° 2, Ginebra, 1973.

Recomendación G.164

SUPRESORES DE ECO

(Ginebra, 1980; modificada en Málaga-Torremolinos, 1984 y en Melbourne, 1988)

1 Consideraciones generales

1.1 *Aplicación*

Esta Recomendación es aplicable al diseño de los supresores de eco utilizados en conexiones telefónicas internacionales que tengan:

1.1.1 Tiempos medios de propagación en un solo sentido entre abonados hasta el valor máximo considerado como aceptable en la Recomendación G.114. (El diseño del supresor de eco no debe imponer ningún límite inferior de retardo en su utilización.)

1.1.2 Un nivel de ruido de circuito en el puerto de entrada del lado emisión ($E_{em.}$) o en el puerto de entrada del lado recepción ($E_{rec.}$) de hasta −40 dBm0p.

1.1.3 Un tiempo de propagación de ida y retorno entre el puerto de salida del lado recepción ($S_{rec.}$) y el puerto de entrada del lado emisión ($E_{em.}$) del supresor de eco de hasta 24 ms (incluida toda la planta de transmisión y conmutación).

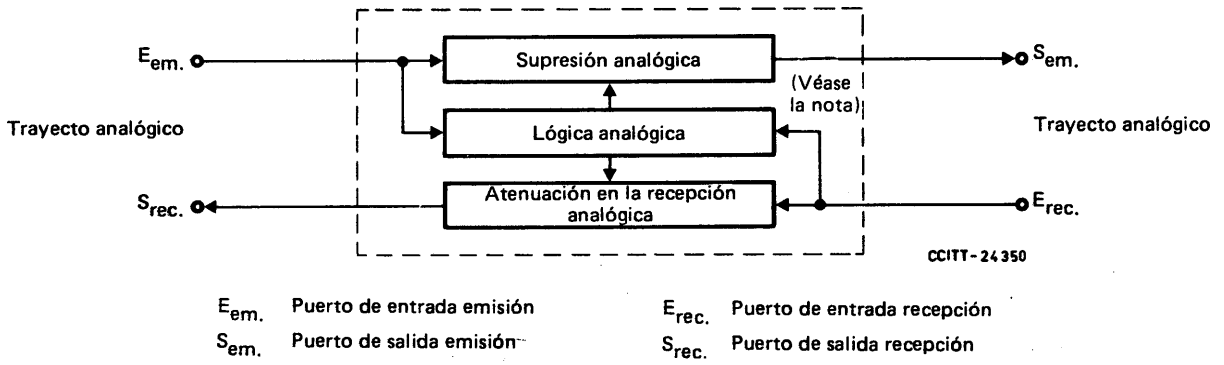
Nota – En la Recomendación G.161 se hace referencia a 25 ms. En esta Recomendación se emplea el valor de 24 ms, múltiplo de 2, por ser más aplicable al diseño de supresores de eco digitales.

1.1.4 Una atenuación del trayecto de eco en dB (véase la Recomendación citada en [2]) probablemente de tal magnitud que la atenuación mínima desde $S_{rec.}$ hasta $E_{em.}$ del supresor de eco será igual a la diferencia entre los niveles relativos en dichos dos puertos, más 6 dB.

Los supresores de eco han de diseñarse de modo que cumplan de una manera satisfactoria cualquiera de las condiciones descritas anteriormente.

1.2 *Características de diseño*

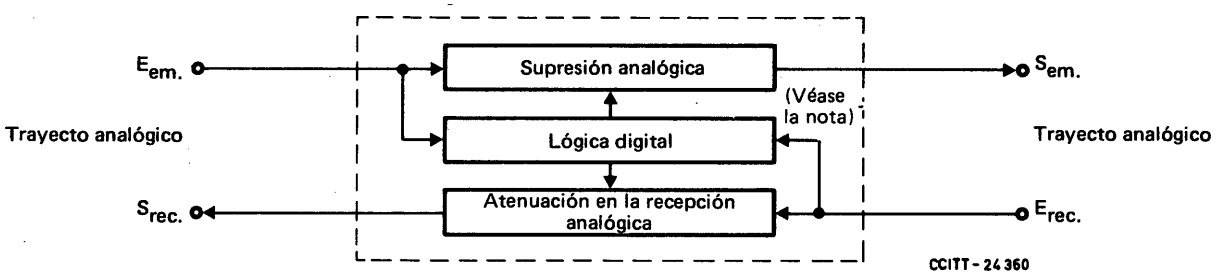
Los supresores de eco conformes a las características indicadas en la presente Recomendación son semisupresores de eco terminales con operación diferencial y un algoritmo de intervención que comprende un estado de intervención parcial. Pueden caracterizarse además según que los trayectos de transmisión, las funciones lógicas y el tratamiento de la palabra (atenuación para la supresión y atenuación en la recepción) empleen técnicas analógicas o digitales. En las figuras 1/G.164, 2/G.164, 3/G.164 y 4/G.164 se muestran, como tipos A, B, C y D, las combinaciones prácticas más probables a que se refiere particularmente esta Recomendación. Todos los requisitos de la presente Recomendación se aplican por igual a los tipos A, B, C y D, salvo indicación en contrario.



Nota – Esta entrada puede estar conectada a cualquier lado del bloque «atenuación en la recepción» según la forma del cableado de los circuitos lógicos.

FIGURA 1/G.164

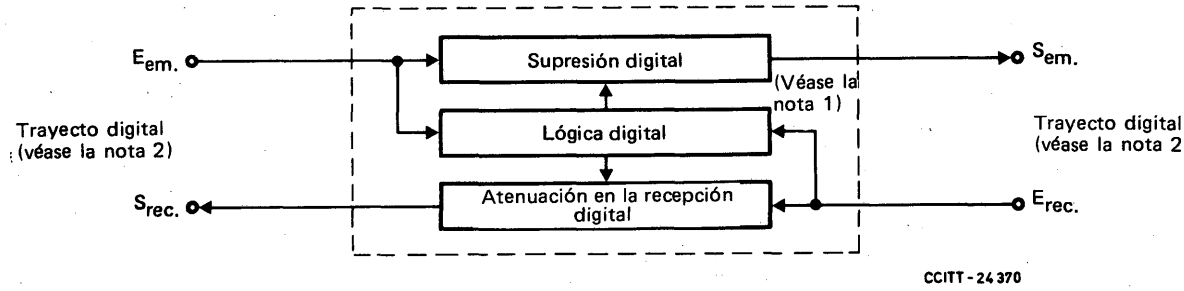
Supresor de eco tipo A



Nota – Esta entrada puede estar conectada a cualquier lado del bloque «atenuación en la recepción» según la forma del cableado de los circuitos lógicos.

FIGURA 2/G.164

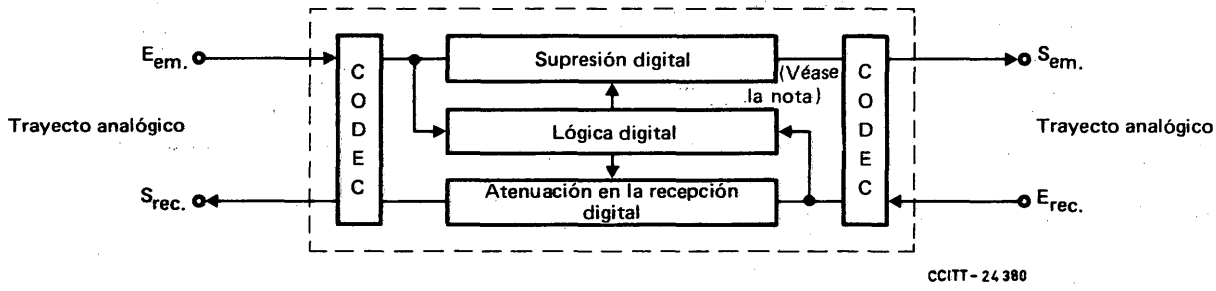
Supresor de eco tipo B



Nota 1 – Esta entrada puede estar conectada a cualquier lado del bloque «atenuación en la recepción» según la forma del cableado de los circuitos lógicos.
Nota 2 – El trayecto digital puede estar en cualquier interfaz digital, es decir, a 64 kbit/s, 1544 kbit/s, 2048 kbit/s o en un interfaz de orden superior.

FIGURA 3/G.164

Supresor de eco tipo C



Nota – Esta entrada puede estar conectada a cualquier lado del bloque «atenuación en la recepción» según la forma del cableado de los circuitos lógicos.

FIGURA 4/G.164

Supresor de eco tipo D

1.3 *Variantes*

1.3.1 La Recomendación G.161 [1] sigue siendo aplicable al diseño de los supresores de eco analógicos. Estos supresores de eco deben ser totalmente conformes o bien a la Recomendación G.164 o a la Recomendación G.161 [1].

1.3.2 La presente Recomendación es aplicable a los supresores de eco que funcionan con una sensibilidad diferencial fija (véase el § 3) y a los que funcionan con una sensibilidad diferencial adaptativa (véase el § 4).

1.4 *Compatibilidad*

Es necesario que todos los dispositivos de protección contra el eco (control de eco) utilizados en conexiones internacionales sean compatibles entre sí. Los supresores de eco diseñados con arreglo a la presente Recomendación serán compatibles entre sí, con los supresores de eco conformes a la Recomendación G.161 [1] y con los compensadores de eco de la Recomendación G.165. La compatibilidad se define como sigue:

Dado:

1) que se haya diseñado un determinado tipo de dispositivo de protección contra el eco (por ejemplo, tipo I) para que funcione satisfactoriamente en cualquier conexión práctica equipada de un par de tales dispositivos, y

2) que se haya diseñado de manera análoga otro tipo de supresor de eco (por ejemplo, tipo II),

se dice que el supresor del tipo II es compatible con el del tipo I si se puede sustituir un dispositivo de protección contra el eco de un tipo en un punto cualquiera del enlace por los del otro tipo, sin que se degrade la calidad de funcionamiento de la conexión hasta un nivel insatisfactorio.

En este sentido, la compatibilidad no implica que hayan de utilizarse necesariamente los mismos aparatos o métodos de prueba para los dispositivos de protección contra el eco de tipo I y tipo II.

1.5 *Necesidad de métodos de prueba*

Los métodos de prueba objetivos son muy importantes para la medida de las características esenciales de funcionamiento de los supresores de eco. Por tanto, en el § 6 de la presente Recomendación se describen los métodos de prueba adecuados. Los supresores de eco deben funcionar adecuadamente en presencia de señales vocales. Dada la dificultad de la definición de una señal vocal de prueba, las siguientes son pruebas tipo, y se basan en la utilización de señales sinusoidales por razones de conveniencia y posibilidades de repetición. Estas pruebas sólo deben realizarse en supresores de eco después que se haya demostrado que el diseño es adecuado para el funcionamiento en presencia de señales vocales de entrada.

1.6 *Activación/neutralización*

Cada supresor de eco debe ir provisto de:

a) Una facilidad que prevea la activación o neutralización por una puesta a tierra exterior, derivada del circuito interurbano. El activador tendría por misión permitir o impedir, según el caso, el funcionamiento normal del supresor de eco. Determinados supresores de eco tipo C pueden ser directamente neutralizados mediante una señal digital.

   Algunas señales de datos digitales pueden requerir supresores de eco de tipo C para asegurar la integridad de la secuencia de bits a 64 kbit/s en el estado desactivado externamente.

b) Un dispositivo de neutralización (neutralizador) por tono que tenga por efecto evitar la aplicación de la atenuación para la supresión y de la atenuación en la recepción cuando se transmitan a través de los supresores, señales de determinados tonos de neutralización. Así pues, debe neutralizar para ciertos tonos especificados, pero no en presencia de conversación (véase el § 5).

1.7 *Notas explicativas*

1.7.1 Cuando un supresor de eco está en el modo de supresión, introduce una atenuación importante en el trayecto de retorno; esta atenuación no sólo suprime el eco, sino que impide que las palabras pronunciadas por uno de los interlocutores lleguen al otro cuando ambos hablan simultáneamente (lo que se designa por «habla simultánea»). Para evitar que la conversación sea entrecortada, como puede ocurrir si los dos interlocutores hablan al mismo tiempo, el supresor de eco debe poder funcionar en un segundo modo. De acuerdo con la terminología normalmente utilizada, el segundo interlocutor debe poder «intervenir» o eliminar la supresión cuando al hablar, el segundo interlocutor interrumpe al primero.

1.7.2 La intervención tiene pues, como resultado el transformar un circuito que permite la transmisión de la palabra en un solo sentido en un circuito que permita la transmisión simultánea de la palabra en dos sentidos y una consecuencia necesaria de esta acción es el dejar que el eco vuelva sin suprimirlo. Para reducir el volumen del eco devuelto durante la intervención, se aumenta la atenuación en el trayecto de recepción, lo que atenúa, como es natural, la palabra recibida. Si la intervención se regula de forma que disminuye el eco al hablar simultáneamente, las palabras de uno o de ambos interlocutores resultarán entrecortadas en cierto grado cuando el control del supresor de eco pase de uno a otro. Por ello, el diseño de un supresor de eco debe satisfacer dos condiciones fundamentales:

1) proporcionar una supresión adecuada del eco cuando sólo hay una persona que hable;

2) proporcionar una intervención flexible y directa cuando hablan simultáneamente ambos interlocutores.

La segunda condición implica dos funciones que se excluyen mutuamente:

a) evitar el corte de las palabras cuando los dos interlocutores hablan simultáneamente;

b) suprimir el eco mientras los dos interlocutores hablan simultáneamente, e inmediatamente después de esto.

1.7.3 Se emplea un circuito diferencial para reconocer la condición en la que debe haber intervención. El nivel de las corrientes vocales del trayecto de emisión se compara con el del trayecto de recepción para determinar si se trata del eco de las palabras pronunciadas por un interlocutor, o de las palabras pronunciadas por el otro. El nivel del eco es reducido por la atenuación del trayecto de eco, retardándose el propio eco en un tiempo igual al doble del tiempo de propagación entre supresor de eco y los puntos de reflexión. (El tiempo de propagación de ida y de retorno en el trayecto de eco se llama «retardo en los extremos».) En el diseño del circuito diferencial hay que tener en cuenta la atenuación mínima del trayecto de eco y el retardo máximo en los extremos.

1.7.4 Los supresores de eco con sensibilidad diferencial fija se construyen de tal manera que si el nivel de la señal vocal en el trayecto de emisión es inferior al nivel del eco previsto (considerando el trayecto de atenuación mínima de eco), no se elimina la supresión. Si el nivel de la señal vocal en el trayecto de emisión es superior al nivel de eco previsto, se produce la intervención y se elimina la supresión.

1.7.5 Los supresores de eco con sensibilidad diferencial adaptativa se construyen de manera que se adapten a la atenuación real del trayecto de eco en una conexión (que generalmente es considerablemente más elevada que el valor mínimo; véase el § 2 de la Recomendación G.122). Por lo tanto, el nivel vocal en el trayecto de emisión está más a menudo por encima del nivel del eco previsto, y la intervención se produce más fácilmente. La adaptación tiene lugar por lo general en un lapso de menos de un segundo y se detiene o se hace más lenta durante el habla simultánea. La función adaptativa reduce la degradación que se produce en el trayecto de emisión como consecuencia de la mutilación de las palabras.

1.7.6 A fin de reducir al mínimo la mutilación de las palabras de una conversación con habla simultánea se aplica un bloqueo para la intervención. Como protección contra las intervenciones intempestivas causadas por el eco o por ruido impulsivo se recomienda un procedimiento en dos etapas:

a) En la fase inicial se pasa al estado de intervención parcial. Este estado se caracteriza por cortos tiempos de bloqueo para la intervención. Puede o no insertarse la atenuación en la recepción, pero si se inserta, el tiempo de bloqueo para la intervención deberá ser igualmente corto.

b) Cuando las condiciones de señalización que producen la intervención hayan durado cierto tiempo, se pasa al estado de intervención completa. Debe insertarse la atenuación en la recepción y aplicarse tiempos de bloqueo para la intervención más largos.

2 Definiciones relativas a los supresores de eco

2.1 supresor de eco

E: echo suppressor

F: suppresseur d'écho

Dispositivo accionado por la voz, instalado en la parte a cuatro hilos de un circuito y que tiene por función la introducción de una atenuación en el trayecto de transmisión a fin de suprimir el eco. El trayecto sobre el que actúa el dispositivo puede ser el trayecto de un circuito individual o el de transmisión de una señal multiplexada.

2.2 supresor de eco completo

E: full echo suppressor

F: suppresseur d'écho complet

Supresor de eco en el que las señales vocales transmitidas por cualquier trayecto gobiernan la atenuación para la supresión en el otro trayecto.

2.3 semisupresor de eco

E: half-echo suppressor

F: demi-suppresseur d'écho

Supresor de eco en que las señales vocales transmitidas por uno de los dos trayectos gobiernan la atenuación para la supresión en el otro trayecto, sin que esta acción sea recíproca.

2.4 supresor de eco diferencial

E: differential echo suppressor

F: suppresseur d'écho différentiel

Supresor de eco cuyo funcionamiento está determinado por la diferencia entre los niveles de las señales transmitidas por los dos trayectos de las señales vocales.

2.5 **supresor de eco con intervención parcial**

E: partial break-in echo suppressor

F: suppresseur d'écho à intervention partielle

Supresor de eco que incluye las funciones de intervención parcial e intervención total.

2.6 **supresor de eco con intervención adaptativa**

E: adaptive break-in echo suppressor

F: suppresseur d'écho à intervention adaptable

Supresor de eco en el cual la sensibilidad diferencial para la intervención se ajusta automáticamente de acuerdo con la atenuación del trayecto de eco.

2.7 **atenuación para la supresión**

E: suppression loss

F: affaiblissement de blocage

Valor mínimo especificado de la atenuación que introduce un supresor de eco en el trayecto de emisión (del supresor de eco) para reducir el efecto de las corrientes de eco.

2.8 **atenuación en la recepción**

E: receive loss

F: affaiblissement à la réception

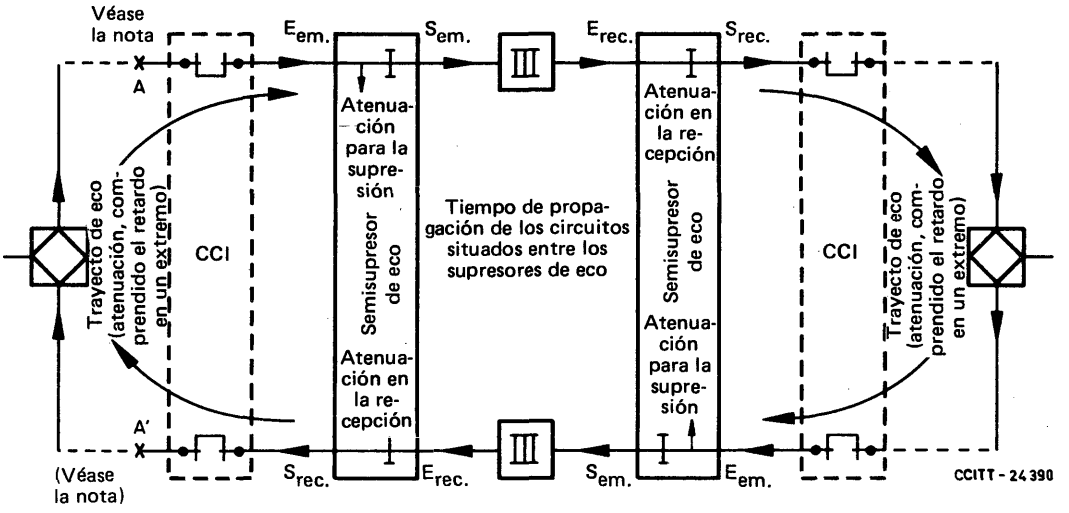
Valor especificado de la atenuación que introduce un supresor de eco en el trayecto de recepción (del supresor de eco) para reducir el efecto de las corrientes de eco durante la intervención.

2.9 **supresor de eco terminal** (véase la figura 5/G.164)

E: terminal echo suppresor

F: suppresseur d'écho terminal

Supresor de eco concebido para funcionar en uno o en ambos extremos de un circuito.



CCI Centro de conmutación internacional

Nota – En ciertas aplicaciones, el supresor de eco se inserta entre los puntos A y A'.

FIGURA 5/G.164

2.10 **tiempo de funcionamiento para la supresión**

E: suppression operate time

F: temps de fonctionnement pour le blocage

Periodo que transcurre entre el momento en que se modifican de una manera determinada señales de prueba definidas, aplicadas a los terminales de entrada en el lado emisión y/o recepción, y el momento en que se introduce la atenuación para la supresión en el trayecto de emisión del supresor de eco.

2.11 **tiempo de bloqueo para la supresión**

E: suppression hangover time

F: temps de maintien pour le blocage

Periodo que transcurre entre el momento en que se modifican de una manera determinada señales de prueba definidas, aplicadas a los terminales de entrada en el lado emisión y/o recepción, y el momento en que desaparece la atenuación para la supresión en el trayecto de emisión.

2.12 **intervención parcial**

E: partial break-in

F: intervention partielle

Estado temporal de intervención que se produce al comienzo de la intervención. Este estado se caracteriza por un corto tiempo de bloqueo para la intervención. La atenuación en la recepción puede insertarse durante la intervención parcial, a condición de que el tiempo de bloqueo para la intervención sea también corto.

2.13 **tiempo de funcionamiento para la intervención parcial**

E: partial break-in operate time

F: temps de fonctionnement pour l'intervention partielle

Periodo que transcurre entre el momento en que, para eliminar la supresión, se modifican de una manera determinada señales de prueba definidas, aplicadas a los terminales de emisión y/o recepción, y el momento en que desaparece la supresión. La inserción de atenuación en el trayecto de recepción puede producirse al mismo tiempo o poco después del momento en que desaparece la supresión.

2.14 **intervención total**

E: full break-in

F: intervention totale

Estado estable de intervención que puede seguir al estado de intervención parcial, una vez que se ha determinado, con una elevada probabilidad que la señal que causa la intervención es una señal vocal. Este estado se caracteriza por la inserción de atenuación en la recepción y mayores tiempos de bloqueo para la intervención.

2.15 **tiempo de funcionamiento para la intervención total**

E: full break-in operate time

F: temps de fonctionnement pour l'intervention totale

Periodo que transcurre entre el momento en que, para eliminar la supresión y ampliar el tiempo de bloqueo, se modifican de una manera determinada señales de prueba definidas, aplicadas a los terminales de emisión y/o recepción, y el momento en que se aplica el tiempo de bloqueo ampliado. La supresión desaparece en el mismo momento que en la intervención parcial. La inserción de la atenuación en el trayecto de recepción puede producirse al mismo tiempo o poco después del momento que desaparece la supresión.

2.16 **tiempo de bloqueo para la intervención**

E: break-in hangover time

F: temps de maintien pour l'intervention

Periodo que transcurre entre el momento en que, para restablecer la supresión, se modifican de una manera determinada, señales de prueba definidas, aplicadas a los terminales de emisión y/o recepción, y el momento en que se restablece la supresión. El tiempo de bloqueo para suprimir la atenuación en el trayecto de recepción puede ser mayor que el necesario para restablecer la supresión.

2.17 **sensibilidad diferencial**

E: differential sensitivity

F: sensibilité différentielle

Diferencia, en dB, entre el nivel relativo de las señales de prueba aplicadas al trayecto de emisión y al trayecto de recepción, en el momento en que se produce la intervención.

3 Características de los supresores de eco con sensibilidad de intervención diferencial fija

3.1 *Calidad de transmisión*

Salvo indicación en contrario, las características de calidad de funcionamiento se tendrán en cuenta cuando a los trayectos de emisión y de recepción se aplican por separado señales en régimen permanente.

Los límites relativos a las características de transmisión especificadas a continuación deben respetarse en la gama de temperaturas comprendidas entre +10 °C y +40 °C y con las variaciones en el suministro de energía autorizadas por cada una de las Administraciones.

Los supresores de eco tipos A, B y D se colocan en la parte de frecuencias vocales de un circuito a cuatro hilos que tenga una impedancia nominal de 600 ohmios. Los trayectos de emisión (central a línea) y de recepción (línea a central) tienen niveles relativos distintos según las diferentes redes nacionales, por ejemplo:

1) emisión: −16 dBr; recepción: +7 dBr;
2) emisión: −4 dBr; recepción: +4 dBr.

Las frecuencias de tono de prueba son 800 Hz o 1000 Hz, valor nominal. Para evitar los submúltiplos de la frecuencia de muestreo 8000 Hz, las frecuencias del tono de prueba deben estar comprendidas en las gamas de 804 a 860 Hz y de 1004 a 1020 Hz respectivamente.

3.1.1 *Supresores de eco tipos A y B*

3.1.1.1 *Pérdida de inserción*

La pérdida de inserción a 800 Hz (o a 1000 Hz) de un supresor de eco que no esté funcionando debe ser de 0 ± 0,3 dB, para un nivel del tono de prueba < 0 dBm0.

3.1.1.2 *Distorsión de atenuación*

La distorsión de atenuación debe ser tal que si la atenuación a 800 Hz (o a 1000 Hz) es Q dB, la atenuación a una frecuencia cualquiera de la banda de 300 a 3400 Hz esté comprendida entre (Q + 0,3) dB y (Q − 0,2) dB, y a 200 Hz, entre (Q + 1,0) dB y (Q − 0,2) dB.

3.1.1.3 *Distorsión por retardo*

La distorsión por retardo, medida entre dos frecuencias cualesquiera de la banda de 1000 a 2400 Hz, no debe exceder de 30 μs, ni de 60 μs en la banda de 500 a 3000 Hz.

3.1.1.4 *Impedancia*

Los valores de impedancia y de pérdida de retorno deben aplicarse en todas las condiciones de funcionamiento de los supresores de eco.

1) El valor nominal de las impedancias de entrada y de salida (no reactivas) debe ser de 600 ohmios.
2) La pérdida de retorno con relación a la impedancia nominal no debe ser inferior a 20 dB en la banda de 300 a 600 Hz, ni inferior a 25 dB en la banda de 600 a 3400 Hz.
3) El desequilibrio de impedancia de cada terminal con relación a tierra no será inferior a 50 dB en la banda de frecuencias de 300 a 3400 Hz.

3.1.1.5 *Sobrecarga*

La pérdida de inserción a 800 Hz (o a 1000 Hz) no debe aumentar más de 0,2 dB para niveles de la señal de prueba comprendidos entre 0 y +5,0 dBm0.

3.1.1.6 *Distorsión armónica*

La potencia total de distorsión armónica, para una onda sinusoidal pura de 800 Hz (o de 1000 Hz) con un nivel de 0 dBm0 no debe exceder de −34 dBm0.

3.1.1.7 *Intermodulación*

Para frecuencias f_1 = 900 Hz y f_2 = 1020 Hz, aplicadas simultáneamente cada una con un nivel de −5 dBm0, la diferencia entre los niveles de salida correspondientes a las frecuencias f_1 o f_2 y el nivel de cualquiera de los productos de intermodulación $(2f_1 - f_2)$ o $(2f_2 - f_1)$ será por lo menos de 45 dB. Cuando se utilicen compresores de señales vocales para asegurar la atenuación durante la intervención, este requisito se reduce a 26 dB, en el trayecto de recepción (trayecto de recepción en estado W).

3.1.1.8 *Respuesta transitoria*

Si los dispositivos de atenuación insertados en el trayecto de recepción funcionan a velocidad silábica, su respuesta transitoria deberá ajustarse a lo dispuesto en la Recomendación G.162, que trata de la respuesta transitoria global de los compansores.

3.1.1.9 *Ruido*

La potencia sofométrica media introducida por un supresor de eco no debe exceder de −70 dBm0p. La potencia media no ponderada de ruido introducida por un supresor de eco en la banda de 300 a 3400 Hz no debe exceder de −50 dBm0.

3.1.1.10 *Diafonía*

Cuando se instale un supresor de eco en un circuito en servicio, la atenuación diafónica entre el trayecto de emisión y el trayecto de recepción (y viceversa) será tal que la potencia de la señal en el trayecto perturbado por la diafonía producida por el trayecto perturbador no deberá exceder de −65 dBm0 para cualquier señal sinusoidal en el trayecto perturbador con una potencia de +5 dBm0 o menos, en la banda de 300 a 3400 Hz.

3.1.1.11 *Señales espurias producidas por los supresores de eco*

Las diversas condiciones de funcionamiento de un supresor de eco no deben motivar la aparición de señales espurias apreciables, tales como impulsos formados en el supresor y resultantes de estados transitorios. En especial, estas señales no deben tener una amplitud tal que puedan provocar el funcionamiento intempestivo o la intervención intempestiva de otro supresor de eco presente en la conexión. A este respecto, hay que tener en cuenta las conexiones multienlace con varios pares de supresores de eco en cascada.

Para evitar todo funcionamiento intempestivo de los demás supresores de eco presentes en una conexión, la tensión (medida desde cero hasta el valor de cresta) de las señales transitorias producidas en los trayectos de recepción o de transmisión (terminados en 600 ohmios), debidas al funcionamiento de supresores de eco como consecuencia de señales en el trayecto opuesto, no debe exceder de 20 mV en un punto de nivel relativo cero (−34 dBV0) después del filtrado de la señal espuria en la banda de 500 a 3000 Hz. Además, la duración de estas señales transitorias debe ser tal que no sean audibles con niveles normales de ruido (por ejemplo, −50 dBm0p).

3.1.2 *Supresor de eco tipo C*

3.1.2.1 *Consideraciones generales*

La inserción de un supresor de eco tipo C insertado en un trayecto de transmisión digital entre codecs que reúnan las características de calidad de funcionamiento especificadas en la Recomendación G.712 [3] no deberá modificar dichas características.

3.1.2.2 *Retardo de grupo*

El retardo de grupo a través del supresor de eco no deberá ser superior a 0,25 ms.

3.1.2.3 *Efecto de los atenuadores digitales*

Los atenuadores digitales introducidos en el trayecto de recepción durante el modo de intervención pueden aumentar la distorsión de cuantificación. Los supresores de eco tipo C que mantienen la integridad de los bits de señalización para la señalización asociada al canal en sistemas conformes a la Recomendación G.733 [4], saltando el bit menos significativo probablemente presenten un mayor aumento de la distorsión de cuantificación durante el modo de intervención que los supresores de eco tipo C utilizados en sistemas de señalización por canal común. Véase la nota c) del cuadro 1/G.164.

3.1.2.4 *Efecto de los compresores digitales instantáneos*

Cuando se utiliza un compresor instantáneo en el trayecto de recepción del supresor durante la intervención, no producirá una distorsión que rebase los siguientes valores:

a) *Distorsión armónica*

Con una señal sinusoidal de entrada de 0 dBm0, a cualquier frecuencia comprendida entre 300 Hz y 1 kHz, la distorsión del tercer armónico producida no debe rebasar −30 dBm0.

b) *Distorsión de intermodulación*

Con una señal de entrada compuesta de dos sinusoides de la misma amplitud y frecuencias f_1 = 900 y f_2 = 1020 Hz, con niveles de −3 a −35 dBm0, los productos de la distorsión $(2f_1 - f_2)$ y $(2f_2 - f_1)$ no deben rebasar un nivel de −16 dB con relación al nivel de salida de cada señal. Para niveles de entrada inferiores a −35 dBm0, esta relación debe ser de −20 dB, como mínimo.

3.1.3 *Supresores de eco tipo D*

3.1.3.1 *Consideraciones generales*

Las características de calidad de la Recomendación G.712 [3] se aplican a los codecs.

3.1.3.2 *Retardo de grupo*

El retardo de grupo no excederá del de los codecs por separado en más de 0,25 ms.

3.1.3.3 *Efecto de los atenuadores digitales*

Los atenuadores digitales insertados en el trayecto de recepción durante el modo de intervención pueden aumentar la distorsión de cuantificación por encima de los límites especificados en la Recomendación G.712 [3]. Véase la nota c) del cuadro 1/G.164.

3.1.3.4 *Efecto de compresores digitales instantáneos*

Véase el § 3.1.2.4.

3.2 *Características con señales de entrada en régimen permanente aplicadas por separado a los trayectos de emisión y recepción*

3.2.1 Seguidamente se explica, por medio del diagrama de funcionamiento teórico de la figura 6/G.164 la acción de un supresor de eco con sensibilidad diferencial fija que presente las características generales descritas en el § 1. Las combinaciones significativas de señales de entrada se representan por las zonas X, Y, Z, W y V.

3.2.2 La zona X corresponde a la ausencia de señales apreciables en el trayecto de emisión o en el de recepción. La zona Y corresponde a la presencia de señales en el trayecto de emisión únicamente. La zona Z representa las combinaciones de niveles de señales para las que el supresor de eco ha de proporcionar la supresión en el trayecto de emisión. La zona W corresponde a la intervención cuando la supresión debe estar ausente. La zona V corresponde a la histéresis provista para asegurar el mantenimiento de la condición de intervención si la señal en trayecto de emisión desciende ligeramente por debajo del nivel mínimo en el que deba producirse la intervención. Por ello, la zona V representa una condición biestable. El cuadro 1/G.164 indica los valores de la atenuación que conviene introducir en los dos trayectos cuando cada una de las cinco zonas X, Y, Z, W y V está ocupada continuamente. La columna de la derecha del cuadro se refiere a las pruebas descritas en el § 6. La figura 7/G.164 indica los valores límite de la atenuación en la recepción, *C*, que conviene introducir en el trayecto de recepción durante la intervención. Las indicaciones contenidas en las figuras 6/G.164 y 7/G.164 y en el cuadro 1/G.164 son válidas para señales en régimen permanente, y en los casos en que las fronteras entre las zonas se franquean muy lentamente.

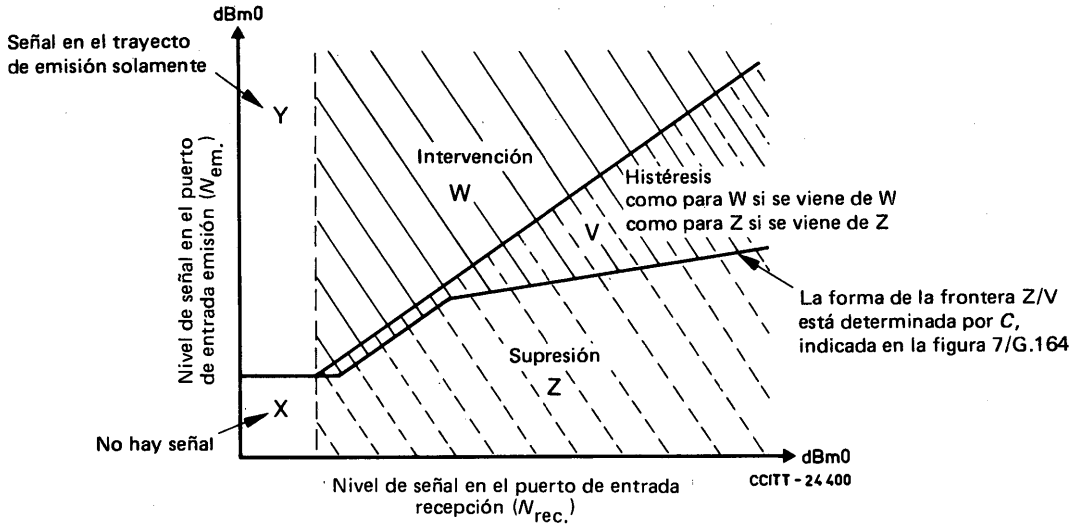


FIGURA 6/G.164

Diagrama conceptual que explica los estados operacionales de los supresores de eco con sensibilidad diferencial fija en condiciones ideales

CUADRO 1/G.164

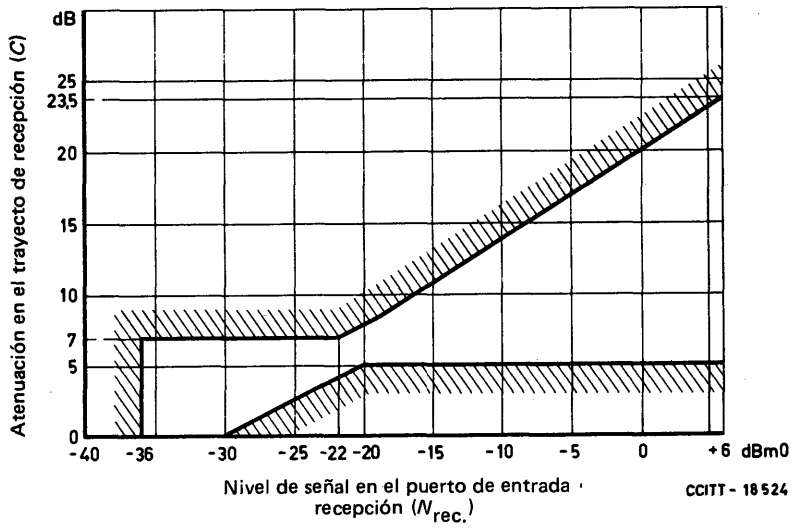
Explicaciones relativas al diagrama operacional de la figura 6/G.164

Zona	Atenuación en el trayecto de emisión (dB)	Atenuación en el trayecto de recepción (dB)	Prueba N.°
X	0	0	1
Y	0	0 [b)]	2
W	0	En los límites indicados para *C* en la figura 7/G.164 [c)]	2
Z	50 mínimo [a)]	0	1
V	Como para W si se viene de W Como para Z si se viene de Z		

a) Cuando se utilizan supresores de eco en circuitos de bajo nivel de ruido, la supresión del ruido del extremo distante pudiera ser objetable por razones de contraste de ruido. Dos Administraciones han mostrado que esta degradación puede reducirse insertando, durante la supresión, un ruido equivalente al del extremo distante.

b) Cuando la atenuación en el trayecto de recepción la proporciona un compresor de señales vocales, su valor deberá ser cero para señales en recepción con niveles $\leqslant -36$ dBm0.

c) Según la información contenida al final del fascículo en el suplemento N.° 21, para señales telefónicas codificadas según la ley A, la distorsión de cuantificación adicional introducida por el atenuador digital de valor fijo es mínima para un valor de atenuación de 6 dB. En el caso de señales en recepción con niveles elevados, esto es también aplicable a los valores de atenuación que son múltiplos enteros de 6 dB. En el caso de señales telefónicas codificadas según la ley μ, la distorsión de cuantificación adicional es prácticamente independiente del valor del atenuador digital.



Nota – Los valores recomendados son los comprendidos en la zona no sombreada.

FIGURA 7/G.164

Valores recomendados para la atenuación *C* que ha de introducirse en el trayecto de recepción durante la intervención

3.2.3 Los elementos indicados en la figura 6/G.164 conciernen sólo a las características que se pueden determinar sin necesidad de conocer los circuitos internos del supresor de eco ni de tener acceso a ellos, sino simplemente aplicando señales de prueba a los terminales externos del supresor de eco y comprobando su estado por medidas externas. En el § 6 se describen los métodos de prueba que han de emplearse para verificar si se cumplen las especificaciones.

3.2.4 En el cuadro 2/G.164 se indican los niveles de señal que definen los diversos umbrales.

3.2.4.1 El umbral nominal de supresión es de −31 dBm0 cuando no hay esencialmente señales vocales en el trayecto de emisión. El nivel nominal para el abandono del estado de supresión es también de −31 dBm0, pero puede situarse en un nivel de hasta 3 dB por debajo del umbral de supresión. Este requisito tiene por objeto que, cuando haya señales de nivel superior al del umbral tanto en el trayecto de emisión como en el de recepción, el supresor de eco permanezca en el estado de supresión (Z) si $N_{rec.} \geqslant N_{em.}$, pase al estado de intervención (W), cuando $N_{em.} \geqslant N_{rec.}$, y retorne al estado de supresión cuando $N_{rec.} \geqslant N_{em.} + C$. Se prevén tolerancias para tener en cuenta variaciones en los filtros, la alimentación en energía y la temperatura.

3.2.4.2 Los límites de respuesta en frecuencia del trayecto de control de supresión se indican en la figura 8/G.164. Los límites de respuesta en frecuencia del trayecto de control de intervención se indican en la figura 9/G.164. Conviene efectuar ese filtrado en el supresor de eco. Sin embargo, es difícil realizarlo en el caso de los tipos C y D. Por consiguiente, para estos tipos, dicho filtrado puede omitirse cuando las Administraciones puedan garantizar que el nivel de todas las señales interferentes es tan bajo que no afectan adversamente al funcionamiento de los supresores de eco. Para medir las respuestas en frecuencia se pueden utilizar las pruebas N.os 1 y 3 del § 6.

CUADRO 2/G.164

Niveles umbral entre las zonas

Frontera	Símbolo del umbral	A 1000 Hz (véase la nota 1) dBm0 a 20 ± 5 °C	A 1000 Hz (véase la nota 1) dBm0 entre 10 y 40 °C	Variación con la frecuencia	Prueba N.º
Supresión					
X a Z	Txz	$-33 \leqslant T$xz $\leqslant -29$ para $N_{em.} = -40$	T'xz = Txz ± 1		1
Z a X	Tzx$_{máx.}$ Tzx$_{mín.}$	Txz − 0 dB Txz − 3 dB	T'xz − 0 dB T'xz − 3 dB	Figura 8/G.164	1
Intervención					
V a W (procedente de Z)	Tvw	$N_{rec.} - 3 \leqslant N_{em.}$ $N_{rec.}$ (véanse las notas 3, 4, 5 y 6) ($-26{,}5 \leqslant N_{rec.} \leqslant +3$)		T'vw = Tvw ± 1,5 dB entre 500 y 3000 Hz (véase la nota 2)	3
V a Z (procedente de W)	Tvz$_{máx.}$ Tvz$_{mín.}$	Tvw − C + 2 dB (véanse las notas 3, 4 y 5) Tvw − C − 3 dB ($-26{,}5 \leqslant N_{rec.} \leqslant +3$)		T'vz = Tvz ± 1,5 dB entre 500 y 3000 Hz (véase la nota 2)	3

$N_{em.}$ Nivel, en dBm0, en el puerto de entrada emisión.

$N_{rec.}$ Nivel, en dBm0, en el puerto de entrada recepción.

C Atenuación insertada en el trayecto de recepción durante la intervención. Esta característica debe ajustarse a los límites indicados en la figura 7/G.164.

Nota 1 – La frecuencia de prueba estará comprendida entre 1004 y 1020 Hz para evitar submúltiplos de 8000 Hz, que es la frecuencia de muestreo.

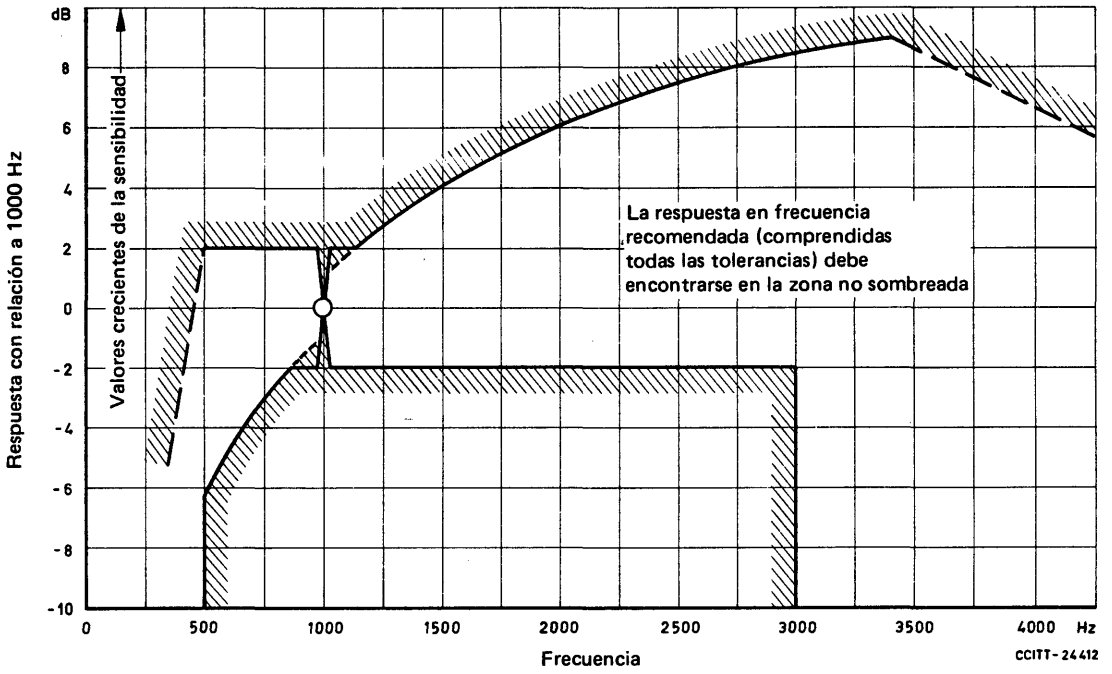
Nota 2 – Hay que tener en cuenta las tolerancias de las características de atenuación en función de la frecuencia de los dos filtros del detector para la intervención, pero es conveniente que el umbral de intervención sea lo más independiente posible de la frecuencia; debe preverse una tolerancia de ± 1,5 dB si $N_{em.}$ y $N_{rec.}$ se hacen variar conjuntamente en la banda de frecuencias de 500 a 3000 Hz.

Nota 3 – Esto excluye las tolerancias debidas a los codecs (± 0,5 dB en la Recomendación G.712 [3]).

Nota 4 – Los límites de tolerancia Tvw y Tvz pueden rebasarse ocasionalmente hasta 1 dB en la gama $-26{,}5 \leqslant N_{rec.} \leqslant +3$ dBm0 debido a los efectos de la cuantificación. En teoría esto puede producir una falsa retención de la intervención cuando se utilizan señales de prueba en régimen permanente (véase la prueba 8). Esto no sucede con las señales vocales.

Nota 5 – Los valores límite de los umbrales Tvw y Tvz combinados con pequeños valores de atenuación del trayecto de eco y pequeños valores de C pueden, en teoría, producir oscilación entre la supresión y la intervención en pruebas en que se utilicen señales de bajo nivel en régimen permanente. Esto no se ha observado en los supresores de eco existentes y no sucede con las señales vocales.

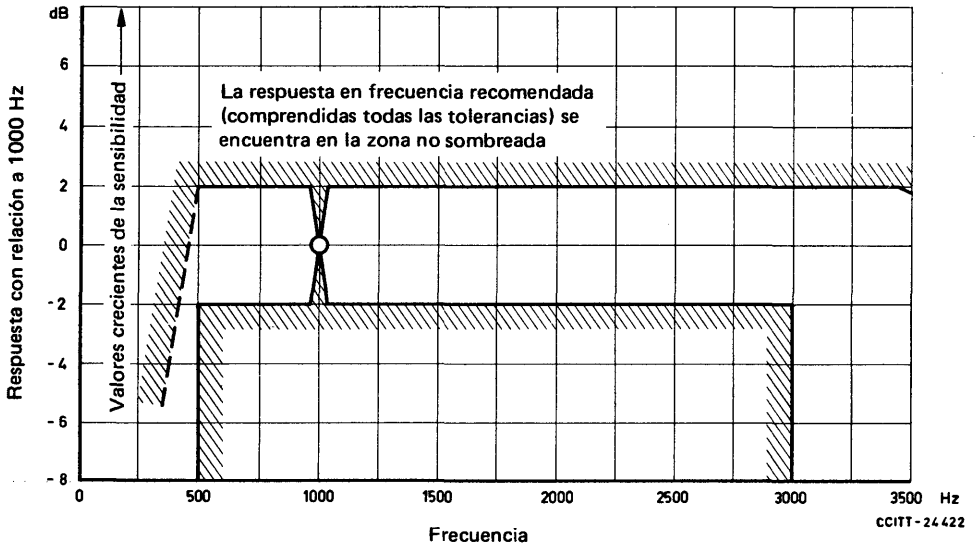
Nota 6 – El umbral Tvw fijo, que simboliza una sensibilidad diferencial de un valor nominal de 0 dB, protege contra las intervenciones intempestivas debidas al eco para una atenuación mínima del trayecto de 6 dB (véase el § 1.1.4).



Nota – La disminución de la sensibilidad por debajo de 500 Hz y por encima de 3400 Hz debe tener un valor de, por lo menos, 12 dB/octava.

FIGURA 8/G.164

Respuesta en frecuencia recomendada para el trayecto de control de la supresión del supresor de eco



Nota – La disminución de la sensibilidad por debajo de 500 Hz y por encima de 3400 Hz debe tener un valor nominal de, por lo menos, 12 dB/octava.

FIGURA 9/G.164

Respuesta en frecuencia recomendada para cada trayecto de control del detector de intervención del supresor de eco

3.3 *Características dinámicas cuando se aplican, suprimen o modifican independientemente señales en los trayectos de emisión y de recepción*

3.3.1 Las características dinámicas pueden especificarse indicando el tiempo que transcurre, cuando los valores de las señales pasan de un punto situado en una zona a un punto situado en otra, antes de que se establezca el estado propio de la segunda zona (figura 6/G.164 y figura 12/G.164). Si se pasa de X a Z, este periodo se denomina tiempo de funcionamiento para la supresión; en sentido inverso, se denomina tiempo de bloqueo para la supresión. Si se pasa de Z a través de V a W o a Y, este periodo se denomina tiempo de funcionamiento para la intervención; en sentido inverso, se denomina tiempo de bloqueo para la intervención. En la práctica, las fronteras V/W y V/Z pueden franquearse con cualquier ángulo. Las condiciones indicadas en el cuadro 3/G.164 conciernen a los pasos verticales u horizontales.

3.3.2 El tiempo de funcionamiento para la supresión (X/Z) debe ser casi constante cuando se aplica repentinamente, en el trayecto de recepción, una señal de nivel superior al del umbral (−31 dBm0) en ausencia de señales de magnitud apreciable en el trayecto de emisión. En forma similar, para transiciones del estado de supresión al de intervención con $N_{rec.}$ constante (Z/V/W), los tiempos de funcionamiento indicados en el cuadro 3/G.164 se aplicarán en general para toda la gama posible de pares de señales ($N_{rec.}$ y $N_{em.}$), y no sólo para los dos pares mostrados en el cuadro 3/G.164.

3.3.3 Los tiempos de bloqueo indicados en el cuadro 4/G.164 se aplicarán en general cada vez que se pase al estado de supresión o de intervención, independientemente de los niveles de las señales que provoquen el paso.

3.3.4 Cuando se varían bruscamente los niveles de las señales sinusoidales de prueba de frecuencia 1000 Hz, son válidos los tiempos de funcionamiento indicados en el cuadro 3/G.164, así como los valores recomendados para los tiempos de bloqueo, indicados en el cuadro 4/G.164. En cada uno de estos cuadros, la parte derecha se refiere a las pruebas expuestas en el § 6.

3.3.5 Los tiempos de funcionamiento del atenuador en la recepción, en la transición Y/W no se han expuesto ni probado independientemente, pero debieran situarse en los límites admitidos para el tiempo de funcionamiento para la supresión.

3.4 *Funcionamiento con una baja atenuación del trayecto de eco cuando pueda haber retardo en los extremos*

Las cláusulas que preceden son válidas cuando el supresor de eco se prueba en condiciones tales que las señales en los trayectos de emisión y de recepción sean independientes. En la práctica, debe conseguirse también un funcionamiento satisfactorio cuando el trayecto de emisión esté conectado al trayecto de recepción por un trayecto de eco que presente un retardo en los extremos y poca atenuación. En estas condiciones hay que controlar tres características del funcionamiento dinámico. En el § 6 se describen los dispositivos de prueba apropiados para la medida de estas características, descritas a continuación.

3.4.1 El eco (fuga a través del trayecto de eco) no debe provocar la aparición intempestiva de la condición de intervención cuando la atenuación del trayecto de eco sea poco importante y el retardo en los extremos nulo. Este inconveniente podría deberse a una desacertada elección de las constantes de tiempo del trayecto de control; se manifestaría entonces como una aparición temporal intempestiva del estado de intervención, que se produciría solamente durante el tiempo de bloqueo para la intervención, cuando se aplicara bruscamente una señal a $E_{rec.}$ de entrada del lado recepción (véase la prueba N.° 7).

3.4.2 Si la protección del supresor de eco contra el retardo en los extremos es insuficiente, el circuito de intervención puede funcionar sobre el borde posterior del eco. Este fenómeno puede producirse si se corta bruscamente una señal en $E_{rec.}$ cuando la atenuación del trayecto de eco es reducida y el retardo en los extremos importante (véase la prueba N.° 7).

3.4.3 En ciertos modelos, puede ocurrir que la histérisis representada por la zona biestable V (véase la figura 6/G.164) sea demasiado importante con relación a la atenuación introducida en el trayecto de recepción. Esto puede provocar el mantenimiento intempestivo de la intervención por el eco en las siguientes condiciones: una señal en régimen permanente presente en $E_{rec.}$ es acoplada a $E_{em.}$ a través del trayecto de eco. Se aplica entonces a $E_{em.}$ una señal de amplitud y duración para provocar la intervención. Al interrumpirse esta señal, el eco de la señal mantiene indebidamente el estado de intervención (véase la prueba N.° 8).

CUADRO 3/G.164

Tiempos de funcionamiento

Frontera	Señal inicial (véase la nota)		Señal final (véase la nota)		Valor recomendado (ms)	Prueba N.º	Excursión (véase la figura 12/G.164)	Circuito utilizado para las pruebas (número de la figura)	Traza en el osciloscopio (número de la figura)
	Emisión $N_{em.}$ (dBm0)	Recepción $N_{rec.}$ (dBm0)	Emisión $N_{em.}$ (dBm0)	Recepción $N_{rec.}$ (dBm0)					
Supresión X/Z	−40 −40	−40 −40	−40 −40	−25 −11	⩽ 2	4	a ⟶ b a ⟶ d	14/G.164	15/G.164
Intervención Z/V/W $N_{em.}$ constante	−15 −15 −15	−10 − 5 0	−15 −15 −15	−25 −25 −25	24 a 36	5	h ⟶ i g ⟶ i f ⟶ i	14/G.164	16/G.164
Intervención Z/V/W $N_{rec.}$ constante	−40 −40	−25 −15	−19 − 9	−25 −15	Parcial: ⩽ 2 Total: 6 a 10	6	b ⟶ k c ⟶ j	17/G.164	17/G.164

Nota – Véase también el § 3.3.2.

CUADRO 4/G.164

Tiempos de bloqueo

Frontera	Señal inicial		Señal final		Valor recomendado (ms)	Prueba N.º	Excursión (véase la figura 12/G.164)	Circuito utilizado para las pruebas (número de la figura)	Traza en el osciloscopio (número de la figura)
	Emisión $N_{em.}$ (dBm0)	Recepción $N_{rec.}$ (dBm0)	Emisión $N_{em.}$ (dBm0)	Recepción $N_{rec.}$ (dBm0)					
Supresión Z/X	–40 –40	–25 –11	–40 –40	–40 –40	24 a 36	4	b ⟶ a d ⟶ a	14/G.164	15/G.164
Intervención W/V/Z $N_{rec.}$ constante	–19 – 9	–25 –15	–40 –40	–25 –15	Parcial: ⩽ 26 Total: 48 a 66	6	k ⟶ b j ⟶ c	17/G.164	18/G.164

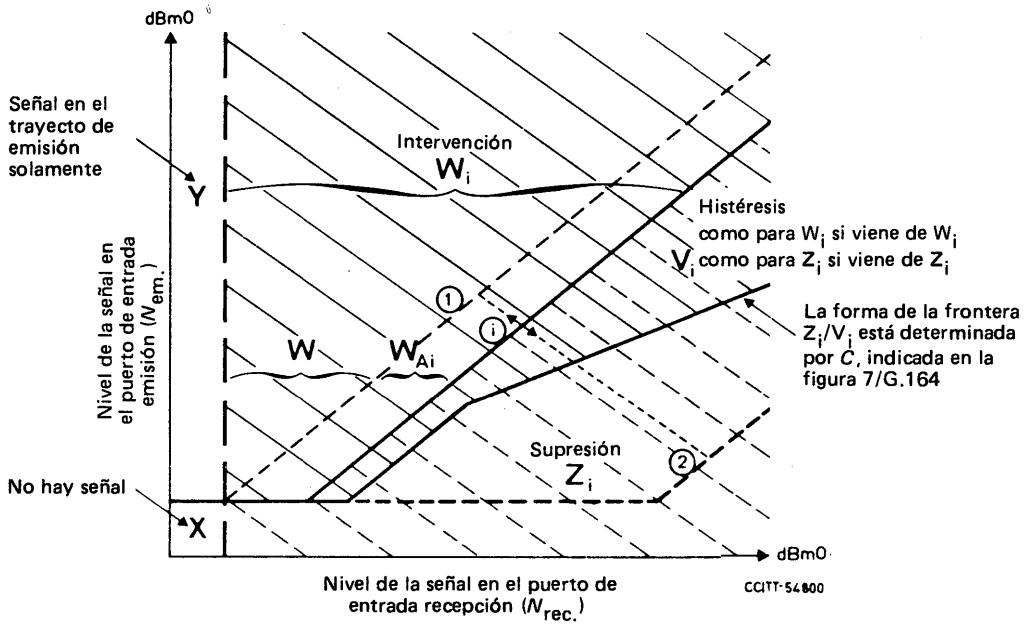
4 Características de los supresores de eco con sensibilidad diferencial adaptativa para la intervención

4.1 *Disposiciones del § 3*

Las disposiciones del § 3 son aplicables a los supresores de eco con sensibilidad diferencial adaptativa para la intervención cuando $a_x = 0$ (véase más abajo). Se deberán realizar las pruebas 1 a 8 (véase el § 6) y los requisitos de los cuadros 1/G.164 y 2/G.164 serán aplicables sólo cuando $a_x = 0$.

4.2 *Características de la función adaptativa con señales aplicadas independientemente a los trayectos de emisión y de recepción*

4.2.1 La acción de la función adaptativa se explica a continuación mediante el diagrama de principio de la figura 10/G.164.



Nota 1 – $W_i = W + W_{Ai}$, donde W_{Ai} varía en función del tiempo.

Nota 2 – Línea ⓘ ($N_{em.} = N_{rec.} - a_x$) puede variar entre la línea ① ($N_{em.} = N_{rec.}$) y la línea ② ($N_{em.} = N_{rec.} - a_{x\,máx.}$).

FIGURA 10/G.164

Diagrama conceptual que explica los estados operacionales de los supresores de eco con sensibilidad diferencial adaptativa para la intervención en condiciones ideales

4.2.2 La función adaptativa ajusta automáticamente la sensibilidad diferencial a la atenuación del trayecto de eco. La característica de adaptación a_x se utiliza para describir este cambio de la sensibilidad, y el umbral Tvw (véase el cuadro 2/G.164) se convierte en el umbral $T\mathrm{v_i w_i}$, que viene dado por la expresión

$$N_{rec.} - a_x - 3 \leqslant N_{em.} \leqslant N_{rec.} - a_x$$

para una atenuación del trayecto de eco de 6 dB, a_x es igual a 0 y la ecuación se reduce a:

$$N_{rec.} - 3 \leqslant N_{em.} \leqslant N_{rec.}$$

como se indica en el cuadro 2/G.164.

4.2.3 Cuando el supresor de eco está en el modo supresión (zona Z_i, de la figura 10/G.164), la función adaptativa causará una rápida convergencia de a_x al valor de la atenuación del trayecto de eco a_E menos 6 dB, es decir:

$$a_x = N_{\text{rec.}} - N_{\text{em.}} - 6 \text{ dB}.$$

a_x puede cuantificarse en pasos de hasta 3 dB aproximadamente. En este caso, el valor de a_x, después de la convergencia, será:

$$a_E - 9 \leqslant a_x \leqslant a_E - 6,$$

a menos que $a_x \geqslant 0$. Esta ecuación es válida para a_E de hasta 26 dB, es decir, para $a_{x\text{máx}} \geqslant 20$ dB (véase el cuadro 5/G.164). La velocidad de convergencia se indica en el cuadro 6/G.164.

CUADRO 5/G.164

Valor de atenuación de a_x tras convergencia en el estado Z_i

Atenuación del trayecto de eco, a_E (dB)	a_x (dB)
$\leqslant 6$	0
7	0 a 1
8	0 a 2
9	0 a 3
10	1 a 4
.	.
.	.
x	x-9 a x-6
.	.
.	.
.	.
26	17 a 20
.	.
.	.
.	.
$a_{x\,\text{máx}} + 6$	$a_{x\,\text{máx}} - 3$ a $a_{x\,\text{máx}}$
$a_{x\,\text{máx}} + 7$	$a_{x\,\text{máx}} - 2$ a $a_{x\,\text{máx}}$
$a_{x\,\text{máx}} + 8$	$a_{x\,\text{máx}} - 1$ a $a_{x\,\text{máx}}$
$\geqslant a_{x\,\text{máx}} + 9$	$a_{x\,\text{máx}}$

CUADRO 6/G.164

Velocidad de variación de la característica de adaptación a_x

Estados operacionales (véase la figura 10/G.164)		Variaciones de la característica de adaptación a_x	Velocidad de variación	Prueba N.º
Z_i		Adaptación a la atenuación del trayecto de eco (creciente o decreciente) ($a_x \rightarrow a_E - 6$ dB)	> 4 dB/s (véase la nota 1)	10 b)
Y		Almacenamiento del último valor	–	–
W_i	W	Almacenamiento del último valor	–	–
	W_{Ai}	Almacenamiento del último valor o decrecimiento hacia el valor mínimo que puede causar supresión	(véase la nota 2)	10 a)
X		Anulación del último valor ($a_x \rightarrow 0$ dB)	> 4 dB/s	10 c)
V_i		Como para Z_i, si viene de Z_i Como para W_i, si viene de W_i		

Nota 1 – Se ha indicado que velocidades de adaptación en conversación a_x, de aproximadamente 10 dB/s son aceptables desde el punto de vista subjetivo.

Nota 2 – Si se hace decrecer a a_x en la zona W_{Ai}, la velocidad de variación no debe ser superior a la velocidad de adaptación para a_x en la zona Z_i.

4.2.4 El modo de intervención del supresor de eco (zona W_i) está dividido en dos subzonas W y W_{Ai}.

4.2.4.1 En la zona W se debe almacenar el último valor de a_x.

4.2.4.2 En la zona W_{Ai} es posible seguir dos procedimientos diferentes. El primero consiste en almacenar el último valor de a_x, y el segundo en permitir que a_x disminuya hacia cero. Es preferible que la velocidad de variación de a_x sea inferior a la velocidad de adaptación (véase la nota 2 del cuadro 6/G.164). La experiencia muestra que con estos dos procedimientos se obtiene un comportamiento similar cuando el supresor deba responder a la conversación real y no a ondas sinusoidales de prueba.

4.2.5 Cuando no hay conversación (zona X), a_x debe decrecer hasta cero (véase el cuadro 6/G.164).

4.2.6 Para medir las características dinámicas de la función adaptativa pueden utilizarse las pruebas 9 y 10 descritas en el § 6.

5 Características de los dispositivos de neutralización de los supresores de eco

5.1 *Consideraciones generales*

Todo supresor de eco debiera estar provisto de un dispositivo de neutralización (neutralizador) por tono que tenga por efecto evitar la aplicación de la atenuación para la supresión y de la atenuación en la recepción cuando este supresor sea atravesado por señales de datos o por otros tonos determinados. El dispositivo de neutralización debería, pues, ser accionado por ciertos tonos específicos, pero no por las frecuencias vocales. Debe detectar y responder a una señal de neutralización que pudiese estar presente en el trayecto de emisión o de recepción.

5.2 *Características de neutralización* (véase la figura 11/G.164)

El tono de neutralización transmitido es de 2100 Hz ± 15 Hz; su nivel es de −12 ± 6 dBm0. La frecuencia del tono aplicado al dispositivo de neutralización es de 2100 Hz ± 21 Hz (véase la Recomendación V.21 [5]). La banda del canal de neutralización debe ser suficientemente ancha para englobar este tono, así como posiblemente todos los demás tonos de neutralización utilizados en redes nacionales; además, debe ser tal que, bajo el efecto conjugado de la acción de guarda y la temporización, se disponga de una protección suficiente contra el accionamiento intempestivo del neutralizador por las corrientes vocales. La sensibilidad del canal de neutralización (nivel umbral) debe ser tal que el dispositivo de neutralización funcione con el nivel mínimo del tono de neutralización esperado. Las características de la banda representadas en la figura 11/G.164 hacen posible la neutralización por la frecuencia de 2100 Hz y por otras frecuencias utilizadas en América del Norte. La figura indica que en la banda de frecuencias de 2079 a 2121 Hz *debe* ser posible la neutralización, mientras que en la banda de 1900 a 2350 Hz *puede* ser posible.

A condición de que sólo se utilice en el plano internacional el tono de neutralización recomendado, es decir, 2100 Hz, no se interferirá a los equipos de señalización. Se considera que la neutralización intempestiva de un supresor de eco por un tono de señalización no es perjudicial, puesto que el supresor de eco no desempeña papel alguno durante los periodos en que los tonos de señalización se encuentran en el circuito.

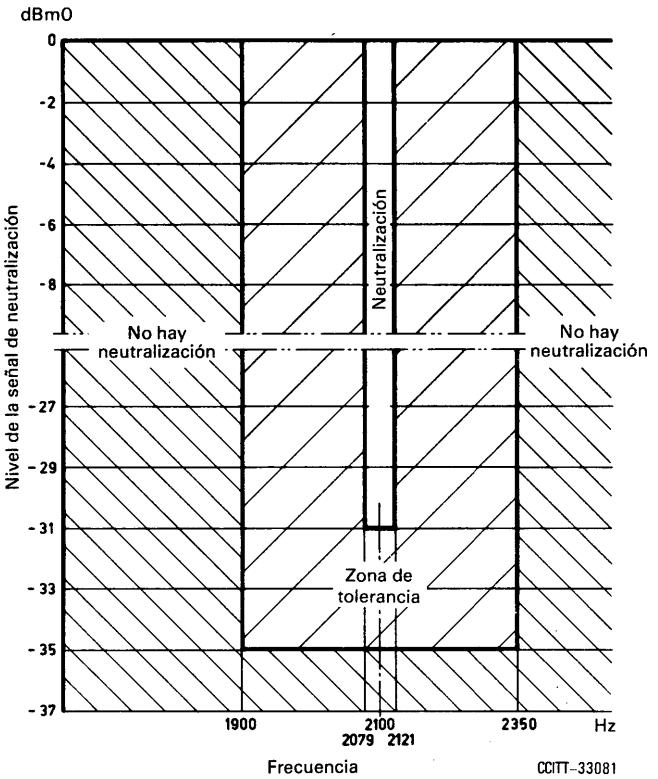


FIGURA 11/G.164

Características requeridas en la banda de neutralización

5.3 *Características de la banda de guarda*

La energía contenida en la banda de frecuencias vocales fuera de la banda de neutralización debe utilizarse para oponerse a la función de neutralización, de forma que las señales vocales no provoquen el funcionamiento intempestivo del neutralizador por tono. La banda de guarda debe ser lo suficientemente ancha, y la sensibilidad lo bastante elevada para que pueda aprovecharse la energía de la banda de frecuencias vocales exterior a la banda de neutralización. La sensibilidad y la forma de la banda de guarda no deben ser tales que el nivel máximo de ruido de circuito (en reposo u ocupado) impida la neutralización. A continuación se supone que se emplea un ruido blanco para simular las señales vocales y el ruido de circuito. De ello se desprende lo siguiente:

El ruido blanco (banda aproximada: de 300 a 3400 Hz) se aplica al neutralizador por tono, al mismo tiempo que una señal de 2100 Hz. Esta última se aplica con un nivel 3 dB superior al nivel umbral del

neutralizador para la frecuencia central de la banda. La energía del ruido blanco necesaria para impedir la neutralización no debe ser superior a la de la señal de 2100 Hz, ni inferior en más de 5 dB. Como el nivel de la señal de 2100 Hz aumenta progresivamente hasta 30 dB por encima del nivel umbral del neutralizador para la frecuencia central de la banda, el nivel de energía del ruido blanco necesario para impedir la neutralización debe ser inferior al de la señal de 2100 Hz.

5.4 *Características de la banda de mantenimiento de la neutralización*

Después de la neutralización, el neutralizador por tono deberá mantenerse en el estado de neutralización para tonos de una determinada gama de frecuencias. La anchura de esta banda debe englobar todas las frecuencias actuales o previstas de transmisión de datos. La sensibilidad a los efectos de la liberación debe permitir que subsista la neutralización para las señales de datos del más bajo nivel previsto, pero ha de ser tal que el dispositivo de neutralización se libere con el nivel máximo de ruido de circuito (en reposo u ocupado). De ahí la condición siguiente:

El neutralizador por tono deberá mantenerse en el estado de neutralización para cualquier señal sinusoidal de una sola frecuencia en la banda de 390 a 700 Hz con un nivel de −27 dBm0 o superior y de la banda de 700 a 3000 Hz con un nivel de −31 dBm0 o superior. El neutralizador por tono deberá liberarse con cualquier señal de la banda de 200 a 3400 Hz, con un nivel de −36 dBm0 o inferior.

5.5 *Tiempo de funcionamiento*

Este tiempo debe ser suficientemente largo para asegurar una protección contra los periodos de silencio, pero inferior al límite de 400 ms recomendado por el CCITT. La condición que ha de fijarse es, pues, que el neutralizador por tono funcione dentro de los límites de 300 ± 100 ms después de la recepción de una señal continua de neutralización de nivel comprendido entre 0 dBm0 y el umbral del neutralizador para la frecuencia central de la banda más 3 dB.

5.6 *Funcionamiento intempestivo motivado por corrientes vocales*

Es conveniente evitar que el neutralizador por tono sea accionado intempestivamente por las corrientes vocales. A este fin, un objetivo razonable para un supresor de eco instalado en un circuito en servicio es que las señales vocales normales no causen por término medio más de 10 maniobras intempestivas por cada 100 horas de conversación. La protección contra los periodos de silencio puede asegurarse con la anchura de banda del canal de neutralización, la banda de guarda y el tiempo de funcionamiento, pero se la obtiene también con un nuevo ciclo de temporización. En otros términos, si la señal vocal que simula la señal de neutralización queda interrumpida a causa de los periodos que separan las sílabas, antes de que tenga lugar la neutralización, el mecanismo de temporización debe volver a cero. Sin embargo, la ausencia o el cambio momentáneos de nivel de una señal de neutralización verdadera no debe poner a cero el mecanismo de temporización.

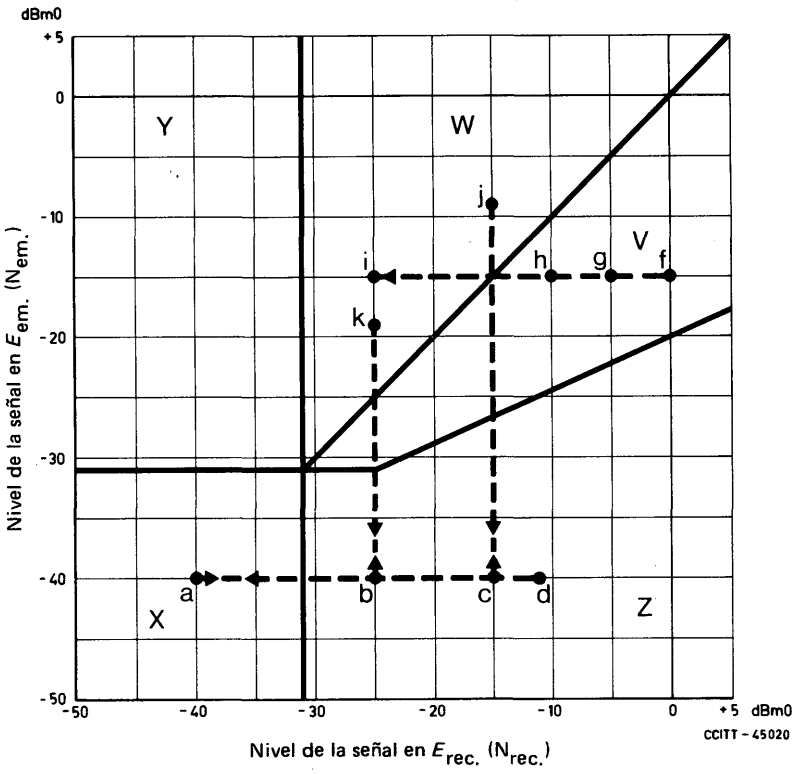
5.7 *Tiempo de liberación*

El neutralizador no debe liberarse en caso de interrupciones de la señal, de duración inferior al valor recomendado por el CCITT, es decir, 100 ms. Debe liberarse en un plazo de 250 ± 150 ms después de que el nivel de una señal situada en la banda de mantenimiento de la neutralización caiga por lo menos 3 dB por debajo de la sensibilidad máxima de mantenimiento, o de modo que sólo se produzca un mínimo de degradación en caso de neutralización accidental por las corrientes vocales.

6 Métodos de prueba que han de utilizarse para medir las principales características de funcionamiento de los supresores de eco

6.1 *Consideraciones generales*

6.1.1 Un supresor de eco a cuyos puertos de entrada emisión, $E_{em.}$ y de entrada recepción, $E_{rec.}$, se apliquen señales sinusoidales se encontrará en un estado que dependerá de los niveles relativos de las dos señales. Cualquier combinación de los niveles de las dos señales de entrada puede representarse por un punto en un diagrama típico de funcionamiento (véase, por ejemplo, la figura 12/G.164). Cada zona de ese diagrama corresponde, en régimen permanente, a un estado particular caracterizado por las atenuaciones en los dos trayectos de conversación y por la organización interna de su lógica.



Nota – Las fronteras indicadas son típicas. La frontera inferior de la zona *V* se indica para la atenuación *C* máxima admitida en la figura 7/G.164.

FIGURA 12/G.164

Diagrama de funcionamiento representativo de los niveles utilizados cen pruebas dinámicas (véanse los cuadros 3/G.164 y 4/G.164)

6.1.2 En las pruebas descritas aquí se supone la utilización de señales de prueba analógicas. En el caso de supresores de eco tipo C, será necesario utilizar codecs conformes a la Recomendación G.712 [3], para hacer el interfaz entre el supresor y el equipo de prueba analógico. Cuando las pruebas se realizan con supresores de eco tipos C y D, debe tenerse en cuenta el mayor tiempo de propagación debido a los codecs al medir los tiempos de funcionamiento mediante la observación de señales de salida. Además, en las medidas de nivel han de tenerse en cuenta las tolerancias de los codecs. Las frecuencias submúltiplos de la frecuencia de muestreo pueden dar lugar a resultados erróneos, y deben evitarse en estas pruebas. Debe señalarse que, cuando se requiere el filtrado externo para atender los requisitos del § 3.2.4.2, debe incluirse al realizar las pruebas.

6.1.3 Las características *estáticas* de un supresor de eco se especifican indicando los límites entre las zonas, así como las atenuaciones en los dos trayectos de conversación cuando las señales pasan lentamente de un punto situado en una zona a un punto situado en otra.

Las características *dinámicas* de los supresores de eco con sensibilidad diferencial fija y con sensibilidad diferencial adaptativa se especifican indicando el tiempo que transcurre entre el instante en que una señal pasa repentinamente de un punto situado en una zona a un punto situado en otra zona y el instante en que se establece el estado correspondiente en esta segunda zona.

Todas las características que son propias de los supresores de eco con sensibilidad diferencial adaptativa se prueban dinámicamente.

Las diversas pruebas descritas en este § 6 se resumen en el cuadro 7/G.174.

CUADRO 7/G.164

Pruebas recomendadas para los supresores de eco

Prueba N.º	Característica medida	Diagrama de bloques (figura)	Traza en el osciloscopio (figura)	Tipo de supresor de eco
1	Umbral de supresión y atenuación para la supresión	13/G.164	–	N, A
2	Umbral Y/X y atenuación en la recepción	13/G.164	–	N, A
3	Sensibilidad diferencial para la intervención	13/G.164	–	N, A
4	Tiempos de funcionamiento y de bloqueo para la supresión	14/G.164	15/G.164	N, A
5	Intervención, $N_{em.}$ constante	14/G.164	16/G.164	N, A
6	Intervención parcial y total, $N_{rec.}$ constante	17/G.164	18/G.164	N, A
7	Protección contra una intervención intempestiva	19/G.164	–	N, A
8	Prueba de histéresis excesiva	20/G.164	21/G.164	N, A
9	Sensibilidad diferencial adaptativa para la intervención	22/G.164	23/G.164	A
10	a) Velocidad de decrecimiento de a_x en el estado W_{Ai} b) Velocidad de crecimiento de a_x en el estado Z_i c) Velocidad de liberación de a_x en el estado X	22/G.164 25/G.164 27/G.164	24/G.164 26/G.164 28/G.164	A

N Supresor de eco no adaptativo

A Supresor de eco adaptativo

6.1.4 La descripción de los circuitos de prueba expuestos aquí sirve para indicar un posible método de aplicación de las señales de prueba apropiadas. También pueden utilizarse otras técnicas para producir estas señales (por ejemplo, el uso de generadores de señales sinusoidales separados para emisión y recepción). Aunque la frecuencia de prueba es nominalmente de 1000 Hz, debe elegirse una frecuencia comprendida en la gama de 1004 a 1020 Hz, para evitar un submúltiplo de la frecuencia de muestreo.

6.2 *Medida de las características estáticas*

Las características estáticas que se miden son las atenuaciones en los trayectos de emisión y de recepción, así como los niveles umbral entre zonas (cuadros 1/G.164 y 2/G.164). El equipo necesario es el siguiente:

- un oscilador con una impedancia de salida simétrica de 600 ohmios,
- dos atenuadores simétricos de 600 ohmios,
- un circuito mezclador de 600 ohmios,
- dos hipsómetros con una impedancia de entrada simétrica de 600 ohmios.

El diagrama de conexiones se muestra en la figura 13/G.164.

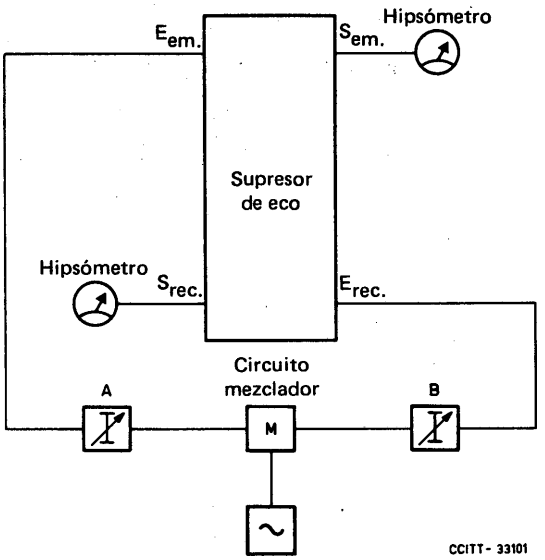


FIGURA 13/G.164

Circuito para la medida de características estáticas (pruebas 1, 2 y 3)

6.2.1 *Prueba N.º 1 – Umbral de supresión y atenuación para la supresión*

1) Ajústese el oscilador a 1000 Hz (para las tolerancias, véase el § 6.1.4).
2) Ajústense A y B de manera que $N_{em.} = N_{rec.} = -40$ dBm0.
3) Obsérvese que no se introduce atenuación en los trayectos de emisión y de recepción. Requisito: véase el cuadro 1/G.164 (zona X).
4) Auméntese $N_{rec.}$ hasta que se produzca la supresión; anótese el valor de $N_{rec.}$ y la atenuación para la supresión. Requisito: $-33 \leqslant (N_{rec.} = Txz) \leqslant -29$ dBm0 (véase el cuadro 2/G.164).
5) Disminúyase $N_{rec.}$ hasta que desaparezca la supresión; anótese el valor de $N_{rec.}$. Requisito: $Txz - 3 \leqslant N_{rec.} \leqslant Txz$ (véase el cuadro 2/G.164).
6) Ajústese el oscilador a las frecuencias adecuadas para verificar si se respetan los límites indicados en la figura 8/G.164 y repítanse los pasos 2 a 5.

6.2.2 *Prueba N.º 2 – Umbral Y/X y atenuación en la recepción en el estado de intervención*

1) Ajústese el oscilador a 1000 Hz (para las tolerancias, véase el § 6.1.4).
2) Ajústese *A* de manera que $N_{em.} = +3$ dBm0.
3) Ajústese *B* de manera que $N_{rec.}$ varíe dentro de la gama -40 dBm0 $\leqslant N_{rec.} \leqslant N_{em.}$. Se observa el funcionamiento dentro de las fronteras de la figura 7/G.164 supervisando la diferencia $N_{Erec.} - N_{Srec.}$, que es igual a la atenuación *C*. El umbral Y/W se produce cuando $C > 0$ dB.

   Nota – Regístrense los valores *C* en función de $N_{rec.}$ para utilización en la prueba N.º 3, paso 5.

6.2.3 *Prueba N.º 3 – Sensibilidad diferencial para la intervención*

1) Ajústese el oscilador a 1000 Hz (para las tolerancias, véase el § 6.1.4).
2) Ajústese *A* de manera que $N_{em.} = -40$ dBm0.
3) Ajústese *B* de manera que $N_{rec.} = -26{,}5$ dBm0.
4) Auméntese $N_{em.}$ hasta que desaparezca la supresión y se introduzca la atenuación en el trayecto de recepción; anótese el valor de $N_{em.}$. Requisito: véase *T*vw, cuadro 2/G.164.

5) Disminúyase $N_{em.}$ hasta que se produzca la supresión y se suprima la atenuación en el trayecto de recepción; anótese el valor de $N_{em.}$. Requisito: véase *Tvz*, cuadro 2/G.164.

6) Auméntese $N_{rec.}$ por saltos apropiados hasta +3 dBm0, y repítanse los pasos 4 y 5.

7) Sintonícese el oscilador a las frecuencias adecuadas para verificar si se respetan los límites indicados en la figura 9/G.164, y repítanse los pasos 2 a 6.

6.3 *Medida de las características dinámicas cuando $N_{rec.}$ y $N_{em.}$ se aplican independientemente*

Las características dinámicas que se miden son los tiempos de funcionamiento y de bloqueo para la supresión y para la intervención (cuadros 3/G.164 y 4/G.164). El equipo necesario es el siguiente:

- un oscilador con una impedancia de salida simétrica de 600 ohmios, ajustado a 1000 Hz;
- tres atenuadores simétricos de 600 ohmios;
- tres circuitos mezcladores de 600 ohmios;
- dos generadores de ráfagas de tonos en los que la duración de los estados ABIERTO y CERRADO variará independientemente de cero a 200 ms, y que puedan ajustarse manualmente en los dos estados. Las impedancias de entrada y de salida en ambos estados han de ser de 600 ohmios. Un generador de ráfagas de tonos es excitado por el otro y tiene 100 ms de retardo, de modo que pasa al estado CERRADO 100 ms después que el otro pasa al estado CERRADO;
- dos resistencias de terminación de 600 ohmios;
- un osciloscopio de doble haz, de preferencia con pantalla de larga persistencia.

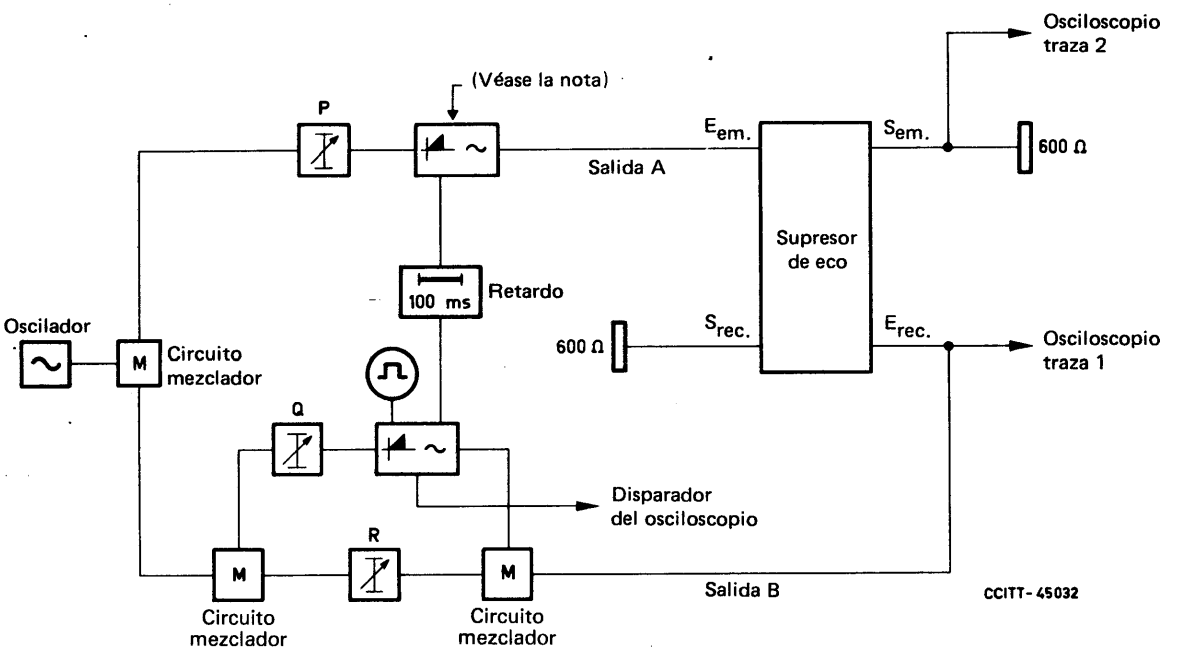
Nota – Si los periodos de los estados CERRADO o ABIERTO de los impulsos de tono no se indican, debe suponerse un tiempo de 200 ms para cada uno. Véanse en los cuadros 3/G.164 y 4/G.164 los requisitos adecuados de calidad de funcionamiento para las pruebas N.ºs 4, 5 y 6.

6.3.1 *Pruebas en las que el nivel en emisión ($N_{em.}$) se mantiene constante*

6.3.1.1 *Prueba N.º 4 – Tiempo de funcionamiento y de bloqueo para la supresión*

1) Ajústense los atenuadores P, Q y R (figura 14/G.164) de manera que se obtengan los valores de $N_{rec.}$ y $N_{em.}$ indicados en los cuadros 3/G.164 y 4/G.164.

2) Léanse los tiempos como se indica en la figura 15/G.164.



Nota – Para los tiempos de funcionamiento y de bloqueo para la supresión, este modulador se mantiene en el estado de conducción.

FIGURA 14/G.164

Circuito de prueba para la medición de características dinámicas con $N_{em.}$ constante [supresión (prueba N.º 4) e intervención (prueba N.º 5)]

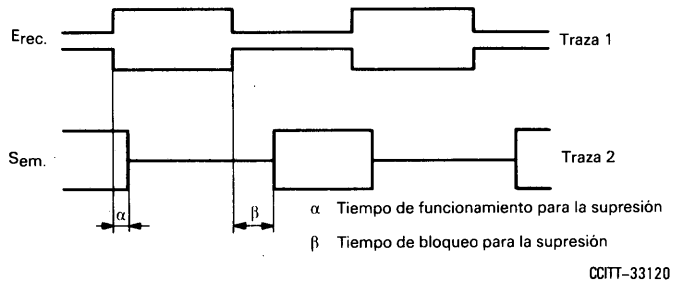


FIGURA 15/G.164

Oscilograma de los tiempos de funcionamiento y de bloqueo para la supresión

6.3.1.2 *Prueba N.º 5 – Tiempo de funcionamiento para la intervención $N_{em.}$ constante*

En esta prueba se hace disminuir $N_{rec.}$, mientras se mantiene constante $N_{em.}$, y se mide el tiempo de funcionamiento para la intervención. Como es difícil medir el tiempo de bloqueo para la intervención con $N_{em.}$ constante (debido a la dificultad de asegurar el retorno al estado Z), no es posible distinguir entre intervención parcial y total. Esto no se considera importante para la intervención con $N_{em.}$ constante.

1) Ajústense los atenuadores P, Q y R indicados en la figura 14/G.164 a fin de que produzcan los valores $N_{rec.}$ y $N_{em.}$ del cuadro 3/G.164.
2) Léanse los tiempos como se indica en la figura 16/G.164.

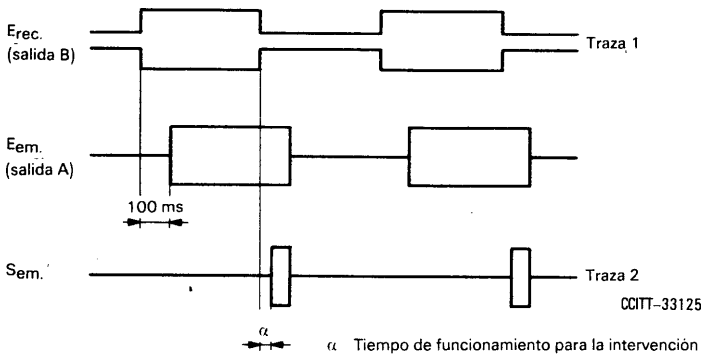


FIGURA 16/G.164

Oscilograma del tiempo de funcionamiento para la intervención con $N_{em.}$ constante

6.3.2 *Prueba en que $N_{rec.}$ se mantiene constante*

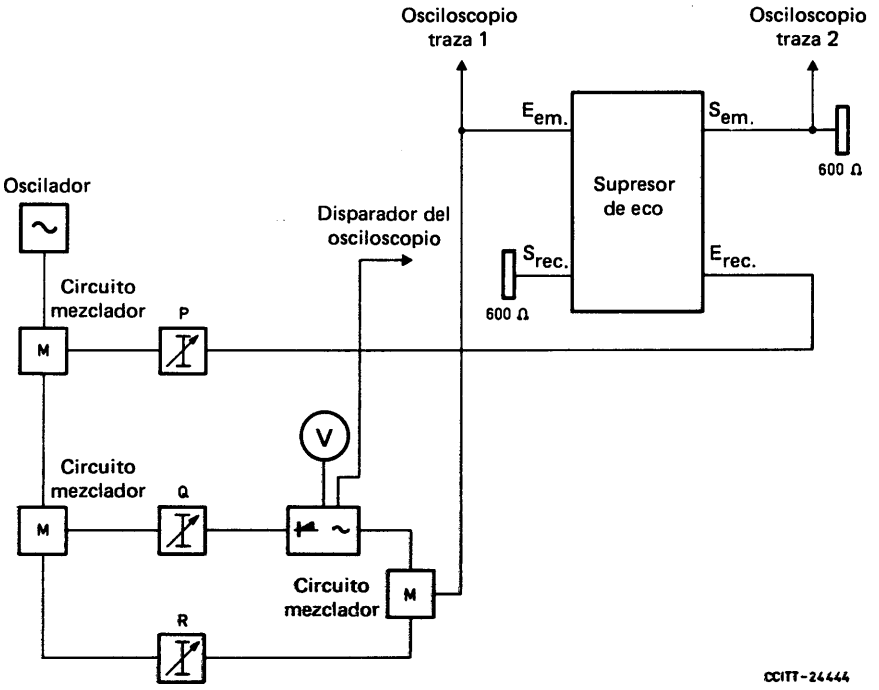
6.3.2.1 *Prueba N.º 6 – Tiempo de funcionamiento y de bloqueo para la intervención parcial y total, $N_{rec.}$ constante*

El equipo requerido es el mismo que para las pruebas N.os 4 y 5. Dispóngase el equipo con arreglo a la figura 17/G.164. En esta prueba, $N_{rec.}$ se mantiene constante. Se hace aumentar, $N_{em.}$ y se mide el tiempo de funcionamiento y de bloqueo para la intervención. Es preciso hacer variar el tiempo durante el cual el nivel $N_{em.}$ tiene un valor correspondiente al estado CERRADO.

1) Ajústese el oscilador a 1000 Hz (para las tolerancias, véase el § 6.1.4).
2) Ajústese el atenuador P de la figura 17/G.164, para obtener $N_{rec.} = -25$ dBm0.
3) Ajústense los atenuadores Q y R de la figura 17/G.164 para obtener $N_{em.} = -40$ dBm0 en el estado ABIERTO y $N_{em.} = -19$ dBm0 en el estado CERRADO.
4) Comenzando con una duración de 0 ms en el estado CERRADO para $N_{em.}$, se aumenta la duración del estado CERRADO hasta que se produce una intervención parcial. La intervención parcial se caracteriza por los reducidos tiempos de funcionamiento y de bloqueo indicados en los cuadros 3/G.164 y 4/G.164. Para definir los tiempos, obsérvense los oscilogramas en la parte a) de la figura 18/G.164.

5) Sígase aumentando la duración de $N_{em.}$ en estado CERRADO hasta que se produzca la intervención total, caracterizada por el incremento de los tiempos de funcionamiento y de bloqueo de los cuadros 3/G.164 y 4/G.164. Para las definiciones de los tiempos, obsérvense los oscilogramas de la parte b) de la figura 18/G.164.

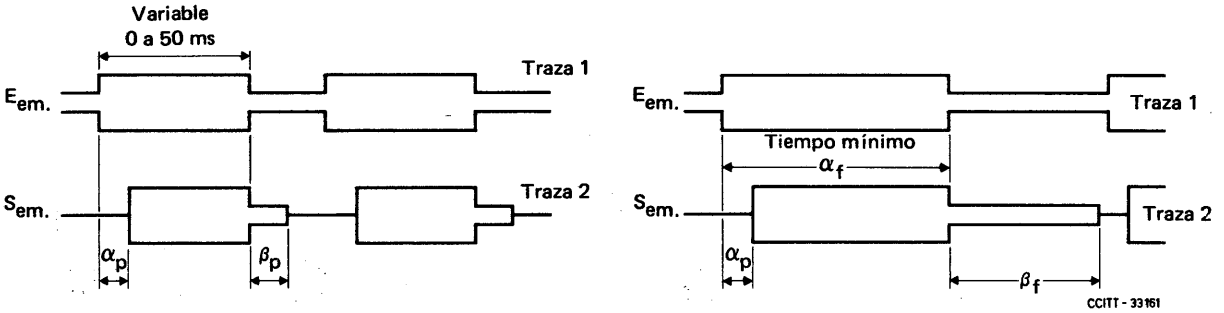
6) Para otros pares de niveles indicados en los cuadros 3/G.164 y 4/G.164, repítanse los pasos 3 a 5. Obsérvese que para todos los valores de $N_{rec.} > -26{,}5$ dBm0, y cuando aumenta $N_{em.}$ desde valores inferiores al umbral a un valor $> N_{rec.}$, se debe producir la intervención parcial y la total.



Nota – El elemento variable V permite variar separadamente de cero a 100 ms la duración de los estados CERRADO y ABIERTO del generador de ráfagas de tonos.

FIGURA 17/G.164

Circuito de prueba para la medición de características dinámicas con $N_{rec.}$ constante [intervención, Z/V/W (prueba N.º 6)]



α_p Tiempo de funcionamiento para la intervención parcial

β_p Tiempo de bloqueo para la intervención parcial

a) *Intervención parcial*

α_f Tiempo de funcionamiento para la intervención total. Este tiempo es la duración mínima de $N_{em.} > N_{rec.}$ necesaria justamente para causar el tiempo de bloqueo β_F más largo característico de la intervención total.

β_f Tiempo de bloqueo para la intervención total.

b) *Intervención total*

FIGURA 18/G.164

Oscilogramas del tiempo de funcionamiento de bloqueo para la intervención parcial y total con $N_{rec.}$ constante

6.4 *Medida del funcionamiento del supresor de eco cuando $E_{em.}$ está conectado a $S_{rec.}$ a través de un trayecto de eco que puede introducir un retardo y una atenuación*

El objeto de esta medida es estudiar el comportamiento del supresor de eco desde el punto de vista de una intervención intempestiva provocada por el retorno del eco.

6.4.1 *Prueba N.º 7 – Intervención intempestiva*

El montaje es el de la figura 19/G.164 y el equipo necesario es el siguiente:

- un oscilador con una impedancia de salida simétrica de 600 ohmios;
- tres atenuadores simétricos de 600 ohmios;
- una resistencia de terminación de 600 ohmios;
- dos circuitos mezcladores de 600 ohmios;
- un generador de ráfagas de tonos;
- un dispositivo de retardo en audiofrecuencias que puede hacerse variar en la gama de 0 a 24 ms;
- un osciloscopio de doble haz.

1) Ajústese el oscilador a 1000 Hz, y el elemento de retardo a un retardo nulo (para las tolerancias, véase el § 6.1.4).
2) Ajústese X de manera que la atenuación total del trayecto de eco (*a-t-b*) sea igual a la diferencia entre los niveles de prueba en los trayectos de emisión y recepción, más 6 dB.
3) Ajústese Y de manera que la señal ABIERTO sea de −26 dBm0.
4) Ajústese Z de manera que la señal CERRADO sea de −20 dBm0.
5) Mientras se aplica la señal de impulsos a $E_{rec.}$, compruébese la ausencia de señal en la traza 2 del osciloscopio, lo que indicará que la operación es correcta.
6) Redúzcase X, hasta que se produzca la intervención intempestiva, y obsérvese que la disminución de la atenuación del trayecto de eco no es inferior a 2 dB.
7) Repítanse los pasos 4, 5 y 6, aplicando a la $E_{rec.}$ señales de −10 y 0 dBm0, cuando el generador de impulsos se encuentra en el estado CERRADO.
8) Repítanse los pasos 2 y 4 a 7, aplicando a la $E_{rec.}$ señales de −40 dBm0, cuando el generador de impulsos se encuentra en el estado ABIERTO.
9) Repítanse los pasos 2 a 8, ajustándose el retardo a 24 ms.

Obsérvese que la intervención intempestiva no debe producirse en *ningún* par de impulsos de niveles de señal en $E_{rec.}$, con el retardo ajustado a 24 ms, y una atenuación del trayecto de eco de 6 dB como mínimo.

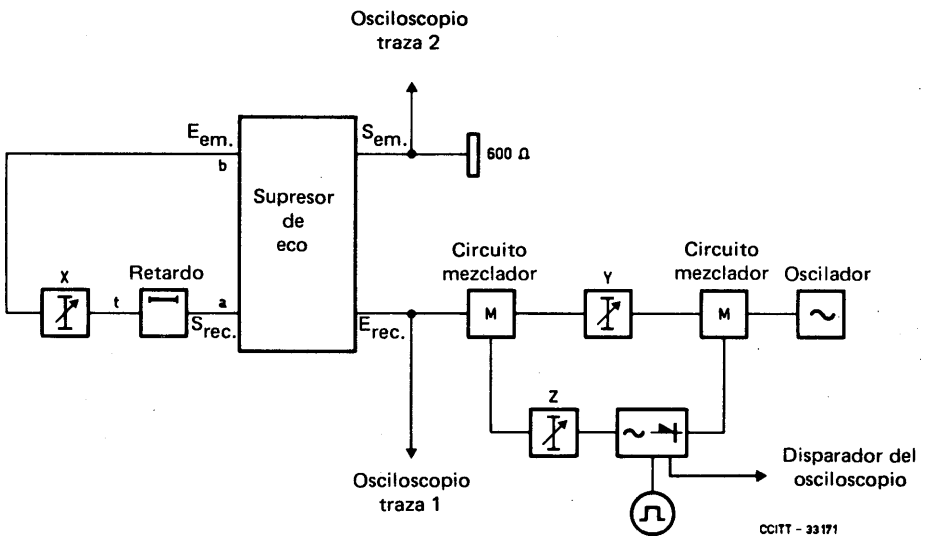


FIGURA 19/G.164

Circuito de prueba de intervención intempestiva

6.4.2 *Prueba N.º 8 – Bloqueo intempestivo de la intervención debido a un exceso de histéresis*

El montaje es el de la figura 20/G.164 y el equipo necesario es el siguiente:

- un oscilador con una impedancia de salida simétrica de 600 ohmios;
- tres atenuadores simétricos de 600 ohmios;
- dos circuitos mezcladores de 600 ohmios;
- una resistencia de terminación de 600 ohmios;
- un generador de ráfagas de tonos;
- un amplificador, que sirva de separador;
- un osciloscopio de doble haz.

1) Ajústese el oscilador a 1000 Hz (para las tolerancias, véase el § 6.1.4).
2) Ajústese Q de manera que la atenuación del trayecto entre $S_{rec.}$ y $E_{em.}$ sea igual a la diferencia entre los niveles relativos en estos puntos, más 6 dB.
3) Ajústese R de manera que $N_{rec.} = -28$ dBm0.
4) Ajústese P de manera que $N_{rec.} = (N_{rec.} + 3)$ dBm0.
5) Verifiquese si la señal de la traza 2 del osciloscopio (véase la figura 21/G.164) es adecuada, lo que demostrará la ausencia de toda retención indebida de la intervención.
6) Repítanse los pasos 3 a 5 para $N_{rec.} = -16$ dBm0 y $N_{rec.} = 0$ dBm0.

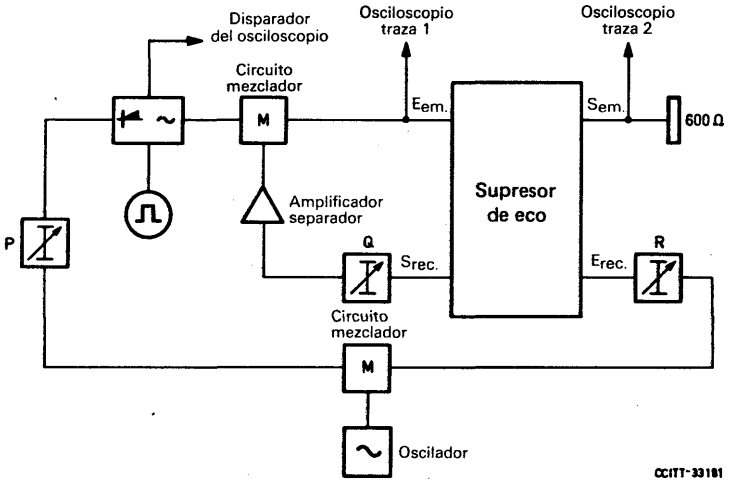


FIGURA 20/G.164

Circuito de prueba para estudiar la retención indebida de la intervención como consecuencia de un exceso de histéresis

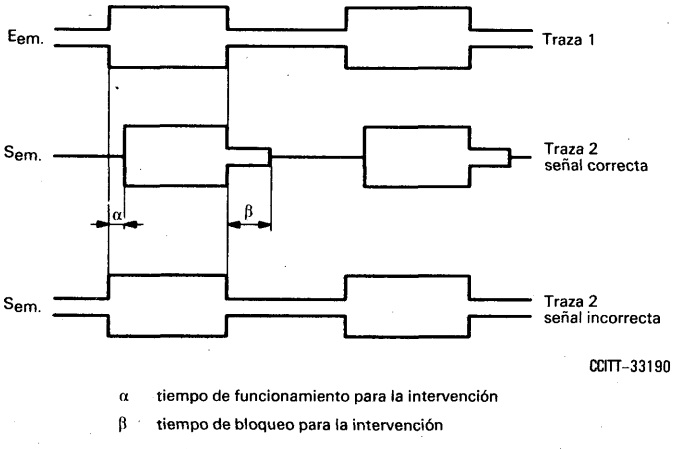


FIGURA 21/G.164

Oscilogramas obtenidos en caso de retención indebida de la intervención como consecuencia de un exceso de histéresis

6.5 *Medidas de las características dinámicas propias de los supresores de eco con intervención adaptativa*

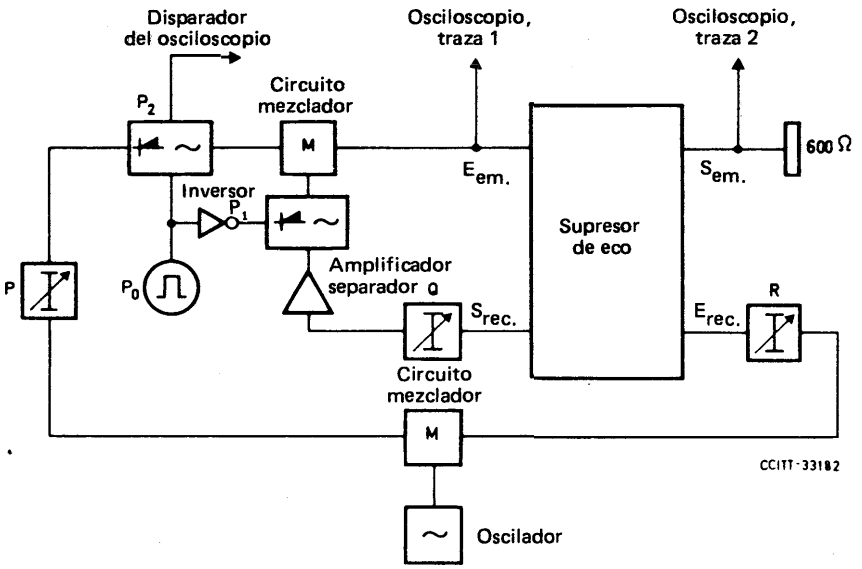
6.5.1 *Prueba N.º 9 – Sensibilidad diferencial adaptativa para la intervención*

El montaje es el de la figura 22/G.164, y el equipo necesario es el siguiente:

- un oscilador con una impedancia simétrica de 600 ohmios;
- tres atenuadores simétricos de 600 ohmios;
- una resistencia de terminación de 600 ohmios;
- dos circuitos mezcladores de 600 ohmios;
- dos generadores de ráfagas de tonos con periodo variable hasta 10 s;
- un inversor;
- un amplificador (utilizado como separador);
- un osciloscopio de doble traza;

1) Ajústese el oscilador a 1000 Hz (para las tolerancias, véase el § 6.1.4).
2) Ajústese R de manera que $N_{rec.} = 0$ dBm0.
3) Ajústese Q de manera que la atenuación entre $S_{rec.}$ y $E_{em.}$ sea igual a la diferencia entre los niveles relativos en estos puntos, más 6 dB ($a_E = 6$ dB).
4) Con P inicialmente puesto a 55 dB, por lo menos, redúzcase el valor de P a fin de aumentar $N_{em.}$ hasta que cese la supresión. Compruébese en la traza 2 del osciloscopio (véase la figura 23/G.164) que $T v_i w_i$ satisface la expresión $N_{rec.} - a_E + 3 \leqslant N_{em.} \leqslant N_{rec.} - a_E + 6$.
5) Repítanse los pasos 2 a 4 para $N_{rec.} = -8$ dBm0.
6) Repítanse los pasos 2 a 4 para $N_{rec.} = -15$ dBm0.
7) Repítanse los pasos 2 a 6 para $a_E = 15$ dB.
8) Repítanse los pasos 2 a 5 para $a_E = 24$ dB.
9) Repítanse los pasos 2 a 4 para $a_E = 26$ dB.

   Explicación: Mediante la prueba N.º 9 se verifica que la gama mínima de a_x alcanza por lo menos a 20 dB, o sea, que $a_{x\,máx} > 20$ dB.

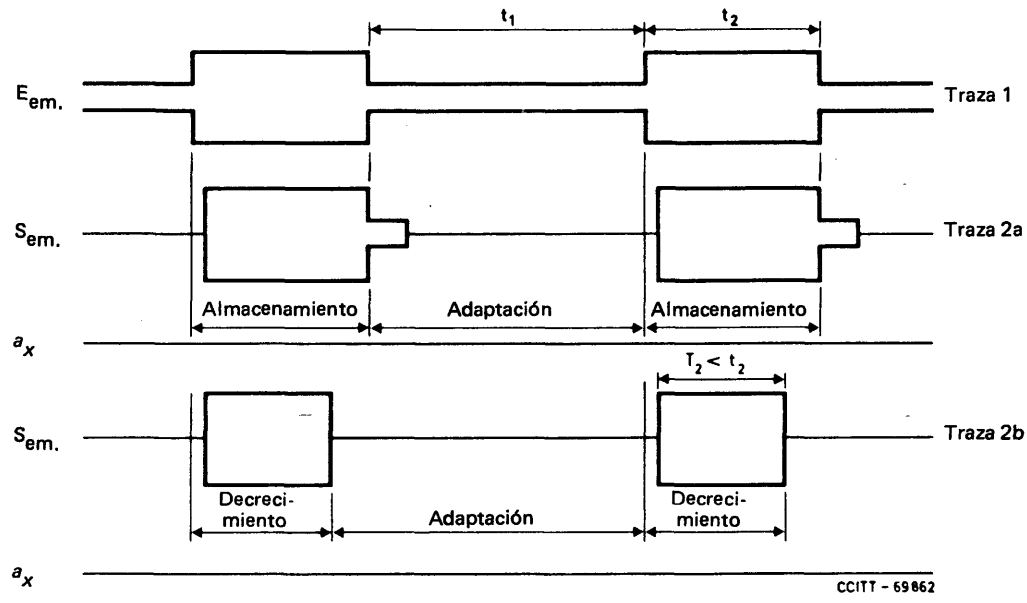


Nota 1 – $P_0 = P_2 = \overline{P}_1$ (relación entre las formas de onda P_0, P_1 y P_2).

Nota 2 – Este diagrama puede utilizarse también en la prueba N.º 10 a, véase el § 6.5.2.1.

FIGURA 22/G.164

Circuito de prueba de la sensibilidad diferencial adaptativa para la intervención y la velocidad de decrecimiento de a_x en la zona W_{Ai}



Nota 1 – Inicialmente se pone $t_1 = 5$ s y $t_2 \approx 1$ s.

Nota 2 – Puede utilizarse un menor valor de t_1, lo que dependerá de la velocidad de crecimiento y de la amplitud de la variación de a_x en el estado Z_i.

Nota 3 – Son posibles dos variantes de la traza 2.

a) Para $a_E = 6$ dB, se debe observar el tiempo de bloqueo para la intervención β (véase la figura 21/G.164) después de la transición W/Z (traza 2a).

b) Para $a_E > 6$ dB, se debe observar el tiempo β después de la transición W_{Ai}/Z_i si se ha almacenado a_x en el estado W_{Ai} (traza 2a) (véase el cuadro 6/G.164), pero no se observará si se ha hecho decrecer a_x y t_2 es suficientemente largo (traza 2b).

FIGURA 23/G.164

Oscilogramas para medidas de la sensibilidad diferencial adaptativa para la intervención

6.5.2 *Prueba N.º 10 – Medida de las velocidades de variación de a_x*

6.5.2.1 *Medida de la velocidad de decrecimiento de a_x en el estado W_{Ai}, prueba N.º 10 a*

El montaje (figura 22/G.164) y el equipo necesario son los mismos que para la prueba N.º 9.

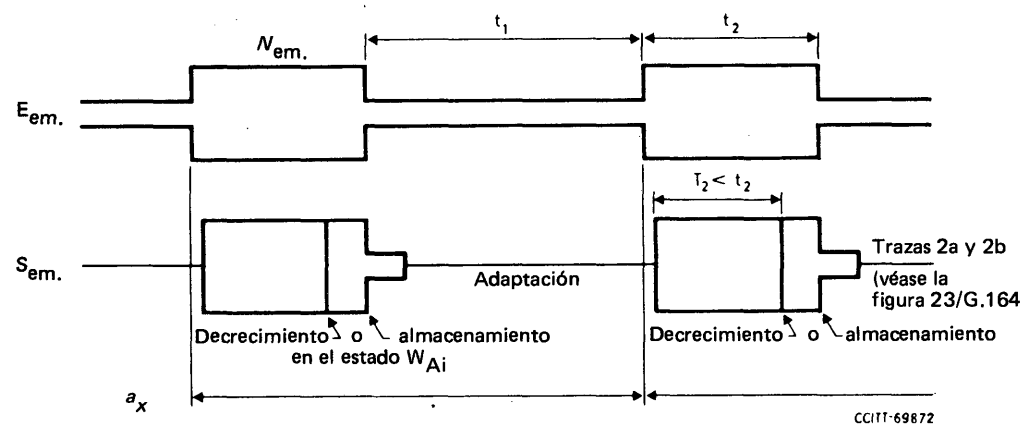
1) Ajústese el oscilador a 1000 Hz (para las tolerancias, véase el § 6.1.4).
2) Ajústese R de manera que $N_{rec.} = 0$ dBm0.
3) Ajústese Q de manera que $a_E = 20$ dB [tras convergencia en el estado Z_i, a_x tendrá un valor nominal de 14 dB (a_{xC})].
4) Utilizando P, auméntese $N_{em.}$ hasta que cese la supresión e insértese la atenuación C en el trayecto de recepción (véase la figura 7/G.164). Verifíquese que Tv_iw_i satisface la expresión $-17 \leqslant N_{em.} \leqslant -14$ (dBm0).
5) Repítase el paso 4 para obtener las trazas de la figura 24/G.164. Cuando la intervención termina (fin de T_2) antes del fin de t_2, el supresor de eco hace que a_x decrezca en la zona W_{Ai}. Se mide entonces T_2.
6) El fin de la intervención se produce cuando a_x ha decrecido hasta un umbral a_{xE} donde

$$N_{rec.} - C - N_{em.} - 3 \leqslant a_{xE} \leqslant N_{rec.} - C - N_{em.}$$

Compruébese que la velocidad teórica de decrecimiento de a_x en el estado W_{Ai} viene dada aproximadamente por la fórmula

$$V = \frac{a_{xC} - a_{xE}}{T_2} \text{ dB/s}$$

donde a_{xC} = 14 dB.



Nota 1 – t_1 podría tener una duración de hasta unos 3,5 s, lo que depende de la velocidad de crecimiento de a_x en el estado Z_i.

Nota 2 – La velocidad de decrecimiento de a_x en el estado W_{Ai} puede ser muy baja. Podría ser necesario aumentar t_2 para que fuera posible observar la forma de onda de la traza 2b.

FIGURA 24/G.164

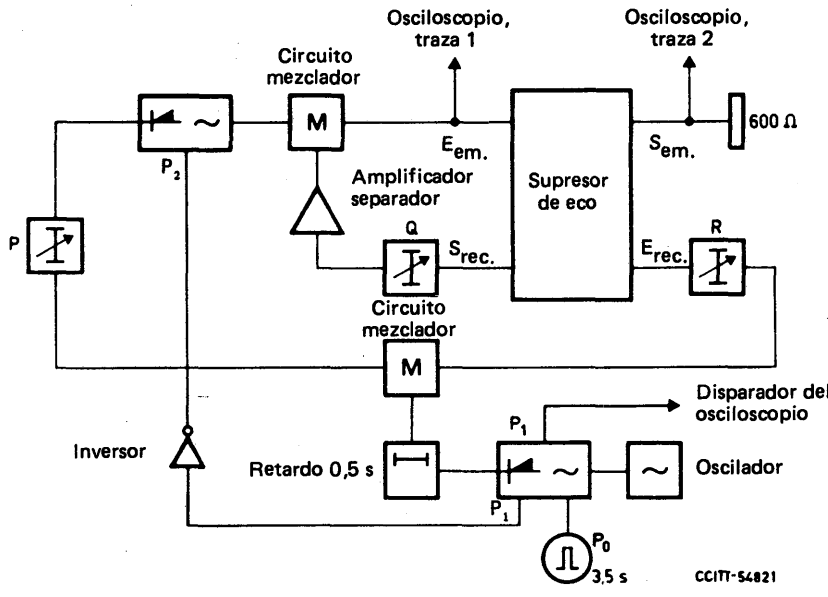
Oscilogramas para la medida de la velocidad de decrecimiento de a_x en el estado W_{Ai}

6.5.2.2 *Medida de la velocidad de crecimiento de a_x en el estado Z_i (véanse las figuras 25/G.164 y 26/G.164), prueba N.º 10 b*

El montaje es el de la figura 25/G.164, y el equipo necesario es el siguiente:

- un oscilador con impedancia simétrica de 600 ohmios;
- tres atenuadores simétricos de 600 ohmios;
- dos circuitos mezcladores de 600 ohmios:
- una resistencia de terminación de 600 ohmios;
- dos generadores de ráfagas de tono con periodo variable hasta 10 s;
- un inversor:
- un amplificador (utilizado como separador);
- un dispositivo de retardo en audiofrecuencia con un retardo de 500 ms;
- un osciloscopio de doble traza.

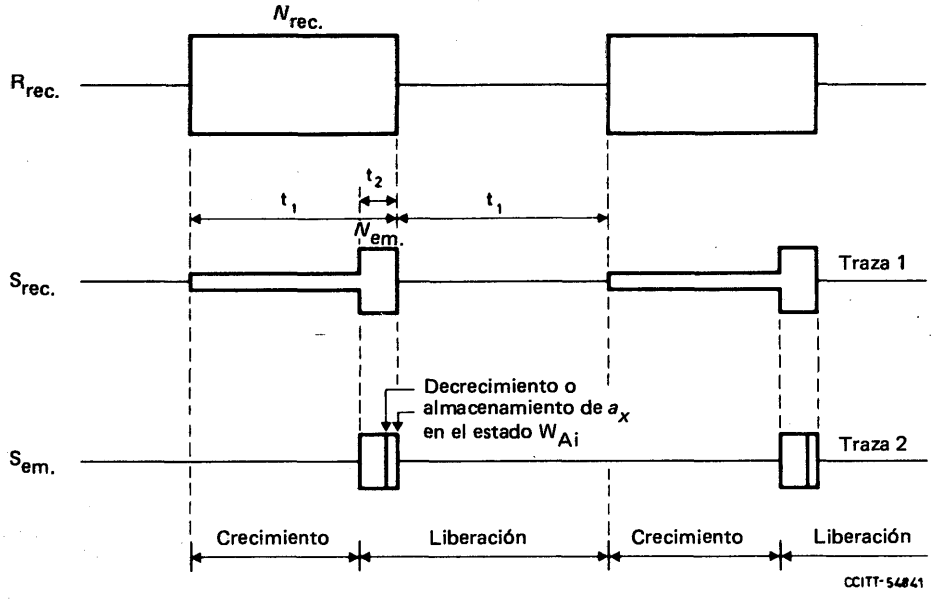
1) Ajústese el oscilador a 1000 Hz (para las tolerancias, véase el § 6.1.4).
2) Ajústese R de manera que $N_{rec.}$ = 0 dBm0.
3) Ajústese Q de manera que a_E = 20 dB.
4) Ajústese P de manera que $N_{em.}$ = −12 dBm0.
5) Ajústense los periodos de «CERRADO» y «ABIERTO» de P_0, para los tonos a 3,5 s.
6) Compruébese que t_1 y t_2 son respectivamente iguales a 3,6 y 0,5 s.
7) Verifíquese que la intervención se produce en la traza 2 del osciloscopio (véase la figura 26/G.164).



Nota – $P_0 = P_1 = \overline{P}_2$ (relación entre las formas de onda P_0, P_1 y P_2).

FIGURA 25/G.164

Circuito para la medida de la velocidad de crecimiento de a_x en el estado Z_i



Nota – Es posible cualquiera de las dos trazas, lo que dependerá del algoritmo utilizado en el estado W_{Ai}.

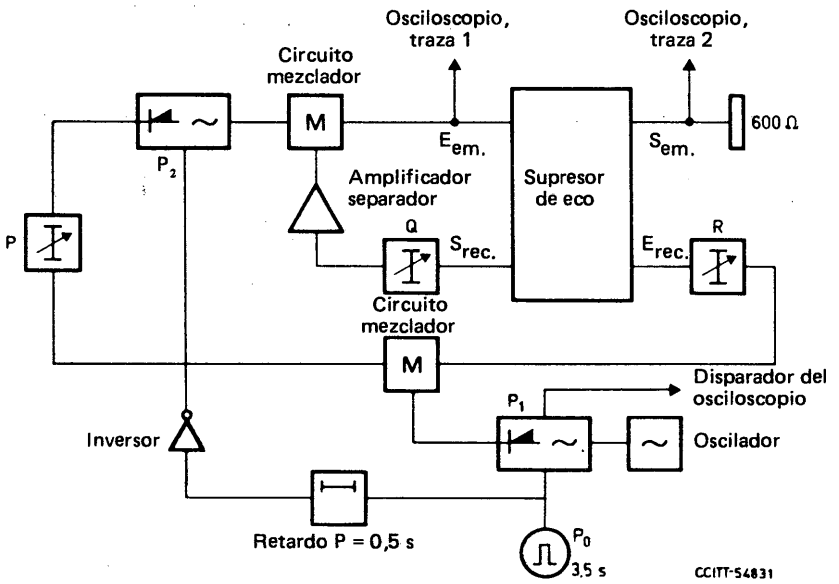
FIGURA 26/G.164

Oscilogramas para la medida de la velocidad de crecimiento de a_x en el estado Z_i.

6.5.2.3 *Medida de la velocidad de liberación de a_x en el estado X (véanse las figuras 27/G.164 y 28/G.164), prueba N.º 10 c*

El montaje es el de la figura 27/G.164, y el equipo necesario es el mismo que para la prueba N.º 10 b.

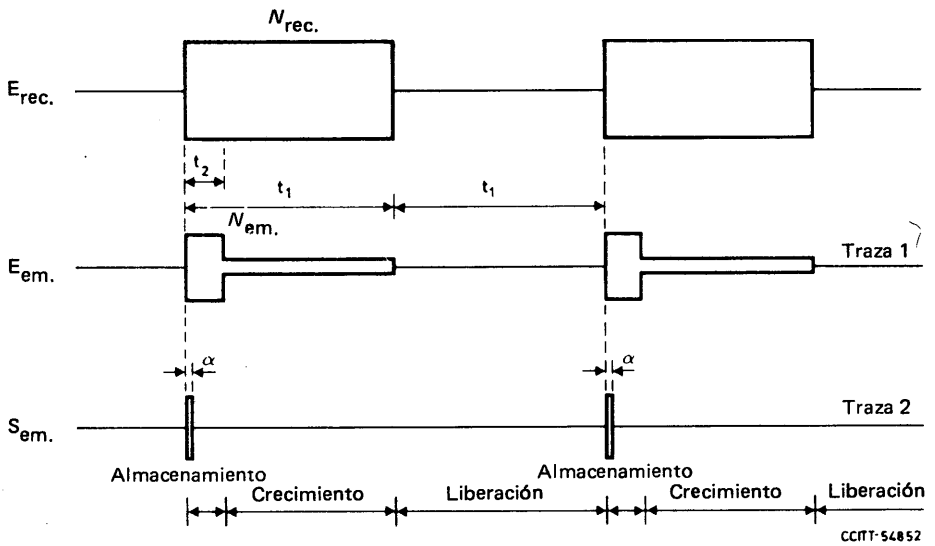
1) Ajústese el oscilador a 1000 Hz (para las tolerancias, véase el § 6.1.4).
2) Ajústese Q de manera que a_E = 20 dB.
3) Ajústese R de manera que $N_{rec.}$ = 0 dBm0.
4) Ajústese P de manera que $N_{em.}$ = −12 dBm0.
5) Ajústense los periodos de «CERRADO» y «ABIERTO» de P_0, para los tonos, a 3,5 s.
6) Compruébese que t_1 y t_2 son respectivamente iguales a 3,5 y 0,5 s.
7) Verifíquese que no se produce la intervención en la traza 2 del osciloscopio.



Nota – $P_0 = P_1$; $P_2 = \overline{P_1 \times \delta(T)}$ (relación entre las formas de onda P_0, P_1 y P_2).

FIGURA 27/G.164

Circuito para la medida de la velocidad de liberación de a_x en el estado X



Nota – Una posible presencia de N_{em} durante α < 2 ms no afecta al resultado de la prueba.

FIGURA 28/G.164

Oscilogramas para la medida de la velocidad de liberación de a_x en el estado X

Referencias

[1] Recomendación del CCITT *Supresores de eco para circuitos con cortos o largos tiempos de propagación*, Libro Naranja, Tomo III, Rec. G.161, UIT, Ginebra, 1977.

[2] Recomendación del CCITT *Influencia de las redes nacionales en la estabilidad y el eco en las comunicaciones internacionales*, Libro Naranja, Tomo III, Rec. G.122, parte B, b), UIT, Ginebra, 1977.

[3] Recomendación del CCITT *Características de comportamiento de los canales MIC entre interfaces a cuatro hilos a frecuencias vocales*, Tomo III, Rec. G.172.

[4] Recomendación del CCITT *Características de los equipos múltiplex MIC primarios que funcionan a 1544 kbit/s*, Tomo III, Rec. G.733.

[5] Recomendación del CCITT *Módem dúplex a 300 bit/s normalizado para uso en la red telefónica general con conmutación*, Tomo VIII, Rec. V.21.

Recomendación G.165

COMPENSADORES DE ECO

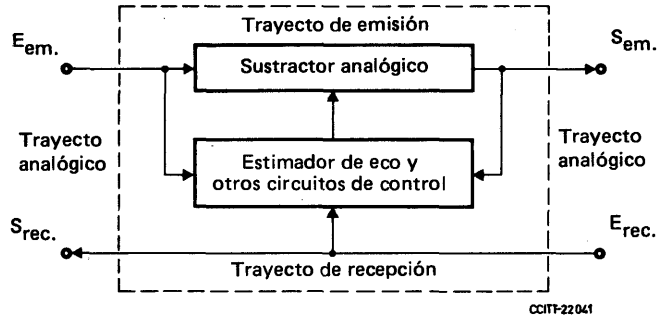
(Ginebra, 1980; modificada en Málaga-Torremolinos, 1984 y Melbourne, 1988)

1 Consideraciones generales

1.1 Los compensadores de eco son dispositivos activados por la voz, instalados en la parte a cuatro hilos de un circuito (que puede ser un trayecto de circuito individual o un trayecto que curse una señal multiplexada) y que tienen por función reducir el eco del circuito, para lo cual se sustrae de éste un eco de un valor estimado. Pueden caracterizarse atendiendo al hecho de que el trayecto de transmisión o la sustracción del eco se efectúan por medios analógicos o digitales (véanse las figuras 1/G.165, 2/G.165, y 3/G.165).

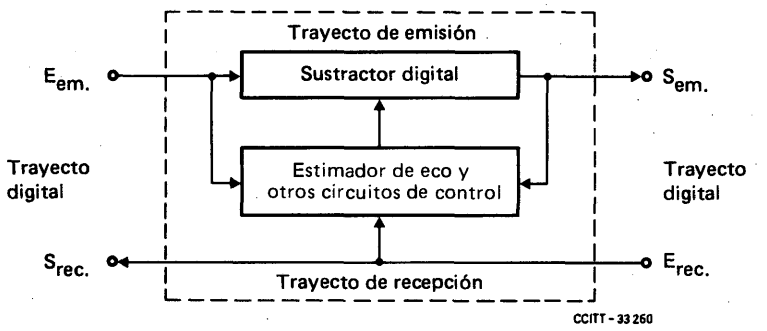
1.2 Esta Recomendación es aplicable al diseño de compensadores de eco que utilizan técnicas analógicas o digitales y se destinan a ser utilizados en un circuito internacional. Los compensadores de eco diseñados conforme a esta Recomendación serán compatibles entre sí, así como también con los supresores de eco diseñados de conformidad con las Recomendaciones G.161 [1] y G.164. La compatibilidad está definida en el § 1.4 de la Recomendación G.164. Los detalles de diseño no comprendidos en los requisitos quedan a la disposición del proyectista.

Los compensadores de eco se pueden utilizar, para fines distintos del de la protección contra el eco de la red en circuitos internacionales, por ejemplo, en transformadores diferenciales activos a dos hilos/cuatro hilos o repetidores a dos hilos; ahora bien, esta Recomendación no se aplica a tales compensadores de eco.



$E_{em.}$ Puerto de entrada emisión $E_{rec.}$ Puerto de entrada recepción
$S_{em.}$ Puerto de salida emisión $S_{rec.}$ Puerto de salida recepción

FIGURA 1/G.165
Compensador de eco tipo A



Nota – Funcionalmente, el interfaz de un compensador de eco digital (CED) de tipo *C* es a 64 kbit/s. Sin embargo, se pueden combinar, por ejemplo, 24 ó 30 compensadores de eco digitales, que corresponden respectivamente a los niveles de la jerarquía digital primaria de 1544 kbit/s y 2048 kbit/s.

FIGURA 2/G.165

Compensador de eco tipo C

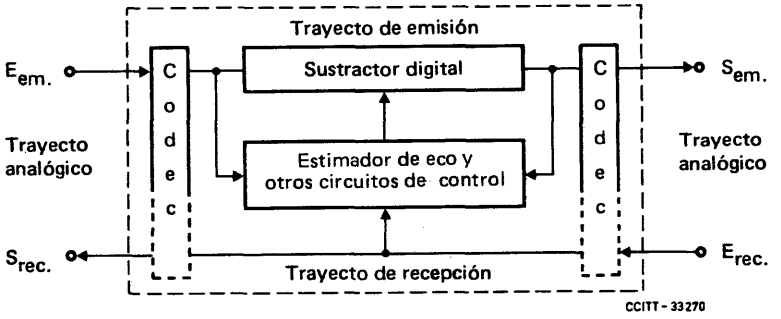


FIGURA 3/G.165

Compensador de eco tipo D

2 Definiciones relativas a los compensadores de eco [1]

En las definiciones y el texto, *N* denotará el nivel relativo de potencia de una señal expresado en dBm0 y *A* denotará la atenuación o pérdida en el trayecto de una señal, expresada en dB.

2.1 **compensador de eco; cancelador de eco** (véase la figura 4/G.165)

E: echo canceller

F: annuleur d'écho

Dispositivo activado por la voz, instalado en la parte a cuatro hilos de un circuito y que tiene por función reducir el eco del extremo cercano presente en el trayecto emisión, para lo cual se sustrae un valor estimado de ese eco, del eco del extremo cercano.

[1] Al formular estas definiciones se ha partido del supuesto de que los trayectos de emisión y de recepción no dan lugar, a menos que se indique lo contrario, a procesos alineales tales como el recorte (limitación de amplitud) en el centro de las señales, y que la única señal presente en $E_{em.}$ es la debida al eco.

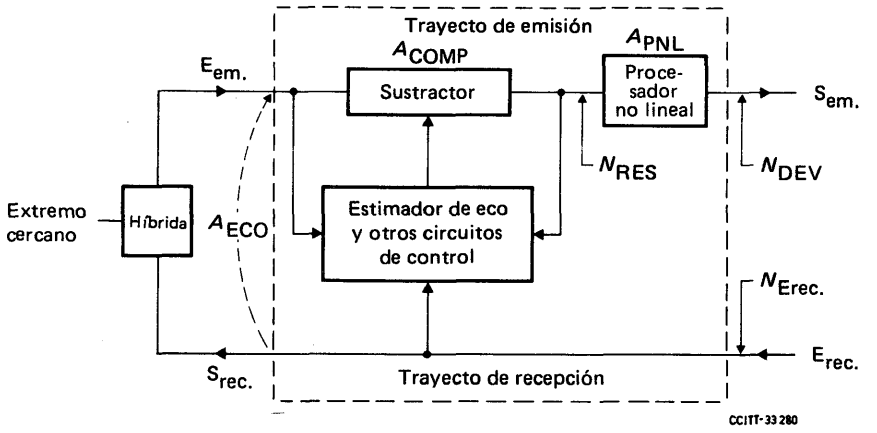


FIGURA 4/G.165

Compensador de eco

2.2 **atenuación del eco (A_{ECO})**

E: echo loss (A_{ECHO})

F: affaiblissement d'écho (A_{ECHO})

Atenuación de una señal desde el puerto de salida recepción ($S_{rec.}$) hasta el puerto de entrada emisión ($E_{em.}$) de un compensador de eco, debido a la pérdida de transmisión y en la híbrida, es decir, la atenuación en el trayecto del eco.

Nota – Esta definición no concuerda exactamente con la que figura en el § 2.2 de la Recomendación G.122, que se aplica a la atenuación del trayecto *a-t-b* vista desde el extremo virtual del circuito internacional. El compensador de eco puede estar situado más próximo al punto de reflexión del eco.

2.3 **compensación; cancelación (A_{COMP})**

E: cancellation (A_{CANC})

F: annulation (A_{NL})

Atenuación de la señal de eco al pasar por el trayecto emisión de un compensador de eco. Esta definición excluye específicamente todo tratamiento no lineal de salida del compensador para proporcionar una atenuación mayor.

2.4 **nivel de eco residual (N_{RES})**

E: residual echo level (L_{RES})

F: niveau d'écho résiduel (N_{RES})

Nivel de la señal de eco que subsiste en el puerto de salida emisión ($E_{em.}$) de un compensador de eco en funcionamiento después de una compensación imperfecta del eco de circuito. Estará relacionado con la señal de entrada del lado recepción $N_{Erec.}$ de acuerdo con la siguiente fórmula:

$$N_{RES} = N_{Erec.} - A_{ECO} - A_{COMP}$$

No se incluye eventuales tratamientos no lineales.

2.5 **procesador no lineal (PNL)**

E: nonlinear processor (NLP)

F: processeur non linéaire (PNL)

Dispositivo con un umbral de supresión definido y en el que:

a) se suprimen las señales detectadas con un nivel inferior al umbral, y

b) se dejan pasar las señales detectadas con un nivel superior al umbral, aunque éstas pudieran ser distorsionadas.

Nota 1 – El funcionamiento concreto de un procesador no lineal depende del algoritmo de detección y de control utilizado.

Nota 2 – Ejemplo de procesador no lineal es un recortador del centro de las señales analógicas, en el cual las señales de niveles inferiores a un umbral definido son forzadas a un cierto valor mínimo.

2.6 **atenuación por procesamiento (o tratamiento) no lineal (A_{PNL})**

E: nonlinear processing loss (A_{NLP})

F: affaiblissement par traitement non linéaire (A_{TNL})

Atenuación adicional del nivel del eco residual mediante un procesador no lineal situado en el trayecto emisión de un compensador de eco.

Nota – En un orden estricto, la atenuación causada por un proceso no lineal no puede expresarse en decibelios. No obstante, para facilitar la explicación y discusión del funcionamiento del compensador de eco, una utilización inteligente de A_{PNL} resulta útil.

2.7 **nivel del eco devuelto (N_{DEV})**

E: returned echo level (L_{RET})

F: niveau de retour d'écho (N_{RET})

Nivel de la señal en el puerto de salida emisión de un compensador de eco en funcionamiento que recibirá devuelta la persona que habla. Se incluye la atenuación causada por un procesador no lineal, si está normalmente presente. N_{DEV} está relacionado con $N_{Erec.}$ por la fórmula:

$$N_{DEV} = N_{Erec.} - (A_{ECO} + A_{COMP} + A_{PNL})$$

En ausencia de un tratamiento no lineal, obsérvese que $N_{RES} = N_{DEV}$.

2.8 **atenuación combinada (A_{COMB})**

E: combined loss (A_{COM})

F: affaiblissement combiné (A_{COM})

La suma de la atenuación del eco, la atenuación por compensación y la atenuación por tratamiento no lineal (si existiera). Esta atenuación permite establecer la siguiente relación entre $N_{Erec.}$ y N_{DEV}

$$N_{DEV} = N_{Erec.} - A_{COMB}, \text{ donde } A_{COMB} = A_{ECO} + A_{COMP} + A_{PNL}.$$

2.9 **convergencia**

E: convergence

F: convergence

Proceso de elaboración de un modelo del trayecto de eco que se utilizará en el estimador de eco para obtener la estimación del eco de circuito.

2.10 **tiempo de convergencia**

E: convergence time

F: temps de convergence

Para un determinado trayecto de eco, el intervalo que transcurre entre el instante en que una señal de prueba definida se aplica al puerto de entrada recepción de un compensador de eco con la respuesta impulsional estimada del trayecto de eco inicialmente puesta a cero, y el instante en que el nivel de eco devuelto en el puerto de salida emisión alcanza un nivel determinado.

2.11 **tiempo de fuga**

E: leak time

F: temps de fuite

Intervalo entre el instante en que deja de aplicarse una señal de prueba al puerto de entrada recepción de un compensador de eco que ha alcanzado la plena convergencia y el instante en que el modelo de trayecto de eco en el compensador de eco cambia, de modo que, cuando se aplica una señal de prueba al puerto de entrada recepción con los circuitos de convergencia desactivados, el eco devuelto alcanza un nivel determinado.

Esta definición se refiere a compensadores de eco que emplean, por ejemplo, integradores con fugas en los circuitos de convergencia.

3 Características de los compensadores de eco

3.1 *Consideraciones generales*

Esta Recomendación es aplicable al diseño de compensadores de eco. Se supone que los compensadores de eco son «semicompensadores de eco», es decir, que la compensación sólo se produce en el trayecto emisión como consecuencia de señales presentes en el trayecto recepción.

3.2 *Finalidad, funcionamiento y campo de aplicación*

En un circuito telefónico cualquiera a dos hilos, o mixto a dos hilos y cuatro hilos, el eco es causado por desequilibrios de impendancia. Puede emplearse un compensador de eco para reducir el eco a niveles admisibles.

El eco presente en el puerto de entrada emisión de un compensador de eco es una reproducción deformada y retardada de la señal vocal procedente del extremo distante, es decir, el eco es la señal vocal entrante modificada por el trayecto de eco. El trayecto de eco se describe corrientemente por su respuesta impulsional (véase la figura 5/G.165). Esta respuesta de un trayecto de eco típico muestra la señal afectada por un retardo t_r, debido a los retardos propios de los medios de transmisión que forman el trayecto de eco, y una dispersión debida a la limitación de la banda de frecuencias y a las reflexiones múltiples. Su suma representa el retardo del trayecto de eco, t_d. Los valores del retardo y la dispersión variarán según las propiedades de los trayectos de eco, es decir, pueden ser diferentes en las distintas redes nacionales. Se supone que los trayectos de eco son esencialmente lineales y no varían de forma continua en función del tiempo[2], es decir, no presentan fluctuaciones de fase (véase la Recomendación G.164). Además, probablemente la atenuación del trayecto de eco en dB (véase el § 2.2) tendrá un valor tal que la atenuación mínima desde el puerto de salida recepción ($S_{rec.}$) al puerto de entrada emisión ($E_{em.}$) del supresor de eco será igual a la diferencia entre los niveles relativos de estos dos puertos más 6 dB. Los compensadores de eco construidos conforme a esta Recomendación funcionarán debidamente para una atenuación de eco (A_{ECO}) de 6 dB o mayor. Para una A_{ECO} de menos de 6 dB, los compensadores de eco podrán también funcionar, pero con una degradación de la calidad de funcionamiento. No es posible cuantificar tal degradación.

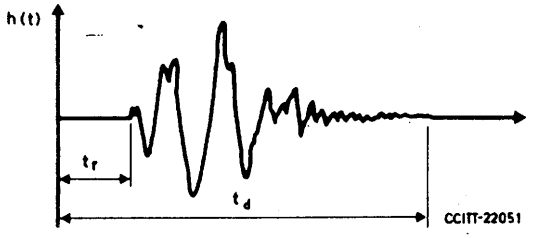


FIGURA 5/G.165

Ejemplo de respuesta impulsional de un trayecto de eco

[2] Es posible que los compensadores de eco construidos específicamente para trayectos de eco no lineales y/o dependientes del tiempo sean mucho más complejos. Se estima que la información disponible es insuficiente para incluir tales compensadores de eco en esta Recomendación. Los compensadores de eco conformes a esta Recomendación son adaptativos y tendrán en cuenta los trayectos de eco que presentan variaciones lentas cuando sólo están presentes señales vocales en recepción.

Un compensador de eco deberá poder sintetizar una reproducción de la respuesta impulsional del trayecto de eco. Muchos compensadores de eco modelan el trayecto de eco mediante datos tomados por muestreo a la velocidad de Nyquist (8000 Hz). Para que este compensador de eco pueda funcionar debidamente deberá tener una memoria con capacidad suficiente para almacenar el número requerido de muestras[3]. La cuestión típica es la siguiente: si el número de elementos de almacenamiento es insuficiente, no será posible obtener una síntesis correcta de todos los trayectos de eco; si, por el contrario, el número de elementos de almacenamiento es demasiado elevado, se producirá un ruido adicional no deseado, como consecuencia de los elementos no utilizados que, debido al ruido introducido por el proceso de estimación, generalmente no tienen valor cero. Debe señalarse que un compensador de eco introduce un trayecto de eco paralelo adicional. Si la diferencia entre las respuestas impulsionales del modelo de trayecto de eco y del trayecto de eco propiamente dicho alcanza cierta magnitud, el eco total devuelto puede ser mayor que el debido al trayecto de eco solamente.

Los trayectos de eco cambian cuando el compensador de eco se utiliza en conexiones sucesivas. Cuando la señal vocal llega por primera vez a $E_{rec.}$, el compensador de eco deberá adaptarse o converger al nuevo trayecto de eco, y es conveniente que esto se efectúe en un lapso relativamente corto, por ejemplo de aproximadamente medio segundo. Asimismo, el eco residual deberá ser pequeño, independientemente del nivel de la señal vocal en recepción y de las características del trayecto de eco. Algunas Administraciones consideran que puede admitirse un nivel de eco residual ligeramente superior, siempre que sea objeto de una reducción adicional, mediante un tratamiento no lineal de poca magnitud (véase el § 5).

Cuando el abonado local comienza a hablar al tiempo que recibe aún señales vocales («habla simultánea»), el compensador de eco puede interpretar la señal en emisión como un nuevo eco y tratar de adaptarse al mismo. Esto puede degradar considerablemente la calidad subjetiva de la conexión. No sólo se reduce la compensación del eco, sino que puede producirse la distorsión de las señales vocales en habla simultánea al tratar el compensador de eco de adaptarse dinámicamente. Para resolver esta situación se suelen emplear dos métodos. El primero consiste en utilizar un algoritmo que causa una adaptación lenta durante los periodos de habla simultánea. El segundo procedimiento se basa en el empleo de un detector de habla simultánea, similar al utilizado en los supresores de eco. Sin embargo, el detector de habla simultánea del compensador de eco, deberá, en general, favorecer la intervención incluso a riesgo de que se produzca un funcionamiento intempestivo como consecuencia de la recepción de un eco. En esto difiere del detector de habla simultánea en un supresor de eco.

Por tanto, los compensadores de eco habrán de satisfacer los siguientes requisitos fundamentales:

1) tener una convergencia rápida;

2) tener un bajo nivel de eco devuelto en monólogo;

3) tener una divergencia pequeña en habla simultánea.

Cuando los compensadores de eco están situados en el lado abonado del equipo de señalización internacional, los tonos de señalización no pasan a través de los compensadores, por lo que no es necesaria ninguna acción especial. Cuando los compensadores están en el lado internacional del equipo de señalización, son normalmente neutralizados por el conmutador durante los intervalos activos de intercambio de señalización a fin de evitar la distorsión de los tonos de señalización por el compensador de eco. Cuando aparecen simultáneamente tonos de señalización en los puertos de recepción y emisión del compensador (habla simultánea), la señal de recepción será procesada a través del modelo de trayecto de eco contenido en el compensador. La estimación de la señal producida por el compensador puede distorsionar suficientemente la señal del lado emisión, por lo que no será correctamente reconocida por la unidad de recepción de señalización (nota 1). Un compensador de eco debe ser neutralizado durante la transmisión de la señal de verificación de continuidad de los Sistemas de Señalización N.° 6 y N.° 7 del CCITT (nota 2). Si un compensador de eco conforme con la Recomendación G.165 está situado en el lado internacional de las unidades de señalización del sistema N.° 5 del CCITT, un compensador activado causará interferencia con el intercambio de señalización continuamente obligado del Sistema de Señalización N.° 5, a menos que se adopten precauciones especiales. Pueden verse detalles en la Recomendación Q.115.

Nota 1 – En algunos compensadores de eco, este problema no aparece cuando las frecuencias de emisión y recepción son diferentes.

Nota 2 – La Recomendación Q.271 sobre el Sistema de Señalización N.° 6 del CCITT y la Recomendación Q.724 sobre el sistema N.° 7 incluyen ambas la siguiente declaración: «Como la presencia de un supresor de eco activo en el circuito entorpecería las pruebas de continuidad, es necesario neutralizarlo durante las pruebas y reactivarlo, en caso necesario, una vez terminadas».

---

[3] Se han efectuado con éxito demostraciones de compensadores de eco con capacidades de memoria de 16 ms a 40 ms. El máximo retardo de eco, t_d admisible en la red en que se empleará el compensador de eco determinará la capacidad de memoria necesaria.

3.3 *Activación y neutralización externas*

El compensador de eco debiera ofrecer las posibilidades de ser activado o neutralizado por una puesta a tierra exterior, derivada del circuito interurbano. Este elemento tendría por misión permitir o impedir, según el caso, el funcionamiento normal del compensador de eco. Ciertos compensadores de eco tipo C pueden ser neutralizados directamente por una señal digital. Para algunas señales de datos digitales puede ser necesario que los compensadores de eco tipo C aseguren la integridad de la secuencia de bits en el estado externamente desactivado.

3.4 *Pruebas y requisitos de calidad funcionamiento con señales de entrada aplicadas a los trayectos emisión y recepción*

3.4.1 *Calidad de transmisión*

Salvo en lo que seguidamente se indica, se aplicarán a los compensadores de eco las disposiciones apropiadas sobre calidad de transmisión de la Recomendación G.164.

3.4.1.1 *Distorsión por retardo – tipo A*

La distorsión por retardo con respecto al retardo mínimo no excederá de los valores que se indican en el cuadro 1/G.165.

CUADRO 1/G.165

Banda de frecuencias (Hz)	Distorsión por retardo (μs)
500 a 600	300
600 a 1000	150
1000 a 2600	50
2600 a 3000	250

3.4.1.2 *Distorsión de atenuación – tipo A*

La distorsión de atenuación será tal que, si Q dB es la atenuación a 800 Hz (o 1000 Hz) la atenuación a cualquier frecuencia de la banda de 300 a 3400 Hz esté comprendida entre (Q + 0,5) dB y (Q – 0,2) dB, y a 200 Hz, esté comprendida entre (Q + 1,0) dB y (Q – 0,2) dB.

3.4.1.3 *Retardo de grupo – tipo C*

El retardo de grupo en el trayecto emisión debe mantenerse lo más reducido posible y no debe exceder de 1 ms. En el trayecto recepción no debe producirse ningún retardo apreciable.

Nota – La creación de deslizamientos de trama en el trayecto de eco puede producir ocasionalmente una degradación de la compensación del eco. Si es necesario un retardo para sincronizar los trayectos de emisión y recepción digitales, el retardo admisible global en el trayecto emisión (incluido el retardo de grupo antes citado), no debe exceder de 1 ms, y en el trayecto recepción, de 250 μs.

3.4.1.4 *Retardo de grupo – tipo D*

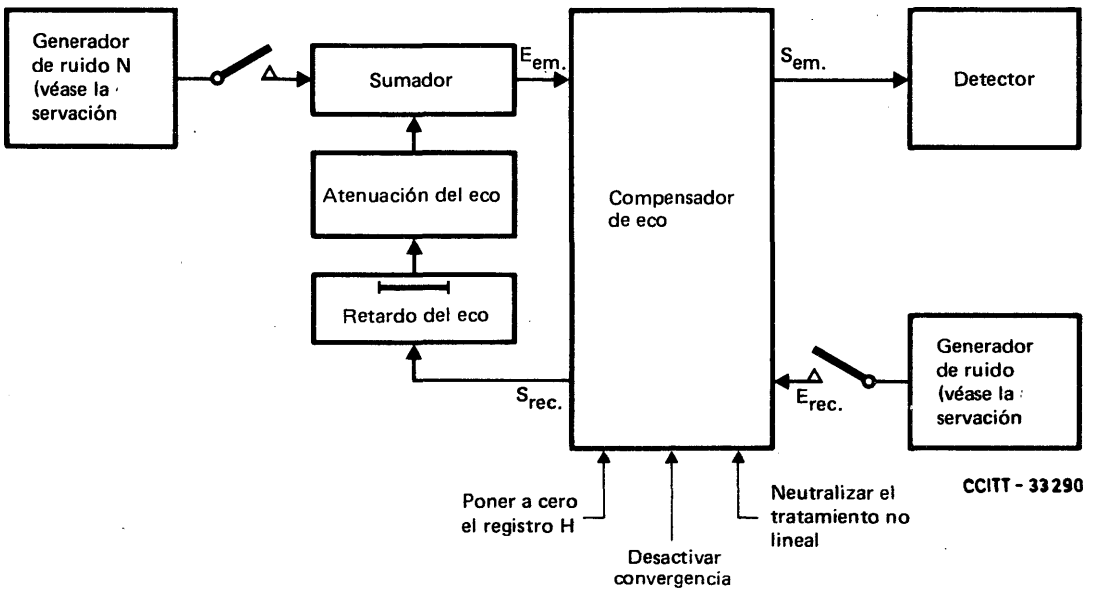
Los retardos de grupo en los trayectos emisión y recepción cumplirán los requisitos del § 3.4.1.3 para los compensadores de eco tipo C, con la adición del retardo permitido para los codecs, indicado en la Recomendación G.712.

3.4.2 *Calidad de funcionamiento de los compensadores de eco*

Las características de funcionamiento que se indican a continuación son las de los compensadores de eco que incluyen procesadores no lineales (véase el anexo A para los compensadores de eco no provistos de procesadores no lineales).

En las pruebas se ha supuesto que el procesador no lineal puede neutralizarse, que el dispositivo para la memoria de la respuesta impulsional del trayecto de eco (registro H) puede liberarse (ponerse a cero) y que se puede desactivar la adaptación.

Los requisitos se han descrito sobre la base de pruebas efectuadas aplicando señales a $E_{rec.}$ y $E_{em.}$ de un compensador de eco y midiendo la señal en $S_{em.}$. El montaje de prueba se muestra en la figura 6/G.165. Se supone que los puertos son puntos de igual nivel relativo. Como señal de prueba en la entrada recepción se empleó ruido blanco limitado en banda. La atenuación del eco es independiente de la frecuencia.



Nota — Los requisitos estipulados en el § 3.4.2 se basan en la utilización de ruido blanco limitado en banda (300-3400 Hz) como señal de prueba. Puede utilizarse también ruido conformado según la Recomendación G.227. Sin embargo, las posibilidades de aplicación de los requisitos del § 3.4.2 deben confirmarse y se encuentran en estudio.

Se encuentra también en estudio la utilización de otras señales de prueba más representativas de la palabra real, y posibles modificaciones de los procedimientos y requisitos de las pruebas.

FIGURA 6/G.165

Prueba de funcionamiento de los compensadores de eco

El compensador de eco tiene por finalidad principal controlar el eco de una señal vocal de excitación. Esto se consigue sintetizando una reproducción de la respuesta impulsional del trayecto de eco, que se utiliza para generar una estimación del eco que se sustrae del eco real del circuito. La síntesis debe realizarse utilizando una señal vocal de entrada. Dada la dificultad de definir una señal vocal de prueba, las descritas a continuación son pruebas tipo y se basan en la utilización de una señal de prueba de ruido limitado en banda, esencialmente por razones de conveniencia y posibilidad de repetición de las medidas. Estas pruebas sólo se realizarían en un compensador de eco después que se haya comprobado que sintetiza debidamente una reproducción de la respuesta impulsional del trayecto de eco a partir de una señal vocal de entrada y su eco correspondiente. Estas señales no se utilizan en las pruebas descritas en este punto. Además, el procesador no lineal del compensador de eco debe diseñarse para que minimice y potencialmente evite los efectos perceptibles del recorte por habla simultánea y el contraste de ruido (véase la Recomendación G.164, cuadro 1, nota a)). Hay en estudio pruebas para asegurar un funcionamiento correcto.

3.4.2.1 *Prueba N.º 1 – Prueba de los niveles del eco residual y del eco devuelto en régimen permanente*

Esta prueba tiene por objeto verificar que la compensación en régimen permanente (A_{COMP}) es suficiente para producir un nivel de eco residual suficientemente bajo para permitir la aplicación de un tratamiento no lineal sin depender excesivamente de éste.

Después de liberar inicialmente el registro H, se aplica una señal en recepción durante un plazo suficiente para que el compensador converja y produzca un nivel de eco residual en régimen permanente.

Requisito (provisional)

Con el registro H inicialmente puesto a cero y el procesador no lineal neutralizado, para todo valor del nivel de la señal en la entrada recepción tal que -30 dBm0 $\leqslant N_{Erec.} \leqslant -10$ dBm0 y para todos los valores de atenuación de eco $\geqslant$ 6 dB y de retardo de trayecto de eco, $t_d \leqslant \Delta$ ms[4], el nivel de eco residual debe ser igual al indicado en la figura 7/G.165. Cuando el procesador no lineal está desactivado, el nivel del eco devuelto será inferior a -65 dBm0.

Nota – La Recomendación G.113 permite hasta cinco codecs MIC en el trayecto de eco. No se ha verificado que, en estas condiciones, se cumplan los requisitos de la figura 7/G.165. Esto se encuentra en estudio.

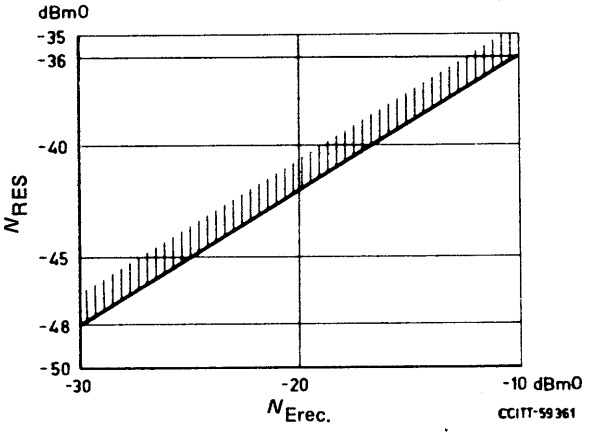


FIGURA 7/G.165

3.4.2.2 *Prueba N.º 2 – Prueba de convergencia*

Esta prueba tiene por objeto verificar que el compensador de eco converge rápidamente para todas las combinaciones de niveles de la señal de entrada y trayectos de eco, y que el nivel del eco devuelto es suficientemente bajo. Inicialmente, se libera el registro H y se desactiva la adaptación. El detector de habla simultánea, de haberlo, se pone en el modo habla simultánea, para lo cual se aplican señales a $E_{em.}$ y $E_{rec.}$. Se quita entonces la señal de $E_{em.}$ y simultáneamente se activa la adaptación. El grado de adaptación, medido por el nivel del eco devuelto, depende de las características de convergencia del compensador de eco y del tiempo de bloqueo para la detección del habla simultánea.

---

[4] Se pueden construir diferentes compensadores de eco a fin de que funcionen satisfactoriamente con diferentes retardos del trayecto de eco, según las distintas redes en que se aplique. Así pues, en el contexto de esta Recomendación, Δ representa el retardo del trayecto de eco, t_d para el que se ha diseñado el compensador de eco.

El procedimiento de prueba consiste en liberar el registro H y desactivar la adaptación. Se aplica la señal N con un nivel de -10 dBm0 en $E_{rec.}$. Se suprime la señal N y, simultáneamente, se activa la adaptación (véase la figura 8/G.165). Transcurrido un intervalo de 500 ms, se desactiva la adaptación y se mide el nivel del eco devuelto. El procesador no lineal debe estar activado.

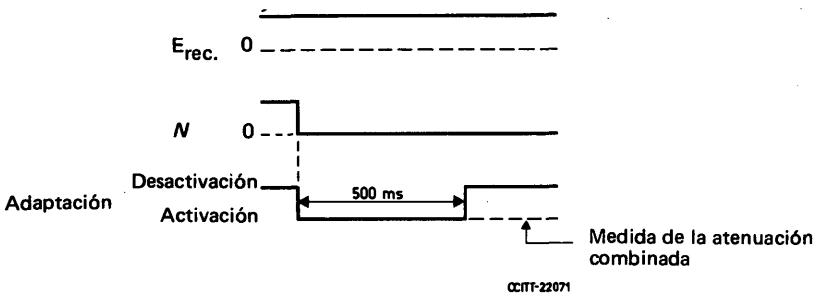


FIGURA 8/G.165

Requisito

Con el registro H puesto inicialmente a cero, para todos los valores de la gama -30 dBm0 $\leqslant N_{Erec.} \leqslant -10$ dBm0 aplicados durante 500 ms, y para todos los niveles de atenuación del eco $\geqslant$ 6 dB y un retardo del trayecto de eco, $t_d \leqslant \Delta$ ms la atenuación combinada ($A_{COMB} = A_{ECO} + A_{COMP} + A_{PNL}$) deberá ser $\geqslant$ 27 dB.

3.4.2.3 *Prueba N.º 3 – Calidad de funcionamiento en condiciones de habla simultánea*

Las dos partes de esta prueba tienen por finalidad verificar la idoneidad del método elegido para asegurar un funcionamiento del compensador en distintas condiciones de habla sumultánea. En estas pruebas se ha partido del supuesto de que, una vez detectada el habla simultánea, se toman medidas para impedir la adaptación o reducir su velocidad a fin de evitar una reducción excesiva de la compensación.

3.4.2.3.1 La prueba N.º 3 a tiene por objeto verificar que la sensibilidad de la detección de habla simultánea no sea tan alta que el eco y una señal vocal de bajo nivel procedente del extremo cercano provoquen un funcionamiento indebido del detector de habla simultánea hasta el punto de que no se produzca la adaptación. El procedimiento de prueba consiste en liberar el registro H y aplicar en $E_{rec.}$ una señal, para cierto valor de retardo de eco y de atenuación del eco. Simultáneamente (véase la figura 9/G.165), se aplica en $E_{em.}$ una señal interferente de nivel suficientemente bajo para no afectar considerablemente la capacidad del compensador de eco para converger. Esta señal no debe poner en funcionamiento el detector de habla simultánea, y deben producirse la adaptación y la compensación. Transcurrido un intervalo de 1 s, se desactiva la adaptación y se mide el eco residual. El procesador no lineal, deberá desactivarse.

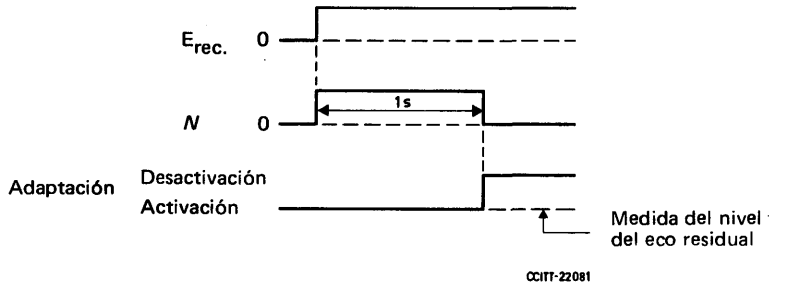


FIGURA 9/G.165

Requisito

Con registro H puesto inicialmente a cero para todos los valores de la gama -25 dBm0 $\leqslant N_{Erec.} \leqslant -10$ dBm0, $N = N_{Erec.} - 15$ dB, $A_{ECO} \geqslant 6$ dB y un retardo del trayecto de eco, $t_d \leqslant \Delta$ ms, la convergencia debe producirse en el plazo de 1,0 s y N_{RES} ha de ser $\leqslant N$.

3.4.2.3.2 La prueba N.° 3 b tiene por objeto asegurarse de que el detector de habla simultánea es lo suficientemente sensible y funciona con la suficiente rapidez para que no se produzca una gran divergencia durante el habla simultánea.

El procedimiento de prueba consiste en hacer alcanzar la plena convergencia al compensador de eco para un trayecto de eco determinado. Se aplica entonces una señal en $E_{rec.}$. Simultáneamente (véase la figura 10/G.165), se aplica en $E_{em.}$ una señal N de nivel por lo menos igual al de la de $E_{rec.}$. Esto hará que funcione el detector de habla simultánea. Transcurrido cierto tiempo, $\delta t > 0$, se desactiva la adaptación y se mide el eco residual. El procesador no lineal deberá desactivarse.

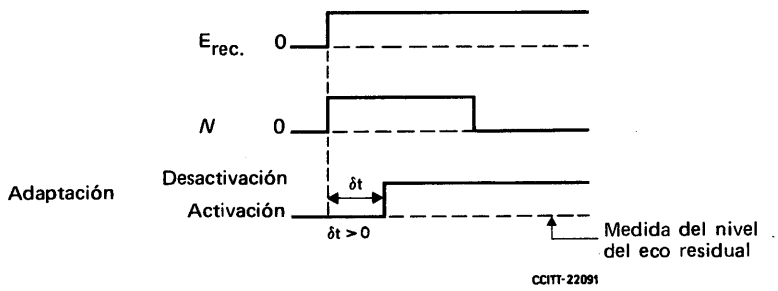


FIGURA 10/G.165

Requisito

Con el compensador de eco en el estado inicial de convergencia plena, para todos los valores de la gama -10 dBm0 $\geqslant N_{Erec.} \geqslant -30$ dBm0, y para todos los valores de $N \geqslant N_{Erec.}$, y para todos los valores de atenuación de eco $\geqslant 6$ dB y de retardo del trayecto de eco, $t_d \leqslant \Delta$ ms, el nivel del eco residual, después de la aplicación simultánea de $N_{Erec.}$ y N durante cualquier periodo de tiempo, no deberá exceder en más de 10 dB los requisitos de la prueba 1 para el régimen permanente.

3.4.2.4 *Prueba N.° 4 – Prueba del tiempo de fuga*

Esta prueba tiene por objeto asegurarse de que el tiempo de fuga no es demasiado corto, es decir, que el paso del contenido del registro H al valor cero no es demasiado rápido.

El procedimiento de prueba consiste en hacer alcanzar la plena convergencia al compensador de eco para un trayecto de eco determinado y suprimir seguidamente todas las señales aplicadas al compensador de eco. Transcurridos dos minutos se fija el contenido del registro H y se mide el eco residual (véase la figura 11/G.165). Si durante el funcionamiento normal se utiliza un procesador no lineal, deberá *desactivarse.*

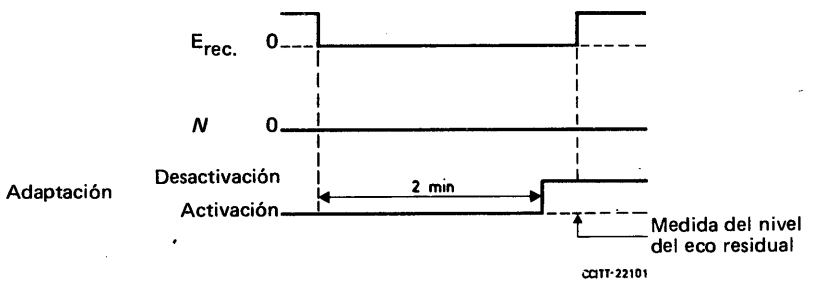


FIGURA 11/G.165

Requisito

Con el compensador de eco en el estado inicial de convergencia plena, para todos los valores de $N_{Erec.}$ tales que -30 dBm0 $\leqslant N_{Erec.} \leqslant -10$ dBm0, dos minutos después de haberse suprimido la señal $E_{rec.}$, el nivel del eco residual no deberá exceder en más de 10 dB los requisitos de la prueba N.º 1 para el régimen permanente.

3.4.2.5 *Prueba N.º 5 – Prueba de convergencia con pérdida de retorno infinita*

Esta prueba está destinada a verificar que el compensador de eco cuenta con medios para impedir la producción indeseada de eco. Esto puede producirse cuando el registro H contiene un modelo de trayecto de eco, correspondiente a una conexión anterior o a la conexión en curso, y se interrumpe el trayecto del eco (desaparece el eco de circuito) y mientras está presente una señal en $E_{rec.}$.

El procedimiento de prueba consiste en hacer alcanzar al compensador de eco la plena convergencia para un trayecto de eco determinado. Seguidamente se interrumpe el trayecto del eco mientras se aplica una señal en $E_{rec.}$. Transcurridos 500 ms después de interrumpido el trayecto de eco, se mide la señal de eco devuelto en $S_{em.}$ (véase la figura 12/G.165). El procesador no lineal deberá *desactivarse.*

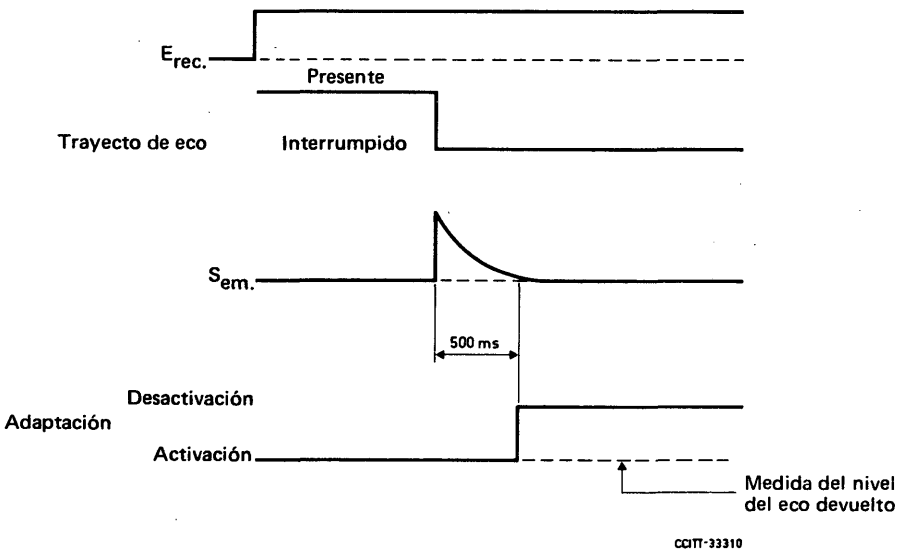


FIGURA 12/G.165

Requisito (provisional)

Con el compensador de eco en el estado inicial de convergencia plena, para todos los valores de atenuación del eco $\geqslant$ 6 dB, y para todos los valores de $N_{Erec.}$ tales que -30 dBm0 $\leqslant N_{Erec.} \leqslant -10$ dBm0, el nivel del eco devuelto en $S_{em.}$, transcurridos 500 ms después de interrumpido el trayecto de eco, debe ser $\leqslant -37$ dBm0.

3.4.2.6 *Prueba N.º 6 – Prueba de estabilidad*

En estudio.

4 Características de un neutralizador por tono para compensadores de eco

4.1 *Consideraciones generales*

A fin de asegurar el funcionamiento correcto de todos los modems actualmente especificados en las Recomendaciones de la serie V, los compensadores de eco objeto de esta Recomendación deben estar equipados con un detector de tonos conforme a este punto. Este detector de tonos responde a una señal de neutralización que difiere de la utilizada para neutralizar el supresor de eco descrito en el § 5 de la Recomendación G.164 y consiste en un tono de 2100 Hz en el que se introducen inversiones de fases periódicas. El neutralizador por tono debe sólo responder a esta señal especificada pero no a otras señales de la banda, por ejemplo vocales, o a un tono de 2100 Hz sin inversión de fase. El neutralizador por tono debe detectar una señal de neutralización que puede estar presente en el trayecto emisión o en recepción, y responder a la misma.

Los requisitos de la neutralización de los compensadores de eco, para asegurar el funcionamiento correcto con un equipo ATME N.º 2 que transmite el tono de 2100 Hz con inversiones de fase podrían satisfacerse utilizando o bien el neutralizador por tono especificado en este punto, o el neutralizador por tono para supresores de eco especificado en el § 5 de la Recomendación G.164. Sin embargo, la utilización del neutralizador especificado en el § 5 de la Recomendación G.164 no asegura el funcionamiento correcto con todos los modems actualmente especificados en Recomendaciones de la serie V.

En esta sección, el término «neutralizado» (o «desactivado», o «inhabilitado») se refiere a una condición en la cual el compensador de eco está configurado de forma tal que ya no modifica las señales que pasan a través del mismo en uno u otro sentido. En tal condición, no se sustrae del trayecto emisión una estimación de eco, el procesador no lineal se hace transparente, y el retardo a través del compensador de eco sigue cumpliendo las condiciones especificadas en el § 3.4.1. Sin embargo, no debe suponerse relación alguna entre las condiciones del circuito antes y después de la desactivación. Por una parte, la operación de los compensadores de eco con entradas de tono (por ejemplo, tono de neutralización) no está especificada. Además, la respuesta a impulso almacenada en el compensador de eco antes de la convergencia (y antes del envío del tono de neutralización) es arbitraria. Esto puede conducir a trayectos de eco adicionales aparentes que, en ciertas realizaciones de los compensadores de eco, quedan sin cambiar hasta que se detecta el tono de neutralización. Obsérvese también que podría haber supresores de eco en el mismo circuito, y no existe una relación especificada entre su retardo en el estado activado y desactivado. A pesar de lo expresado anteriormente, es posible, por ejemplo, medir el retardo de ida y retorno de un circuito con el tono de neutralización, pero debe utilizarse el flanco posterior de la ráfaga de tonos y darse tiempo suficiente para que todos los dispositivos queden neutralizados antes de que termine el tono de neutralización y comience la temporización.

Debe observarse, que para esta condición, no se cumplen necesariamente los requisitos relativos a la integridad de la secuencia de bits a 64 kbit/s; para este caso se aplicarán otros medios de neutralización conformes al § 3.3.

En el anexo B se describe un neutralizador por tono de referencia.

4.2 *Características de un neutralizador*

El neutralizador por tono para compensadores de eco deberá detectar un tono de 2100 Hz que contenga inversiones de fase. Las características de la señal transmitida se definen en la Recomendación V.25. Deben detectarse las variaciones de fase en la gama de 180° ± 25° pero no detectarse las variaciones de fase de la gama de 0° ± 110°.

Las características de frecuencia del detector de tono son las mismas del detector de tono para los supresores de eco, especificadas en el § 5.2 de la Recomendación G.164.

La gama dinámica de este detector debe estar en armonía con los niveles de entrada especificados en las Recomendaciones V.2 y H.51, previéndose márgenes para la variación introducida por la red telefónica pública con conmutación.

4.3 *Características de la banda de guarda*

Son similares a las definidas en el § 5.3 de la Recomendación G.164, en armonía con la gama dinámica especificada en el § 4.2 de la presente Recomendación, con la siguiente excepción. Deberá realizarse una detección correcta en presencia de ruido blanco con un nivel inferior o igual a 11 dB por debajo del nivel de la señal a 2100 Hz. No pueden darse directrices definitivas para la gama comprendida entre 5 y 11 dB dada las variaciones de los equipos de prueba utilizados. Como una orientación general, sin embargo, el porcentaje de funcionamiento correcto (detección de variaciones de fase de 180° ± 25° y no detección de variaciones de fase de 0° ± 110°) no debe descender en más de 1% por cada dB de reducción que sufra la relación señal/ruido por debajo de 11 dB. La Aministración de la República Federal de Alemania mencionó la posibilidad de diseñar un detector que pueda funcionar perfectamente con una relación señal/ruido de 5 dB.

4.4 *Características de la banda de mantenimiento de la neutralización*

Son las establecidas en el § 5.4 de la Recomendación G.164.

4.5 *Tiempo de funcionamiento*

Este tiempo debe ser suficientemente largo para ofrecer protección contra el funcionamiento intempestivo causado por señales vocales, pero no tan largo que extienda innecesariamente el tiempo requerido para efectuar la neutralización. El neutralizador por tono debe funcionar dentro de un plazo de un segundo a partir del instante de la recepción de la señal de neutralización.

4.6 *Funcionamiento intempestivo causado por corrientes vocales*

Es el establecido en el § 5.6 de la Recomendación G.164.

4.7 *Funcionamiento intempestivo causado por señales de datos*

Es deseable que el neutralizador por tono sólo en raras ocasiones funcione indebidamente como consecuencia de señales de datos procedentes de aparatos de datos que serían afectados adversamente por la neutralización del compensador de eco. Con este fin, un objetivo razonable para un compensador de eco instalado en un circuito en funcionamiento es que las señales de datos usuales procedentes de aparatos de datos no deban, en general, causar más de 10 funcionamientos intempestivos en un periodo de 100 horas de transmisión de datos.

4.8 *Tiempo de liberación*

Es el especificado en el § 5.7 de la Recomendación G.164.

4.9 *Otras características*

Tanto el eco del tono de neutralización como el eco del tono de llamada pueden perturbar la detección del tono de neutralización del compensador de eco. Por esta razón, no es recomendable sumar las entradas de las señales en recepción y emisión para formar una entrada a un solo detector.

Debe prestarse especial atención al número de inversiones de fase requeridas para la detección del tono de neutralización. Algunas Administraciones son partidarias de una sola inversión, para probabilidad de detección incluso en presencia de deslizamientos, ruido impulsivo, y una baja relación señal/ruido. Otras Administraciones son partidarias de que haya dos inversiones de fase, para aumentar la probabilidad de distinguir correctamente entre tonos de 2100 Hz que no han experimentado, o han experimentado, inversiones de fase.

5 Procesadores no lineales para uso en compensadores de eco

5.1 *Campo de aplicación*

A los fines de esta Recomendación, el término «procesador no lineal» se refiere solamente a los dispositivos caracterizados por la definición que se da en el § 2.5 y que han resultado eficaces en compensadores de eco. Tales procesadores no lineales pueden realizarse de diferentes maneras (a título de ejemplo se citan los recortadores del centro de las señales) y tener características de funcionamiento fijas o adaptativas, pero no se formula recomendación alguna sobre una realización particular. En el § 5.2 se indican principios y directrices generales. Una información más detallada y concreta hay que buscarla por referencia a realizaciones específicas. Esto se hace en el anexo C para el caso particular de un «procesador no lineal de referencia». Con este término se ha querido indicar una realización para orientación e ilustración solamente. No excluye otras realizaciones, ni tampoco implica que el procesador no lineal de referencia sea, necesariamente, la realización más apropiada por cualesquiera razones técnicas, operacionales o económicas.

5.2 *Principios generales y directrices*

5.2.1 *Función*

5.2.1.1 *Consideraciones generales*

El procesador no lineal está situado en el trayecto emisión entre la salida del substractor y el puerto de salida emisión del compensador de eco. Desde el punto de vista conceptual, es un dispositivo que bloquea las señales de bajo nivel y deja pasar las de alto nivel. Tiene por función reducir el nivel de eco residual (N_{RES}, definido en el § 2.4) que queda después de una compensación imperfecta del eco del circuito, de manera que pueda conseguirse el nivel de eco devuelto (N_{DEV}, definido en el § 2.7) del bajo valor requerido.

5.2.1.2 *Calidad de funcionamiento*

Una compensación imperfecta puede deberse a que los compensadores de eco conformes a esta Recomendación pueden no ser capaces de modelar adecuadamente trayectos de eco que generan niveles apreciables de distorsión no lineal (véase el § 3.2). Tal distorsión puede producirse, por ejemplo, en redes conformes a la Recomendación G.113, en las cuales se permiten hasta cinco pares de codecs MIC (conformes a la Recomendación G.712) en un trayecto de eco. La distorsión de cuantificación acumulada introducida por estos codecs puede impedir al compensador de eco obtener el N_{DEV} necesario mediante el empleo de técnicas de compensación lineales solamente. Se recomienda, por tanto, que todos los compensadores de eco capaces solamente de modelar los componentes lineales de los trayectos de eco, pero que están destinados al uso en la red general, tengan incorporados procesadores no lineales.

5.2.1.3 *Limitaciones*

Esta utilización de procesadores no lineales representa una solución de compromiso en cuanto a la transparencia de circuito que sería posible obtener con un compensador de eco que pudiera lograr el N_{DEV} necesario utilizando solamente técnicas de modelado y compensación. Lo ideal sería que el procesador no lineal no introdujera distorsión en las señales vocales en el extremo local. En los dispositivos prácticos, es posible que no se consiga aproximarse suficientemente a este ideal, y en este caso se recomienda que los procesadores no lineales no estén activos cuando los dos interlocutores hablan simultáneamente o cuando habla el del extremo local. De aquí que no se deba depender excesivamente del procesador no lineal y que el N_{RES} deba ser lo suficientemente bajo para evitar que se produzcan ecos objetables en condiciones de habla simultánea.

5.2.1.4 *Transmisión de datos*

Los procesadores no lineales pueden afectar la transmisión de datos a través de un compensador de eco activado. Este aspecto se encuentra en estudio.

5.2.2 *Umbral de supresión*

5.2.2.1 *Consideraciones generales*

El nivel umbral de supresión (U_{SUP}) de un procesador no lineal se expresa en dBm0 y es igual al nivel más alto de una señal sinusoidal en el momento preciso en que es suprimida. Pueden utilizarse umbrales de supresión fijos o adaptativos.

5.2.2.2 *Umbral de supresión fijo*

Cuando se emplea un umbral de supresión fijo, el nivel apropiado que ha de utilizarse dependerá de la compensación obtenida y de las características de los niveles de conversación y las condiciones de línea propias de la red determinada en la que ha de utilizarse el compensador de eco. Se recomienda, por tanto, que el nivel real pueda seleccionarse en el punto de utilización a fin de que el usuario pueda ajustarlo al entorno real de la red. Se encuentran en estudio valores de niveles de umbrales de supresión fijos. Véanse las notas 1 y 2.

Nota 1 – Se sugiere que, como orientación provisional, el umbral de supresión se fije algunos dB por encima del nivel para el cual serían suprimidas las *crestas* de N_{RES} para un «locutor de 2σ» y una «pérdida de retorno para el eco de 2σ».

Nota 2 – Los resultados de una prueba práctica realizada por una Administración indican que se consiguió una calidad de funcionamiento satisfactoria con un umbral de supresión fijo de -36 dBm0. Un estudio teórico, realizado por otra Administración, de un trayecto de eco que contiene cinco pares de codecs MIC muestra que con un $N_{Rec.}$ de -10 dBm0, el ruido de cuantificación podría dar lugar a un N_{RES} de -38 dBm0.

5.2.2.3 *Umbral de supresión adaptativo*

Una buena solución de compromiso puede obtenerse utilizando un U_{SUP} elevado para evitar que sea rebasado por un eco residual de una persona que habla alto, y utilizar un U_{SUP} bajo para reducir la distorsión de la conversación al producirse una intervención, haciendo que el U_{SUP} se adapte a las condiciones de circuito y a los niveles de conversaciones reales. Esto puede conseguirse de diversas maneras y no se recomienda una realización particular. Se encuentran en estudio principios generales aplicables al algoritmo de control y a los umbrales de supresión.

5.2.3 *Control de la activación del procesador no lineal*

5.2.3.1 *Consideraciones generales*

De acuerdo con lo recomendado en el § 5.2.1.3, es necesario controlar la activación del procesador no lineal de modo que no esté activo cuando sea probable que haya señales vocales del extremo cercano. Cuando el procesador no lineal está «activo», deberá funcionar tal como está concebido para reducir el N_{RES}. Cuando está «inactivo», no debe realizar ningún tratamiento no lineal de ninguna señal que atraviese el compensador de eco.

5.2.3.2 *Orientaciones sobre control*

Se recomienda que el control de la activación de los procesadores no lineales se base en los dos principios siguientes. En primer lugar, puesto que tienen por objeto reducir aun más el N_{RES}, deben estar activos cuando N_{RES} tenga un nivel apreciable. Segundo, puesto que no deben deformar las señales vocales del extremo cercano, deben estar inactivos en presencia de señales vocales del extremo cercano. Cuando estos dos principios estén en contradicción, la función de control deberá favorecer el segundo de ellos.

5.2.3.3 *Características estáticas*

El diagrama conceptual de los dos estados operacionales de un procesador no lineal se muestra en la figura 13/G.165. El plano $N_{em.}$ $N_{rec.}$ está dividido en dos regiones W y Z, por una frontera WZ (T_{WZ}). En la región W, el procesador no lineal está inactivo, y en la región Z está activo. Para controlar debidamente el procesador no lineal y asegurar la operación en la región apropiada es necesario el reconocimiento de la condición de habla simultánea o de la presencia de señales vocales del extremo cercano. Una detección imperfecta de habla simultánea, combinada con un alto nivel de supresión tendrá por consecuencia distorsión de las señales vocales en el extremo cercano. En esta situación, el compensador de eco presentará algunas de las características de un supresor de eco. Un nivel bajo de supresión permitirá, fácilmente, la condición de habla simultánea, aun cuando se haya producido un error de detección, porque las señales vocales del extremo cercano sólo sufrirán un bajo nivel de distorsión no lineal. Si el nivel de supresión es demasiado bajo, pueden oirse crestas del eco residual.

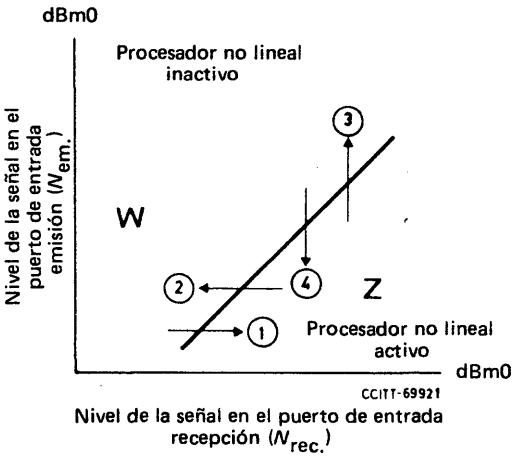


FIGURA 13/G.165

Regiones de funcionamiento del procesador no lineal

5.2.3.4 *Características dinámicas*

Las características dinámicas pueden especificarse expresando el tiempo que transcurre entre el instante en que las condiciones de señal pasan de un punto en una zona a un punto en otra zona y el instante en que se establece el estado apropiado en la segunda zona. Estas transiciones se muestran por flechas en la figura 13/G.165.

Transición N.º 1 – W a Z, $N_{em.}$ constante, $N_{rec.}$ creciente

En este caso, la señal $N_{em.}$ se produjo primero y $N_{rec.}$ está creciendo hasta un nivel suficientemente alto para sobrepasar a la señal $N_{em.}$ en el trayecto de control y hacer que el procesador no lineal pase del estado inactivo al activo. Dado que esto causará distorsión de la señal $N_{em.}$ (que en este caso es la voz del extremo cercano), esta acción no debe iniciarse demasido rápidamente.

Transición N.º 2 – Z a W, $N_{em.}$ constante, $N_{rec.}$ decreciente

En este caso, la señal $N_{rec.}$ ha sobrepasado a la señal $N_{em.}$ en el trayecto de control, y el procesador no lineal se encuentra en el estado activo. La señal $N_{rec.}$ está ahora decreciendo. El procesador no lineal debe mantenerse en el estado activo durante un tiempo suficientemente largo para evitar que el eco almacenado en el trayecto de eco pueda ser percibido por el interlocutor del extremo distante.

Transición N.º 3 – Z a W, $N_{rec.}$ constante, $N_{em.}$ creciente

Esta transición es una réplica del comienzo del habla simultánea. Tan pronto como se detecta la señal $N_{em.}$, el procesador no lineal debe conmutarse al estado inactivo para minimizar la distorsión de la voz procedente del extremo cercano.

Transición N.º 4 – W a Z, $N_{rec.}$ constante, $N_{em.}$ decreciente

En este caso se ha reconocido $N_{em.}$, pero está decreciendo. Toda acción que se ejecute debe favorecer la continuación del paso de la señal $N_{em.}$ Esto implica la necesidad de cierto retardo en conmutar el procesador no lineal para que vuelva al estado activo.

5.2.4 *Límites de frecuencia de los trayectos de control*

En estudio.

Nota – Según la realización particular del procesador no lineal, las disposiciones sobre los límites de la respuesta en frecuencia especificados en el § 3.2.4.2 de la Recomendación G.164 para los trayectos de control para la supresión y la intervención de los supresores de eco pueden ser también aplicables a trayectos de control similares utilizados en procesadores no lineales. Estos trayectos de control pueden incluir el control de activación y el control del nivel de umbral de supresión adaptativo.

5.2.5 *Atenuación de las señales de nivel inferior al umbral*

La atenuación de las señales de nivel inferior al umbral de supresión de un procesador no lineal en el estado activo debe ser tal que se cumplan los requisitos estipulados en el § 3.4.2.1.

5.2.6 *Prueba de los procesadores no lineales*

El procesador no lineal puede considerarse un caso especial de un supresor de eco que está limitado a la supresión de las señales de bajo nivel solamente. Los tipos de prueba necesarios para determinar las características de funcionamiento de los procesadores no lineales son muy similares a los de las pruebas de los supresores de eco especificadas en la Recomendación G.164. Sin embargo, en función de la realización específica del procesador no lineal, las transiciones entre las zonas W y Z de la figura 13/G.165 pueden no estar tan diáfanamente definidas como en el caso de los supresores de eco. Las señales observadas en el puerto de salida emisión del compensador de eco pueden sufrir distorsión durante periodos cortos cuando se producen transisiones entre las zonas de funcionamiento W y Z. Aunque la Recomendación G.164 puede utilizarse como guía para la prueba de los procesadores no lineales, podría ser necesario introducir modificaciones en el circuito de prueba único a fin de efectuar medidas en algunas realizaciones específicas de procesadores no lineales. No puede formularse una Recomendación sobre un circuito de prueba universal apropiado para todas las realizaciones de procesadores no lineales.

ANEXO A

(a la Recomendación G.165)

Compensadores de eco sin procesadores no lineales

Puede ser posible realizar compensadores de eco que no emplean tratamientos no lineales. Con estos compensadores de eco, la totalidad de la atenuación de eco se obtiene mediante compensación de eco. La compensación de eco que puede lograrse está limitada por las características del trayecto de eco y por el método de realización del compensador. En particular, si se utiliza un par de codecs conformes a la Recomendación G.712 en el trayecto de eco o en el compensador de eco, la compensación máxima (considerando los errores de cuantificación en el compensador de eco y otras degradaciones) es la que se indica mediante la línea de trazo continuo de la figura A-1/G.165.

En Japón se han efectuado pruebas de compensadores de eco conformes a la línea de trazo continuo de la figura A-1/G.165, considerándose que su calidad de funcionamiento es aceptable. Sin embargo, otras pruebas indican que la compensación de eco requerida en compensadores de eco de uso general es al menos la indicada por la línea de trazo discontinuo de la figura A-1/G.165. Es necesario continuar los estudios. A reserva de los resultados de estos estudios, los compensadores de eco no equipados con procesadores no lineales no se recomiendan aún para aplicación general.

Todas las disposiciones y pruebas que figuran en el texto de la Recomendación G.165 se aplican a estos compensadores de eco, excepto lo siguiente:

a) § 3.4.2.1: El requisito de nivel de eco residual es el indicado por la línea de trazo continuo de la figura A-1/G.165.

b) En cuanto a las demás pruebas, debe pasarse por alto toda mención del tratamiento no lineal.

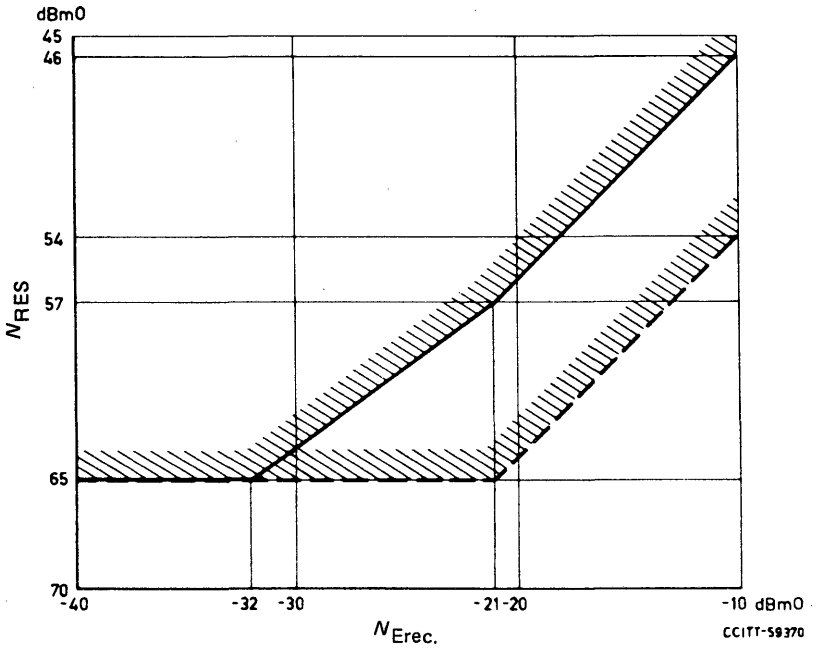


FIGURA A-1/G.165

ANEXO B

(a la Recomendación G.165)

Descripción de un neutralizador por tono de referencia para compensadores de eco

B.1 *Consideraciones generales*

Este anexo describe las características de un neutralizador por tono de referencia para compensadores de eco. Se utiliza el calificativo *de referencia* para indicar que la realización del neutralizador se ofrece solamente como orientación. No se excluyen otras realizaciones distintas de un neutralizador por tono que corresponda a la señal definida en la Recomendación V.25, y que satisfaga también todos los criterios de fiabilidad del funcionamiento y de protección contra funcionamientos intempestivos provocados por señales vocales.

B.2 *Características del neutralizador*

El neutralizador por tono de referencia para compensadores de eco descrito en este anexo detecta un tono de 2100 Hz que contiene inversiones periódicas de fase que se producen cada 450 ± 25 ms. Las características de la señal transmitida se definen en la Recomendación V.25.

B.2.1 *Detección de los tonos*

Las características de frecuencia del detector de tonos utilizado en este neutralizador por tono de referencia son las mismas que las del detector de tonos para los supresores de eco, especificadas en el § 5.2 de la Recomendación G.164, con la salvedad de que el límite superior de la gama dinámica es de −6 dBm0.

B.2.2 *Detección de las inversiones de fase*

El neutralizador por tono de referencia responde a una señal que contiene inversiones de fase de 180° ± 10° en su origen (como se especifica en la Recomendación V.25) cuando esta señal ha sido modificada por degradaciones admisibles causadas por la red, por ejemplo ruido, fluctuación de fase, etc. Este neutralizador es insensible a una fluctuación de fase de ± 15° de cresta a cresta en la gama de frecuencias de 0 a 120 Hz. Esto se ajusta a la fluctuación de fase permitida en las Recomendaciones H.12 y G.229. Para minimizar la probabilidad de una neutralización intempestiva del supresor de eco como consecuencia de corrientes vocales y de cambios de fase inducidos por la red, este neutralizador por tono de referencia no responde a cambios de fase aislados del tono de 2100 Hz en la gama de 0° ± 110° que se producen en un periodo de un segundo. Este valor se ha elegido porque representa el desplazamiento de fase aproximado causado por los deslizamientos de trama aislados en un sistema MIC.

B.3 *Características de la banda de guarda*

Cumple los requisitos estipulados en el § 5.3 de la Recomendación G.164.

Nota – Se ha tenido en cuenta la posibilidad de interferencia durante el periodo de detección de las inversiones de fase. Una fuente potencial de interferencia es la presencia del tono de llamada, como se expresa en la Recomendación V.25. Si el tono de llamada perturba la detección de las inversiones de fase, la totalidad de la secuencia de detección del tono de neutralización se hace comenzar de nuevo, pero sólo una vez. La Recomendación V.25 asegura un periodo de silencio de por lo menos un segundo entre las ráfagas de tonos de llamada.

B.4 *Característica de la banda para el mantenimiento de la neutralización*

Cumple los requisitos especificados en el § 5.4 de la Recomendación G.164.

B.5 *Tiempo de funcionamiento*

El neutralizador por tono de referencia opera dentro de un plazo de un segundo a partir de la recepción, sin interferencia, del tono de 2100 Hz sostenido, con inversiones de fase periódicas, y con un nivel comprendido en la gama de −6 a −31 dBm0. El tiempo de funcionamiento de un segundo permite la detección del tono de 2100 Hz y asegura que se producirán dos inversiones de fase (a menos que un deslizamiento o ruido impulsivo enmascare una de las inversiones de fase).

B.6 *Funcionamiento intempestivo debido a corrientes vocales*

Cumple los requisitos del § 5.6 de la Recomendación G.164.

B.7 *Funcionamiento intempestivo debido a señales de datos*

Cumple los requisitos del § 4.7 de la Recomendación G.165. A este efecto, el neutralizador por tono se desactiva tras un segundo a partir de la detección del tono puro de 2100 Hz (es decir, sin inversiones de fase u otras perturbaciones). El circuito permanece desactivado durante la transmisión de datos y sólo vuelve a activarse después de un lapso de 250 ± 150 ms después que una señal en la banda de mantenimiento de la neutralización cae por lo menos 3 dB por debajo de la sensibilidad máxima para el mantenimiento de la neutralización. Con esto se reduce al mínimo la posibilidad de una neutralización no deseada del compensador de eco durante la transferencia de datos.

B.8 *Tiempo de liberación*

Cumple los requisitos del § 5.7 de la Recomendación G.164.

ANEXO C

(a la Recomendación G.165)

Descripción de un procesador no lineal de referencia

C.1 *Consideraciones generales*

Este anexo, presentado sólo a título ilustrativo y no concebido como una guía de diseño detallada (véase el § 5.1), describe un procesador no lineal de referencia basado en conceptos simples, no obstante, se ha incluido un número suficiente de características que pueden servir de orientación para una amplia gama de posibles realizaciones. A este fin se presentan dos variantes del procesador no lineal de referencia. Ambas se basan en un recortador de centro de señales que realiza una de las dos funciones de transferencia ideal que se muestran en la figura C-1/G.165. El umbral de supresión (determinado, en este caso, por el nivel de recorte) en la primera variante es adaptativo; la adaptación se hace con referencia a $N_{rec.}$. El control de activación se hace con referencia a la diferencia entre $N_{rec.}$ y $N_{em.}$. En la segunda variante, el umbral de supresión es fijo. Se supone que el procesador no lineal de referencia se utiliza en un compensador de eco capaz de proporcionar una compensación de los componentes lineales de todo eco reflejado de al menos N dB. El valor de N está en estudio.

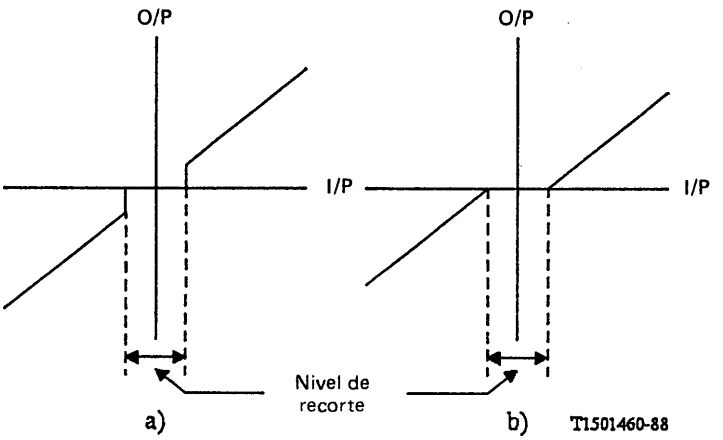


FIGURA C-1/G.165

Dos ejemplos de funciones de transferencia ideal del recortador de centro de las señales

C.2 *Umbral de supresión* (U_{SUP})

U_{SUP} adaptativo = ($N_{rec.} - x \pm 3$) dBm0 para $-30 \leqslant N_{rec.} \leqslant -10$ dBm0

U_{SUP} fijo = x' dBm0

Nota – Se encuentran en estudio valores de x y x'. Se han sugerido valores de 18 para x y -36 para x', pero es necesario confirmar que estos valores son adecuados para todas las redes.

C.3 *Características estáticas del control de activación*

T_{WZ} = ($N_{rec.} - y \pm 3$) dBm0 para $-30 \leqslant N_{rec.} \leqslant -10$ dBm0

Nota 1 – T_{WZ} se define en el § 5.2.3.3.

Nota 2 – El valor de y puede ser diferente en cada variante, y se encuentra en estudio. Los valores de x dB en el caso del U_{SUP} adaptativo y $\geqslant 6$ dB para y en el caso del U_{SUP} fijo parecen razonables.

C.4 *Características dinámicas del control de activación*

Las características dinámicas del control de activación se indican en los cuadros C-1/G.165 y C-2/G.165. Véase también la figura 13/G.165.

C.5 *Límites de frecuencia de los trayectos de control*

Véase el § 5.2.4 de la Recomendación G.165.

C.6 *Pruebas*

Los cuadros C-1/G.165 y C-2/G.165 indican, por referencia a la Recomendación G.164, la manera de comprobar el comportamiento dinámico del control de la activación de los procesadores no lineales mediante señales sinusoidales. Las figuras C-2/G.165 y C-3/G.165 muestran las trazas obtenidas en un osciloscopio para estas pruebas.

CUADRO C-1/G.165

Tiempos de bloqueo de los procesadores no lineales

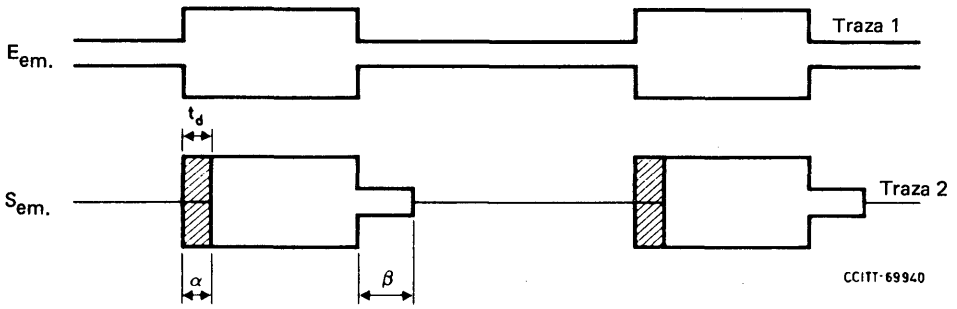
Frontera		Señal inicial		Señal final		Valor recomendado (ms)	Prueba N.° (Rec. G.164)	Excursión (véase la figura 13/G.165)	Circuito utilizado para las pruebas, figura N.°	Traza en el osciloscopio
		Emisión $N_{em.}$ (dBm0)	Recepción $N_{rec.}$ (dBm0)	Emisión $N_{em.}$ (dBm0)	Recepción $N_{rec.}$ (dBm0)					
Z/W	Fijo	−25	−10	−25	−30	15-64	5	Transición ②	14/G.164	Traza 1 y traza 2 de la figura C-3/G.165 (β)
	Adaptativo	−55 −40 −30	−20 −15 − 5	−55 −40 −30	−40 −40 −30	Δ[a)]				
W/Z	Fijo	−15	−25	−40	−25	16-120	6	Transición ④	17/G.164	Traza 1 y traza 2 de la figura C-2/G.165 (β)
	Adaptativo	−40 −40 −25	−50 −30 −15	−55 −55 −40	−50 −30 −15	30-50				

a) Δ se define en la nota [4)] de pie de página, § 3.4.2.1.

CUADRO C-2/G.165

Tiempos de funcionamiento de los procesadores no lineales

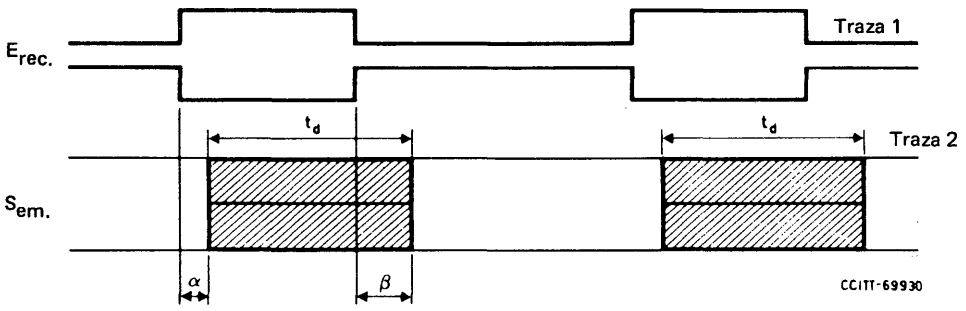
Frontera		Señal inicial		Señal final		Valor recomendado (ms)	Prueba N.° (Rec. G.164)	Excursión (véase la figura 13/G.165)	Circuito utilizado para las pruebas, figura N.°	Traza en el osciloscopio
		Emisión $N_{em.}$ (dBm0)	Recepción $N_{rec.}$ (dBm0)	Emisión $N_{em.}$ (dBm0)	Recepción $N_{rec.}$ (dBm0)					
W/Z	Fijo	−25	−30	−25	−10	16-120	4	Transición ①	14/G.164	Traza 2 de la figura C-3/G.165 (α)
	Adaptativo	−55 −40 −30	−40 −40 −30	−55 −40 −30	−20 −15 − 5	15-75				
Z/W	Fijo	−40	−25	−15	−25	⩽ 1	6	Transición ③	17/G.164	Traza 2 de la figura C-2/G.165 (α)
	Adaptativo	−55 −55 −40	−50 −30 −15	−40 −40 −25	−50 −30 −15	⩽ 5				



α Tiempo de funcionamiento
β Tiempo de bloqueo
t_d Periodo en el que puede observarse una señal distorsionada

FIGURA C-2/G.165

Oscilogramas de los tiempos de funcionamiento y de bloqueo de los procesadores no lineales, $N_{rec.}$ constante



α Tiempo de funcionamiento
β Tiempo de bloqueo
t_d Periodo en el que puede observarse una señal distorsionada

FIGURA C-3/G.165

Oscilogramas de los tiempos de funcionamiento y de bloqueo de los procesadores no lineales, $N_{em.}$ constante

Referencias

[1] Recomendación del CCITT *Supresores de eco para circuitos con cortos o largos tiempos de propagación*, Libro Naranja, Tomo III.1, Rec. G.161, UIT, Ginebra, 1977.

CARACTERÍSTICAS DE LOS COMPANSORES SILÁBICOS PARA TELEFONÍA EN SISTEMAS DE GRAN CAPACIDAD Y LARGA DISTANCIA

(Málaga-Torremolinos, 1984; modificada en Melbourne, 1988)

Los compansores conformes a la Recomendación G.162 del *Libro Amarillo* están destinados a sistemas de red de pequeña capacidad y no se recomienda utilizarlos en sistemas de red de gran capacidad y larga distancia. Los compansores conformes a la presente Recomendación están destinados a utilizarse en sistemas de gran capacidad y larga distancia. Su utilización en sistemas de pequeña capacidad es facultativa. No están destinados a utilizarse en aplicaciones de abonado tales como los sistemas de comunicaciones móviles.

1 Consideraciones generales

1.1 Los compansores silábicos son dispositivos en los cuales se producen variaciones de ganancia a una velocidad comparable a la velocidad silábica de la palabra. Un compansor es una combinación de un compresor en un punto de un trayecto de comunicación, para reducir la gama de amplitudes de las señales, seguido de un expansor en otro punto para lograr un incremento complementario de dicha gama de amplitudes. El compansor mejora la calidad subjetiva de la palabra, gracias principalmente a dos factores: el compresor incrementa el nivel medio de las señales vocales más débiles antes de que entren en un trayecto de comunicación donde se prevé habrá un mayor nivel de rùido. El expansor, al devolver la señal vocal a su gama dinámica original, mejora subjetivamente el trayecto de comunicación atenuando el ruido percibido por el usuario que escucha, durante los silencios. Para una descripción más detallada del funcionamiento de un compansor, véase el anexo A.

1.2 Esta Recomendación no especifica las características del detector, por ejemplo los valores de cresta, r.m.s. o medios.

La calidad de funcionamiento recomendada puede que no sea suficiente para garantizar la compatibilidad entre los compansores conformes a esta Recomendación pero cuyos diseños son diferentes. Antes de emplear compresores y expansores de diseños de origen distintos en sendos extremos de un mismo circuito, las Administraciones deben probar su compatibilidad. Las pruebas deben tener en cuenta la sensibilidad de la calidad de funcionamiento del compansor a las características de la señal de prueba.

1.3 La utilización de varios compansores silábicos en circuitos establecidos por un mismo soporte MDF puede entrañar la presentación de una carga modificada al sistema MDF. Por consiguiente, podría ser necesario ajustar los parámetros operacionales del sistema MDF en función de la carga.

1.4 Debe señalarse que la mejora subjetiva que entraña el uso de compansores silábicos en el caso de las señales vocales no se aplica a la transmisión de señales no vocales; estas últimas pueden experimentar una degradación de la relación señal/ruido en circuitos equipados de compansores silábicos.

1.5 En algunas de las cláusulas que siguen se especifican las características conjuntas de un compresor y de un expansor en el mismo sentido de transmisión de un circuito a cuatro hilos. Las características especificadas de esta forma pueden lograrse más fácilmente si los compresores y los expansores son de construcción análoga; en ciertos casos, puede ser necesaria una estrecha colaboración entre las Administraciones interesadas. Las reglas de aplicación de los compansores silábicos se refieren a ello.

2 Definiciones

2.1 nivel invariable

Se entiende por nivel invariable el nivel absoluto, en un punto de nivel relativo cero de la línea situada entre el compresor y el expansor, de una señal de 800 Hz que permanece invariable independientemente de que la explotación del circuito se haga con el compresor o sin él. El nivel invariable se define así con objeto de no imponer valores de nivel relativo a la entrada del compresor o a la salida del expansor.

Sin embargo, para tener en cuenta el aumento de la potencia media introducido por el compresor, y para evitar el eventual aumento del ruido de intermodulación y la sobrecarga, debe ajustarse el nivel invariable teniendo en cuenta la capacidad del sistema (véase [1], capítulo II, anexo 4, para información detallada sobre este ajuste).

2.2 relación de compresión

La relación de compresión de un compresor viene definida por la fórmula:

$$\alpha = \frac{N_{1EC} - N_{2EC}}{N_{1SC} - N_{2SC}}$$

donde

N_{1EC} y N_{2EC} son dos niveles diferentes de entrada del compresor comprendidos dentro de la gama de funcionamiento de éste,

N_{1SC} y N_{2SC} son los niveles de salida del compresor correspondientes a los niveles de entrada N_{1EC} y N_{2EC}, respectivamente.

2.3 relación de expansión

La relación de expansión de un expansor viene dada por la fórmula:

$$\beta = \frac{N_{1EE} - N_{2EE}}{N_{1SE} - N_{2SE}}$$

donde

N_{1EE} y N_{2EE} son dos niveles de entrada diferentes del expansor dentro de la gama de funcionamiento de éste,

N_{1SE} y N_{2SE} son los niveles de salida del expansor correspondientes a los niveles de entrada N_{1EE} y N_{2EE}, respectivamente.

3 Características de los compansores silábicos

3.1 *Nivel invariable*

Se recomienda un valor nominal de −10 dBm0 para el nivel invariable en los sistemas de gran capacidad. No obstante, las Administraciones tienen la libertad para negociar mutuamente un nivel invariable distinto, que les permita una carga óptima de sus sistemas de transmisión. Se espera que una variación de este tipo oscile entre −10 y −24 dBm0. Deben considerarse los efectos de carga de los tonos piloto.

3.2 relación de compresión α

La relación de compresión α debe ser igual a 2 en la gama de niveles especificada en el § 3.4 y en la gama de temperaturas de +10 °C a +40 °C. La diferencia entre el valor medido y el nivel calculado a la salida del compresor, suponiendo un valor exactamente igual a 2, no debe exceder de 0,25 dB.

3.3 relación de expansión β

La relación de expansión β debe ser igual a 2 en la gama de niveles especificada en el § 3.4 y en la gama de temperaturas de +10 °C a +40 °C. La diferencia entre el nivel medido y el nivel calculado a la salida del expansor, suponiendo un valor exactamente igual a 2, no debe exceder de ± 0,4 dB.

3.4 *Gama de niveles*

En estudio.

La gama de niveles en la que deben respetarse los valores de α y de β adoptados, debe extenderse por lo menos:

de +5 a −60 dBm0 a la entrada del compresor,

de +5 a −65 dBm0 nominal a la salida del expansor.

3.5 *Variación de la ganancia del compresor*

El nivel a la salida del compresor, medido a 800 Hz para un nivel de entrada igual al del nivel invariable, no deberá variar más de ± 0,25 dB con relación a su valor nominal para una gama de temperaturas de +10 °C a 40 °C y con una variación de tensión de alimentación de ± 5% con relación al valor nominal.

3.6 *Variación de la ganancia del expansor*

El nivel a la salida del expansor, medido a 800 Hz para un nivel de entrada igual al del nivel invariable, no deberá variar más de ± 0,5 dB con relación a su valor nominal para una gama de temperaturas de +10 °C a 40 °C y con una variación de la tensión de alimentación de ± 5% con relación al valor nominal.

3.7 *Tolerancias en los niveles de salida del conjunto compresor y expansor en el mismo sentido de transmisión de un circuito a cuatro hilos*

El compresor y el expansor se conectan en cascada. Entre la salida del compresor y la entrada del expansor se introduce una atenuación (o una ganancia) igual a la atenuación (o a la ganancia) nominal entre esos puntos en el circuito real en que se utilizarán. La figura 1/G.166 indica, en función del nivel de la señal de 800 Hz aplicada a la entrada del compresor, los límites admisibles de la diferencia entre el nivel a la salida del expansor y el nivel a la entrada del compresor. (Los valores positivos indican que el nivel a la salida del expansor rebasa el nivel a la entrada del compresor.)

Los límites deberán cumplirse para todas las combinaciones de temperatura del compresor y del expansor en una gama comprendida entre +10 °C y +40 °C. También deberán cumplirse al repetir la prueba cuando la pérdida (o la ganancia) entre el compresor y el expansor aumenta o disminuye en 2 dB y se corrige la medida en ± 4,0 dB, suponiendo una β de 2,00.

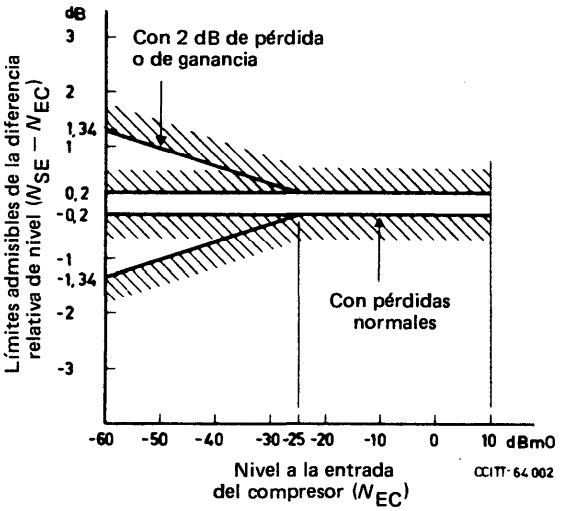


FIGURA 1/G.166

Tolerancias de los niveles de salida de la combinación de compresor y expansor

3.8 *Condiciones de estabilidad*

Véanse las descripciones que figuran en el § 2.6 de la Recomendación G.161, Tomo III del *Libro Amarillo*, UIT, Ginebra, 1981, en el § 2 de la Recomendación G.143 del *Libro Rojo*, y en [1].

Estos límites deben respetarse para todas las combinaciones de temperatura del compresor y del expansor comprendidas entre +10 °C y +40 °C. Se respetarán igualmente si la prueba se efectúa cuando la pérdida (o la ganancia) entre el compresor y el expansor aumenta o disminuye 2 dB.

Nota – Esta variación de ganancia (o de pérdida) de 2 dB mencionada en el § 3.7 es igual al doble de la desviación típica de la atenuación preconizada en el § 3 de la Recomendación G.151, como objetivo para los circuitos internacionales establecidos en un solo enlace de grupo primario.

4 Impedancias y pérdida de retorno

El valor nominal de las impedancias dè entrada y de salida del compresor y del expansor debe ser de 600 ohmios (valor resistivo puro).

La pérdida de retorno, con relación a la impedancia nominal, a la entrada y a la salida del compresor y del expansor, no debiera ser inferior a 20 dB entre 300 y 3400 Hz, para un nivel cualquiera de medida comprendido entre +5 y −60 dBm0 a la entrada del compresor o a la salida del expansor.

5 Características de funcionamiento a diferentes frecuencias

5.1 *Características en función de la frecuencia con el circuito de control bloqueado*

Se considera bloqueado al circuito de control cuando la corriente (o tensión) de control obtenida rectificando la señal se sustituye por una corriente (o tensión) continua constante proveniente de una fuente externa. Para la aplicación de esta cláusula, el valor de esta corriente (o tensión) debe ser igual al valor de la corriente o tensión de control que se obtiene cuando la señal de entrada se pone al nivel invariable.

Para el compresor y el expansor considerados separadamente, las variaciones de pérdida o ganancia en función de la frecuencia deben estar comprendidas en los límites de un contorno que puede deducirse de la figura 1/G.132, dividiendo por ocho las tolerancias indicadas; la medida se realiza con una señal de nivel de entrada constante correspondiente al nivel invariable.

5.2 *Características en función de la frecuencia cuando el circuito de control funciona normalmente*

El compresor debe respetar los límites indicados en el § 5.1 cuando el circuito de control funcione normalmente; la medida debe hacerse con un nivel de entrada constante correspondiente al nivel invariable.

Para el expansor, en las mismas condiciones de medida, se aplicará un patrón que puede deducirse de la figura 1/G.132, dividiendo por cuatro las tolerancias indicadas.

Deben respetarse estos límites en la gama de temperaturas comprendidas entre +10 °C y +40 °C.

6 Distorsión no lineal

6.1 *Distorsión armónica*

La distorsión armónica total, medida con una onda sinusoidal de 800 Hz al nivel invariable debe ser inferior o igual a 0,5% para el compresor y el expansor considerados por separado.

Nota – Incluso en un compresor ideal, la señal de salida presenta valores de cresta elevados cuando el nivel de la señal aumenta bruscamente. El caso más crítico parece ser el de la señalización a frecuencias vocales, si bien este mismo fenómeno puede también producirse durante la transmisión de la palabra. Puede ser conveniente, en casos excepcionales, asociar un limitador de amplitud al compresor, con objeto de evitar las perturbaciones producidas por las respuestas transitorias provocadas por impulsos de señalización a frecuencias vocales.

6.2 *Pruebas de intermodulación*

Es indispensable agregar a la medida de la distorsión armónica una medida de intermodulación cada a vez que los compansores estén destinados a circuitos internacionales (sea cual fuere el sistema de señalización utilizado), así como cuando se destinen a circuitos nacionales en los que se prevea el uso de la señalización multifrecuencia o la transmisión de datos empleando tipos de señales similares.

Los productos de intermodulación de interés para el funcionamiento de los receptores de señales multifrecuencia son los de tercer orden de los tipos $(2f_1 - f_2)$ y $(2f_2 - f_1)$, donde f_1 y f_2 son dos frecuencias de señalización.

Para las medidas se recomienda que las frecuencias f_1 y f_2 sean 900 Hz y 1020 Hz.

Conviene prever dos condiciones de prueba: la primera con un nivel de −5 dBm0 para cada una de las dos frecuencias de medida f_1 y f_2, y la segunda con un nivel de −15 dBm0, también para cada una de las dos frecuencias de medida. Los niveles mencionados corresponden a la entrada del compresor o a la salida del expansor (niveles no comprimidos).

Los límites para los productos de intermodulación se definen como la diferencia entre el nivel de cada una de las dos señales de medida, a las frecuencias f_1 o f_2, y el nivel de cada uno de los productos de intermodulación, a las frecuencias $(2f_1 - f_2)$ o $(2f_2 - f_1)$.

El valor de esta diferencia, que parece suficiente para las exigencias de la señalización multifrecuencia (incluida la señalización de extremo a extremo por tres circuitos interconectados, provisto cada uno de ellos de un compansor), es de 32 dB para el compresor y para el expansor considerados separadamente.

Nota 1 – Estos valores parecen adecuados para el sistema de señalización N.º 5 que va a utilizarse en algunos circuitos internacionales de gran longitud.

Nota 2 – No parecen aconsejables las medidas efectuadas en el conjunto de un compresor y de un expansor en cascada. En efecto, se puede dar el caso de que un compresor y un expansor den individualmente niveles de intermodulación bastante elevados, pero den mucha menor intermodulación en las medidas en cascada por complementarse bien las características de ambos. La compensación que se encuentra en las medidas con compresor y expansor en cascada puede, en efecto, no producirse en la práctica, a causa de la posible distorsión de fase de la línea, o porque el compresor y el expansor en los dos extremos de la línea tengan características menos complementarias que las del compresor y del expansor medidos en cascada.

Por consiguiente, las medidas deberán efectuarse por separado en el compresor y en el expansor. Las dos señales de frecuencias f_1 y f_2 deben aplicarse al mismo tiempo y los niveles deben medirse a la salida del compresor y del expansor con un aparato selectivo.

7 Ruido

El valor eficaz de la suma de todo el ruido, con respecto a un punto de nivel relativo cero, terminando la entrada y la salida en resistencias de 600 ohmios, deberá ser igual o inferior a los siguientes valores:

- a la salida del compresor: −45 dBm0p
- a la salida del expansor: −80 dBm0p

8 Respuesta transitoria

La respuesta transitoria global del conjunto de un compresor y un expansor que deban utilizarse en el mismo sentido de transmisión en un circuito a cuatro hilos provisto de compansores debe comprobarse como sigue:

El compresor y el expansor se conectan en cascada, insertándose entre ellos, como se indica en el § 3.7, la atenuación (o ganancia) apropiada.

A la entrada del compresor se aplica una señal en escalón de 12 dB, a la frecuencia de 2000 Hz; de hecho, se produce una variación de −16 a −4 dBm0 en el tiempo de establecimiento y de −4 a −16 dBm0 para el retorno al reposo. A la salida del expansor se observa la envolvente de la señal. La sobreoscilación (positiva o negativa) después de la aplicación de un escalón ascendente de 12 dB, expresada en porcentaje de la tensión final en régimen permanente, da la medida de la distorsión transitoria global del conjunto del compresor y del expansor para el tiempo de establecimiento. La sobreoscilación (positiva o negativa) después de la aplicación de un escalón descendente de 12 dB, expresada en porcentaje de la tensión final en régimen permanente, da la medida de la distorsión transitoria global del conjunto del compresor y del expansor para el tiempo de retorno al reposo. Los límites admisibles para estos dos valores son ± 20%. Estos límites deben respetarse para las mismas condiciones de temperatura y de variación de la atenuación (o de la ganancia) entre el compresor y el expansor que para la medición a que se refiere el § 3.7.

Además, los tiempos de establecimiento y de retorno al reposo del compresor únicamente, deberán medirse como sigue:

Utilizando, respectivamente, para el tiempo de establecimento o para el tiempo de retorno al reposo los mismos escalones de 12 dB que anteriormente, el tiempo de establecimiento se define como el tiempo comprendido entre el instante en que se aplica la variación brusca y aquel en que la envolvente de la tensión de salida alcanza un valor igual a 1,5 veces su valor en régimen permanente. El tiempo de retorno al reposo se define como el tiempo comprendido entre el instante en que se aplica la variación brusca y aquel en que la envolvente de la tensión de salida alcanza un valor igual a 0,75 veces su valor en régimen permanente.

Los valores propuestos son los siguientes:

- tiempo de establecimiento mínimo 3 ms y máximo 5 ms;
- tiempo de retorno mínimo 13,5 ms y máximo 22,5 ms.

ANEXO A

(a la Recomendación G.166)

Características de las mejoras de los compansores

La mejora que puede obtenerse con un compansor proviene de que las interferencias son más molestas durante las pausas, o cuando el volumen de los sonidos vocales es relativamente débil, en tanto que las potencias vocales relativamente elevadas las enmascaran. No es, pues, necesario en modo alguno modificar las características de transmisión del sistema cuando el nivel de las señales vocales es elevado; en cambio, cuando este nivel es bajo, conviene mejorar la situación. Para reducir los ruidos, se puede introducir una atenuación en el extremo de recepción del circuito durante los periodos en que el nivel de la señal es nulo o bajo. Esta atenuación afectará al ruido o a la diafonía que se introduzca a lo largo del trayecto, de suerte que el nivel de interferencia se reducirá en consecuencia. De todos modos, la señal deseada se verá también afectada por esta atenuación; de ahí que para que la inserción del compansor no modifique el nivel de la señal finalmente recibida convenga introducir en el extremo transmisor una ganancia numéricamente igual a la atenuación de recepción. El equivalente global del circuito se mantiene así constante, y el nivel de las señales poco intensas aumenta con relación al del ruido de fondo de la línea.

Es preciso, sin embargo, que la situación que acaba de describirse no subsista con una señal de nivel elevado, pues de lo contrario podría producirse una sobrecarga en los amplificadores de línea de la ruta. La misión del compansor consiste, pues, en introducir automáticamente los valores requeridos de ganancia y atenuación mencionados para que el equivalente global del circuito no se modifique cualquiera que sea el nivel de las señales vocales, en tanto que se incrementa la relación señal/ruido para las señales de bajo nivel. Remítase el lector sobre este punto al hipsograma representado en la figura A-1/G.166. Se ve en él que, con un nivel dado, llamado nivel *invariable X* el compansor no introduce en parte alguna ganancia o atenuación, y que la señal atraviesa el sistema de un extremo a otro, como muestra la línea (1), (2), (3), sin que su nivel sufra variación alguna.

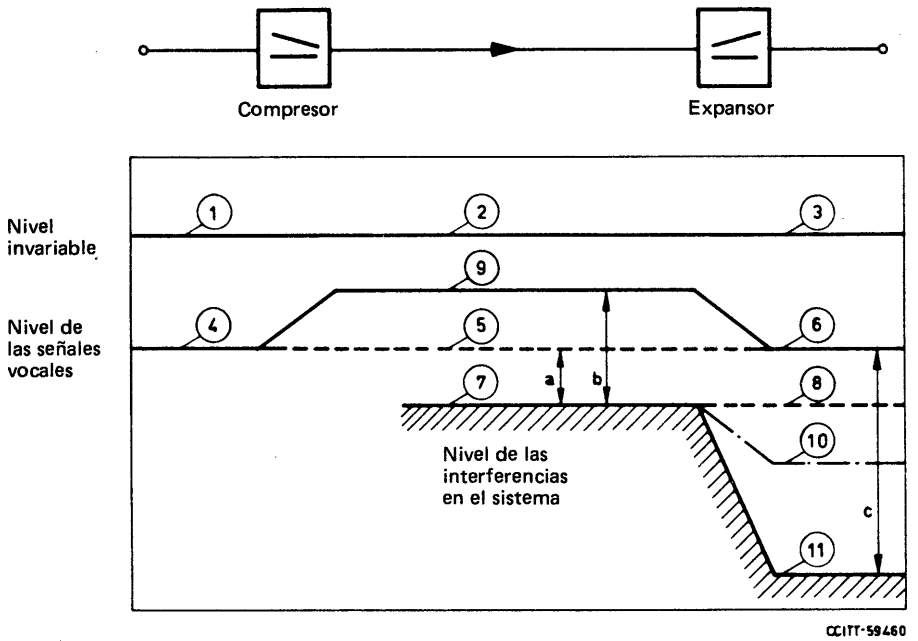
Una señal vocal de nivel (4) atravesaría asimismo normalmente (es decir, sin compansor) el sistema al nivel invariable según la línea (4), (5), (6). Supóngase, sin embargo, que el nivel de interferencias del sistema (ruido, diafonía, etc.) sea el indicado por (7): la relación señal/ruido está entonces representada por *a*, y el nivel de las interferencias a la salida es el representado por (8), lo mismo durante la conversación que durante las pausas.

Sin embargo, la introducción del compansor hace pasar de (4) a (9) el nivel de la señal vocal que se presenta, y a *b* la relación señal/interferencia en el sistema. En el extremo receptor, el nivel de la señal vocal vuelve a su valor primitivo (6) representándose en (10) el nivel correspondiente de las interferencias *durante la conversación.* No obstante, según se ha dicho antes, el nivel de las interferencias durante las pausas representado en (11), es mayor aún. Por consiguiente, el valor efectivo de la relación entre el nivel de las señales vocales y el de las interferencias percibidas *durante las pausas* es el representado por *c.*

La parte del compansor situada en el extremo emisor se denomina compresor porque se comprime la gama de niveles de las señales vocales entrantes. El nivel invariable recomendado por el CCITT para los sistemas de gran capacidad es de -10 dBm0. Ahora bien las Administraciones podrán acordar mutuamente un nivel invariable diferente para conseguir una carga óptima de sus sistemas de transmisión. Se espera que el nivel invariable oscilará entre -10 y -24 dBm0. El nivel invariable elegido afectará a la potencia media por canal.

La parte del compansor situada en el extremo de recepción se denomina expansor; el valor de los niveles invariables es el mismo.

De lo anterior se desprende que cuando haya que instalar compansores será preciso montar uno en cada uno de los extremos del circuito telefónico en el trayecto de transmisión en frecuencias vocales a cuatro hilos, insertándose el compresor en el canal de transmisión, y el expansor en el canal de recepción.



Todos los niveles están referidos a un punto de nivel relativo cero.
Las líneas de trazo continuo indican el funcionamiento del sistema con compansor y las de trazo interrumpido el funcionamiento del sistema sin compansor.

a Relación señal/interferencia sin compansor;
b Relación incrementada señal/interferencia obtenida en presencia de señales vocales, debido al empleo del compresor;
c Relación entre los niveles de señales vocales y de interferencia oída durante las pausas, debido al empleo del compansor. Con un compansor ideal 2:1:2, su valor es 2*b*.

FIGURA A-1/G.166

Hipsograma de un sistema de transmisión provisto con compansores

Referencias

[1] Manual del CCITT *Planificación de la transmisión en las redes telefónicas con conmutación*, UIT, Ginebra, 1976.

1.7 Aspectos de los circuitos especiales y las conexiones que utilizan la red de conexiones telefónicas internacionales relacionados con el plan de transmisión

Recomendación G.171

ASPECTOS DE LAS REDES DE EXPLOTACIÓN PRIVADA RELACIONADOS CON EL PLAN DE TRANSMISIÓN

(Ginebra, 1980; modificada en Málaga-Torremolinos, 1984 y Melbourne, 1988)

1 Consideraciones generales

Esta Recomendación concierne primordialmente a las redes telefónicas privadas con conmutación. En ciertas circunstancias, estas redes pueden también ser adecuadas para la transmisión de señales de datos analógicos codificados, pero no se han tomado disposiciones especiales para asegurar una calidad de funcionamiento satisfactoria a este respecto. Aunque pueden emplearse facilidades digitales en una parte de un circuito o conmutadores digitales, los § 1 a 9 de esta Recomendación tratan principalmente la interconexión analógica de circuitos y conmutadores. Los § 10 y 11 tratan algunos aspectos de las conexiones totalmente digitales.

Debe señalarse que no todas las Administraciones ofrecen esta facilidad. Otras permiten la interconexión entre redes telefónicas privadas y la red telefónica pública. En este último caso, no siempre puede garantizarse que se ofrecerá una calidad de transmisión conforme a las normas del CCITT. De forma similar, la interconexión de múltiples redes privadas puede entrañar conexiones con una calidad de transmisión degradada.

No se pretende que esta Recomendación impida acuerdos bilaterales sobre configuraciones especiales de red. Se sugiere que, en estas circunstancias, los planes de red aquí indicados sirvan de orientación sobre las diversas disposiciones que puedan utilizarse.

El plan de transmisión descrito en la presente Recomendación es similar al aplicable a la red pública con conmutación y, por lo tanto, es conveniente que se observen otras Recomendaciones, como la G.151, cuando resulte posible y apropiado. A este respecto, se señala que algunos requisitos de la Recomendación G.151 son más rigurosos que los especificados en la presente Recomendación (por ejemplo, para la distorsión de atenuación), y que algunas degradaciones que son más importantes para la transmisión de datos en la banda vocal se tratan en la Recomendación G.151 pero no están incluidos en la presente Recomendación.

Un factor importante en el plan privado es que una centralita privada (PBX) puede funcionar como una central local y como central tándem y, por consiguiente, es necesario utilizar una técnica como la de conmutación de atenuadores para conseguir la atenuación apropiada en la conexión.

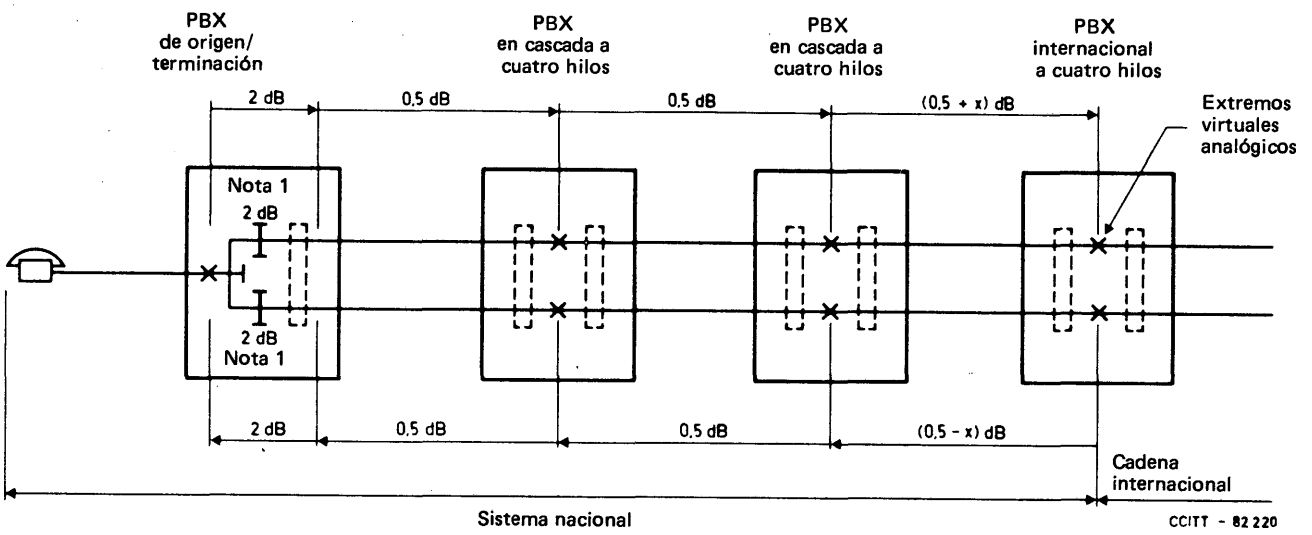
Las configuraciones de red consideradas en la presente Recomendación pueden llevarse a efecto también reemplazando algunas de las PBX o todas ellas por medios de conmutación dedicados a un usuario privado, situados en los locales de la Administración telefónica más bien que en los locales del cliente.

La Recomendación M.1030 facilita información sobre el mantenimiento de los circuitos arrendados internacionales que forman parte de redes privadas con conmutación. En la Recomendación Q.8 se describen los sistemas de señalización que han de utilizarse para los circuitos internacionales arrendados.

2 Configuraciones de red

2.1 *Configuraciones preferidas de una red a cuatro hilos*

En las figuras 1/G.171 y 2/G.171 se muestran las configuraciones de red preferidas. Las centralitas privadas (PBX) a cuatro hilos se utilizan junto con circuitos a cuatro hilos de poca atenuación. Los planes de atenuación mostrados tienen carácter de ilustración y están basados en los planes nacionales examinados en la Recomendación G.121. Por razones de conveniencia, en las figuras posteriores se utilizará únicamente el plan de atenuación variable como ilustración. Cabe señalar que el plan de atenuación fija sin modificación (figura 2/G.171) sólo resulta adecuado cuando el sistema nacional tiene unas dimensiones limitadas de, a lo sumo, 1000 a 1500 km.



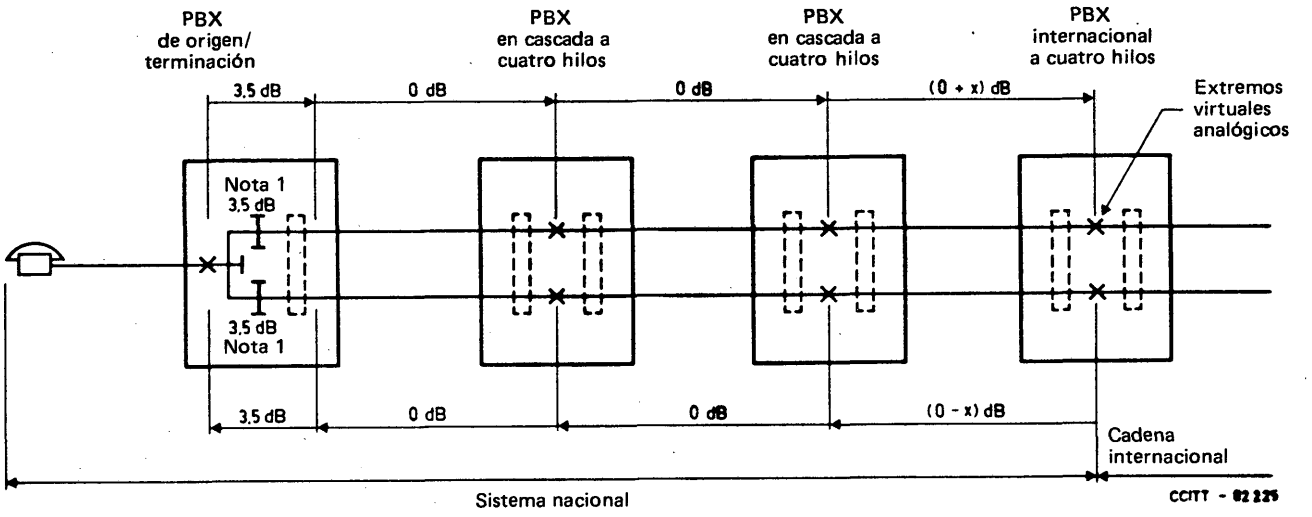
Nota 1 – Atenuador conmutable de 2 dB o dispositivo equivalente. El atenuador se inserta en conexiones de terminación/origen y se desconecta en conexiones en cascada.

Nota 2 – El valor de x representa la atenuación necesaria para la conversión entre extremos analógicos virtuales y reales.

Nota 3 – Indica un compensador de eco o semisupresor de eco que puede insertarse.

FIGURA 1/G.171

Configuración de red a cuatro hilos – Atenuación variable



Nota 1 – Atenuador conmutable de 3,5 dB o dispositivo equivalente. El atenuador se inserta en conexiones de terminación/origen y se desconecta en conexiones en cascada.

Nota 2 – El valor de x representa la atenuación necesaria para la conversión entre extremos analógicos virtuales y reales.

Nota 3 – Indica un compensador de eco o semisupresor de eco que puede insertarse.

FIGURA 2/G.171

Configuración de red a cuatro hilos – Atenuación fija

En cada centralita privada se utiliza un atenuador conmutable o un dispositivo equivalente, de manera que el atenuador esté «fuera» del circuito cuando el conmutador PBX está en el modo cascada pero que esté «en» el circuito en una PBX de origen/terminación. Esto permite una configuración flexible de las PBX a la vez que se mantiene el control de la atenuación para el eco y del índice de sonoridad global. La PBX que termina la cadena internacional se denomina PBX internacional (PBXI). Conceptualmente, los extremos virtuales analógicos están situados en la PBXI.

Conviene advertir que las líneas de abonado de PBX típicamente cortas pueden necesitar más atenuación en las conexiones para satisfacer las Recomendaciones sobre los ERC (o los IS) en emisión y recepción en los extremos virtuales analógicos. Esto, naturalmente, dependerá de los ERC (o los IS) en emisión y recepción del aparato telefónico y de la línea del del abonado. También puede ser necesario añadir atenuación en las comunicaciones internas de las PBX.

2.2 *Configuración permitida de red con circuitos a dos hilos*

La configuración que se muestra en la figura 3/G.171 permite la utilización de circuitos a dos hilos. Esto no es conveniente y debe evitarse. Si se utilizan circuitos a dos hilos sólo debe hacerse entre una PBX de origen/terminación y la primera PBX en cascada. Un circuito a dos hilos puede ser totalmente a dos hilos o consistir en una combinación de segmentos a dos hilos y a cuatro hilos.

La utilización de circuitos a dos hilos puede requerir un control especial de la atenuación en la PBX de conexión en cascada. Si no pueden satisfacerse de otro modo los requisitos de estabilidad/eco indicados en los § 5 y 6, será necesario conmutar el atenuador o el dispositivo equivalente en la conexión en cascada al circuito a dos hilos. Esto requeriría una translación y control especiales en la central PBX en cascada para identificar los enlaces a dos hilos que no se ajustan a los requisitos de estabilidad/eco. Si esto no es posible, se requiere una atenuación mayor en todas las conexiones en cascada, lo que causa una degradación del índice de sonoridad global.

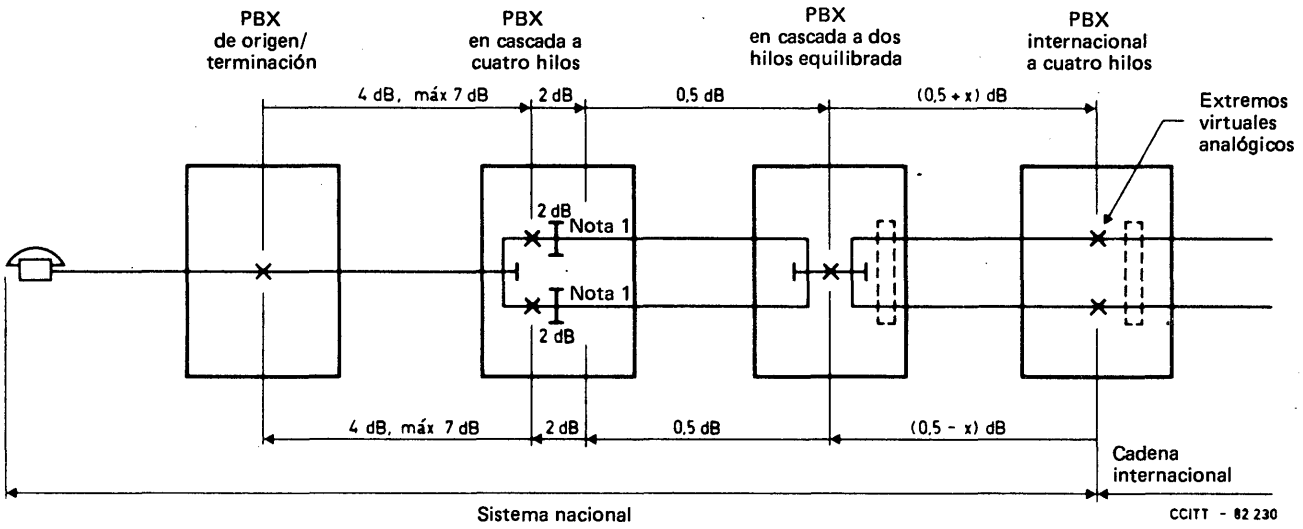
2.3 *Centralitas PBX en cascada a dos hilos equilibradas*

Como se muestra en la figura 3/G.171, pueden utilizarse centrales PBX a dos hilos en el modo cascada si la colección de interfaces a cuatro hilos interconectados satisface los requisitos de equilibrado indicados en la nota 2 a dicha figura. Con un valor medio de la atenuación para el eco de 27 dB y una desviación típica a 3 dB, los efectos del eco en la central PBX son despreciables con respecto al eco principal en la PBX de origen/terminación o en la PBX en cascada conectada a un circuito a dos hilos. En la Recomendación G.131 se hace referencia a estos valores de equilibrado en relación con conmutadores a dos hilos en cascada. Se recomienda provisionalmente que como máximo haya tres PBX a dos hilos en una prolongación nacional. Esto correspondería a una PBX de terminación/origen a dos hilos y dos PBX adicionales en cascada a dos hilos equilibrados.

Como se muestra en la figura 4/G.171, la PBXI puede ser a dos hilos. Los extremos virtuales analógicos son adyacentes a la unidad de terminación a dos/cuatro hilos en el lado de cuatro hilos. Si la PBX se utiliza para conmutación en cascada, debe estar equilibrada y debe emplearse un conmutador de atenuadores o un dispositivo equivalente como se ha descrito anteriormente.

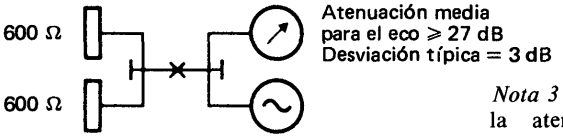
2.4 *Restricciones de la red*

Para controlar la atenuación, la distorsión, el ruido y el retardo, se recomienda un máximo de siete circuitos en cascada desde la PBX de origen a la PBX de terminación. La asignación del número de circuitos entre las cadenas nacionales e internacional debe ser flexible y efectuarse en cada red en particular, respetando el máximo de siete circuitos recomendado. No obstante, en cada prolongación nacional de una conexión debe haber un máximo de cinco circuitos en cascada.



Nota 1 – Atenuador conmutable de 2 dB o equivalente. El atenuador se inserta, en conexiones en cascada, en un circuito a dos hilos si no pueden satisfacerse de otra manera los requisitos en materia de equilibrado para la estabilidad de los § 5 y 6.

Nota 2 – PBX a dos hilos equilibrada.

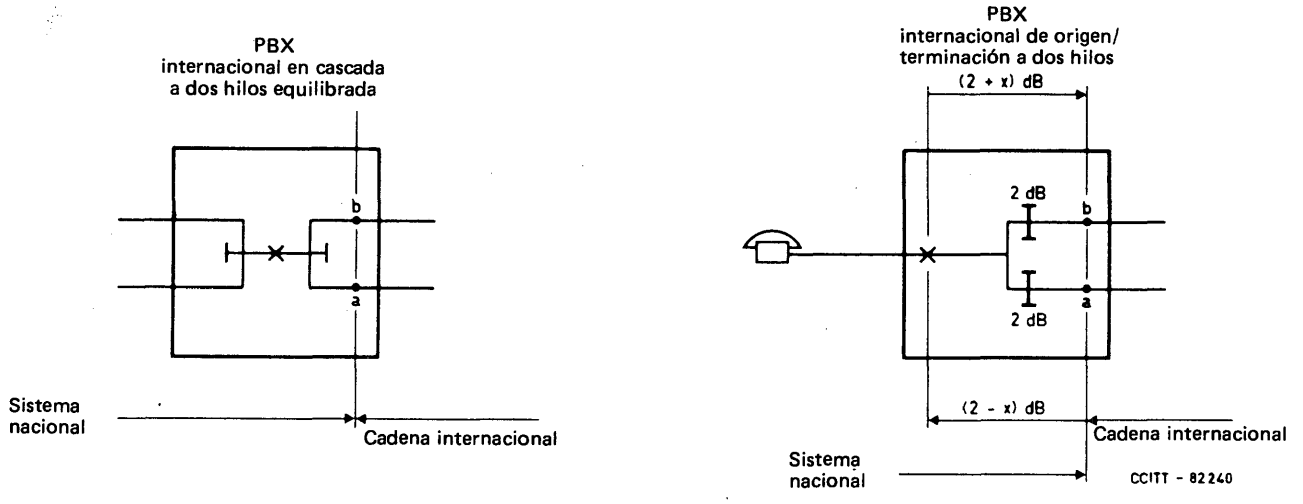


Nota 3 – El valor de x representa la atenuación necesaria para la conversión entre extremos analógicos virtuales y reales.

Nota 4 – Indica un compensador de eco o semisupresor de eco que puede insertarse.

FIGURA 3/G.171

Configuración de red con utilización de circuitos a dos hilos



Nota – El valor de x representa la atenuación necesaria para la conversión entre extremos analógicos virtuales y reales.

FIGURA 4/G.171

Central PBX internacional a dos hilos

Debe observarse la Recomendación relativa al tiempo medio de propagación en un sentido (Recomendación G.114). En particular, una conexión debe comprender como máximo un circuito por satélite. Si no es posible observar esta restricción, no puede garantizarse que se conseguirá una transmisión conforme a las normas del CCITT.

Las disposiciones mostradas en las figuras 1/G.171 a 4/G.171 constituyen métodos sugeridos para cumplir las Recomendaciones sobre estabilidad, eco y ERC (o IS) indicadas en los § 5, 6 y 7. Son aceptables otros métodos que logren la misma calidad de funcionamiento.

3 Pérdida de transmisión (atenuación) nominal de los circuitos internacionales

3.1 *Circuitos a cuatro hilos*

La Recomendación G.111 es aplicable a este tipo de circuitos y, por tanto, la pérdida de transmisión nominal a la frecuencia de referencia entre los extremos virtuales analógicos será de 0,5 dB para circuitos que emplean la transmisión analógica. La mencionada Recomendación G.111 indica la situación de los extremos virtuales analógicos y, por una cuestión de concepto, dichos extremos se encontrarán en la centralita privada en la que termina el circuito. Los circuitos a cuatro hilos no deben contener secciones de circuito a dos hilos.

3.2 *Circuitos presentados a dos hilos*

Por tales ha de entenderse los circuitos que no están disponibles con un interfaz a cuatro hilos (por ejemplo, circuitos entre dos nodos de conmutación a dos hilos).

A los efectos de esta Recomendación puede considerarse que los extremos virtuales analógicos para este tipo de circuito son adyacentes a la unidad de terminación a dos/cuatro hilos (lado cuatro hilos), por lo que puede tratarse de la misma forma que un circuito a cuatro hilos (véase la figura 4/G.171).

Nota 1 – La atenuación real del circuito entre dos extremos reales, a la frecuencia de referencia, no se puede especificar con exactitud sin conocer previamente los niveles de conmutación.

Nota 2 – La atenuación real del circuito puede ser diferente en los dos sentidos de transmisión. En los anexos a la Recomendación G.121 se da una información bastante detallada a este respecto.

Nota 3 – Un circuito es, por definición, el trayecto completo de transmisión entre los puntos de conmutación de las dos centralitas privadas en cuestión.

Nota 4 – La atenuación real diferirá de los valores nominales y variará con el tiempo. En todos los circuitos, las variaciones con el tiempo del equivalente a la frecuencia de referencia (incluidas las variaciones diarias y estacionales pero excluidos los saltos de amplitud) deben ser lo más pequeñas posible y no exceder de ± 4 dB.

4 Pérdida de transmisión nominal de circuitos nacionales

4.1 *Circuitos a cuatro hilos*

La atenuación nominal a la frecuencia de referencia debe ser de 0,5 dB entre extremos reales. Esto comprende circuitos a cuatro hilos terminados en centrales PBX a dos hilos equilibradas. La atenuación del circuito entre los extremos virtuales analógicos y los extremos reales analógicos de la PBXI depende del nivel de transmisión de la PBX utilizado en el plan nacional.

4.2 *Circuitos a dos hilos*

Los circuitos a dos hilos pueden contener segmentos mixtos a dos/cuatro hilos. La atenuación nominal a la frecuencia de referencia no debe ser superior a 7 dB, y, de preferencia, debe ser más baja, por ejemplo de 4 dB.

Nota 1 – Ciertas configuraciones nacionales en países de gran extensión pueden emplear una atenuación nominal superior a 0,5 dB en circuitos a cuatro hilos o una atenuación dependiente de la distancia a fin de mejorar la característica de eco para la persona que habla sin utilizar dispositivos de potencia contra el eco. Este método es aceptable si se satisface lo recomendado en el § 7 para los ERC (o los IS).

Nota 2 – Como los circuitos arrendados pueden contener secciones de circuito encaminadas por pares en cables de distribución locales no cargados, será necesario asegurar que la estabilidad sea adecuada, habida cuenta de la ganancia relativa introducida por los pares en cables no cargados.

Nota 3 – La variación de la atenuación debe controlarse de la manera descrita para los circuitos internacionales.

5 Estabilidad

5.1 *Circuitos nacionales a dos hilos/presentados a dos hilos*

Los circuitos presentados a dos hilos son circuitos a cuatro hilos terminados en centrales PBX a dos hilos. Provisionalmente, la atenuación nominal en el bucle a cuatro hilos no debe ser inferior a 6 dB a cualquier frecuencia de la banda de 0 a 4 kHz, para todas las condiciones terminales propias de la explotación normal (por ejemplo, incluido el estado en reposo y la fase de establecimiento de la conexión).

5.2 *Sistemas de terminación para circuitos internacionales*

Los sistemas de terminación nacionales que permitan la interconexión con circuitos internacionales deben satisfacer las condiciones de estabilidad de la Recomendación G.122. En el caso de circuitos internacionales presentados a dos hilos, puede considerarse que los extremos virtuales analógicos son adyacentes a la unidad de terminación a dos/cuatro hilos (lado cuatro hilos). (Véase la figura /G.171.)

Durante el establecimiento y la liberación de una comunicación, la atenuación entre los extremos virtuales analógicos (*a-b*) debe satisfacer lo especificado en el § 1 de la Recomendación G.122.

El sistema de señalización influye en la atenuación durante el establecimiento, conforme se explica en la Recomendación G.122. Si las configuraciones aquí descritas no permiten satisfacer el requisito, habrá que aumentar las atenuaciones conmutadas o fijas.

Durante una comunicación establecida, las configuraciones sugeridas en las figuras 1/G.171, 2/G.171 y 3/G.171 permiten cumplir lo establecido en la Recomendación G.122 como sigue. Suponiendo que las líneas de abonado de PBX tienen una distribución de la atenuación de equilibrado para la estabilidad que es equivalente a superior a la de las líneas de abonado de la red pública y que la distribución tiene un valor medio de 6 dB y una desviación típica de $\sqrt{6{,}25}$ dB, la distribución de la atenuación para la estabilidad (*a-b*) estará en consonancia con la distribución preconizada en el § 1 de la Recomendación G.122, en las mismas hipótesis que se utilizan en dicha Recomendación.

Nota – A fin de obtener el valor recomendado de estabilidad en los circuitos de poca atenuación (por ejemplo 3 dB) presentados a dos hilos será necesario que las unidades de terminación a dos/cuatro hilos estén situadas en las centralitas privadas. Esto pudiera ser innecesario en el caso de circuitos de mayor atenuación nominal. En el manual del CCITT, citado en [1], se ofrece información sobre el tema.

6 Eco

6.1 *Sistemas de terminación para circuitos internacionales*

Los sistemas de terminación nacionales que interconectan con circuitos internacionales deben cumplir los requisitos de atenuación para el eco (*a-b*) del § 2 de la Recomendación G.122, y los requisitos del § 2 de la Recomendación G.131 para la protección contra el eco.

Durante una comunicación establecida, las configuraciones sugeridas de las figuras 1/G.171, 2/G.171 y 3/G.171 aseguran el cumplimiento de lo establecido en el § 2 de la Recomendación G.122, como sigue. Suponiendo que las líneas de abonados de PBX tienen una distribución de la atenuación de equilibrado para el eco equivalente o superior a la de las líneas de abonado de la red pública y que la distribución tiene un valor medio de 11 dB y una desviación típica de 3 dB, la distribución de la atenuación para el eco (*a-b*) estará en consonancia con la distribución preconizada en el § 2 de la Recomendación G.122, utilizando las mismas hipótesis que en dicha Recomendación.

6.2 *Dispositivos de protección contra el eco*

Cuando hacen falta dispositivos de protección contra el eco (por ejemplo, supresores de eco o compensadores de eco), es preferible que los mismos se encuentren en la centralita privada. Eso minimiza el retardo en los extremos y permite también neutralizar el dispositivo durante la explotación en cascada, de ser necesario. Además,

algunos sistemas de señalización requieren la neutralización local de los dispositivos de protección contra el eco durante ciertas fases de la señalización. El dispositivo de protección contra el eco (compensador de eco o semisupresor de eco activado en el extremo distante) para el circuito internacional estaría situado en la PBX en que termina la cadena internacional, pues esa misma PBX puede por lo general originar/terminar tráfico o conmutarlo en cascada hacia muchos enlaces sin protección contra el eco. Sin embargo, si los circuitos nacionales de conexión introducen bastante retardo para justificar una protección contra el eco, se insertarían también dispositivos de protección contra el eco en esos circuitos.

Si se emplean semisupresores de eco activados en el extremo distante, deben neutralizarse los supresores intermedios. Esto no es necesario para los compensadores de eco pues la explotación en cascada no degrada la calidad de funcionamiento. En ambos casos, el dispositivo de protección contra el eco en funcionamiento en la conexión se desplaza efectivamente a un punto más cercano a la línea de abonado PBX, lo que reduce aún más el retardo en los extremos. Los dispositivos de protección contra el eco están situados en la parte a cuatro hilos de la red y entre la primera híbrida y la cadena internacional. Pero los dispositivos pueden encontrarse en el centro internacional cuando aún es posible controlar en forma satisfactoria los factores de calidad de funcionamiento previamente mencionados y resulta ventajosa esa ubicación por razones de mantenimiento y/o económicas.

La atenuación de los circuitos equipados con dispositivos de protección contra el eco debe ser de 0 dB.

Los supresores y compensadores de eco conformes a las Recomendaciones G.164 y G.165 requieren por lo común una atenuación (*a-b*) de la señal de 6 dB para que la señal *real* pueda hacer convergir el compensador o sea controlada por el supresor. Por ello, desde el punto de vista de la calidad de funcionamiento es conveniente que la atenuación para la estabilidad (*a-b*) durante el plazo que una conexión esté establecida sea de por lo menos 6 dB pues esto garantiza un funcionamiento adecuado para *cualquier* señal (espectro de frecuencias) en la banda de 0 a 4 kHz. Pero quizás resulte imposible conseguir esa condición por razones económicas. El espectro de una señal vocal y un trayecto de retorno típicos es tal que, si la atenuación para el *eco* (*a-b*) es de por lo menos 6 dB, la atenuación (*a-b*) para la señal vocal tendría que ser de por lo menos 6 dB y los dispositivos de protección contra el eco debieran funcionar adecuadamente. Sin embargo, algunas señales de datos en la banda vocal y trayectos de retorno tienen un espectro tal que hace falta una atenuación para el eco (*a-b*) de como mínimo 10 dB para garantizar una atenuación (*a-b*) de la señal de 6 dB para la señal de datos real (los modems que funcionan en semidúplex en circuitos por satélite pueden requerir una protección contra el eco para tener un funcionamiento adecuado). En consecuencia, cuando hay un dispositivo de protección contra el eco en una PBX, la atenuación para el eco en los terminales a cuatro hilos del dispositivo mirando hacia la línea de abonado debe ser como mínimo de 6 dB para el 99,5% de las conexiones y 10 dB para el 95% de las conexiones, para todas las configuraciones de red durante una comunicación establecida. Esto no constituye un requisito pues dichos valores están en consonancia con la distribución recomendada de la atenuación para el eco independientemente del número de circuitos existentes entre el dispositivo de protección contra el eco y la línea de abonado, suponiendo que la distribución es gaussiana, lo que es una hipótesis conservadora.

La configuración sugerida de las figuras 1/G.171, 2/G.171 y 3/G.171 concuerda con las Recomendaciones sobre la atenuación para el eco mínima. Utilizando estas configuraciones hay siempre un atenuador o un dispositivo equivalente entre el dispositivo de protección contra el eco y la terminación a dos hilos. En las condiciones descritas en el § 6.1, la distribución de la atenuación para el eco, en los terminales del dispositivo de protección contra el eco está en consonancia con la distribución recomendada.

Si la red privada utiliza supresores de eco y está conectada a una red pública que utiliza compensadores de eco, puede que se tropiece con dificultades para la convergencia del compensador cuando el supresor se halla en el trayecto posterior del compensador. Pero la calidad de funcionamiento vendrá determinada en tal caso por los dispositivos de protección contra el eco situados en ambos extremos de la conexión.

7 Equivalentes de referencia corregidos (ERC) e índices de sonoridad (IS) de los circuitos de prolongación

7.1 *Carga*

Las Administraciones garantizarán que las disposiciones técnicas que autoricen con respecto a los niveles operativos, las sensibilidades, etc. para redes privadas no estén en pugna con los criterios seguidos para el diseño del sistema de transmisión internacional. Se llama la atención sobre el § 3 de la Recomendación G.121, que especifica un valor nominal mínimo de 7 dB para el ERC en emisión (IS en emisión de 2 dB) con relación al extremo virtual analógico.

7.2 *Índice de sonoridad en emisión*

El IS en emisión máximo del circuito constituido por la línea de abonado PBX y el teléfono (parte análoga al circuito telefónico local en la red pública) no debe ser superior a 10,5 dB. Este valor concuerda con el ejemplo de circuito telefónico local de longitud máxima ilustrado en la figura 1/G.103. En la práctica cabe esperar que la mayoría de los valores del IS en emisión serán considerablemente inferiores a este límite.

Al adoptar valores, las Administraciones deberán tratar de que éstos satisfagan el objetivo a largo plazo preferido, estipulado en el § 1 de la Recomendación G.121 (valor referido al extremo virtual analógico).

7.3 *IS en recepción*

El IS en recepción máximo del circuito constituido por la línea de abonado PBX y el teléfono (parte análoga al circuito telefónico local en la red pública) no debe ser superior a 4 dB. Este valor concuerda con el ejemplo de circuito telefónico local de longitud máxima ilustrado en la figura 1/G.103. En la práctica cabe esperar que la mayoría de los valores del IS en recepción serán considerablemente inferiores a este límite, si bien deberá tenerse debidamente en cuenta la necesidad de prever márgenes adecuados para garantizar que el ruido, la diafonía y el efecto local no alcancen valores excesivos.

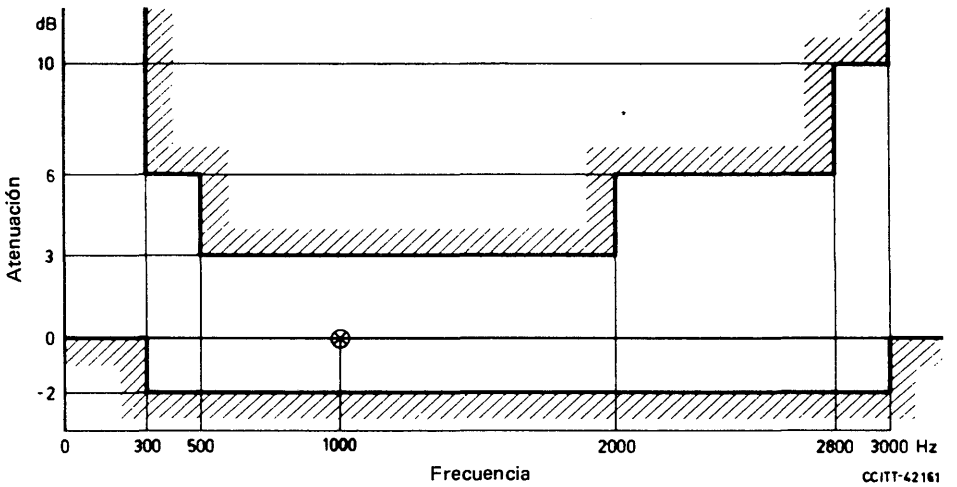
Al adoptar valores, las Administraciones deberán tratar de que éstos satisfagan el objetivo a largo plazo preferido, estipulado en el § 1 de la Recomendación G.121 (valores referidos al extremo virtual analógico).

Los IS en emisión y en recepción para todas las conexiones han de ser tales que se cumpla lo establecido en el § 3.2 de la Recomendación G.111 sobre el IS global.

8 Distorsión de atenuación en función de la frecuencia

8.1 *Circuitos a cuatro hilos*

La distorsión de atenuación en función de la frecuencia de cada circuito a cuatro hilos no debe ser superior a los límites indicados en la figura 5/G.171. Estos límites son también aplicables a la parte a cuatro hilos del circuito si, excepcionalmente, ésta está terminada por un nodo de conmutación a dos hilos (véase el § 2).



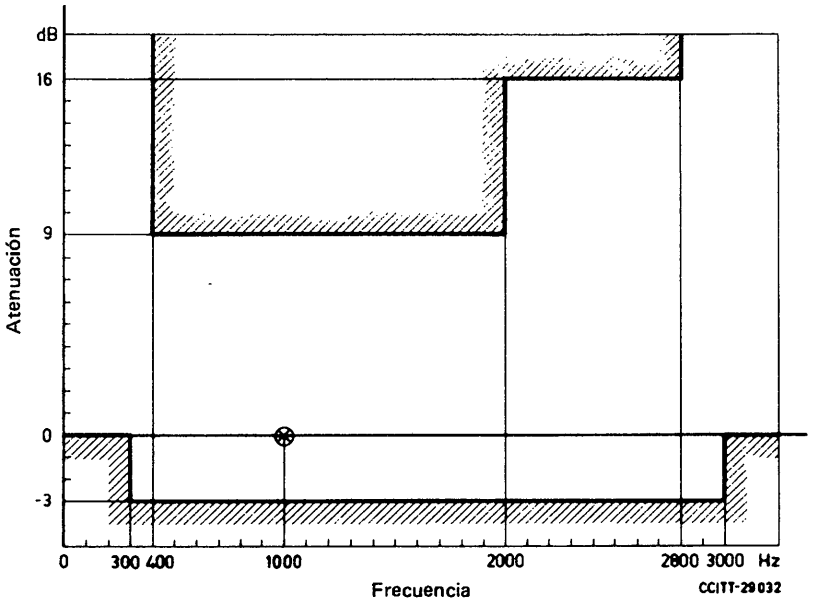
Nota – Los valores de 300 Hz y 3 kHz para la limitación de la ganancia en el borde de la banda son provisionales, ya que la Recomendación G.232 [2] permite una gama mayor de frecuencias para los equipos terminales MDF.

FIGURA 5/G.171

Límites del equivalente del circuito con relación al equivalente a 1000 Hz para circuitos a cuatro hilos

8.2 *Circuitos presentados a dos hilos*

La distorsión de atenuación en función de la frecuencia de cada circuito a dos hilos no debe rebasar los límites indicados en la figura 6/G.171.



Nota – Los valores de 300 Hz y 3 kHz para la limitación de la ganancia en el borde de la banda son provisionales, ya que la Recomendación G.232 [2] permite una gama más amplia de frecuencias para los equipos terminales MDF.

FIGURA 6/G.171

Límites del equivalente del circuito con relación al equivalente a 1000 Hz para circuitos presentados a dos hilos

9 Ruido

Cada una de las secciones de circuito deberá satisfacer las condiciones estipuladas respecto al ruido en las Recomendaciones pertinentes; en la Recomendación G.123 y en el § 1 de la Recomendación G.143 se da cierta información general sobre las características de ruido del sistema. El nivel nominal de la potencia de ruido aleatorio en la centralita privada dependerá de la constitución real del circuito, pero no deberá ser superior a −38 dBm0p (límite provisional de mantenimiento para circuitos de longitud superior a 10 000 kilómetros). En la práctica, los circuitos de menor longitud presentarán niveles de ruido aleatorio mucho menores. La figura 7/G.171 da una orientación sobre la calidad de funcionamiento que cabe esperar.

Los circuitos con secciones encaminadas por satélites de comunicaciones diseñadas con arreglo a la Recomendación G.153, pueden ser evaluados en lo que respecta a la característica de ruido asignando una longitud nominal de circuito de 1000 km para el trayecto por satélite. Cabe señalar, no obstante, que si bien esta asignación resulta apropiada para la mayoría de los satélites que cursan tráfico internacional, puede que en ciertos sitios se encuentren niveles de ruido superiores a este valor.

10 Interconexión digital

En una red privada digital de centralitas automáticas privadas digitales interconectadas digitalmente, un aspecto principal es el plan de atenuación (pérdidas). A fin de lograr conexiones digitales transparentes en la red de centralitas automáticas privadas, la atenuación entre los interfaces digitales debe ser 0 dB. Sin embargo, es necesario insertar atenuaciones en las centralitas automáticas privadas asociadas con la interconexión de interfaces digitales y analógicos. Si se introduce atenuación digital entre interfaces digitales, es conveniente que se disponga de opciones para contornear el atenuador digital de modo que puedan proporcionarse conexiones transparentes. El contorneo de los atenuadores digitales puede requerir disposiciones especiales de señalización.

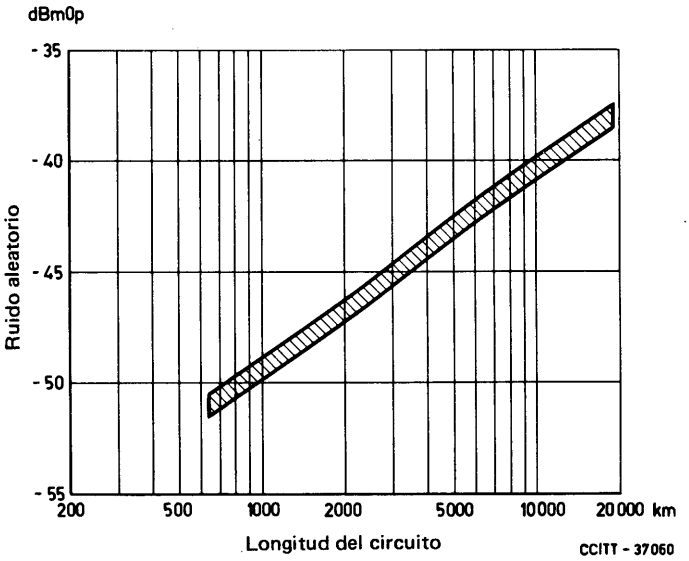


FIGURA 7/G.171

Características de ruido aleatorio de los circuitos

En una red privada hay normalmente varias categorías diferentes de interfaces analógicos en las centralitas automáticas privadas digitales. Estos interfaces corresponden a estaciones en las instalaciones, estaciones fuera de las instalaciones, enlaces de conexión analógicos con otras centralitas automáticas privadas y conexiones analógicas con la red pública con conmutación. La matriz de atenuación de puerto a puerto en la centralita automática privada digital entre la combinación de interfaces analógicos y digitales junto con la atenuación de cualesquiera facilidades y líneas analógicas constituyen el plan de atenuación local. Las diferentes centralitas automáticas privadas que utilizan la misma matriz de atenuación de puerto a puerto son compatibles para la utilización en la misma red en concordancia con el plan de atenuación.

Debido a los numerosos tipos diferentes de interconexiones, el plan de atenuación global representa un compromiso, y no se logra la calidad de funcionamiento óptima en todas las conexiones. El plan de atenuación debe prever índices de sonoridad en emisión, en recepción y global aceptables, como se expone en el § 7.3 de esa Recomendación, para todos los tipos de conexión. En el anexo a esta Recomendación se describe, como ejemplo, un plan de atenuación (pérdidas) elaborado para cumplir este objetivo. Por el momento, en el anexo no se tratan los interfaces digitales a teléfonos digitales.

11 Interconexión con la red telefónica pública con conmutación

No siempre es posible asegurar que la calidad de transmisión satisface las normas del CCITT cuando se interconectan redes privadas con la red telefónica pública con conmutación (RTPC). Esta situación se complica por los numerosos tipos diferentes de conexiones posibles. En las redes analógicas, un problema corriente de interconexión es el aumento de pérdida y la degradación del índice de sonoridad global. Deberán cumplirse los requisitos de niveles relativos en la central digital como se describe en la Recomendación Q.552 (§ 2.2.4). En las redes digitales hay una posibilidad mayor de hacer la interconexión casi transparente. Las siguientes directrices se aplican a las redes digitales:

i) Para la interconexión preferida entre centralitas automáticas privadas digitales y centrales de extremo digitales se emplean facilidades digitales con una conexión transparente en la central del extremo. De preferencia, la pérdida debe transferirse a la red privada en el punto de conversión digital/analógico o teléfono digital.

ii) Los niveles de codificación y de decodificación en la red privada deben concordar con el plan nacional y proporcionar índices de sonoridad conformes a la Recomendación G.121.

iii) El plan de sincronización para la red privada debe ser compatible como la estrategia de sincronización nacional.

Cuando se interconecta una red privada analógica o digital con la RTPC y se establece una conexión internacional, la prolongación nacional consiste en la RTPC y la red privada conectada. Todos los requisitos de la prolongación nacional deben cumplirse en esta configuración. En particular, deben respetarse los requisitos de índice de sonoridad de la Recomendación G.121 y los requisitos para el eco y la estabilidad de la Recomendación G.122. La RTPC y la red privada conectadas deben cumplir los requisitos para el eco y la estabilidad en los extremos virtuales analógicos.

El control del retardo y de la característica del eco para el hablante puede crear problemas en las interconexiones de redes privadas y la RTPC. En primer lugar, como es probable que los dispositivos de protección contre el eco en la red privada estén en cascada con dichos dispositivos en la RTPC, deben utilizarse compensadores de eco en la red privada para evitar la degradación. Otros sectores específicos problemáticos son los siguientes:

i) La característica de eco para el hablante en las llamadas en las que la protección contra el eco no suele proporcionarse en la RTPC. El retardo adicional de la red privada puede dar como resultado una calidad de funcionamiento inaceptable en una proporción considerable de llamadas (Regla M de la Recomendación G.131).

ii) El retardo adicional de la red privada puede dar como resultado que se rebasen los límites de retardo de extremo para los actuales dispositivos de protección contra el eco de la RTPC. Para controlar estos factores, puede ser necesario aplicar compensadores de eco en la red privada en el circuito de interconexión, particularmente para controlar las reflexiones a la RTPC. Los límites de retardo y/o la estrategia de protección contra el eco utilizados en la red privada deben asegurar una característica de eco para el hablante aceptable de acuerdo con las reglas del § 2.3 de la Recomendación G.131. Además, los límites de retardo de la red privada deben ser lo más bajos posibles para minimizar los retardos globales de la conexión, de conformidad con la Recomendación G.114.

Entre otros parámetros esenciales para una calidad de funcionamiento global aceptable cabe citar: la distorsión de cuantificación, efecto local, ruido, distorsión de atenuación, distorsión de retardo de grupo, diafonía, tasa de errores, fluctuación de fase y fluctuación lenta de fase. No es viable proporcionar límites de red privada para estos parámetros coherentes con los requisitos globales de la prolongación nacional para todas las configuraciones. Es importante que las partes constitutivas de la red privada se diseñen de acuerdo con la Recomendación pertinente del CCITT que trata estos parámetros.

Referencias

[1] Manual del CCITT *Planificación de la transmisión en las redes telefónicas con conmutación*, UIT, Ginebra, 1976.

[2] Recomendación del CCITT *Equipos terminales de 12 canales*, Tomo III, Rec. G.232.

ANEXO A

(a la Recomendación G.171)

Comportamiento y plan de atenuación de las redes privadas digitales

A.1 *Introducción*

En los Estados Unidos de América, la electronic industries association (EIA) está trabajando en una propuesta de norma [1] sobre las atenuaciones (pérdidas) de puerto a puerto de una central privada digital conectada a la red pública. En esta Contribución se describe el plan de atenuación y algunos resultados del funcionamiento en las redes que explican la finalidad del plan. La Contribución sólo tiene por objeto ofrecer información de base para facilitar el estudio de la cuestión. En particular, la información puede ser útil para la elaboración de una ampliación de la Recomendación G.171, de modo que abarque los trabajos (reconocidos como prioritarios) relativos al plan de atenuación de las redes privadas digitales incluida la interconexión con las redes públicas.

A.2 *Redes privadas digitales*

Para el plan de atenuación de las redes privadas digitales se ha seguido como modelo la red pública digital con conmutación de la ATT anterior a la «desposesión», para la cual se especificaba una pérdida fija de 6 dB de central local a central local en la mayoría de las conexiones [2]. Además, se había previsto que funcionara en armonía con la extensa red analógica existente, de modo que las conexiones mixtas ofrecieran características adecuadas de calidad.

La atenuación de extremo a extremo en las redes privadas digitales es de 12 dB para conexiones terminadas, en ambos extremos, en estaciones en las instalaciones (EEI). La diferencia de 6 dB entre estas conexiones y las conexiones de la red pública digital con conmutación tenía por objeto compensar la diferencia entre la atenuación media de la línea de abonado de la red pública (aproximadamente 4 dB) y la atenuación media de una línea de una estación en las instalaciones de una red privada (aproximadamente 1 dB). Así, 3 dB de la atenuación de extremo a extremo de 12 dB se asigna a cada línea, en cada extremo de la conexión (véase la figura A-1/G.171).

Cuando en lugar de una EEI se utiliza una estación fuera de las instalaciones (EI) no se aplica la asignación de 3 dB a la línea de abonado, porque una línea EFI o bien tiene una atenuación comparable a la de una línea de abonado ordinaria, o está diseñada de acuerdo con el plan denominado via net loss (VNL) + 4 dB. En consecuencia, si ambos extremos de una conexión de red privada digital terminan en líneas EFI, la de extremo a extremo será de 6 dB. Si un extremo de la conexión termina en una EFI y el otro en una EEI, la atenuación de la conexión de extremo a extremo será de 9 dB.

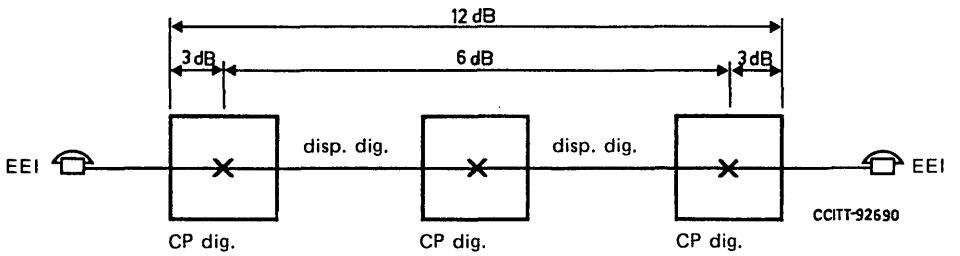


FIGURA A-1/G.171

Conexión de redes privadas digitales

A.3 *El plan de atenuación de la EIA*

El plan de atenuación de la EIA para centrales privadas (CP) conectadas a la red pública tiene por objeto aplicar el plan de atenuación de las redes privadas digitales. Proporciona también la necesaria flexibilidad para el funcionamiento de las centrales privadas en un entorno mixto analógico/digital, así como para la interconexión de redes privadas y públicas.

El plan de atenuación de la EIA para las centrales privadas digitales se presenta en el cuadro A-1/G.171. Este cuadro indica la atenuación que debe insertar la central privada entre los diversos interfaces, en los dos sentidos de transmisión. No se especifica el método para obtener la atenuación (un método analógico, digital, o ambos). Sin embargo, en una conexión digital de extremo a extremo, toda la atenuación se inserta en la central privada de destino, salvo la atenuación de 3 dB asignada a una EEI de origen. Por ejemplo, para obtener el valor de la atenuación de 12 dB indicado en la figura A-1/G.171, la central privada de cada extremo tiene que insertar una atenuación de 3 dB en el sentido de emisión, y una atenuación de 9 dB (6+3) en el sentido de recepción (lo que puede verse en la casilla 1-D); en cambio, la central privada intermedia no tiene que insertar atenuación (casilla 4-D).

Como se ha dicho antes, el cuadro especifica también los valores de atenuación para el interfaz con dispositivos de redes privadas analógicas y con la red pública a través de dispositivos analógicos o digitales. Se especifican también valores de atenuación para centrales privadas satélites. Por lo general, los enlaces de las centrales privadas satélites son cortos. Por tanto, especificando un determinado conjunto de valores de atenuación para interconexiones con estos enlaces es posible obtener un mejor comportamiento global. Cuando se utilizan dispositivos analógicos, se supone que están diseñados de acuerdo con el plan VNL.

CUADRO A-1/G.171

Plan de atenuación de las centrales privadas digitales

		A ONS		B OPS		C A/TT		D D/TT		E S/ATT S/DTT	
		↑	↓	↑	↓	↑	↓	↑	↓	↑	↓
1 ONS	–	6		3		3		3		3	
	–		6		3		3		9		3
2 OPS	–	3		0		2		0		2	
	–		3		0		2		6		2
3 A/TT	–	3		2		0		–3		0	
	–		3		2		0		3		0
4 D/TT	–	9		6		3		0		6	
	–		3		0		–3		0		0
5 S/ATT S/DTT	–	3		2		0		0		0	
	–		3		2		0		6		0
6 A/CO	–	0		0		0/2		–3/0		0	
	–		0		0		0/2 (Nota 2)		3/6 (Notas 1, 2)		0
7 D/CO	–	3		0		2		0/–3		0	
	–		3		0		2		6/3 (Nota 3)		0
8 A/TO	–	6		3		0		–3		3	
	–		6		3		0		3		3
9 D/TO	–	9		6		3		0		6	
	–		3		0		–3		0		0

(Valores en dB)

Interfaces de centrales privadas

ONS Interfaz de línea con una línea en la instalación

OPS Interfaz de línea con una línea fuera de la instalación

A/TT Interfaz de enlace analógico con enlace de interconexión

D/TT Interfaz de enlace digital con enlace de interconexión digital, combinación de enlace de interconexión o cualquier otro enlace de interconexión con una terminación digital en la central privada

S/ATT Interfaz de enlace analógico con enlace analógico de interconexión de central privada satélite

S/DTT Interfaz de enlace digital con enlace digital de interconexión de central privada satélite

Interfaces de centrales privadas (cont.)

A/CO Interfaz de enlace analógico con enlace analógico de oficina central (CO)

D/CO Interfaz de enlace digital con enlace digital de oficina central (CO), combinación de enlace de CO o cualquier otro enlace de CO con una terminación digital en la central privada

A/TO Interfaz de enlace analógico con enlace analógico de oficina interurbana (TO)

D/TO Interfaz de enlace digital con enlace digital de oficina interurbana, (TO) combinación enlace TO, o cualquier otro enlace TO con una terminación digital en la central privada

Nota 1 – Los valores −3/3 dB se utilizarán cuando un puerto A/CO esté conectado a un puerto D/TT que sirve como interfaz a una combinación enlace de interconexión con una central privada satélite.

Nota 2 – Es conveniente emplear la opción de baja atenuación (0/0 ó −3/3) cuando la atenuación del enlace CO de la central privada es superior o igual a 2 dB y ERL ⩾ {18,13} y SRL ⩾ {10,6}, medidos en una terminación de 900 ohmios +2,16 μF en la oficina central. [La notación {M,L} significa que el valor mediano es M y el límite inferior, L.]

Nota 3 – Los valores de atenuación 0/6 dB se proporcionarán siempre. Los valores de atenuación −3/3 dB es una opción conveniente que debe usarse para aplicaciones interredes en las cuales ninguna configuración importante encontrará problemas de eco, estabilidad o sobrecarga debido a la atenuación reducida. Con los valores de atenuación −3/3 dB, las señales de código multifrecuencia de dos tonos de la estación de abonado transmitidas a través de D/CO en la red privada pudieran experimentar una mutilación de dígitos no recuperable en aplicaciones de señalización secundarias (señalización de código multifrecuencia de dos tonos después que se ha establecido la conexión, por ejemplo, entrada de órdenes) debido a la ganancia de 3 dB.

A.4 *Resultados de estudios sobre el grado de servicio, realizados para el plan de atenuación de centrales privadas de la EIA*

Dado que el plan de atenuación para las redes privadas digitales se ha basado en el plan de atenuación de la red pública digital con conmutación de la ATT, cabe esperar que el comportamiento de las redes privadas digitales será comparable al de la red pública digital con conmutación. El valor de 6 dB de la atenuación entre las dos centrales de los extremos de las conexiones públicas digitales con conmutación representa una solución de transacción. Como muestra la figura A-2/G.171, el valor óptimo de la atenuación depende de la longitud de la conexión (la cual, asimismo, determina el tiempo de propagación de ida y retorno de las señales reflejadas). No obstante, la atenuación de 6 dB, valor adoptado como solución de transacción, asegurará una calidad de funcionamiento adecuada en la mayor parte de las conexiones. De manera similar, el grado de servicio (GDS) de una conexión dependerá de la atenuación de extremo a extremo. La atenuación de extremo a extremo de 12 dB para las redes privadas digitales (o la asignación de 3 dB a cada bucle de EEI) viene apoyada por los siguientes resultados relativos al GDS.

La figura A-3b/G.171 muestra el GDS atenuación-ruido-eco[1] para conexiones de redes privadas digitales con EEI en ambos extremos, en función de la atenuación. La atenuación se expresa en base al valor de P asignado a cada EEI, sumado a una atenuación fija de 6 dB de extremo a extremo (véase la figura A-3a/G.171). Atendiendo a la longitud, se consideran tres categorías de conexiones: cortas, medias y largas, de 45, 250 y 1820 millas (70, 400 y 3000 kilómetros), respectivamente. En esta simulación se utilizó una pérdida de retorno de eco con una media de 12 dB y una desviación típica de 3. Los resultados muestran que el valor óptimo de P aumenta con la longitud de la conexión.

[1] El GDS se representa mediante el porcentaje medio de «buena o mejor», utilizando el modelo de Cavanaugh, Hatch, Sullivan.

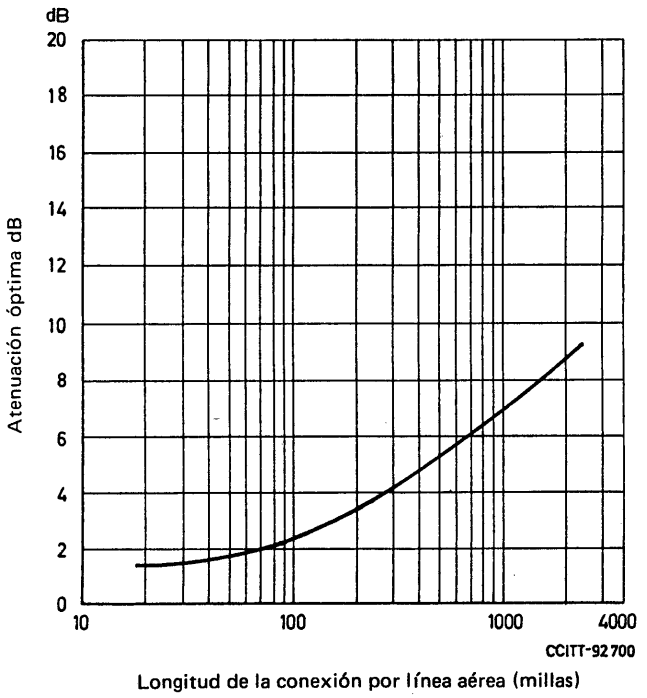


FIGURA A-2/G.171

Atenuación óptima de red digital con conmutación
(tomado de la Referencia 2)

La figura A-4a/G.171 es similar a la figura A-3a/G.171, de la que sólo se diferencia en que una EEI se ha reemplazado por una EFI. La central privada que sirve de base a la EFI no tiene una atenuación «P» asociada con la línea EFI. Además, los parámetros de la pérdida de retorno para el eco son diferentes. La figura A-4b/G.171 muestra los resultados del grado de servicio atenuación-ruido-eco de la conexión de la figura A-4a/G.171, para las tres longitudes de las líneas privadas, percibido por el cliente EEI (el GDS para el cliente EFI será diferente). La dependencia de los resultados del GDS con respecto al valor de P es similar a la indicada en la figura A-3b/G.171. Para P = 6 dB, el comportamiento de la conexión larga (véase la figura A-4b/G.171) será casi óptimo. En cambio, el comportamiento de las conexiones de los otros tipos comenzará a degradarse. La degradación será apreciable cuando ambos extremos de una conexión terminan en EEI (véase la figura A-3b/G.171). Dado que predomina el tipo de conexiones con EEIs, un valor de P = 3 dB es la mejor solución de transacción, y por esta razón se eligió.

El valor de P = 3 dB se utilizó también cuando los dispositivos de interconexión son analógicos y, como muestra el ejemplo siguiente, representa una buena solución de transacción para las interconexiones de las redes privadas y las públicas. Este ejemplo se ilustra en la figura A-5a/G.171. La figura A-5b/G.171 presenta los resultados correspondientes del GDS percibido por el cliente EEI.

A.5 *Conclusiones*

Se analiza un plan de atenuación para las redes privadas digitales, basado en el plan propuesto de atenuación de las centrales privadas de la EIA. Los resultados relativos al grado de servicio muestran que el plan de atenuación representa una buena solución de transacción y proporciona un elevado nivel de comportamiento y flexibilidad para diversos tipos de conexión.

Conexiones simuladas
EEI → EEI Digitales

Longitudes de los enlaces de interconexión

Corta	45 millas	(70 km)
Media	250 millas	(400 km)
Larga	1820 millas	(3000 km)

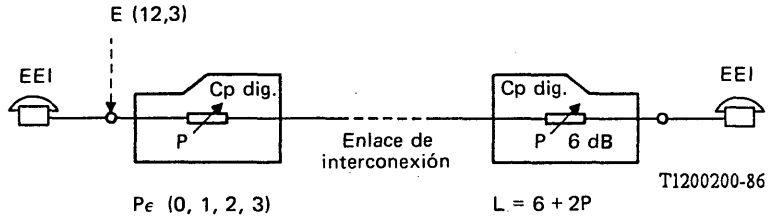


FIGURA A-3a/G.171

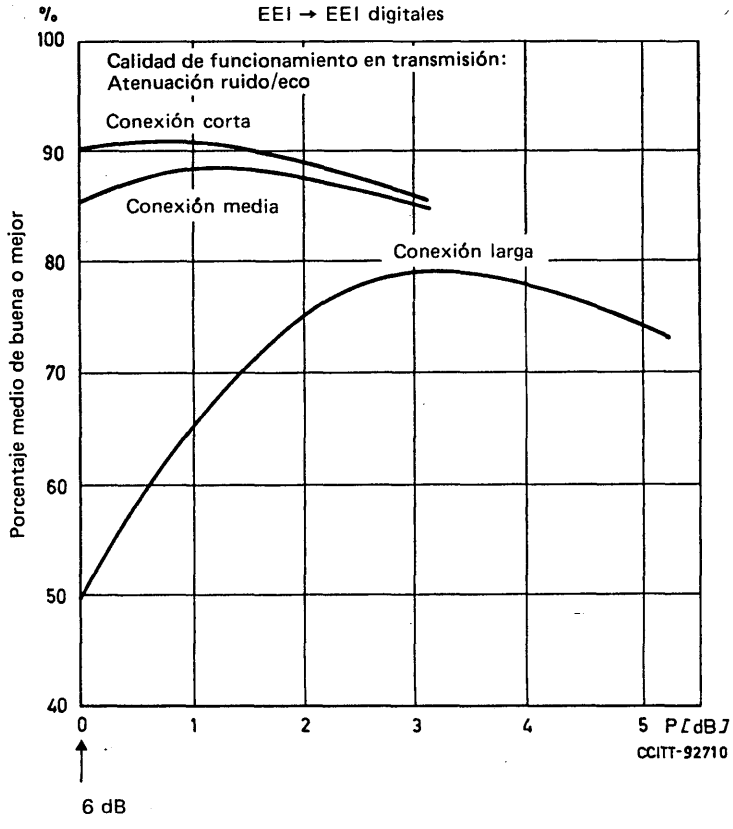


FIGURA A-3b/G.171

Conexiones simuladas
EFI analógico → EEI digital

Longitudes de las conexiones

Conexión central privada – Central privada

Corta	.....	45 millas	(70 km)
Media	.....	250 millas	(400 km)
Larga	.....	1820 millas	(3000 km)

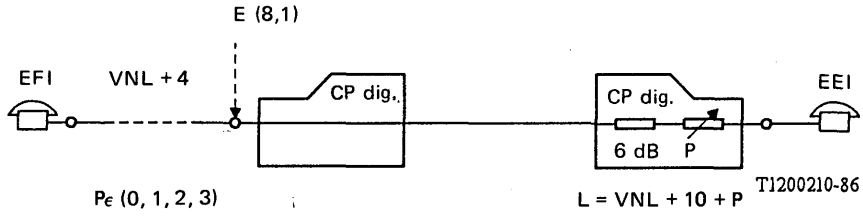


FIGURA A4a/G.171

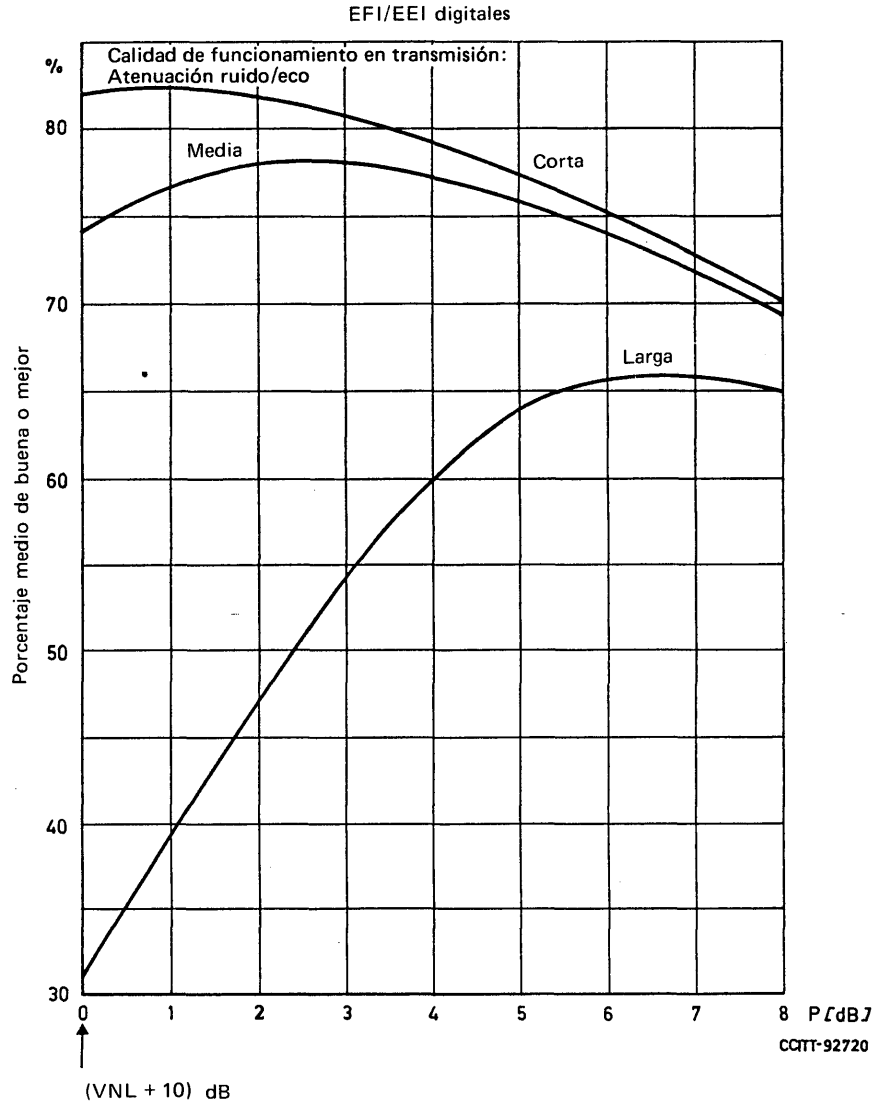
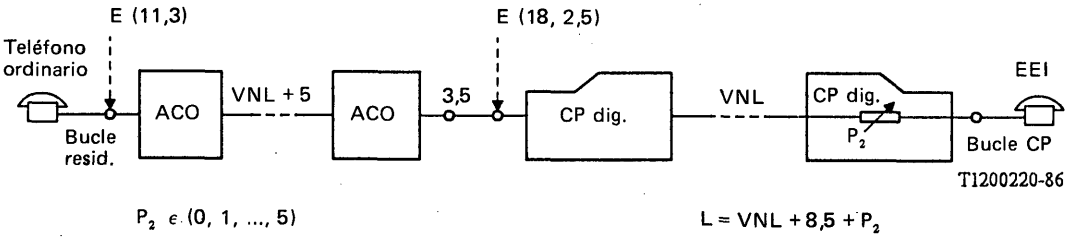


FIGURA A-4b/G.171

Conexiones simuladas
Red pública → Red privada analógica

Longitudes de la conexión
Conexión central privada — central privada

Corta	45 millas	(70 km)
Media	250 millas	(400 km)
Larga	1820 millas	(3000 km)



$P_2 \in (0, 1, ..., 5)$ $L = VNL + 8{,}5 + P_2$

FIGURA A-5a/G.171

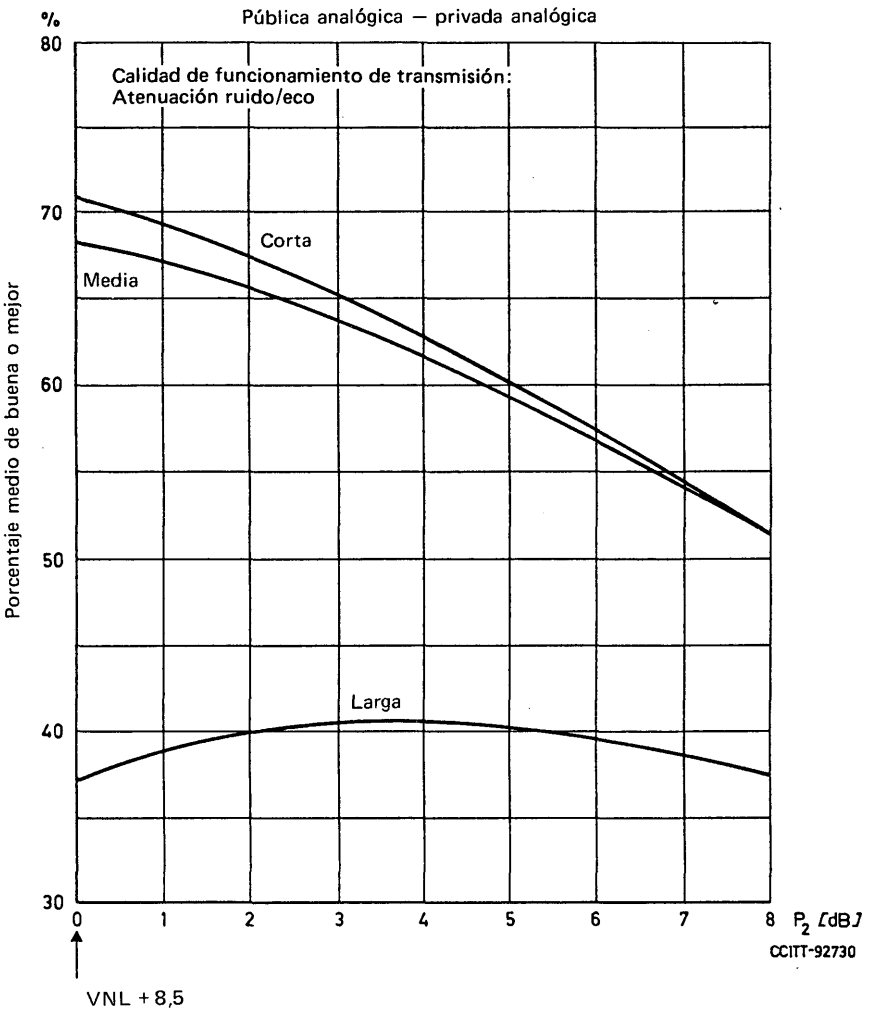


FIGURA A-5b/G.171

Referencias

[1] EIA PN-1378, Private Branch Exchange (PBX) Switching Equipment for Voiceband Applications.

[2] AT&T, Notes on the Network, 1980.

Recomendación G.172

ASPECTOS DE LAS COMUNICACIONES PLURIPARTITAS INTERNACIONALES RELATIVOS AL PLAN DE TRANSMISIÓN

(Málaga-Torremolinos, 1984; modificada en Melbourne, 1988)

Las consideraciones que siguen, relativas a la transmisión, son aplicables a las comunicaciones pluripartitas establecidas y tratadas de conformidad con la Recomendación E.151.

1 Para respetar las Recomendaciones del CCITT sobre los índices de sonoridad en las conexiones internacionales, deben utilizarse equipos de conexión en puente de alta calidad. Estos equipos deben diseñarse para que proporcionen una pérdida de transmisión nominal de 0 dB en el sentido desde cualquier participante que esté activo (hablando) en un momento dado hacia todos los participantes inactivos (que escuchan). Esta pérdida se medirá entre los extremos de igual nivel en los circuitos nacionales o entre los extremos virtuales en los circuitos internacionales.

Nota – Algunos puentes de comunicación emplean control automático de ganancia (CAG) para minimizar el contraste que existe entre los niveles vocales de los participantes cuando sus conexiones tienen diferentes atenuaciones, y la precedente consideración no se aplica a los puentes de este tipo. Las consideraciones relativas a la transmisión aplicables a los puentes con CAG requieren ulterior estudio.

2 Se empleará un puente de comunicación pluripartita moderno que aplique técnicas para evitar la degradación excesiva de la transmisión por efecto de la acumulación de ruido y eco en el puente en una disposición de comunicación pluripartita multipuerto.

En una conexión pluripartita con dos puentes: Un puente tiene N1 puertos que comprende un hablante y el otro puerto tiene N2 puertos, el ruido aumenta a medida que aumenta el número de puertos de acuerdo con la regla aproximada: $10 \log (N1 + N2 - 1)$.

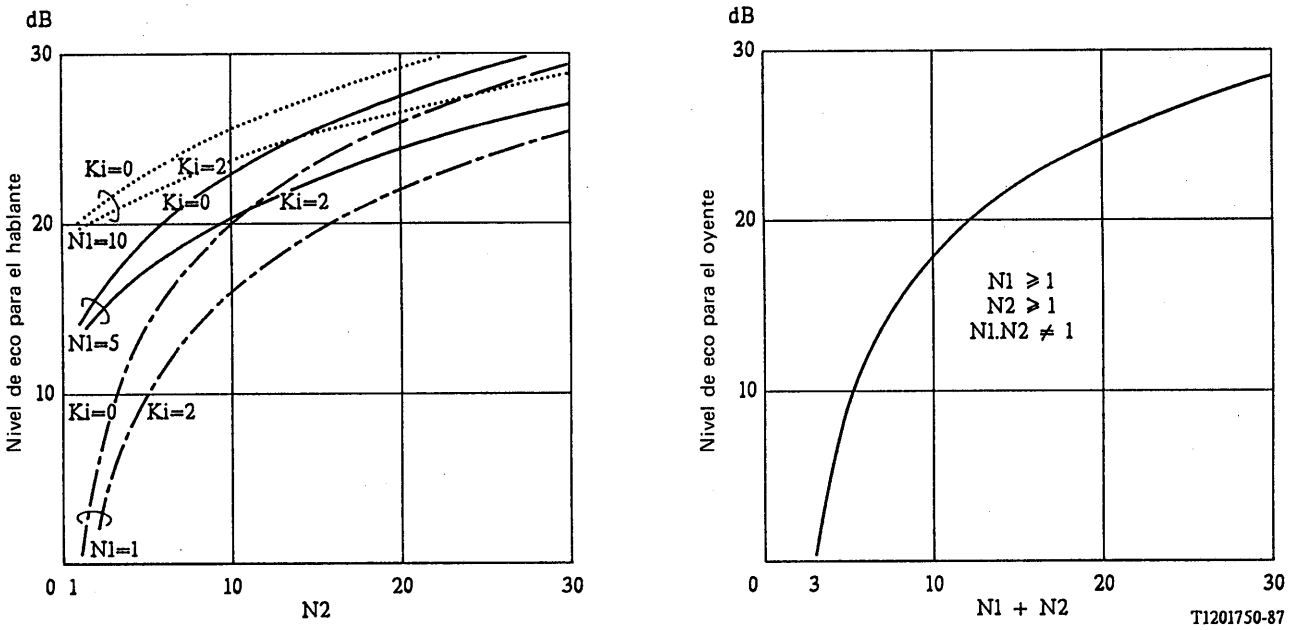
Los ecos para el hablante y para el oyente aumentan también a medida que aumenta el número de puertos, como se muestra en la figura 1/G.172.

La configuración multipuente aumenta así la necesidad de protección contra el ruido y contra el eco.

Nota 1 – Por ejemplo, puede utilizarse un puente de comunicación que proporcione pérdida conmutada activada por la voz o su equivalente. Un puente así inserta una pérdida de 15 dB en cada entrada al puente cuando el usuario del trayecto en cuestión está inactivo. Cuando un participante entra en actividad, la pérdida se conmuta de su trayecto de habla a su trayecto de escucha. Esta acción diferencial protege a la persona que habla contra el eco e impide una reducción del margen de sobreoscilación cuando funciona el conmutador. La pérdida que existe normalmente en el trayecto de transmisión atenúa las señales de entrada débiles, como el ruido, antes de que entren al puente. Con esta disposición, el nivel de la señal total que vuelve reflejada hacia cualquier acceso activo será igual a la suma de las reflexiones individuales de todos los demás accesos, menos 30 dB.

Este puente puede ser equipado con unos 30 accesos.

Nota 2 – En el anexo 2 a la Cuestión 6/XVI del Tomo III-3 del *Libro Verde* consta una descripción de un puente de comunicación que emplea atenuación conmutada activada por la voz. Los requisitos especificados en ese anexo en materia de transmisión pueden utilizarse para el diseño de equipos de conexión en puente. Los requisitos aplicables para diseñar equipos de conexión en puente con empleo de otras técnicas para controlar el contraste de niveles y la acumulación de ruido y eco son objeto de ulterior estudio.



a) Nivel de eco para el hablante

b) Nivel de eco para el oyente

K1 Pérdida de transmisión entre puentes
N1 Número de abonados del primer puente
N2 Número de abonados del segundo puente

FIGURA 1/G.172

Mayores niveles de eco para el hablante y para el oyente en una comunicación pluripartita con dos puentes

3 Se obtiene un funcionamiento óptimo de un puente de comunicación cuando está cerca del centro de la conexión. Esto tiende a igualar la atenuación que existe desde el puente hacia todas las posiciones de comunicación de la conexión, minimizando así el contraste de niveles. Por tanto, el equipo de conexión en puente para comunicaciones internacionales debiera estar situado en los centros de tránsito de orden elevado.

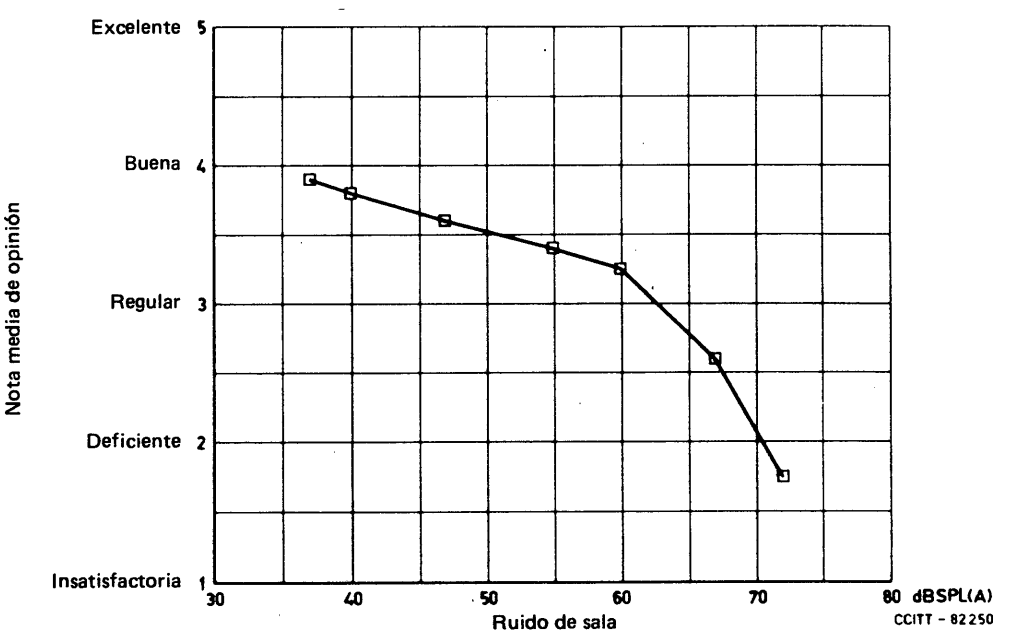
4 El equipo de conexión en puente debe presentarse a cuatro hilos y conmutarse a cuatro hilos en los circuitos tanto nacionales como internacionales, siempre que sea posible.

5 Se señala a la atención la Recomendación G.114 sobre el tiempo medio de propagación en un sentido, que indica que no deberán establecerse conexiones con tiempos de propagación superiores a 400 ms salvo en circunstancias verdaderamente excepcionales. Para cumplir esta Recomendación debe tenerse cuidado, al seleccionar el diagrama de conexiones, a fin de evitar la utilización de más de un circuito por satélite. Para algunas comunicaciones pluripartitas que utilizan una red en estrella esto podría influir en la elección de la ubicación del puente de comunicación pluripartita. Para otras comunicaciones pluripartitas, podría seleccionarse la utilización de varias redes en estrella con un solo circuito por satélite, dotado con supresores de eco adecuados, que enlace los puentes de comunicación pluripartita.

6 Las conexiones para la comunicación pluripartita deben elegirse cuidadosamente a fin de minimizar el número de dispositivos de pérdida conmutada activada por la voz en cascada, de modo que no se utilicen más de dos por conferencia. Esto comprende el equipo de comunicación pluripartita en los locales de abonado (teléfonos de altavoz) y el equipo de red (supresores de eco), pero excluye el equipo de puente.

7 Siempre que en la comunicación pluripartita participe una sola persona en un lugar utilizando un microteléfono de abonado, el ruido de sala debe limitarse a aproximadamente 60 dBSPL(A)[1] en la posición del usuario a fin de proporcionar una buena calidad de transmisión. En la figura 2/G.172 se indica la nota media de opinión de la calidad de transmisión en función del ruido de sala [1]. Si el usuario no se atiene a esta directriz, puede que la comunicación resulte inaceptable.

8 Cuando en una comunicación pluripartita participan más de una persona en cada lugar puede convenir utilizar salas de conferencias equipadas con micrófonos y altavoces. A fin de asegurar una relación señal/ruido adecuada y una ausencia de efectos de reverberación de la sala de conferencias, hay que respetar las directrices formuladas al final del fascículo en el suplemento N.° 4, Tomo V sobre la colocación de los micrófonos y altavoces.[2]



Nota – Esa curva representa la opinión de los usuarios que escuchan al teléfono, en presencia de ruido de sala de 37 dBSPL(A) a 72 dBSPL(A). Cada punto es un valor medio de todos los valores de nivel vocal y ruido de circuito indicados para ese nivel de ruido de sala.

FIGURA 2/G.172

Relación entre la calidad de transmisión y el ruido de sala

Referencias

[1] *Guidelines for improving telephone communications in noisy room environements*, Bell System Technical Reference, PUB 42902, febrero de 1980, American Telephone and Telegraph Company.

---

[1] Nivel de presión sonora con respecto a 20μPa y con ponderación A. Véase la Recomendación P.54 para información sobre las medidas del nivel acústico.

[2] Otro problema, en el caso de las comunicaciones del tipo manos libres, es la probabilidad de realimentación acústica entre el altavoz y el micrófono. Si bien hoy en día ésta suele controlarse por medio de una pérdida conmutada activada por la voz en el equipo terminal de la sala de conferencias, se toma nota del hecho de que la Comisión de Estudio XV ha propuesto la realización de nuevos estudios para determinar cómo pueden emplearse compensadores de eco para controlar la realimentación acústica.

Recomendación G.180

CARACTERÍSTICAS DE LOS SISTEMAS DE RESTAURACIÓN DE TRANSMISIÓN DIRECTA DE TIPO N + M PARA SECCIONES, ENLACES O EQUIPOS DIGITALES

(Melbourne, 1988)

1 Generalidades

En las modernas redes de telecomunicaciones se realizan funciones de restauración de la transmisión para mejorar la disponibilidad y la calidad de los servicios, minimizando los efectos o los potenciales efectos de un fallo de transmisión, y para hacer más fácil las operaciones de mantenimiento.

La terminología y los principios generales de la restauración de la transmisión se describen en la Recomendación M.495. La organización funcional para la restauración automática de la transmisión se describe en la Recomendación M.496.

2 Objeto de la Recomendación

Esta Recomendación especifica las características del equipo de los sistemas de restauración de la transmisión directa de tipo N + M (conmutación de enlace de protección) para enlaces de transmisión digitales (véase la Recomendación G.701). En la figura 1/G.180 se muestra la configuración general de un sistema de este tipo. Esta Recomendación se aplica a los equipos denominados ECR (equipo de conmutación de restauración) y ECCR (equipo de control de la conmutación de restauración).

Esta Recomendación abarca también los casos en que las señales en los interfaces T pertenecen a niveles jerárquicos diferentes. En este caso cada acceso a un lado puede ser un grupo de accesos, como se indica en el ejemplo de la figura 2/G.180. La parte izquierda de la figura se refiere al caso particular en el que el trayecto restaurado no es un enlace completo sino solamente un equipo múltiplex.

Nota – El equipamiento especificado en esta Recomendación puede quizás utilizarse también para el reencaminamiento automático o semiautomático de la transmisión (conmutación de la red de protección) pero, en general, este tipo de función de restauración se realiza mediante equipos diferentes que también incorporan otras funciones (tales como, por ejemplo, repartidores digitales automáticos). Este tipo de equipo está en estudio.

En esta Recomendación se consideran tres tipos de sistemas de restauración directa de la transmisión:

El primero permite el encaminamiento de cualquiera de N enlaces normales hacia cualquiera de M enlaces de restauración.

El segundo tipo permite la interconexión de cualesquiera de N accesos a cualquiera de N + M enlaces.

El tercero permite el encaminamiento de cualquiera de N enlaces normales hacia un solo enlace de restauración (en muchos casos, este tipo puede considerarse simplemente como un caso especial del primer tipo).

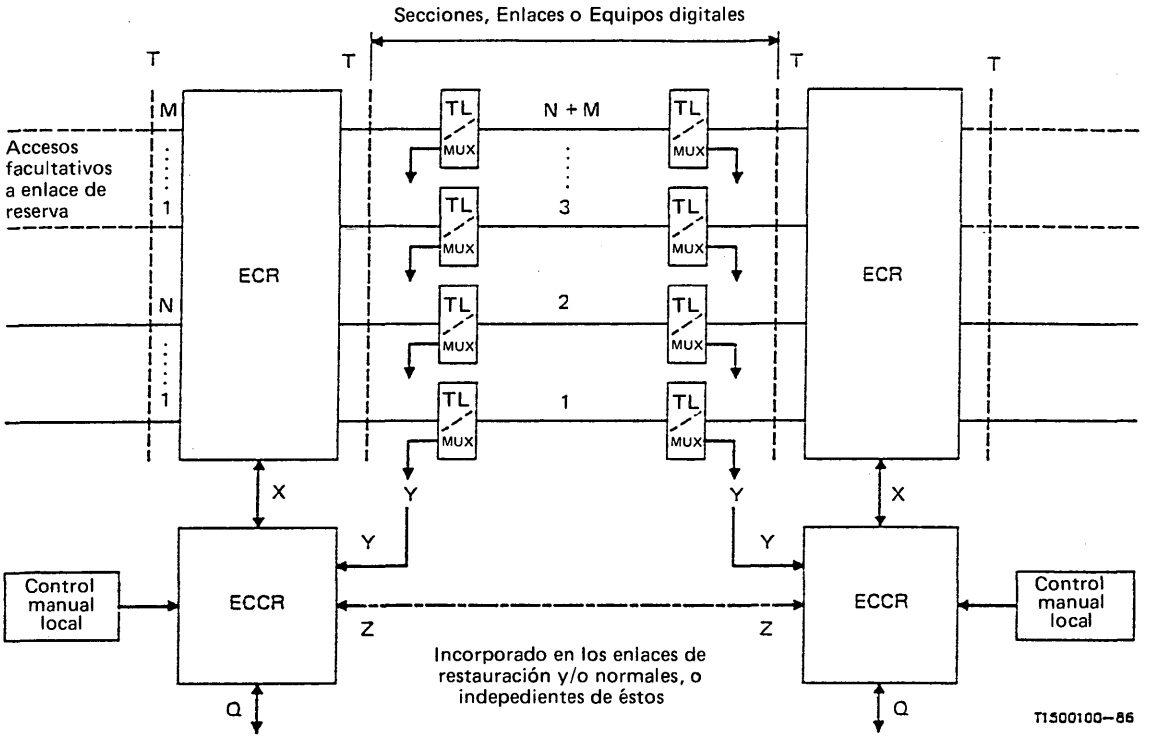
Para todos los tipos existen dos opciones:

a) conmutar los dos sentidos de transmisión independientemente, y

b) conmutar los dos sentidos de transmisión simultáneamente.

Esta Recomendación no se refiere a los sistemas de restauración íntegramente incorporados a sistemas de transmisión ni a los sistemas del tipo 1 + 1 en que la conmutación se produce solamente en el extremo receptor (véase la Recomendación G.181).

Los niveles jerárquicos a los interfaces T son los especificados en la Recomendación G.702 (niveles jerárquicos 1 y superiores).



ECR Equipo de conmutación de restauración

ECCR Equipo de control de la conmutación de restauración

TL/MUX Terminal de línea o múltiplex

------- Este enlace puede sustituirse por una conexión de la RGT

X Interfaz no normalizado (o Q estándar). Si el ECR y el ECCR están combinados, el interfaz X no existe

Y Interfaz a normalizar en el futuro (posiblemente Q estándar)

Z Interfaz que posiblemente se normalizará

Q Interfaz Q estándar facultativo, con el RGT (red de gestión de telecomunicaciones) o con un centro de control

T Interfaces de trayecto de transmisión

Nota 1 – Cabe la posibilidad de que la detección de un fallo de una sección o enlace tenga lugar en el ECR y que la información se transfiera al ECCR. En tal caso, podría no existir el interfaz Y.

Nota 2 – **El interfuncionamiento con la RGT por conducto del interfaz Q está actualmente fuera del ámbito de la presente Recomendación.**

Nota 3 – Los N + M enlaces o secciones digitales pueden estar en el mismo cable o seguir rutas distintas.

Nota 4 – Los accesos de enlace de reserva pueden utilizarse para tráfico de baja prioridad.

Nota 5 – El interfaz entre el ECCR y el control manual local no está normalizado, y no se trata en la presente Recomendación.

FIGURA 1/G.180

Sistema de restauración directa de la transmisión N + M

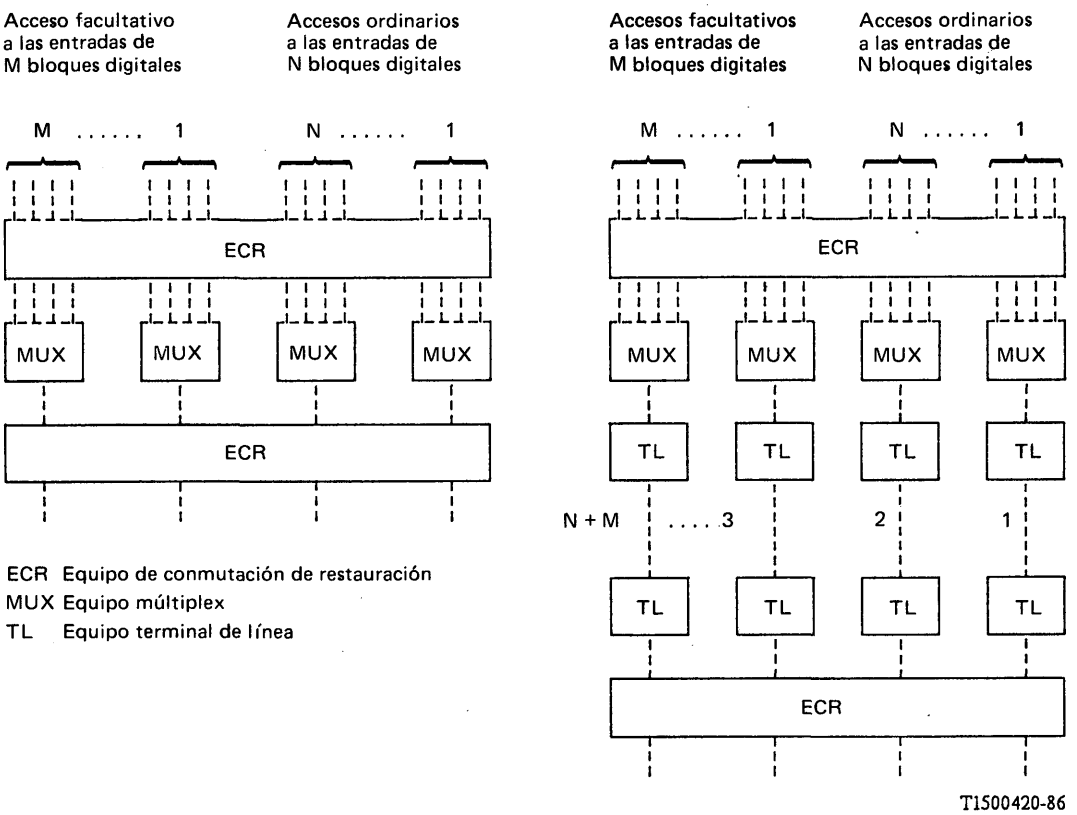


FIGURA 2/G.180

Ejemplos de sistemas de restauración con niveles jerárquicos diferentes en los dos extremos

3 Especificaciones del equipo de conmutación de restauración (ECR)

En esta Recomendación se consideran dos tipos de ECR: el «regenerativo» y el «no regenerativo».

El primer tipo, en el que la señal digital sufre un proceso completo de retemporización y reconformación, hace del ECR un equipo digital, y a veces se considera ventajoso, por ejemplo, desde el punto de vista del cableado de las estaciones.

El segundo tipo, en el que la señal de salida es proporcional a la señal de entrada (salvo una ligera distorsión), se considera útil en algunas circunstancias, por ejemplo, desde el punto de vista de la fiabilidad y el costo.

3.1 *Interfaces*

3.1.1 *Interfaces del trayecto de transmisión* (T)

Los parámetros aplicables y los valores recomendados se indican en la parte superior del cuadro 1/G.180 para los ECR no regenerativos y en la parte superior del cuadro 2/G.180 para los ECR regenerativos.

CUADRO 1/G.180

Valores recomendados provisionalmente para las características de interfaz y transferencia de equipos de conmutación de restauración no regenerativos

INTERFAZ	Impedancia nominal	Como en la Recomendación G.703
	Pérdida de retorno en el puerto de entrada (con el puerto de salida terminado con la impedancia nominal)	z dB por encima de los valores indicados en la Recomendación G.703 (Nota 1)
	Niveles aceptados	Niveles de salida considerados en la Recomendación G.703
TRANSFERENCIA	Función de transferencia entre la entrada y la salida del ECR (terminado con las impedancias nominales) (Nota 2)	$< x\%$ de la distorsión de atenuación y de fase permitida en la Recomendación G.703, del par de interconexión, para el nivel jerárquico correspondiente, o su complemento, más o menos una atenuación uniforme de y dB. Se supone que la distorsión de atenuación en función de la frecuencia sigue una ley de $\sqrt{f}$ (Notas 3 y 4)
	Atenuación diafónica	$> Y_1$ dB para la atenuación causada por cualquier canal, $> Y_2$ dB para la atenuación multicanal. La interferencia se evalúa por suma de tensiones. Estos valores son aplicables hasta una frecuencia equivalente a la velocidad binaria nominal (Nota 5)

Nota 1 – El valor de z está en estudio. Un posible valor es $z = 6$ dB.

Nota 2 – Dado que se encuentra en estudio un requisito correspondiente para permitir la conexión de equipo de prueba en puntos de supervisión protegidos, cabe la posibilidad de que se adopte la otra especificación.

Nota 3 – Los valores de x e y están en estudio. Una propuesta es: $x = 10\%$ e $y = 0{,}5$ dB.

Nota 4 – En el futuro se considerará también un límite del retardo, si ello pudiese resultar beneficioso.

Nota 5 – Los límites Y_1 e Y_2 están en estudio. Se ha propuesto $Y_1 = 40$ e $Y_2 = 30$ como una solución de compromiso entre las diferentes propuestas. Existe también la posibilidad de que se fijen límites diferentes para los ECR que tengan configuraciones diferentes (por ejemplo, N + 1 o N + M).

3.1.2 *Interfaces de control*

El único interfaz de control del ECR es el X. Este interfaz no está especificado actualmente por el CCITT, pero podría serlo en el futuro como un interfaz Q (véase la Recomendación G.771).

Si el interfaz X no está normalizado, la distinción entre el ECR y el ECCR (y, en consecuencia, entre los § 3 y 4 de esta Recomendación) será un poco arbitraria.

3.2 *Aspectos operacionales*

3.2.1 *Transferencia de las señales conmutadas*

Los parámetros aplicables y los valores recomendados se indican en la parte inferior del cuadro 1/G.180 para los ECR no regenerativos y en la parte inferior del cuadro 2/G.180 para los ECR regenerativos.

CUADRO 2/G.180

Características de interfaz y transferencia recomendadas para el equipo de conmutación de restauración regenerativo

Especificaciones generales	Velocidad binaria nominal y tolerancia aceptada	Como se indica en la Recomendación G.703
INTERFAZ	Pares de conexión Impedancia de prueba y pérdida de retorno en los puertos de entrada Forma y niveles de los impulsos Fluctuación de fase admisible a la entrada	Como se indica en la Recomendación G.703
	Fluctuación de fase intrínseca a la salida	Como se indica en el suplemento A del cuadro 2/G.180
TRANSFERENCIA	Transferencia de la fluctuación de fase	Como se indica en el suplemento B del cuadro 2/G.180
	Característica de error	99,9% de segundos sin error (Nota 3)
	Otras (Nota 1)	Los trayectos a través de cada órgano de conmutación deberán mantener la independencia y la integridad de la secuencia de bits (Nota 2)

Nota 1 – En el futuro se considerará también un límite de retardo, si ello pudiese resultar beneficioso.

Nota 2 – Se debe estudiar más a fondo si la señal digital debe o no remplazarse por una señal distinta de la SIA en una situación de conmutación de restauración.

Nota 3 – Evaluada en condiciones de carga máxima y excluyendo cualquier fuente externa de interferencia.

3.2.2 *Respuesta*

Para los ECR que proporcionan M trayectos de restauración a N trayectos normales 1 (M = 1 inclusive) se recomienda que, en respuesta a una instrucción del ECCR, el ECR aplique la señal de interfaz entrante perteneciente a un enlace normal dado, al acceso de entrada de un determinado enlace de restauración. No deberá suprimirse la señal del acceso de entrada del enlace normal, excepto si puede sustituirse por un señal de prueba.

Para los ECR que proporcionan N + M enlaces a N accesos se recomienda que, en respuesta a una instrucción del ECCR, el ECR aplique la señal de interfaz entrante perteneciente a un determinado acceso de 1 a N, a un determinado enlace de 1 a N + M.

Se recomienda que el tiempo requerido para estas acciones de respuesta, o sea el «tiempo de transferencia de restauración», sea inferior a tx ms. El valor de tx está en estudio.

Nota – Están en estudio las características necesarias para especificar la opción de detección de un trayecto fallido en el ECR y para pasar dicha información al ECCR.

3.2.3 *Otros aspectos operacionales*

Un fallo reconocido del ECCR o su desconexión del ECR en el interfaz X (cuando se aplique) debe:

a) Hacer que el ECR encamine todas las señales sobre los N enlaces normales. Después de eliminar el fallo del ECCR o de reconectarlo al ECR, se reanuda la operación de restauración normal.

b) No alterar el estado del ECR. El esquema de interconexiones del ECR debe estar disponible mediante una interrogación del ECCR para que éste pueda actualizar, cuando se elimina el fallo o se reconecta al ECR, su propio registro en el esquema de interconexión.

Para los sistemas de restauración del segundo tipo (tal como se define en el § 2 de esta Recomendación) sólo es aplicable la alternativa b). Para los sistemas de los tipos primero y tercero son aplicables ambas alternativas.

Nota – Está en estudio el comportamiento recomendado en caso de fallo del sistema de alimentación.

4 Especificaciones del ECCR

4.1 *Interfaces*

Están en estudio los interfaces Y, Z y Q del ECCR (véase la figura 1/G.180), incluyendo la velocidad binaria y la tasa de errores para el interfaz Z.

4.2 *Aspectos operacionales*

4.2.1 *Respuestas*

La conmutación hacia un enlace de restauración (formado por la conmutación junto con las comunicaciones conexas) debe iniciarse en virtud de una petición procedente de los interfaces Y, Z, Q (y X cuando se detecten averías dentro del ECR) o por instrucción del control manual local.

Cuando se decide en el ECCR, la asignación de los enlaces de restauración puede efectuarse, facultativamente, de acuerdo con reglas de prioridad definidas, basadas en:

- la prioridad definida para cada enlace normal;
- el tipo de petición (petición de alta o baja prioridad).

De no ser así, la asignación debe ser especificada por la información proveniente de los interfaces Z y Q o el control manual local.

En los sistemas de restauración que proporcionan M enlaces de restauración (M = 1 inclusive) para N enlaces normales, cuando una petición de restauración es tramitada con éxito, debe devolverse el tráfico al enlace normal pertinente y liberarse el enlace de restauración correspondiente.

Debe ser posible, desde los interfaces Z y Q y mediante el control manual local, asociarse con un enlace en funcionamiento (por ejemplo, durante el mantenimiento del sistema).

El tiempo requerido para la acción de restauración recomendada anteriormente es igual a la suma del «tiempo de espera» y del «tiempo del procedimiento de restauración». Los dos componentes deben respetar los siguientes límites:

- tiempo de espera: (en estudio);
- tiempo de procedimiento de restauración: (en estudio).

Nota – Los valores a recomendar podrían ser diferentes para los tres tipos de sistemas mencionados en el § 2, y podrían depender del interfaz por el que se transfiere la información. Por el momento no existe ningún valor propuesto preciso. Para los sistemas N + 1, una propuesta indica que la suma del «tiempo del procedimiento de restauración» y el «tiempo de transferencia de restauración» no debe exceder, en el 90% de los casos, de 50 ms más el tiempo requerido para las comunicaciones.

4.2.2 *Criterios para las alarmas y los estados*

En estudio (véase el apéndice I a esta Recomendación).

4.2.3 *Supervisión y procedimientos de autoverificación*

En estudio (véase el apéndice II a esta Recomendación).

SUPLEMENTO A

(al cuadro 2/G.180)

Valor máximo admisible de la fluctuación de fase intrínseca en los puertos de salida del equipo de conmutación de restauración regenerativo

(Los valores de las velocidades binarias correspondientes a la jerarquía digital de 1544 kbit/s están en estudio.)

Para ECR de matriz espacial asíncrona

Valor de parámetro / Velocidad binaria (kbit/s)	Valor máximo (cresta a cresta) del intervalo unitario	Anchura de banda del filtro de medición: Filtro de paso de banda con una frecuencia de corte inferior f_1 y una frecuencia de corte superior f_4	
		f_1	f_4
2 048	0,1	20 Hz	100 kHz
8 448	0,1	20 Hz	400 kHz
34 368	0,075	100 Hz	800 kHz
139 264	0,05	200 Hz	3500 kHz

Valor de parámetro / Velocidad binaria (kbit/s)	Valor máximo (cresta a cresta) del intervalo unitario		Anchura de banda del filtro de medición: Filtro de paso de banda con una frecuencia de corte superior f_1 o f_3 y una frecuencia de corte superior f_4		
	B_1 (filtro $f_1 \div f_4$)	B_2 (filtro $f_3 \div f_4$)	f_1	f_3	f_4
2 048	0,25	0,05	20 Hz	18 kHz (700 Hz)	100 kHz
8 448	0,25	0,05	20 Hz	3 kHz (80 kHz)	400 kHz
34 368	0,35	0,05	100 Hz	10 kHz	800 kHz
139 264	En estudio	0,05	200 Hz	10 kHz	3500 kHz

Nota 1 – IU Intervalo unitario:

para 2 048 kbit/s 1 IU 488 ns
para 8 448 kbit/s 1 IU 118 ns
para 34 368 kbit/s 1 IU 29,1 ns
para 139 264 kbit/s 1 IU 7,18 ns.

Nota 2 – Estos valores deben cumplirse para cualquier señal válida no afectada por una fluctuación de fase a la entrada. La medición se realizará utilizando un equipo construido según la Recomendación O.171 del CCITT.

Nota 3 – La Recomendación G.823, § 2, especifica el método de medición.

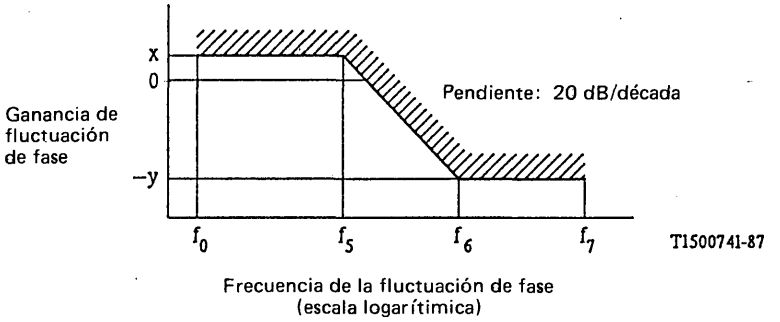
Nota 4 – Los valores de frecuencia entre paréntesis sólo se aplican a ciertos interfaces nacionales.

SUPLEMENTO B

(al cuadro 2/G.180)

Características de transferencia de la fluctuación de fase recomendadas para el equipo de conmutación de regenerativo

(Los valores de las velocidades binarias correspondientes a la jerarquía digital de 1544 kbit/s están en estudio.)



Valor de parámetro / Velocidad binaria (kbit/s)	x (dB) (Nota 5)	$-y$ (dB)	f_0 (Hz)	f_5 (kHz)	f_6 (kHz)	f_7 (kHz)	Señal de prueba (secuencia seudoaleatoria especificada en Rec. O.151)
2 048	0,5	8,4 (9,5)	(Nota 1)	36 (1,4)	100 (4,4)	100	$2^{15} - 1$
8 448	0,5	9,5 (7,5)	(Nota 1)	6 (160)	19 (400)	400	$2^{15} - 1$
34 368	0,5	9,5	(Nota 1)	20	64	800	$2^{23} - 1$
139 264	0,5	9,5	(Nota 1)	20	64	3500	$2^{23} - 1$

Nota 1 – La frecuencia f_0 debe ser tan baja como sea posible (p.e., 10 Hz) teniendo presentes las limitaciones de los equipos de medida.

Nota 2 – El método de medida debe ser selectivo con una anchura de banda suficientemente pequeña con relación a la frecuencia de medida de interés, pero no mayor de 40 Hz.

Nota 3 – En la gama de frecuencias de f_6 a f_7, la ganancia de la fluctuación de la fase debe ser inferior a y dB salvo las respuestas espurias, que deben atenuarse a un nivel inferior a −6 dB.

Nota 4 – Los valores de frecuencias indicados entre paréntesis sólo son aplicables a ciertos interfaces nacionales.

Nota 5 – Para este tipo de equipo se ha sugerido un valor de 0,2 dB como técnicamente posible. Ello puede ser útil cuando se utilice un gran número de ECR en la red.

Valor de parámetro / Velocidad binaria (kbit/s)	x (dB)	$-y$ (dB)	f_0 (Hz)	f_5 (kHz)	f_6 (kHz)	f_7 (kHz)	Señal de prueba (secuencia seudoaleatoria especificada en Rec. O.151)
2 048	0,5	19,5	(Nota 1)	40	400	100	$2^{15} - 1$
8 448	0,5	19,5	(Nota 1)	100	1000	400	$2^{15} - 1$
34 368	0,5	19,5	(Nota 1)	300	3000	800	$2^{23} - 1$
139 264	0,5	En estudio	(Nota 1)	900	En estudio	3500	$2^{23} - 1$

Nota 1 – La frecuencia f_0 debe ser tan baja como sea posible (p.e., 10 Hz) teniendo presentes las limitaciones de los equipos de medida.

Nota 2 – El método de medida debe ser selectivo con una anchura de banda suficientemente pequeña con relación a la frecuencia de medida de interés, pero no mayor de 40 Hz.

Nota 3 – Está pendiente de ulteriores estudios la necesidad de tolerar respuestas espurias mayores de y dB en la gama de frecuencias entre f_6 y f_7.

APÉNDICE I

(a la Recomendación G.180)

Propuestas sobre los criterios relativos a las alarmas y los estados
(ambas propuestas se refieren a un sistema N + 1)

Propuestas de STC PLC, Reino Unido	Propuestas de ATT y Philips telecomunicaciones
Alarmas Se propone que el sistema incluya las siguientes alarmas: a) fallos del sistema; b) fallo de la protección; c) se está aplicando conmutación manual; d) se está aplicando autoverificación del soporte lógico del sistema; e) fallo del sistema de control; f) fallo del soporte lógico del sistema; g) fallo de comunicación; h) fallo de canal de reserva; i) fallo de alimentación de energía; j) extracción de una tarjeta.	Se establecerán criterios de alarma distintos para cada una de las siguientes condiciones de avería: a) pérdida de la señal en el puerto de entrada de tráfico, lado emisión; b) pérdida de la señal en el puerto de salida de tráfico, lado recepción; c) enganche automático (véase la nota 1); d) fallo de equipo de conmutación; e) fallo de la protección; f) fallo del sistema de control; g) fallo de conmutación; h) fallo de canal de reserva; i) fallo de la fuente de alimentación de energía; j) corte de la alimentación de energía; k) fallo de ejercitador de equipo de conmutación. Se establecen criterios de estado distintos para cada una de las siguientes situaciones: a) equipo de conmutación activado; b) equipo de conmutación bloqueado; c) petición de equipo de conmutación; d) equipo de conmutación en el modo manual. El equipo de control de la conmutación de protección pondrá a disposición del centro distante de control y mantenimiento unas informaciones de alarma y estado correspondientes a los criterios indicados anteriormente
	Nota – Este sistema tiene que enganchar automáticamente el canal normal o el de protección, si se efectúa un número demasiado grande de operaciones de conmutación en un periodo dado.

APÉNDICE II

(a la Recomendación G.180)

Propuestas relativas a los procedimientos de supervisión y autoverificación
(ambas propuestas se refieren a un sistema N + 1)

Propuesta de STC PLC, Reino Unido	*Supervisión del canal de reserva* El sistema debe incluir medios para supervisar en forma continua el correcto funcionamiento del canal de reserva. *Autoverificación* El sistema debe incluir las siguientes facilidades de autoverificación: a) canal de comunicación; b) verificación en modo «trastienda» («background») de la memoria, de la memoria tampón de excitación del relevador coaxial y de otros elementos del soporte físico; c) ejecución correcta del programa.
Propuesta de ATT y Philips telecomunicaciones	*Supervisión del canal de reserva* Se supervisará continuamente el correcto funcionamiento del canal de reserva. *Ejercitador de equipo de conmutación* El sistema de conmutación de protección proporcionará un ejercitador de equipo de conmutación que cumpla los requisitos siguientes: El ejercitador probará todo el procedimiento de conmutación hasta, pero excluido, el último equipo de conmutación de transferencia en el sentido de la transmisión. El sistema de conmutación abandonará la rutina del ejercitador y atenderá las peticiones de equipo de conmutación procedentes de canales averiados o deteriorados. Puede preverse un medio que permita incluir el último equipo de conmutación en la rutina del ejercitador. Deberá ser también posible desactivar dicho medio.

CARACTERÍSTICAS DE LOS SISTEMAS DE RESTAURACIÓN DE TIPO 1 + 1 PARA UTILIZACIÓN EN ENLACES DE TRANSMISIÓN DIGITALES

(Melbourne, 1988)

1 Generalidades

En las modernas redes de telecomunicaciones se realizan funciones de restauración de la transmisión para mejorar la disponibilidad y la calidad de los servicios, minimizando los efectos o los potenciales efectos de un fallo de transmisión, y para hacer más fácil las operaciones de mantenimiento.

La terminología y los principios generales de la restauración de la transmisión se describen en la Recomendación M.495. La organización funcional para la restauración automática de la transmisión se describe en la Recomendación M.496.

2 Objeto de la presente Recomendación

Esta Recomendación especifica las características de los equipos para sistemas de restauración de la transmisión de tipo 1 + 1 (conmutación de enlace de protección) para enlaces de transmisión digitales (véase la Recomendación G.701). La figura 1/G.181 muestra la configuración general de un sistema de este tipo. El sistema está constituido por un transformador híbrido en el lado emisión, que divide el trayecto de entrada en dos trayectos de salida. En el lado recepción, los dos trayectos son supervisados y reunidos de nuevo por un conmutador controlado automáticamente por las señales recibidas. El conmutador puede ser también operado manualmente o a distancia por un procedimiento de telemando. Los dos sentidos de transmisión son manipulados independientemente.

Esta Recomendación trata los equipos denominados abreviadamente H (híbrido) ECR (equipo de conmutación de restauración) y ECCR (equipo de control de la conmutación de restauración).

Esta Recomendación no trata de los sistemas de restauración que forman parte integrante de los sistemas de transmisión.

El nivel jerárquico en el interfaz T es 2048 kbit/s. Están en estudio otros niveles jerárquicos.

3 Especificaciones de los equipos

Los equipos H y ECR (véase la figura 1/G.181) pueden ser del tipo regenerativo o no regenerativo.

3.1 *Interfaces*

3.1.1 *Interfaces del trayecto de transmisión* (T)

Para los equipos H y ECR de tipo regenerativo los interfaces serán los especificados en la Recomendación G.703. La fluctuación de fase intrínseca a la salida no debe ser mayor de 0,05 IU (anchura de banda del filtro de medida: 20 Hz a 100 kHz).

Las características de los interfaces para los equipos H y ECR de tipo no regenerativo están en estudio.

3.1.2 *Interfaz de control* (X)

El interfaz X no está actualmente normalizado por el CCITT. No obstante, en el futuro podrá especificarse como un interfaz Q (véase la Recomendación G.771).

3.2 *Aspectos operacionales*

3.2.1 *Transferencia de señales conmutadas*

Para los equipos H y ECR de tipo regenerativo la ganancia de transferencia de la fluctuación de fase no debe ser mayor de 0,5 dB (los límites de la frecuencia están en estudio).

Están en estudio las características de transferencia para los equipos H y ECR de tipo no regenerativo.

3.2.2 *Respuestas*

La conmutación entre dos trayectos sólo se efectúa en el lado recepción, como se indica en la figura 1/G.181.

Uno de los dos trayectos puede ser el trayecto prioritario, por ejemplo el trayecto II/II'. Si este trayecto falla, se actúa sobre el conmutador para que pase al trayecto III/III'. Una vez restaurado el trayecto II/II', el conmutador se hará retornar automáticamente a este trayecto.

Si los dos trayectos tienen el mismo nivel de prioridad, el conmutador permanecerá en la última posición a pesar de haberse restaurado el trayecto averiado. Este es el método preferido.

Nota – Los trayectos II/II' y III/III' tienen las mismas características previstas en la planificación de los sistemas y las rutas de transmisión. El «método del mismo nivel de prioridad» reduce por un factor de 2 la frecuencia de la conmutación y la resincronización.

Debe evitarse la conmutación a un trayecto averiado.

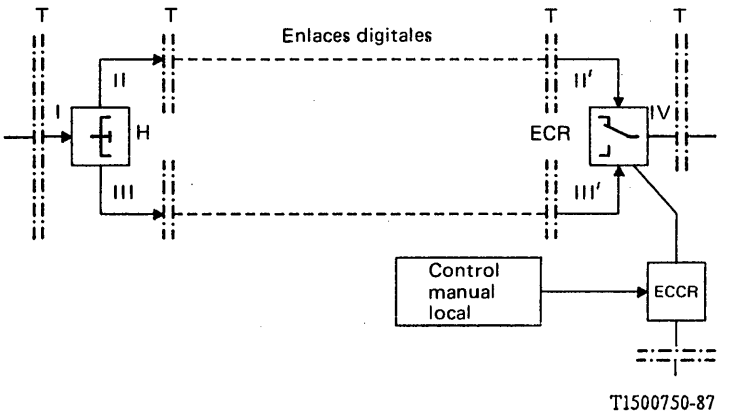
El ECCR debe gobernar al conmutador:

- automáticamente de acuerdo con los criterios expresados en los cuadros 1/G.181 y 2/G.181, en función de la recepción de la señal de indicación de alarma (SIA) o la desaparición de la señal entrante o (como opción) de la calidad de transmisión (véase la nota);
- manualmente, en respuesta a una instrucción introducida localmente;
- en respuesta a una petición procedente del interfaz X.

Los criterios de conmutación requieren más estudio.

Nota – Opcionalmente la conmutación puede basarse en una calidad de la transmisión como la definida en la Recomendación G.821, y mediante acuerdo entre Administraciones. En este caso las señales transmitidas han de tener una estructura de trama normalizada de acuerdo con la Recomendación G.704, que para 2048 kbit/s debe incluir también la opción CRC4.

Se recomienda que el tiempo requerido para estas acciones de respuestas, es decir, el «tiempo de confirmación» más el «tiempo de transferencia de la restauración» sea inferior a 10 ms para las rutas terrenales y de 500 ms para las rutas por satélite.



H Híbrido
ECR Equipo de conmutación de restauración
ECCR Equipo de control de la conmutación de restauración
T Interfaz transmisión
X Interfaz control

Nota 1 – Los dos enlaces digitales pueden utilizar como soporte el mismo cable, o seguir rutas diferentes.
Nota 2 – El interfaz entre el ECCR y el control manual local no está normalizado y no se trata en esta Recomendación.

FIGURA 1/G.181

Sistema de restauración de la transmisión

CUADRO 1/G.181

Criterios para la respuesta del híbrido H en el lado emisión

Condición de fallo	Acción consiguiente (señal en II y III)
Ausencia de señal en I	SIA
Recepción de SIA en I	SIA
Fallo de la alimentación de energía, fallo del sistema	SIA (de ser posible [a])

[a] Es posible que el equipo no pueda enviar la SIA, esto dependerá de la naturaleza del fallo.

CUADRO 2/G.181

Criterios de conmutación para el ECP en el lado recepción

Condición	Acción consiguiente	Observación
Se recibe la señal en II′ y III′	(Véase la nota)	Señal en IV
Se recibe la señal en II′ SIA o ausencia de señal en III′	Conmutar a II′	Señal en IV
Se recibe la señal en III′ SIA o ausencia de señal en II′	Conmutar a III′	Señal en IV
SIA en II′ y III′	Conmutar a II′ o III′	Se transconecta la SIA recibida
Ausencia de señal en II′ y III′	El equipo de conmutación envía SIA a IV	
SIA en II′ y ausencia de señal en III′	Conmutar a II′	Se transconecta la SIA recibida
SIA en III′ y ausencia de señal en II′	Conmutar a III′	
Corregir la señal en II′ Mala calidad en III′	Conmutar a II′	Corregir la señal en IV
Corregir la señal en III′ Mala calidad en II′	Conmutar a III′	ídem
Mala calidad en II′ SIA o ausencia de señal en III′	Conmutar a II′	Mala calidad en IV
Mala calidad en III′ SIA o ausencia de señal en II′	Conmutar a III′	ídem
Mala calidad en III′ Mala calidad en II′	(Véase la nota)	Mala calidad en IV
Fallo de la alimentación de energía Fallo del sistema	El equipo de conmutación envía SIA (si es posible) en IV	

Optativo

Nota – Se conmuta a los trayectos II/II′ ó III/III′, si ambos trayectos tienen el mismo nivel de prioridad. Se conmuta al trayecto con un nivel de prioridad más elevado si se utiliza el otro método (véase el § 3.2.2).

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

PARTE II

SUPLEMENTOS A LA SECCIÓN 1
DE LAS RECOMENDACIONES DE LA SERIE G

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

Suplemento N.° 1

CÁLCULO DE LA ESTABILIDAD DE LAS COMUNICACIONES INTERNACIONALES ESTABLECIDAS DE CONFORMIDAD CON EL PLAN DE TRANSMISIÓN Y CONMUTACIÓN

(Citado en la Recomendación G.131; véase en la página 555 del Tomo III-2 del *Libro Verde*, Ginebra 1973)

Suplemento N.° 2

ECO PARA EL ABONADO QUE HABLA EN LAS CONEXIONES INTERNACIONALES

(Ginebra, 1964; modificado en Mar del Plata, 1968; Ginebra, 1976 y 1980; Málaga-Torremolinos, 1984 y Melbourne, 1988; citado en el § 2 de la Recomendación G.131)

1 Las curvas de la figura 2/G.131 permiten determinar si es necesario o no emplear un dispositivo de protección contra el eco (supresor o compensador de eco) en una conexión internacional determinada. También pueden emplearse para determinar el valor del equivalente global que conviene adoptar en la cadena a cuatro hilos de una conexión completa para poder prescindir de un dispositivo de protección contra el eco. Antes de utilizar estas curvas, conviene decidir la proporción de comunicaciones en las que puede aceptarse un eco perturbador. La Recomendación G.131 proporciona algunas indicaciones al respecto.

Las coordenadas de la figura representan dos de los parámetros de una conexión telefónica que determinan el eco, es decir, el índice de sonoridad global (ISG) del trayecto de eco y el tiempo medio de propagación en un sentido. Aplicando ciertas hipótesis que se exponen más adelante, pueden convertirse estos dos parámetros en los parámetros principales.

Cada curva divide el plano en dos partes, y la presencia del punto representativo de la cadena de circuitos en una u otra de estas partes determina la necesidad de emplear o no un dispositivo de protección contra el eco en función del porcentaje de comunicaciones en la que puede admitirse un eco perturbador.

2 Factores determinantes del eco

Los principales factores que deben tenerse en cuenta para determinar si se necesita un dispositivo de protección contra el eco en una conexión determinada son los siguientes:

a) el número de trayectos de eco;

b) el tiempo que emplean las corrientes de eco en recorrer dichos trayectos;

c) los ISG de los trayectos de eco, incluidas las líneas de abonado;

d) la tolerancia de los abonados a los fenómenos de eco.

Examinaremos seguidamente estos distintos factores.

Cuando se trata de circuitos interconectados a cuatro hilos, sólo existe un trayecto de eco, suponiendo despreciable la relación diafónica entre los dos sentidos de transmisión. Prácticamente, lo mismo sucede cuando se interconectan los circuitos a dos hilos, y se obtienen valores apropiados a la pérdida de retorno para el eco en estos puntos de conexión (v.g. una media de 27 dB y una desviación típica de 3 dB). Las principales corrientes de eco se deben a las atenuaciones de equilibrado para el eco, relativamente bajas, en los extremos de los dos circuitos terminales a cuatro hilos, donde la conexión continúa a dos hilos.

El tiempo que emplean las corrientes de eco para recorrer el trayecto de eco sólo depende en la práctica de la longitud de la cadena a cuatro hilos, pues los circuitos principales de las redes nacionales e internacionales actuales son circuitos de elevada velocidad de transmisión.

El ISG del trayecto de eco para la persona que habla, en el caso de planificación de una conexión simétrica, viene dado aproximadamente por la suma de:

- dos veces el índice de sonoridad del enlace (ISEN) de la conexión entre el punto a dos hilos en la central local terminal de la persona que habla y el lado a dos hilos del equipo de terminación a cuatro hilos/dos hilos en el extremo de la persona que escucha[1];
- la pérdida de retorno para el eco en el extremo de la persona que escucha;
- la suma de los IS en emisión y en recepción del aparato co y la línea de abonado de la persona que habla.

En general, debieran emplearse valores de IS en emisión y en recepción correspondientes a líneas de abonado con pequeña atenuación.

El eco experimentado por los usuarios en líneas con una atenuación más elevada sufrirá una atenuación mayor; en consecuencia, esta hipótesis no implica riesgos.

Los datos que figuran en el cuadro 1, sobre la tolerancia de los abonados a los fenómenos de eco, proceden de la American Telephone and Telegraph Co. y están basados en una serie de pruebas realizadas en 1971. Estas pruebas han proporcionado información sobre el índice de sonoridad (EARS) del trayecto de eco que, en función del tiempo de propagación de ese trayecto, da un eco apenas perceptible. También se han obtenido apreciaciones de la calidad según una escala de cinco notas: excelente, buena, bastante buena, mediocre e insatisfactoria. Los resultados en términos de índices de sonoridad EARS (entonces utilizados por AT&T) se han pasado, por consiguiente, a valores de índices de sonoridad añadiendo 4 dB para tener en cuenta las conexiones de prueba reales que incluyen los filtros. En el cuadro 1 se indica la atenuación media del trayecto de eco para el umbral de perceptibilidad y para apreciaciones de calidad «insatisfactoria». Estos valores medios son los índices de sonoridad del trayecto de eco para una perceptibilidad de 50%, y para apreciaciones de calidad «insatisfactoria» de 50%. También se indica la desviación típica.

CUADRO 1

Resultados de las pruebas de tolerancia al eco

Tiempo de propagación en un sentido (ms)	Índice de sonoridad global del trayecto de eco para la persona que habla			
	Umbral		Insatisfactorio	
	Valor medio (dB)	Desviación típica (dB)	Valor medio (dB)	Desviación típica (dB)
10	26	≃ 4	9	≃ 6
20	35	≃ 4	16	≃ 6
30	40	≃ 4	20	≃ 6
40	45	≃ 4	23	≃ 6
50	50	≃ 4	25	≃ 6
75	–	–	29	≃ 6
100	–	–	32	≃ 6
150	–	–	35	≃ 6
200	–	–	37	≃ 6
300	–	–	39	≃ 6

[1] Según el § A.3.3 de la Recomendación G.111, el índice de sonoridad del enlace (ISEN) de los circuitos a cuatro hilos debe tomarse como la atenuación a 800 ó 1000 Hz.

3 Construcción de la figura 2/G.131

El valor medio del margen en previsión de condiciones de eco mediocres o insatisfactorias viene dado por:

$$M = 2T + B - E + \text{ESE} + \text{ISR}$$

donde

T es el valor medio del índice de sonoridad en el enlace de la conexión entre el punto a dos hilos de la central terminal local del abonado que habla y el lado a dos hilos de la unidad de terminación a cuatro/dos hilos del extremo del abonado que escucha. Se ha supuesto que el índice de sonoridad es el mismo en ambos sentidos de transmisión;

B es el valor medio de la atenuación de equilibrado para el eco en el extremo receptor;

E es el valor medio del índice de sonoridad del trayecto de eco que da lugar a una opinión «insatisfactoria» [2];

ISE es el índice de sonoridad en emisión en el punto a dos hilos de la central local de origen, en el caso de líneas de abonado cortas;

ISR es el índice de sonoridad en recepción en el punto a dos hilos de la central local de origen, en el caso de líneas de abonado cortas.

4 Conexiones totalmente analógicas

Se admite que la atenuación de equilibrado para el eco posee un valor medio de 11 dB como mínimo, con una desviación típica de 3 dB, expresada como valor medio ponderado de una relación de potencias (véase la Recomendación G.122). El valor medio de la atenuación de cada circuito a cuatro hilos se considera uniforme en toda esta banda y se supone que la desviación típica de la atenuación para cada circuito a cuatro hilos es de 1 dB para cada sentido de transmisión. Se supone que la correlación entre las variaciones de atenuación en ambos sentidos de transmisión es la unidad.

La desviación típica del margen está dada por:

$$m^2 = n(t^2_1 + 2rt_1t_2 + t^2_2) + b^2 + e^2$$

donde

m es la desviación típica del margen;

t_1, t_2 son las desviaciones típicas de la atenuación, en los dos sentidos de transmisión, para un circuito a cuatro hilos, nacional o internacional;

b es la desviación típica de la atenuación de equilibrado para el eco;

e es la desviación típica de la distribución de los índices de sonoridad del trayecto de eco para el abonado que habla que dan lugar a notas de opinión «insatisfactoria»;

r es el coeficiente de correlación entre t_1 y t_2;

n es el número de circuitos a cuatro hilos existentes en la cadena a cuatro hilos.

Haciendo $t_1 = t_2 = 1$ dB; $r = 1$; $b = 3$ dB; $e = 6$ dB, se obtiene: $m^2 = (4n + 45)$.

En el § 2.3 de la Recomendación G.131, las reglas A y E se refieren a probabilidades de 1% y de 10% de que se presenten condiciones de eco insatisfactorias, y en dichos casos se consideran nueve circuitos a cuatro hilos (tres nacionales y tres internacionales + tres nacionales). Por consiguiente, tanto para las curvas de 1% como de 10%, $m = 9{,}0$ dB.

Para la probabilidad de 10%, el margen puede reducirse a 1,28 veces la desviación típica. En el caso de la probabilidad de 1%, este factor es 2,33. Los valores correspondientes de M son:

$M = 1{,}28 \times 9{,}0$ dB $= 11{,}5$ dB para una probabilidad del 10%
$M = 2{,}33 \times 9{,}0$ dB $= 21$ dB para una probabilidad del 1%.

Sustituyendo estos valores en la ecuación $M = 2T + B - E + \text{ISE} + \text{ISR}$ se obtienen los siguientes valores de atenuación del eco para el abonado que habla:

$2T + B + \text{ISE} + \text{ISR} = 11{,}5$ dB $+ E$ para una probabilidad del 10%
$2T + B + \text{ISE} + \text{ISR} = 21$ dB $+ E$ para una probabilidad del 1%.

---

[2] Este valor corresponde al índice de sonoridad global del trayecto de eco para el cual el 50% de las notas de opinión son «insatisfactorias».

Los valores del cuadro 2 se han calculado (y redondeado al valor en dB entero más cercano) mediante estas ecuaciones. Los valores que figuran en la columna «Longitud de la conexión» se han calculado suponiendo una velocidad de propagación de 160 km/ms.

CUADRO 2

Tiempo medio de propagación en un sentido (ms)	Longitud de la conexión (km)	Índice de sonoridad medio del trayecto de eco para la persona que habla $2T + B + \text{ISE} + \text{ISR}$ (dB)	
		10% insatisfactorio	1% insatisfactorio
10	1 600	21	30
20	3 200	28	37
30	4 800	32	41
40	6 400	35	47
50	8 000	37	46
75	12 000	41	50
100	16 000	44	53
150	24 000	47	56
200	32 000	49	58
300	48 000	51	60

La última línea de trazo continuo para $n = g$ en la figura 2/G.131 se ha trazado utilizando estos valores y se han calculado valores similares para otros valores de n (circuitos analógicos).

5 **Conexiones totalmente digitales con líneas de abonado analógicas a dos hilos** (conformes a la figura 2/G.111)

La desviación típica del margen viene dada por:

$$m^2 = n(2t^2) + b^2 + e^2$$

donde

m es la desviación típica del margen;

n es el número de pares de codificador/decodificador;

t es la desviación típica de la pérdida de transmisión en los dos sentidos de transmisión;

b es la desviación típica de la atenuación de equilibrado para el eco;

e es la desviación típica de la distribución de los índices de sonoridad del trayecto del eco para la persona que habla requerida para índices de opinión de «insatisfactorio».

El término $(2t^2)$ representa la varianza de la atenuación de un par codificador/decodificador donde $t = 0{,}2$ dB. Para una conexión totalmente digital entre líneas de abonado analógicas a dos hilos, hay dos pares codificador/decodificador (es decir, uno en la central local de la persona que habla y uno en la central local de la persona que escucha).

Haciendo $n = 2$, $t = 0{,}2$ dB, $e = 6$ dB y suponiendo $b = 3$ dB se obtiene: $m^2 = 45{,}2$ y $m = 6{,}7$.

Por tanto, los valores de m son:

$m = 1{,}28 \times 6{,}7$ dB $= 8{,}6$ dB para una probabilidad del 10%
$m = 2{,}33 \times 6{,}7$ dB $= 15{,}6$ dB para una probabilidad del 1%.

Introduciendo estos valores en $M = 2T + B - E +$ ISE $+$ ISR se obtiene los siguientes valores para la atenuación media del trayecto de eco para la persona que habla, $2T + B +$ ISE $+$ ISR.

$2T + B +$ ISE $+$ ISR $=$ 8,6 dB $+ E$ para una probabilidad del 10%
$2T + B +$ ISE $+$ ISR $=$ 15,6 dB $+ E$ para una probabilidad del 1%.

Los valores del cuadro 3 se han calculado utilizando estas ecuaciones.

CUADRO 3

Tiempo medio de propagación en un sentido (ms)	Índice de sonoridad medio del trayecto de eco para la persona que habla $2T + B +$ ISE $+$ ISR	
	10% insatisfactorio (dB)	1% insatisfactorio (dB)
10	17,6	24,6
20	24,6	31,6
30	28,6	35,6
40	31,6	38,6
50	33,6	40,6
75	37,6	44,6
100	40,6	47,6
150	43,6	50,6
200	45,6	52,6
300	47,6	54,6

La línea de trazo discontinuo de la figura 2/G.131 se ha construido a partir de estos valores (conexiones totalmente digitales).

6 Conexiones totalmente digitales con líneas de abonado digitales [conformes a la Recomendación G.801]

En este caso no hay puntos a dos hilos en la conexión. Sin embargo, hay un trayecto de realimentación acústica entre el auricular y el micrófono del aparato telefónico. Por tanto, la atenuación de equilibrado para el eco utilizada anteriormente se representa ahora por la atenuación de ese trayecto acústico. Se están estudiando los valores representativos de esta atenuación acústica. En el apéndice a este suplemento figura cierta información sobre este punto.

Puede suponerse que la desviación típica de la pérdida de transmisión del par codificador/decodificador es igual al valor indicado anteriormente para conexiones digitales con líneas de abonado a dos hilos. El valor del equivalente de T debe considerarse como 0. Las magnitudes ISE e ISR se refieren a los extremos virtuales analógicos a cuatro hilos de nivel 0 dBr.

Si puede suponerse que la desviación típica de la atenuación acústica del trayecto desde el punto de vista del eco es igual a 3 dB y se aplica una distribución normal, entonces los valores del cuadro 3 se aplican también al caso de líneas digitales de abonado y puede utilizarse la curva de trazo discontinuo de la figura 2/G.131.

7 Conexiones mixtas analógico/digitales

Este caso es una combinación de los casos citados anteriormente y las variables adecuadas y sus valores deben tomarse de la información anterior y puede elaborarse un cuadro apropiado.

En general, si hay sólo dos pares codificador/decodificador en la conexión, la variabilidad de la pérdida de transmisión de los codecs puede despreciarse frente a la variabilidad de los circuitos analógicos y las otras variabilidades. Para estas conexiones, puede utilizarse, con suficiente aproximación, la curva de trazo continuo de la figura 2/G.131 para el número de circuitos analógicos en la conexión.

APÉNDICE I

(al suplemento N.° 2)

Atenuación del eco en aparatos telefónicos a cuatro hilos

(Contribución de Noruega)

Resumen

En un aparato telefónico a cuatro hilos, el eco puede producirse tanto por diafonía eléctrica en el cordón como por acoplamiento acústico entre el auricular y el micrófono del microteléfono. La atenuación para el eco correspondiente a esos trayectos se ha determinado con dos aparatos telefónicos analógicos a dos hilos. De esos datos se ha derivado la atenuación para el eco de un aparato hipotético a cuatro hilos que tiene ISE + ISR = 3 dB y las mismas propiedades acústicas y eléctricas que los aparatos telefónicos a dos hilos.

I.1 *Introducción*

En varias contribuciones se ha señalado que la elección de los IS para aparatos telefónicos digitales debe hacerse teniendo presente los aspectos de la sonoridad y del eco en una conexión totalmente a cuatro hilos. Con objeto de poder hacer un estudio sobre el riesgo de un eco perjudicial, la Comisión de Estudio XVI ha pedido a la Comisión de Estudio XII que facilite información sobre el efecto subjetivo del eco para la persona que habla como una función del tiempo de propagación, el IS y la atenuación del trayecto del eco.

En el caso de una conexión digital a cuatro hilos, que incluye líneas de abonado a cuatro hilos y aparatos telefónicos digitales, los trayectos principales del eco se encuentran en el propio aparato telefónico:

- el acoplamiento acústico entre el auricular y el micrófono del microteléfono, y
- el acoplamiento eléctrico en el cordón flexible del microteléfono.

Para evaluar la característica de eco de una conexión a cuatro hilos es preciso una estimación de la atenuación para el eco del aparato telefónico digital.

A título de ejemplo de lo que cabe esperar se han efectuado medidas de esos trayectos del eco en dos aparatos telefónicos analógicos diferentes. Los resultados se han utilizado para hallar la atenuación del eco entre los terminales receptor y emisor de un aparato telefónico hipotético a cuatro hilos que tiene un ISE = 6 dB y un ISR = 3 dB y las mismas propiedades eléctricas y acústicas que los aparatos medidos.

I.2 *Medidas*

La figura I-1 muestra una configuración para medir la atenuación entre los sentidos de recepción y emisión en un aparato telefónico ordinario a dos hilos. Se emplean dos aparatos telefónicos para separar los dos sentidos de transmisión.

El trayecto acústico se mide sustituyendo el cordón del microteléfono por hilos blindados y el trayecto eléctrico se mide sustituyendo el micrófono por una resistencia apropiada. Durante la medida del acoplamiento acústico el aparato se colocó tanto en «campo libre» como sostenido en una posición normal de escucha.

Se incluyeron en las medidas dos aparatos telefónicos ordinarios noruegos de tipo distinto. Ambos están equipados con micrófonos lineales. El aparato EB modelo 67 tiene un microteléfono «convencional», en tanto que Tastafon es un aparato «moderno».

I.3 *Resultados de la atenuación del eco*

Para poder comparar los datos obtenidos de los dos aparatos telefónicos, las medidas se refirieron a un aparato telefónico que tiene ISE + ISR = 3 dB. En el cuadro I-1 se muestra la atenuación del eco, definida en el § 2.2 de la Recomendación G.122, correspondiente a este aparato telefónico hipotético.

Las condiciones acústicas se dan para el microteléfono:

1) en una posición normal de escucha, dispuesto herméticamente contra el oído («oído real»),
2) sostenido en «campo libre».

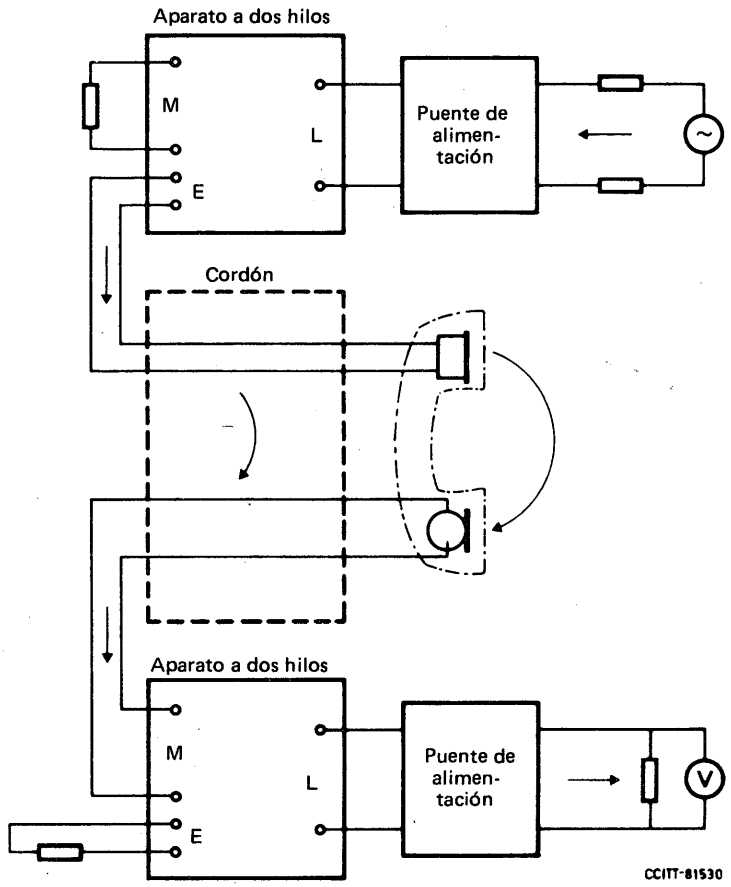


FIGURA I-1

Montaje para la medida

CUADRO I-1

Atenuación del eco (en dB) de un aparato telefónico hipotético que tiene ISE + ISR = 3 dB

Condición acústica	EB modelo 67		Tastafon	
	Campo libre	Oído real	Campo libre	Oído real
Trayecto acústico	28,2	31,7	41,5	44,4
Trayecto eléctrico	32,2	32,2	37,0	37,0

Hay que advertir que una elevada atenuación del eco no ha sido un objetivo de diseño en ninguno de los aparatos telefónicos medidos. Cabe considerar, por tanto, que los resultados son representativos de lo que puede obtenerse cuando no se toman precauciones especiales.

La atenuación del eco del trayecto acústico, según parece, depende mucho del diseño físico del microteléfono y de las propiedades acústicas de los transductores. En el cuadro I-1 se observa una diferencia de 13 dB entre los dos aparatos en la prueba. El efecto de terminación acústica del auricular, es decir, «campo libre» u «oído real», es bastante pequeño, de unos 3 dB para ambos aparatos.

El cuadro I-1 muestra que la diafonía eléctrica en el cordón flexible constituye una fuente importante de eco para ambos teléfonos. Con un ISE y un ISR determinados, el nivel de diafonía dependerá de la repartición de la ganancia entre el microteléfono (es decir, el micrófono) y el equipo telefónico. Un aumento de la ganancia del microteléfono (mediante un aumento de la sensibilidad del micrófono o la inserción de un amplificador en el microteléfono) se traducirá en una elevación del nivel de la señal en el cordón y mejorará la razón de la señal/diafonía. La diafonía puede también reducirse utilizando hilos blindados. El trayecto eléctrico del eco puede eliminarse, por tanto, mediante un diseño acertado, y cabe considerar al componente acústico como el límite inferior de la atenuación del eco.

Suplemento N.° 3

EVALUACIÓN DE DISPOSITIVOS DE CONTROL DEL ECO

(Citado en la Recomendación G.161; véase en la página 559
del Tomo III-2 del *Libro Verde*, Ginebra 1973)

Suplemento N.° 10

APLICACIÓN DE LA RECOMENDACIÓN B.4, RELATIVA AL EMPLEO DEL DECIBELIO

(Véase en la página 598 del Tomo III-2 del *Libro Verde*, Ginebra, 1973)

Suplemento N.° 20

POSIBLES COMBINACIONES DE DEGRADACIONES BÁSICAS DE TRANSMISIÓN EN LAS CONEXIONES FICTICIAS DE REFERENCIA

(Citado en la Recomendación G.103; véase en la página 319
del fascículo III.1 del *Libro Rojo*, Ginebra, 1985)

Suplemento N.º 21

UTILIZACIÓN DE UNIDADES DE DISTORSIÓN DE CUANTIFICACIÓN EN LA PLANIFICACIÓN DE CONEXIONES INTERNACIONALES

(Contribución de Bell-Northern Research)

(Citado en la Recomendación G.113; véase en la página 326 del fascículo III.1 del *Libro Rojo*, Ginebra, 1985)

Suplemento N.º 24

CONSIDERACIONES SOBRE LAS UNIDADES DE DISTORSIÓN DE CUANTIFICACIÓN INTRODUCIDAS POR ALGUNOS DISPOSITIVOS DIGITALES QUE PROCESAN SEÑALES CODIFICADAS

(Citado en la Recomendación G.113; véase en la página 333 del fascículo III.1 del *Libro Rojo*, Ginebra, 1985)

Suplemento N.º 25

DIRECTRICES PARA LA COLOCACIÓN DE MICRÓFONOS Y ALTAVOCES EN SALAS PARA COMUNICACIONES PLURIPARTITAS TELEFÓNICAS

(Citado en la Recomendación G.172; véase en la página 335 del fascículo III.1 del *Libro Rojo*, Ginebra, 1985)

Suplemento N.º 29

OBJETIVOS PARA LA CADENA MIXTA ANALÓGICO/DIGITAL DE CIRCUITOS A CUATRO HILOS

Proyecto de Recomendación G.136

(Se propone seguir estudiando este suplemento durante el presente periodo de estudios a fin de convertirlo en una Recomendación.)

1 Generalidades

En el periodo de transición entre una red completamente analógica y una red completamente digital, en las redes nacionales e internacionales habrá cadenas de circuitos telefónicos a cuatro hilos (véase la Recomendación G.101, § 4.2) de tipo mixto en los que algunas secciones pueden estar formadas por sistemas de transmisión analógicos o digitales.

Teniendo en cuenta que ese periodo de transición puede ser bastante prolongado y que es necesario garantizar una cierta calidad de transmisión en las cadenas de circuitos de tipo mixto, el CCITT recomienda que al constituir circuitos mixtos se observen los principios que se exponen a continuación y los objetivos relativos a sus parámetros.

El principio esencial para la normalización de los circuitos mixtos estriba en conservar las normas adoptadas para los circuitos MDF, lo que permitiría mantener la calidad de transmisión en las cadenas a cuatro hilos constituidas por circuitos internacionales y circuitos de prolongación nacionales.

Esto puede conseguirse para algunos parámetros pero, en lo relativo a otros parámetros, debido a las conversiones analógico/digital y a los errores que se producen en las secciones digitales, se observan discrepancias considerables en las normas y métodos de medición.

En algunas Recomendaciones de las series G, Q y M se indican objetivos para determinados parámetros de los circuitos mixtos, pero esos objetivos no tienen debidamente en cuenta las leyes de adición de las distorsiones debidas a la gran diversidad de estructuras de los circuitos mixtos a las características específicas de los métodos de medición.

Considerando la importancia que cobra el mantenimiento de la calidad de transmisión durante el periodo de transición, y la que reviste la normalización de los circuitos mixtos analógico/digitales, de los que existen ya numerosísimos tipos que utilizan diversas clases de conversiones analógico/digital, el CCITT estima conveniente establecer una Recomendación específica sobre los objetivos de los circuitos mixtos analógico/digitales y de las cadenas a cuatro hilos que incluyen circuitos tanto analógicos como digitales.

La presente Recomendación trata de las cadenas de circuitos a cuatro hilos mixtos, y las conexiones mixtas analógico/digitales que se mencionan son las que tienen aparatos telefónicos analógicos en ambos extremos.

Esta Recomendación está basada en las Recomendaciones existentes siguientes: G.232 para los equipos de canales MDF, G.712 para los equipos de canales MIC, Q.45 y Q.45 *bis* para los centros de conmutación analógicos, y Q.551 y Q.554 para los centros de conmutación digitales, y tiene también en cuenta otras Recomendaciones existentes de las series G y M.

Más adelante, y de conformidad con los resultados del estudio de la Cuestión 26/XII, la presente Recomendación deberá complementarse con objetivos para cadenas mixtas de circuitos constituidas por diversos métodos de conversión analógico-digital, como los transmultiplexores (Recomendaciones G.793 y G.794), módems (Recomendaciones G.941 y V.37), transcodificadores (Recomendación G.761), codecs de grupo (Recomendación G.795), EMCD, así como conexiones con un teléfono digital en un extremo y un teléfono analógico en el otro.

2 Estructura de un circuito de frecuencias vocales mixto analógico/digital constituido por una cadena a cuatro hilos

Los parámetros de una cadena a cuatro hilos mixta dependen esencialmente del número de secciones analógicas y del número de conversiones analógico/digitales de la cadena.

Según se establece en la Recomendación G.103, el número total de circuitos a cuatro hilos en una cadena a cuatro hilos de longitud máxima es 12 en casos excepcionales (véase el cuadro 2/G.101), por lo que se puede suponer que el número de circuitos no excederá de 12. Las situaciones más desfavorables en términos de distorsión se presentan en los casos siguientes:

- cuando todos los centros de conmutación son digitales y las secciones de circuito desde los centros y a éstos se establecen en sistemas de transmisión analógicos. El número de conversiones analógico/digital es entonces 11, y el número de secciones analógicas es 12;
- cuando todos los centros de conmutación son analógicos y las secciones de circuito desde los centros y a éstos se establecen en sistemas digitales. El número de conversiones analógico/digital es en este caso 12, y el número de secciones digitales es 12.

Estos casos son muy raros. Se considera más representativa aquella situación en la cual el número de conversiones analógico/digital constituye la mitad del número máximo (Recomendación G.103, anexo B), es decir, seis, y existen islas digitales. La estructura de dicha cadena a cuatro hilos se muestra en la figura 1. El número de secciones analógicas es de seis, al igual que el de secciones digitales. A esta panorámica vienen también a añadirse otras estructuras de cadenas a cuatro hilos mixtas cuando la conexión de las secciones carece de equipo de conmutación. Dichas estructuras se analizan en la Recomendación M.562 (§ 3.2). El peor caso de circuito de 12 secciones sin centros de conmutación se presenta cuando las secciones digitales y analógicas aparecen alternadas (véase la figura 2), existiendo seis conversiones analógico/digital y siendo el número de secciones digitales y de secciones analógicas igual a seis.

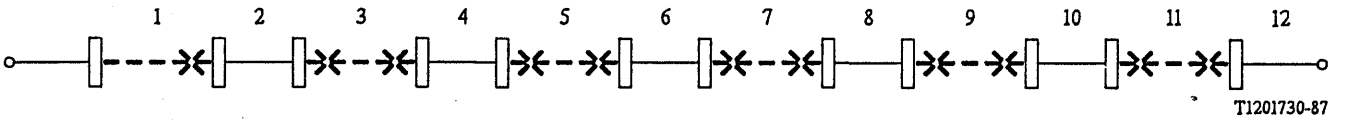


FIGURA 1

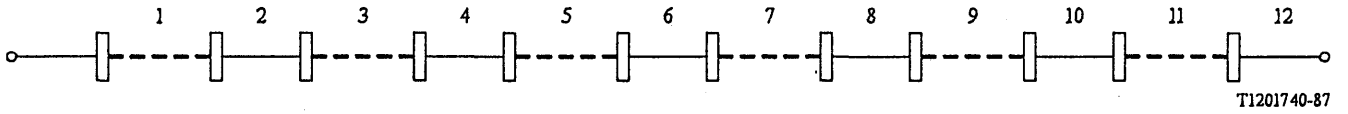


FIGURA 2

Por tanto, el examen de diversas estructuras de una cadena de circuitos de frecuencias vocales mixtos analógico/digitales revela que, para una cadena a cuatro hilos de longitud máxima que conste de 12 secciones, es recomendable establecer los objetivos de distorsión correspondiente a seis conversiones analógico/digital, seis secciones analógicas y seis secciones digitales.

Las variantes intermedias de las combinaciones de secciones analógicas y digital y de conversiones analógico/digitales serán las siguientes:

11 secciones analógicas + 1 conversión a/d
(1 sección digital) = 12

. . . . . .

6 secciones ánalógicas + 6 conversiones a/d
(6 secciones digitales) = 12

Conviene en la mayoría de los casos tener presente que las cadenas pueden contener menos de 12 secciones. La parte de distorsión atribuible a los centros de conmutación que no contienen conversiones analógico/digital es desdeñable.

3 Objetivos aplicables a los parámetros de los circuitos mixtos analógico/digitales

3.1 El valor nominal de la impedancia de entrada/salida de las secciones analógica y digital y de los equipos de conmutación deberá ser de 600 ohmios.

3.2 La pérdida de retorno de la impedancia de entrada/salida referida al valor nominal de la sección analógica y digital y de los equipos de conmutación debe ser preferentemente no menos de 20 dB en la banda 300-3400 Hz.

Nota – Para los centros de conmutación y equipos MDF de canal resulta admisible un valor de 15 dB en la banda 300-600 Hz (véanse el § 6.3 de la Recomendación Q.45 y el § 7 de la Recomendación G.232).

3.3 *Pérdida por disimetría con respecto a tierra*

En las Recomendaciones existentes sobre centros de conmutación (Q.45, Q.553) y equipos MDF de canal (G.712) se establecen diferentes normalizaciones para la pérdida por disimetría con respecto a tierra. También los métodos de medición presentan diferencias. En la Recomendación sobre equipos de canal MDF (G.232) no se especifica ese parámetro. La normalización y los métodos de medición de dicho parámetro en los circuitos mixtos está en estudio.

En espera de que se establezcan objetivos y métodos de medición unificados, convendría referirse a la Recomendación K.10, sobre pérdida de los equipos de comunicaciones por disimetría, en las directrices generales para las cadenas mixtas de circuitos a cuatro hilos.

3.4 *Nivel relativo nominal*

El nivel relativo nominal en el lado transmisión de cada sección (analógica y digital) es de −14 (−16) dBr. El nivel relativo nominal en el lado recepción de cada sección (analógica y digital) es de +4 (+7) dBr. (Véanse los § 11 de la Recomendación G.232, 14 de la Recomendación G.712, 3 de la Recomendación Q.45 y 2.2 de la Recomendación Q.553.)

El nivel relativo nominal en el extremo virtual analógico es:

- en emisión: −3,5 dBr
- en recepción: −4,0 dBr para analógico
  −3,5 dBr para digital

(Véase el § 5.2 de la Recomendación G.101.)

En un circuito mixto, el nivel relativo nominal se establece para una frecuencia que no es ninguno de los subarmónicos de la frecuencia de muestreo. El valor provisional recomendado de la frecuencia es de 1020 Hz.

3.5 *Variaciones de la pérdida de transmisión en función del tiempo*

La desviación cuadrática media de la pérdida de transmisión no debe exceder de 1 dB.

La diferencia entre el valor medio y el valor nominal de la pérdida de transmisión no debe exceder de 0,5 dB.

Nota – Los valores indicados están definidos en el § 3 de la Recomendación G.151 para un circuito completamente analógico, siempre y cuando los canales formen parte de un sólo grupo equipado con regulación automática.

En el caso de las cadenas mixtas, si bien por una parte las condiciones de estabilidad son mejores debido a que las secciones digitales poseen mayor estabilidad que las analógicas, por otra parte, en los circuitos mixtos no hay ninguna posibilidad de ejercer una regulación automática en tránsito de las secciones analógicas, con lo que se deteriora la estabilidad global. Por esa razón los valores indicados deben considerarse provisionales y deberán confirmarse.

3.6 *Distorsión de atenuación/frecuencia*

La distorsión de atenuación/frecuencia en toda la cadena a cuatro hilos no debe exceder de los valores indicados en la figura 1/G.132.

En el caso de las cadenas mixtas (prescindiendo de las distorsiones debidas al centro de conmutación), la ley de acumulación de las distorsiones de atenuación/frecuencia viene expresada por la fórmula siguiente:

$$\Delta a = n_1 \, \bar{a}_{MDF} + \sum_{i=1}^{n_2} a_{iMIC} \pm K\sqrt{\sigma^2_{MDF} \cdot n_1} \qquad (1)$$

donde:

n_1 : número de secciones analógicas;

n_2 : número de conversiones analógico/digital;

$\bar{a}_{MDF}$: valor medio (componente determinado) de las distorsiones de atenuación/frecuencia de las secciones analógicas;

σ_{MDF} : desviación cuadrática media de las distorsiones de atenuación/frecuencia de las secciones analógicas;

a_{MIC} : características de atenuación/frecuencia del equipo analógico/digital;

K = 1, 2, 3: factor que define la probabilidad de alcanzar el valor máximo/mínimo de las distorsiones de atenuación/frecuencia.

Por lo general, se suele tomar K = 3. Las razones a que responde la elección de K = 3 en función de una probabilidad dada se encontrarán en [1, 2].

Nota 1 – Las características de atenuación/frecuencia de un equipo analógico/digital del mismo tipo son similares. Por esa razón, si en una cadena mixta de circuitos se utiliza un equipo analógico/digital del mismo tipo, en la fórmula (1) podrá sustituirse la sumatoria

$$\sum_{i=1}^{n_2} a_{i\,\mathrm{MIC}}$$

por el producto $n_2\ a_{\mathrm{MIC}}$.

Nota 2 – Los límites de distorsión de los equipos analógico/digitales recomendados en la Recomendación G.712 (§ 1, figura 1) y los límites de distorsión de los equipos de canal MDF propuestos en la Recomendación G.232 (§ 1, figura 1) satisfacen los límites indicados en la Recomendación G.132 para circuitos mixtos cuyo número de secciones no excede de cuatro.

Para establecer cadenas mixtas con un número mayor de secciones es recomendable utilizar equipos de canal modernos cuya distorsión de atenuación/frecuencia sea considerablemente menor que las indicadas en las Recomendaciones G.232 y G.712.

Nota 3 – Las distorsiones de atenuación/frecuencia se miden con referencia a la frecuencia de referencia de 1020 (1000) Hz.

Nota 4 – Para tener en cuenta las distorsiones del equipo de conmutación, consúltense las Recomendaciones Q.45 (§ 3.4) y Q.553.

3.7 *Distorsiones de retardo de grupo*

Las distorsiones de retardo de grupo no deben exceder de los valores indicados en la Recomendación G.133 para las cadenas a cuatro hilos.

La ley de composición de las distorsiones de retardo de grupo viene expresada por la siguiente fórmula:

$$\Delta\tau = n_1\ \tau_{\mathrm{MDF}} + \sum_{i=1}^{n_2} \tau_{i\,\mathrm{MIC}} \qquad (2)$$

donde:

n_1: número de secciones analógicas,

n_2: número de conversiones analógico/digital.

Nota 1 – Si en una cadena mixta se utiliza equipo analógico/digital del mismo tipo, la suma

$$\sum_{i=1}^{n_2} \tau_{i\,\mathrm{MIC}}$$

quedará sustituida por el producto $n_2\ \tau_{\mathrm{MIC}}$.

Nota 2 – Se estima que la distorsión de retardo de grupo en las cadenas mixtas sea, para cualquier combinación de secciones analógicas y digitales, menor que en el caso de un enlace íntegramente analógico. No obstante, el carácter de las distorsiones (simetría) puede variar considerablemente. Cuando se transmitan datos por circuitos mixtos, habrá que tener en cuenta esta consideración y aplicar ecualizadores de retardo de grupo.

Nota 3 – Las distorsiones de retardo de grupo se miden tomando como referencia una frecuencia situada en el extremo más bajo de la banda del canal analógico: es decir, entre 190 y 200 Hz.

Nota 4 – Las distorsiones debidas a los centros de conmutación son insignificantes y pueden despreciarse.

3.8 *Diafonía inteligible*

Las relaciones de valor de señal paradiafónica y telediafónica/valor inteligible entre circuitos y entre los sentidos emisión y recepción deben cumplir lo estipulado en la Recomendación G.151 (§ 4).

Nota 1 – Se estima que los valores indicados en la Recomendación G.151 para las cadenas mixtas se mantengan o incluso se mejoren sea cual sea la combinación de secciones analógicas y digitales, puesto que los valores obtenidos en el equipo de conversión analógico/digital son superiores.

Nota 2 – La medición de la relación señal/diafonía entre circuitos puede efectuarse sin necesidad de enviar una señal auxiliar por el canal afectado por la diafonía (al contrario de lo que se indica en la nota al § 11 de la Recomendación G.712). Ello se explica por el hecho de que en un circuito mixto suele aparecer ruido de circuito analógico a la entrada de los convertidores analógico/digital de una cadena mixta.

3.9 *Distorsiones no lineales*

En las Recomendaciones existentes sobre circuitos analógicos (M.1020, § 2.11) y sobre equipos de conmutación (Q.45, § 6.1), así como en la Recomendación G.712 sobre equipos analógico/digitales, se establecen especificaciones diferentes para las distorsiones no lineales, los métodos de medición de éstas son también diferentes. Las Recomendaciones sobre centros digitales (Q.551 a Q.554) no contienen especificaciones de las distorsiones no lineales.

En la actualidad no es posible recomendar unos valores admisibles de distorsión no lineal, ni un método de medición en cadenas mixtas de circuitos. Este tema debe ser estudiado.

3.10 *Ruido (distorsiones totales)*

En las cadenas mixtas de circuitos, la noción de ruido, debido a las conversiones analógico/digital que producen distorsiones de cuantificación que acompañan a la señal, ha perdido su significado inicial y, por consiguiente, en lugar de «ruido» se habla muy a menudo en este caso de «distorsiones totales». Esta última expresión refleja el hecho de que la medición de las distorsiones de cuantificación (Recomendación Q.132) incluye parte de las distorsiones no lineales y de las interferencias en una sola frecuencia.

Desde este punto de vista, las distorsiones totales de las cadenas mixtas incluyen el ruido de la sección analógica, que dependen de la longitud de las secciones en el caso de los sistemas de transmisión terrenales y de las distorsiones de cuantificación que quedan determinadas por el número y el tipo de conversiones analógico/digital.

La ley de adición de las distorsiones totales se expresa mediante la fórmula siguiente:

$$P = 10 \log_{10} \left\{ 10^{-9} \cdot W_{MDF} + 10^{0,1\left[S - \left((S/N) - 10 \log \eta_2 \text{ udc}\right)\right]} \right\} \qquad (3)$$

donde,

– W_{MDF} es la potencia de ruido de las secciones analógicas (pWp0)

– $W_{MDF} = W_o \dfrac{\text{pWp0}}{\text{km}} \text{ L km}$

(para una sección por satélite, la longitud terrenal se considera igual a 2500 km.);

– S/N es la relación señal/distorsión de cuantificación de una conversión analógico/digital;

– η_2 udc es el número total de unidades de distorsión de cuantificación (udc) de las conversiones analógico/digital.

Para la determinación de S/N y del número total de unidades de distorsión de cuantificación, se remite a la Recomendación G.113.

– S es el nivel de señal con el que se miden las distorsiones generales.

Para eliminar todo efecto de distorsión no lineal, el valor de S no debería exceder de –10 dBm0.

El valor admisible de P se determinará en el marco de los trabajos de la Comisión de Estudio XII.

Puede indicarse, como valor preliminar, el valor de –36 dBm0 (con S = –10 dBm0), es decir, una relación señal/distorsiones totales de 26 dB.

El ruido de un canal en reposo debería ajustarse a las Recomendaciones G.123 y G.153 (§ 1).

Nota 1 – Las distorsiones totales incluyen también una componente determinada por los errores de las secciones digitales. Se supone que si la TEB de cada sección digital es 10^{-6} (con una velocidad binaria de 64 kbit/s), pueden omitirse las componentes respectivas.

Nota 2 – En los cuadros 5/M.580 y 6/M.580 del anexo A a la presente Recomendación se indican los valores de las distorsiones totales para diversas longitudes de las secciones analógicas y distintos números de unidades de distorsión de cuantificación en cadenas mixtas.

3.11 *Interferencia a una sola frecuencia*

El nivel de las señales interferentes a una sola frecuencia no deberá exceder en ningún caso de −73 dBm0 (véase el § 8 de la Recomendación G.151). Ese valor no es aplicable a la señal interferente, a la frecuencia de muestreo.

El nivel de interferencia a la frecuencia de muestreo no debería exceder de $-50 + 10 \log n_2$, donde n_2 es el número de conversiones analógico/digital en un circuito mixto. El valor indicado es provisional y deberá ser confirmado por los resultados de los estudios de la Comisión de Estudio XII.

3.12 *Productos de modulación no deseada*

Los niveles de productos de modulación no deseada que tengan como origen fuentes de suministro eléctrico no deben exceder de −45 dB (véase el § 7 de la Recomendación G.151).

3.13 *Ruido impulsivo*

El ruido impulsivo está especificado para los circuitos analógicos empleados para la transmisión de datos (Recomendaciones M.1020 y M.1025), y para los equipos de conmutación (Recomendaciones Q.45, § 5.2 y Q.553). En los circuitos de frecuencias vocales en sistemas de transmisión MIC, el ruido impulsivo no está especificado, ya que se supone que no debería estar presente. Sin embargo, en la práctica, se ha observado que, debido a la acumulación de errores, puede aparecer en un circuito de frecuencias vocales un ruido impulsivo que ocasione interferencias en la transmisión de las señales de datos. (Los resultados preliminares sobre el efecto de los errores de los enlaces digitales sobre el ruido impulsivo en canales de frecuencias vocales MIC en reposo, figuran en [4].)

Se está estudiando el efecto del ruido impulsivo que aparece en las secciones digitales sobre el valor global de la interferencia en una cadena mixta a cuatro hilos.

3.14 *Interrupciones breves, fluctuación de fase, saltos de amplitud y saltos de fase*

Estos parámetros tienen una gran influencia en las transmisiones de datos. Para el caso de los circuitos analógicos, se encuentran especificados en las Recomendaciones M.1020, M.1060 y M.910. Para los circuitos de frecuencias vocales establecidos en sistemas MIC no hay objetivos establecidos. Puede suponerse provisionalmente que en las cadenas mixtas de circuitos la presencia de secciones digitales no ejerce efectos considerables. No obstante, es un tema que debe estudiarse.

3.15 *Característica de error*

Para ulterior estudio.

Referencias

[1] MOSKVITIN (V.D.): Opredelenije trebovanij k chastotnym kharakteristikam zvenjev sostavnykh kanalov i traktov. (Especificación de los requisitos de atenuación en función de la frecuencia de las secciones de circuitos y enlaces mixtos), *Elektrosviaz*, N.° 11, 1969.

[2] MOSKVITIN (V.D.): Nozmirovanije chastotnykh kharakteristik ostatochnogo zatuhanija kanalov. (Objetivos de distorsión de frecuencia para la pérdida de transmisión), *Elektrosviaz*, N.° 1, 1970.

[3] COM XII-19 [periodo 1985-1988] – URSS – Distorsiones de atenuación en función de la frecuencia y distorsiones de retardo de grupo de los circuitos mixtos analógico/digitales de audiofrecuencia.

[4] COM XII-188 [periodo 1985-1988] – URSS – Interrelación entre los errores en un enlace digital y el ruido impulsivo en canales de frecuencias vocales de un sistema MIC.

ANEXO A

(al proyecto de Recomendación G.136)

CUADRO 5/M.580

Relación señal/distorsión total para el mantenimiento de circuitos telefónicos públicos, con una señal de prueba de −10 dBm0

Tipo de circuito	Número de udc (Nota 1)	Unidad	Distancia de transmisión analógica (Nota 3) (km)						
			< 320	321 a 640	641 a 1600	1601 a 2500	2501 a 5000	5001 a 10 000	10 001 a 20 000
Analógico	0 (Nota 2)	dB	45	43	41	39	36	33	30
Circuito compuesto	0,5	dB	35	35	34	34	33	31	29
	1	dB	33	33	32	32	31	30	28
	2	dB	30	30	30	29	29	28	27
	3	dB	28	28	28	28	28	27	26
	3,5	dB	27	27	27	27	27	26	26
	4	dB	27	27	27	27	26	26	25

Nota 1 – En el cuadro 1/G.113 [8] se indica el número de udc introducidas por diversos procesos digitales.

Nota 2 – Los valores corresponden al ruido de un circuito en reposo, terminado con una impedancia de 600 Ω.

Nota 3 – La sección del circuito establecida por satélite (entre estaciones terrenas), que emplea técnicas MDF, introduce un ruido de aproximadamente 10 000 pWp (−50 dBm0p). Por tanto, para determinar los límites de distorsión total de los circuitos telefónicos públicos internacionales, puede considerarse que la longitud de esta sección, de acuerdo con el cuadro 4/M.580, es equivalente a 2500 km.

CUADRO 6/M.580

Relación señal/distorsión total para el mantenimiento de circuitos telefónicos públicos, con una señal de prueba de −25 dBm0

Tipo de circuito	Número de udc (Nota 1)	Unidad	Distancia de transmisión analógica (Nota 3) (km)						
			< 320	321 a 640	641 a 1600	1601 a 2500	2501 a 5000	5001 a 10 000	10 001 a 20 000
Analógico	0 (Nota 2)	dB	30	28	26	24	21	18	15
Circuito compuesto	0,5	dB	29	27	26	24	21	18	15
	1	dB	28	27	25	23	21	18	15
	2	dB	27	26	25	23	20	18	15
	3	dB	26	25	24	23	20	18	15
	3,5	dB	26	25	24	22	20	18	15
	4	dB	25	24	23	22	20	17	15

Nota 1 — En el cuadro 1/G.113 [8] se indica el número de udc introducidas por diversos procesos digitales.

Nota 2 — Los valores corresponden al ruido de un circuito en reposo, terminado con una impedancia de 600 Ω.

Nota 3 — La sección del circuito establecida por satélite (entre estaciones terrenas), que emplea técnicas MDF, introduce un ruido de aproximadamente 10 000 pWp (−50 dBm0p). Por tanto, para determinar los límites de distorsión total de los circuitos telefónicos públicos internacionales, puede considerarse que la longitud de esta sección, de acuerdo con el cuadro 4/M.580, es equivalente a 2500 km.

ANEXO B

(al proyecto de Recomendación G.136)

ORIGEN: ADMINISTRACIÓN DE TELECOMUNICACIONES DE LA URSS

TÍTULO: RELACIÓN ENTRE LOS ERRORES DE UN CIRCUITO DIGITAL Y EL RUIDO IMPULSIVO DE LOS CANALES DE FRECUENCIAS VOCALES DE UN SISTEMA MIC

B.1 *Introducción*

Los canales de frecuencias vocales de un sistema MIC, así como los sistemas MDF, deben poder transmitir diversos tipos de señales. Es bien conocido que la calidad de transmisión de una señal discreta en canales de frecuencias vocales es afectada por el ruido impulsivo. Actualmente, la Recomendación G.712 no impone requisitos en lo que se refiere al ruido impulsivo en canales MIC de frecuencias vocales. Sin embargo, en condiciones reales, en un canal MIC de frecuencias vocales el ruido impulsivo contribuye al porcentaje de errores en los enlaces digitales. En esta contribución se presentan los resultados de las investigaciones sobre ruido impulsivo en canales MIC de frecuencias vocales.

B.2 *Influencia de los errores de los circuitos digitales en el ruido impulsivo de un canal MIC de frecuencias vocales en reposo*

Se ha realizado experimentalmente la evaluación de la influencia de los errores en enlaces digitales sobre el valor de ruido impulsivo en canales de frecuencia vocales utilizando un equipo (que satisface la Recomendación G.712) de un sistema de transmisión MIC (2048 kbit/s). Con la ayuda de un simulador de errores se introdujeron errores en uno o varios bits correspondientes a un canal en reposo de frecuencias vocales de un enlace digital (véase la figura B-1). Con la ayuda de un osciloscopio fue posible observar el ruido impulsivo en el canal de frecuencias vocales. En la figura B-2 se presenta la forma de la respuesta impulsiva del canal de frecuencias vocales.

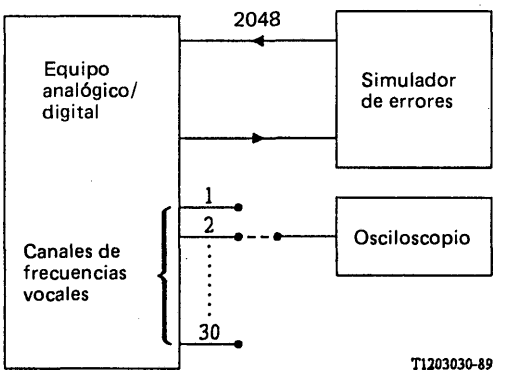


FIGURA B-1

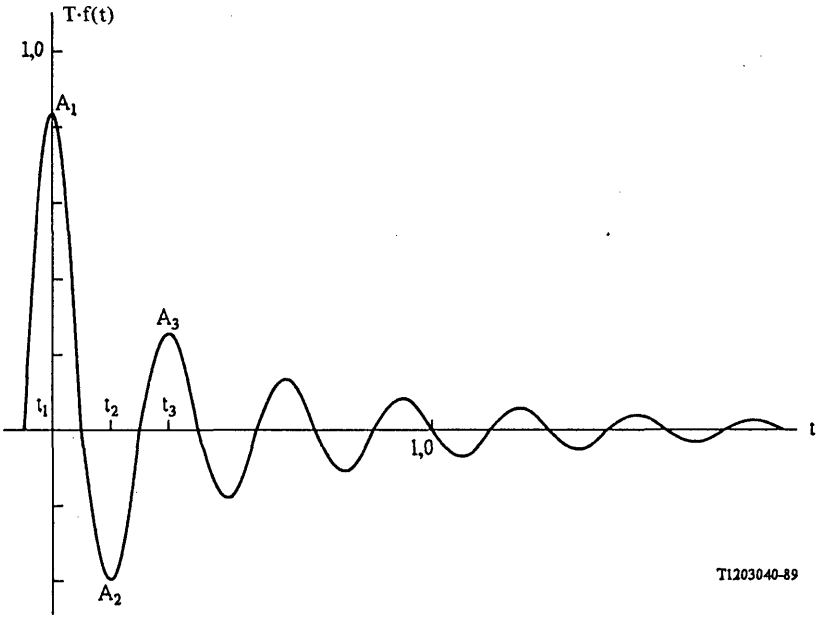


FIGURA B-2

En el cuadro B-1 se indican los parámetros de la respuesta impulsiva (los valores elegidos son los del punto de nivel relativo cero sobre una resistencia de 600 ohmios). Estos resultados permiten formular las siguientes conclusiones:

- La amplitud del impulso de respuesta depende del número de bits erróneos; los errores en los bits más significativos causan una respuesta de mayor amplitud.
- En el caso de errores aislados, el valor máximo de la cresta del impulso A_1 (en caso de un error en el segundo bit) es −22,1 dBm0.
- Con errores por ráfagas y con un incremento del número de bits erróneos en la palabra de código del enlace digital principal (2048 kbit/s), los valores de la respuesta de amplitud A_1, A_2, A_3, ... crecen pero su duración, determinada por la respuesta del filtro de recepción de baja frecuencia del canal, permanece inalterada. Esto se aplica a los casos en los que en un enlace digital principal las ráfagas de errores afectan al flujo digital durante no más de un periodo de cuantificación, por ejemplo, el número de errores en una ráfaga no excede de 256. Con errores en las palabras de código cada 125 µs, se produce una superposición de las respuestas como resultado de la reacción del filtro de recepción a los pulsos con error en cada uno de los periodos de cuantificación sucesivos.

CUADRO B-1

Bits erróneos en una trama de múltiplex primaria	Amplitud de la respuesta impulsiva			Duración de la respuesta impulsiva		
	A_1	A_2	A_3	t_1	t_2	t_3
	dBm0	dBm0	dBm0	µs	µs	µs
2	−22,1	−28,2	−33,8	320	160	130
3	−34,1	−40,2	−45,8	320	160	130
2 y 3	−10,1	−16,2	−21,8	320	160	130
2 y 3 y 4 de 2 a 8,	−4,1	−10,2	−15,8	320	160	130
2 periodos de cuantificación de 2 a 8,	+4,3	−6,7	−14,8	440	180	100
3 periodos de cuantificación de 2 a 8,	+4,3	−4,9	−14,8	600	200	100
4 periodos de cuantificación de 2 a 8,	+4,3	−4,7	−14,8	680	180	120
5 periodos de cuantificación de 2 a 8,	+4,3	−6,7	−14,8	840	200	120
6 periodos de cuantificación de 2 a 8,	+3,8	−4,3	−14,8	930	200	100
7 periodos de cuantificación	+5,25	−8,7	−14,8	1100	180	140

De este modo, cuando los errores en un enlace digital a 2048 kbit/s crecen en ráfagas de 2 o más errores, existe una cierta probabilidad de que el valor de ruido impulsivo de un canal MIC de frecuencias vocales exceda el valor de −21 dBm0 dado en la Recomendación M.1020, § 2.6.

Con ráfagas de errores de 256 y más bits, el ruido impulsivo antes mencionado está siempre presente.

Actualmente se está estudiando la relación cuantitativa entre el número de ráfagas, el número de errores en las mismas dentro de un intervalo de tiempo determinado y el número de interferencias de ruido impulsivo y la TEB en un canal de frecuencias vocales.

ASPECTOS DE LAS REDES MÓVILES TERRESTRES RELACIONADAS CON EL PLAN DE TRANSMISIÓN

Proyecto de Recomendación G.173

(Se propone estudiar este suplemento durante el presente periodo de estudios a fin de convertirlo en una Recomendación.)

1 Generalidades

Esta Recomendación trata principalmente de los aspectos especiales de la planificación de sistemas móviles terrestres analógicos o digitales. Por razones técnicas o económicas, estos sistemas no permitirán respetar por completo las características generales recomendadas por el CCITT para las conexiones y circuitos telefónicos internacionales.

La finalidad de esta Recomendación es, pues, ofrecer a las Administraciones orientaciones y consejos en cuanto a las precauciones, medidadas y requisitos mínimos que es necesario prever para poder incorporar dichas redes a la RTPC con resultado satisfactorio.

Los objetivos de calidad de los mencionados sistemas pueden variar de un grupo de usuarios a otro. Para los usuarios normales, el objetivo debiera consistir en alcanzar una calidad lo más cercana posible a las normas del CCITT. Para otros grupos de usuarios muy disciplinados podrían resultar aceptables otros objetivos de calidad.

2 Configuraciones de red

En estudio.

Bajo este epígrafe convendría aconsejar a las Administraciones que utilicen transmisión a cuatro hilos, a fin de evitar problemas cuando se accede a enlaces móviles que son intrínsecamente a cuatro hilos.

3 Pérdida de transmisión nominal de los enlaces móviles

En estudio.

Bajo este epígrafe convendría examinar los problemas relacionados con la aplicación de índices de sonoridad y con la carga correcta de los canales radioeléctricos.

Los valores del índice de sonoridad especificados en la Recomendación G.121 no son directamente aplicables porque el nivel de ruido de fondo que existe en un automóvil es más alto que el supuesto en dicha Recomendación.

¿Cuál es el objetivo de diseño para los niveles vocales procedentes del trayecto radioeléctrico y qué niveles deben presentarse a la red?

4 Estabilidad

En estudio.

5 Eco

En estudio.

Bajo este epígrafe convendría estudiar la necesidad de dispositivos de control del eco.

6 Ruido

En estudio.

(¿Puede el grupo europeo dar indicaciones sobre la característica de ruido intrínseco de los algoritmos de codificación/decodificación que se están estudiando?)

4 Retardo

En estudio.

8 Efectos de los errores en los sistemas digitales

Se han propuesto varios métodos de codificación, tales como codificación en sub-banda, codificación con transformación adaptativa, RELP y codificación predictiva adaptativa con asignación adaptativa de los bits con velocidades binarias de transmisión por debajo de 16 kbit/s a fin de lograr una utilización eficaz del espectro y una calidad comparable con los sistemas MF analógicos convencionales. Sin embargo, la aplicación a las radiocomunicaciones móviles terrestres de estos métodos de codificación de la palabra altamente eficaces puede producir una degradación importante de la calidad debido a los errores de transmisión.

Los radioenlaces móviles no están siempre libres de errores. Frecuentemente aparecen ráfagas de errores producidas por el desvanecimiento debido a trayectos múltiples. Se ha informado que la característica de tasa de errores en los bits media con recepción por diversidad es 10^{-2}-10^{-4} en la gama de 10 a 20 dB de la relación media portadora/ruido, y que la longitud de los errores en ráfagas alcance de 20 a 100 bits en el caso de transmisión de señales digitales a 16 kbit/s. Por tanto, la consistencia contra los errores en ráfaga es una característica importante para la codificación de la palabra aplicada a las comunicaciones móviles. Los códecs vocales en los radioenlaces móviles deben abarcar técnicas de control de errores a fin de reforzar los canales con desvanecimiento debido a trayectos múltiples. Por tanto, la velocidad binaria de transmisión incluye bits de redundancia para el control de errores.

En relación con la evaluación de la calidad, puede ser mejor utilizar la relación señal/ruido media como el nivel de recepción para comparaciones entre sistemas analógicos y digitales. Esto se debe a que puede presentar el nivel de recepción como una unidad normalizada para sistemas tanto FN analógicos como digitales. En las evaluaciones de la calidad entre sistemas digitales, la relación media energía de la señal por bit/ruido (E_b/N_o) es adecuada para la presentación del nivel de recepción porque puede describir el nivel de recepción como una unidad normalizada para cualquier velocidad binaria de transmisión y anchura de banda de recepción.

9 Distorsión de cuantificación

En estudio.

10 Efecto de las degradaciones de trasmisión en la calidad de los datos en banda vocal

En estudio.

ISBN 92-61-03313-X