



UNIÓN INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES

UIT-T

SECTOR DE NORMALIZACIÓN
DE LAS TELECOMUNICACIONES
DE LA UIT

Q.552

(11/2001)

SERIE Q: CONMUTACIÓN Y SEÑALIZACIÓN

Centrales digitales – Características de transmisión

**Características de transmisión en las interfaces
analógicas a dos hilos de una central digital**

Recomendación UIT-T Q.552

RECOMENDACIONES UIT-T DE LA SERIE Q
CONMUTACIÓN Y SEÑALIZACIÓN

SEÑALIZACIÓN EN EL SERVICIO MANUAL INTERNACIONAL	Q.1–Q.3
EXPLOTACIÓN INTERNACIONAL SEMIAUTOMÁTICA Y AUTOMÁTICA	Q.4–Q.59
FUNCIONES Y FLUJOS DE INFORMACIÓN PARA SERVICIOS DE LA RDSI	Q.60–Q.99
CLÁUSULAS APLICABLES A TODOS LOS SISTEMAS NORMALIZADOS DEL UIT-T	Q.100–Q.119
ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA DE SEÑALIZACIÓN N.º 4	Q.120–Q.139
ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA DE SEÑALIZACIÓN N.º 5	Q.140–Q.199
ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA DE SEÑALIZACIÓN N.º 6	Q.250–Q.309
ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA DE SEÑALIZACIÓN R1	Q.310–Q.399
ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA DE SEÑALIZACIÓN R2	Q.400–Q.499
CENTRALES DIGITALES	Q.500–Q.599
Introducción y campo de aplicación	Q.500–Q.509
Interfaces, funciones y conexiones de central	Q.510–Q.539
Objetivos de diseño y medidas	Q.540–Q.549
Características de transmisión	Q.550–Q.599
INTERFUNCIONAMIENTO DE LOS SISTEMAS DE SEÑALIZACIÓN	Q.600–Q.699
ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA DE SEÑALIZACIÓN N.º 7	Q.700–Q.799
INTERFAZ Q3	Q.800–Q.849
SISTEMA DE SEÑALIZACIÓN DIGITAL DE ABONADO N.º 1	Q.850–Q.999
RED MÓVIL TERRESTRE PÚBLICA	Q.1000–Q.1099
INTERFUNCIONAMIENTO CON SISTEMAS MÓVILES POR SATÉLITE	Q.1100–Q.1199
RED INTELIGENTE	Q.1200–Q.1699
REQUISITOS Y PROTOCOLOS DE SEÑALIZACIÓN PARA IMT-2000	Q.1700–Q.1799
ESPECIFICACIONES DE LA SEÑALIZACIÓN RELACIONADA CON EL CONTROL DE LLAMADA INDEPENDIENTE DEL PORTADOR	Q.1900–Q.1999
RED DIGITAL DE SERVICIOS INTEGRADOS DE BANDA ANCHA (RDSI-BA)	Q.2000–Q.2999

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

Recomendación UIT-T Q.552

Características de transmisión en las interfaces analógicas a dos hilos de una central digital

Resumen

Esta Recomendación especifica las características de las interfaces analógicas a dos hilos, las conexiones de entrada y salida con interfaces analógicas a dos hilos y las semiconexiones con interfaces analógicas a dos hilos, de conformidad con las definiciones que figuran en UIT-T Q.551.

Esta Recomendación es válida para los equipos que pueden terminar una conexión internacional de larga distancia a través de circuitos a cuatro hilos interconectados por centrales a cuatro hilos. También incluye, en una categoría distinta, las características de las interfaces que no pueden terminar una conexión internacional, y son por eso aplicables únicamente en el plano nacional.

Orígenes

La Recomendación UIT-T Q.552, preparada por la Comisión de Estudio 15 (2001-2004) del UIT-T, fue aprobada por el procedimiento de la Resolución 1 de la AMNT el 29 de noviembre de 2001.

PREFACIO

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

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

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

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

NOTA

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

PROPIEDAD INTELECTUAL

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

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

© UIT 2002

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

ÍNDICE

		Página
1	Generalidades.....	1
2	Características de las interfaces	1
2.1	Características de la interfaz C_2	1
2.1.1	Impedancia de la central	1
2.1.2	Asimetría de la impedancia con respecto a tierra	2
2.1.3	Niveles relativos	3
2.2	Características de la interfaz Z	4
2.2.1	Impedancia de la central	4
2.2.2	Asimetría de la impedancia con respecto a tierra	6
2.2.3	Niveles relativos	6
3	Características de las semiconexiones	7
3.1	Características comunes a todas las interfaces analógicas a dos hilos	8
3.1.1	Pérdida de transmisión (o atenuación de transmisión)	8
3.1.2	Retardo de grupo.....	10
3.1.3	Ruido a una sola frecuencia.....	11
3.1.4	Diafonía	11
3.1.5	Distorsión total, incluida la distorsión de cuantificación.....	12
3.1.6	Discriminación contra señales fuera de banda aplicadas a la interfaz de entrada.....	13
3.1.7	Señales espurias fuera de banda recibidas en la interfaz de salida	13
3.1.8	Eco y estabilidad.....	13
3.2	Características de la interfaz C_2	16
3.2.1	Valor nominal de la pérdida de transmisión	16
3.2.2	Ruido.....	16
3.2.3	Valores de la distorsión total	17
3.3	Características de la interfaz Z	18
3.3.1	Valor nominal de la pérdida de transmisión	18
3.3.2	Ruido.....	19
3.3.3	Valores de la distorsión total	19
Apéndice I – Estrategia de impedancias en redes a dos hilos		20
I.1	Introducción.....	20
I.2	Ecuaciones generales para cables no cargados	23
I.3	Consideraciones generales de impedancia de un híbrido	24
I.3.1	Impedancia de entrada del cable Z_2 e impedancia de entrada del híbrido Z_T	24
I.3.2	Impedancia de equilibrio Z_B	24
I.4	Consideraciones en relación con el eco	24

	Página
I.4.1 Índice de sonoridad del eco para el hablante (TELR)	24
I.4.2 Índice de enmascaramiento para el efecto local (STM _R , <i>sidetone masking rating</i>) e índice de efecto local para el oyente (LSTR, <i>listener sidetone rating</i>)	25
I.5 Aplicaciones.....	26
I.6 Análisis de la variación de la impedancia de bucle mediante un diagrama de impedancia especial	26
I.7 Conclusiones.....	28
I.8 Ejemplos de impedancias Z_2 y de impedancias nominales Z_T y Z_B como soluciones intermedias.....	29
I.8.1 Impedancia de entrada del cable Z_2 e impedancia de entrada del híbrido Z_T	29
I.8.2 Impedancia de equilibrio Z_B	31
I.8.3 Aplicación del diagrama de impedancias especial	32
I.8.4 Consideraciones relativas al eco	34

Recomendación UIT-T Q.552

Características de transmisión en las interfaces analógicas a dos hilos de una central digital

1 Generalidades

Esta Recomendación especifica las características de:

- las interfaces analógicas a dos hilos (tipos C_2 y Z);
- las conexiones de entrada y salida con interfaces analógicas a dos hilos; y
- las semiconexiones con interfaces analógicas a dos hilos,

de conformidad con las definiciones que figuran en UIT-T Q.551, y en particular en la figura 1/Q.551.

Las características de las conexiones de entrada y salida de una interfaz dada no son necesariamente las mismas. Las características de las semiconexiones no son necesariamente idénticas para los distintos tipos de interfaces.

Esta Recomendación es válida para los equipos que pueden terminar una conexión internacional de larga distancia a través de circuitos a cuatro hilos interconectados por centrales a cuatro hilos. También incluye, en una categoría distinta, las características de las interfaces que no pueden terminar una conexión internacional, y son por eso aplicables únicamente en el plano nacional.

2 Características de las interfaces

NOTA – Para medir las condiciones de una interfaz analógica a dos hilos es necesario aplicar un código de calma, es decir una señal MIC correspondiente al valor 0 (ley μ) o al valor 1 (ley A) de la salida del decodificador, con el bit de signo en un estado fijo, al punto de prueba T_i de la central, cuando no se estipula una señal de prueba.

2.1 Características de la interfaz C_2

Los valores recomendados de las interfaces C_2 son válidos para centrales digitales incluidas las centralitas privadas automáticas (PABX, *private automatic branch exchange*) con funciones de tránsito y capacidades de encaminamiento del tráfico de origen y de destino. Según el tipo de tráfico que deba tratarse se requieren dos conjuntos diferentes de niveles relativos. Esto lleva a subdividir las especificaciones en las relativas a las interfaces C_{21} y C_{22} . La interfaz C_{21} proporciona la terminación de conexiones internacionales de larga distancia, de llegada y de salida, y posiblemente también conexiones nacionales en las cuales la central actúa como un equipo de conmutación de tránsito. La interfaz C_{22} proporciona la conexión de un circuito troncal a dos hilos. Un ejemplo característico es la interconexión de una interfaz Z con una interfaz C_{22} en una central local para el encaminamiento a través de la red analógica de enlaces a dos hilos. Una interfaz C_{22} no puede formar parte de la cadena internacional a cuatro hilos (véase la figura 2/Q.551).

2.1.1 Impedancia de la central

2.1.1.1 Valor nominal

Los valores nominales de la impedancia de la central serán definidos de acuerdo con las condiciones propias de cada país. La definición incluirá una red de prueba para la impedancia de la central. Es posible que los operadores de redes quieran adoptar redes de prueba diferentes en función de los tipos de cables utilizados (por ejemplo, cables no cargados y cargados).

2.1.1.2 Pérdida de retorno

La pérdida de retorno de la impedancia presentada por una interfaz C_2 con relación a la red de prueba para la impedancia de la central debe ajustarse a los límites establecidos en la figura 1.

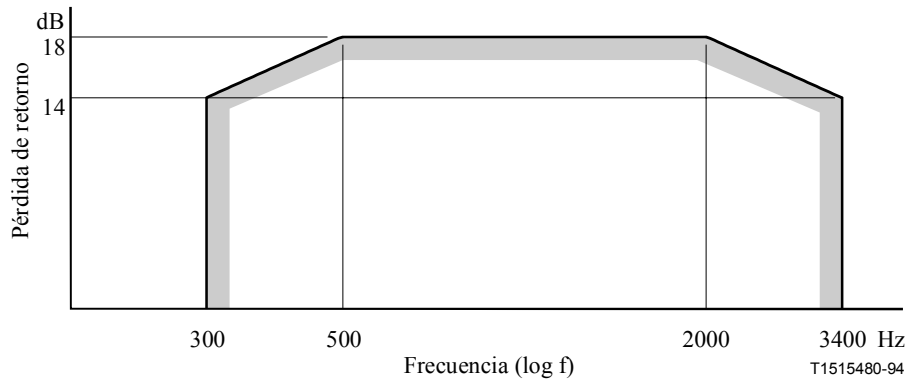


Figura 1/Q.552 – Valor mínimo de la pérdida de retorno con relación a la red de prueba para la impedancia de la central en una interfaz a dos hilos

2.1.2 Asimetría de la impedancia con respecto a tierra

La atenuación de conversión longitudinal (LCL, *longitudinal conversion loss*) en la interfaz, definida en 4.1.3/G.117, estando el equipo de prueba en el estado de conversión normal, deberá exceder los valores mínimos de la figura 2, de conformidad con UIT-T K.10.

NOTA 1 – Un operador de red puede adoptar otros valores y, en algunos casos, una mayor anchura de banda, según las condiciones existentes en su red telefónica.

NOTA 2 – También puede necesitarse un límite para la atenuación de conversión transversal (TCL, *transverse conversion loss*), definida en 4.1.2/G.117, si la terminación de la central no es recíproca con respecto a los trayectos transversal y longitudinal. Un límite apropiado sería 40 dB, para garantizar una atenuación de paradiafonía adecuada entre las interfaces.

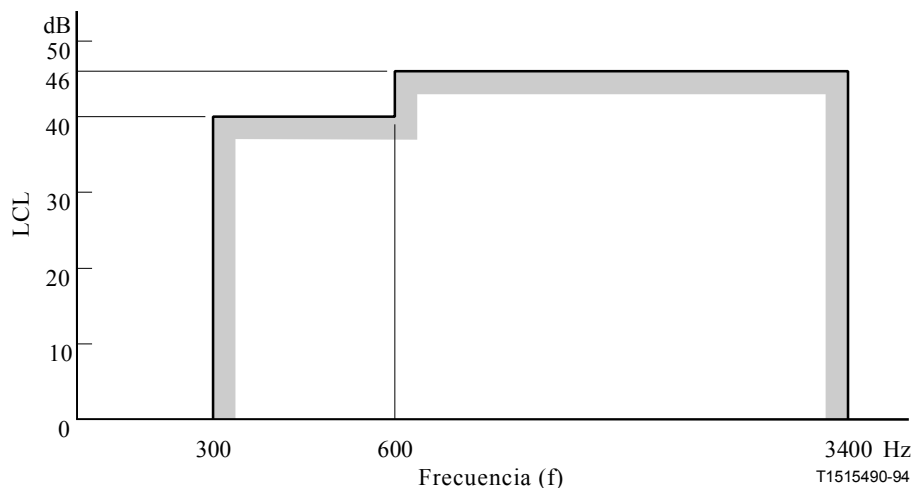
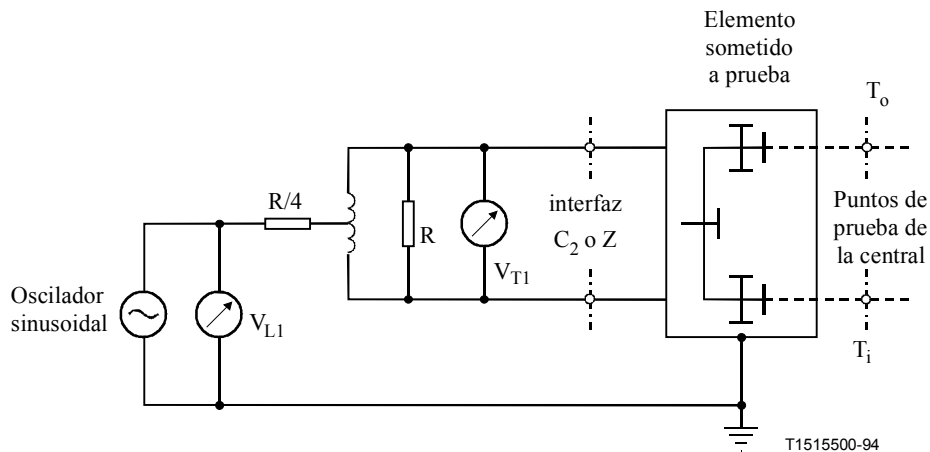


Figura 2/Q.522 – Valores mínimos de atenuación de conversión longitudinal (LCL) medidos en la configuración mostrada en la figura 3

Método de prueba

La atenuación de conversión longitudinal en el puerto de equipo C_2 debe medirse de acuerdo con los principios indicados en 4.1/O.9. En la figura 3 se muestra un ejemplo de la configuración de medida básica de centrales digitales. Pueden también utilizarse configuraciones con dos resistencias de valor $R/2$ cada una (véase 5.1/O.9).

Las tensiones longitudinal y transversal deben medirse, preferentemente, con un medidor de niveles selectivo a la frecuencia.



R debe estar en la gama de 600-900 Ω

$$\text{Atenuación de conversión longitudinal (LCL)} = 20 \log_{10} \left| \frac{V_{L1}}{V_{T1}} \right| \text{dB}$$

NOTA 1 – Deben adoptarse disposiciones para que existan corrientes continuas representativas.

NOTA 2 – En las aplicaciones en que se utilizan híbridos activos hay que obrar con sumo cuidado.

Figura 3/Q.522 – Configuración para medir la atenuación de conversión longitudinal (LCL)

2.1.3 Niveles relativos

2.1.3.1 Niveles nominales

2.1.3.1.1 Interfaz C_{21}

Las interfaces C_{21} deben satisfacer los valores recomendados en 2.2.3.1 para las interfaces Z , si no se prevé una compensación de la pérdida comparable a la de 2.2.3.3.

2.1.3.1.2 Interfaz C_{22}

Para ajustar la pérdida de transmisión de una sección de transmisión digital a los valores de la planificación de transmisión nacional para tráfico local o nacional, según los niveles relativos indicados en 2.1.3.1.1 y 2.2.3.1, los márgenes que se indican a continuación comprenden los requisitos que deben satisfacer las interfaces C_{22} de un gran número de operadores de redes:

- nivel de entrada: $L_i = +3,0$ a $-7,0$ dBr en pasos de 0,5 dB;
- nivel de salida: $L_o = +1,0$ a $-8,0$ dBr en pasos de 0,5 dB.

A fin de compensar la atenuación en las líneas de larga distancia o de enlace de gran longitud, un operador de red puede elegir, para satisfacer las condiciones locales, valores de niveles relativos derivados de los valores básicos en la forma siguiente:

$$L'_i = L_i + x \text{ dB}$$

$$L'_o = L_o - x \text{ dB}$$

donde x debe tomar un valor negativo. El valor de x es de competencia nacional. Esta compensación de la atenuación requiere una selección y una aplicación esmeradas de redes de equilibrado.

Se ha reconocido que un equipo de un determinado diseño no tiene necesariamente que poder funcionar en toda la gama de niveles.

2.1.3.2 Tolerancias de niveles relativos

La diferencia entre el nivel relativo real y el nivel relativo nominal debe estar entre los límites siguientes:

- nivel relativo a la entrada: $-0,3$ a $+0,7$ dB;
- nivel relativo a la salida: $-0,7$ a $+0,3$ dB.

Estas diferencias pueden deberse, por ejemplo, a tolerancias de diseño, al cableado entre los puertos analógicos y el repartidor, y a incrementos de ajuste.

NOTA – Los procedimientos de ajuste de nivel se describen en la cláusula 3/G.712.

2.2 Características de la interfaz Z

Los valores recomendados de la interfaz Z son válidos para las centrales locales digitales y también para las PABX y las unidades digitales distantes. Para las PABX, véase 2.1.1/Q.551.

2.2.1 Impedancia de la central

En el apéndice I figuran orientaciones para los operadores de redes.

2.2.1.1 Valor nominal

El principal criterio que rige la elección del valor nominal de la impedancia de la central es lograr una característica adecuada de efecto local en los aparatos telefónicos, en particular en los conectados por líneas cortas. Si se satisface este criterio, la impedancia también será apropiada para las líneas de abonado equipadas con módems en la banda vocal.

Por regla general, es necesario insertar una impedancia de central compleja con reactancia capacitiva para obtener valores satisfactorios de estabilidad, eco y efecto local. Para más información, véanse UIT-T G.111 y UIT-T G.121.

El empleo de la configuración preferida que se indica más abajo permitirá reducir al mínimo el número de tipos diversos de impedancias de central. De momento no pueden recomendarse valores únicos para los componentes. No obstante, en el cuadro 1 se presentan ejemplos de valores nominales elegidos por algunos operadores de redes, que podrían servir de orientación a otros operadores.

Cuadro 1/Q.552 – Redes de prueba para las impedancias de central que se consideran

	Rs (ohmios)	Rp (ohmios)	Cp (faradios)
Austria, FRG	220	820	115 n
BT	300	1000	220 n
NTT	600	infinita	1 μ
USA	900	infinita	2.16 μ
ETSI	270	750	150 n

NOTA 1 – La red de prueba y los valores de las componentes representan una configuración que presenta la impedancia de central requerida. No tiene que responder necesariamente a ninguna red real prevista en la interfaz de central.

NOTA 2 – La gama de valores de los componentes refleja el hecho de que existen notables diferencias en la sensibilidad y las características de efecto local de los distintos aparatos telefónicos en todo el mundo. En general, la combinación de líneas cortas y aparatos telefónicos sensibles pudiera ser bastante usual en el futuro debido a la utilización creciente de la concentración distante. A fin de controlar la característica de efecto local, los operadores de redes tienen que tener en cuenta los parámetros de los aparatos telefónicos. Deben considerarse no sólo los parámetros de los aparatos telefónicos existentes sino también qué parámetros son convenientes en el futuro para que pueda lograrse una mejor característica de efecto local.

NOTA 3 – Puede ser necesario agrupar las líneas de abonado de una determinada central, en clases, cada una de las cuales requeriría un valor diferente de la impedancia de central de la interfaz Z.

2.2.1.2 Pérdida de retorno

Se necesitan tolerancias para los valores de las impedancias de las centrales. A este respecto, la pérdida de retorno de la impedancia presentada por una interfaz a dos hilos en relación con la red de prueba para la impedancia de central debe estar comprendida dentro de límites que dependen de las condiciones particulares de la red de abonado considerada. Estos límites se indican en la plantilla de la figura 1.

Quizás algunos operadores de redes quieran especificar valores más elevados. En el cuadro 2 se indican, a modo de orientación, los valores límites de la pérdida de retorno aceptados actualmente por algunos operadores de redes.

Cuadro 2/Q.552 – Ejemplos de valores límite de la pérdida de retorno en función de la impedancia de central

Austria	14,5 dB a 300 Hz aumenta (escala logarítmica de f) hasta 18 dB a 500 Hz, se mantiene a 18 dB hasta 2500 Hz y desciende (escala logarítmica de f) hasta 14,5 dB a 3400 Hz.
BT	18 dB: 200-800 Hz; 20 dB: 800-2000 Hz; 24 dB: 2000-4000 Hz.
RFA, ETSI	14 dB a 300 Hz, aumenta (escala logarítmica de f) hasta 18 dB a 500 Hz, se mantiene a 18 dB hasta 2000 Hz y desciende (escala logarítmica de f) hasta 14 dB a 3400 Hz.
NTT	22 dB: 300-3400 Hz.
EE.UU.	20 dB: 200-500 Hz; 26 dB: 500-3400 Hz.

NOTA – Los 12 dB distribuidos en valores se originan por la diferencia de las características de aparatos telefónicos y bucles de abonados. Véase también el apéndice I.

2.2.2 Asimetría de la impedancia con respecto a tierra

La atenuación de conversión longitudinal (LCL) en el puerto de equipo de la interfaz Z, medido según el método de prueba indicado en la figura 3, debe ajustarse a los valores indicados en 2.1.2 y a la figura 3.

2.2.3 Niveles relativos

El funcionamiento de la interfaz Z en las gamas de niveles relativos que se indican a continuación se recomienda cuando la interfaz termina una conexión internacional de larga distancia totalmente a cuatro hilos. Se pueden elegir pares de niveles de entrada y salida para el tráfico interno, local, o nacional de larga distancia en una gama más amplia cuando estas conexiones se pueden distinguir de las conexiones internacionales con vista a elegir el nivel de conmutación adecuado. Si se utilizan atenuadores digitales, habrá que tener en cuenta la distorsión adicional que introducen estos dispositivos (véase el cuadro 1/G.113).

Al asignar los niveles relativos para las conexiones de larga distancia a través de la interfaz debe observarse que:

- Hay que tener en cuenta, como factor limitador, la "diferencia de pérdida de transmisión entre los dos sentidos de transmisión" indicada en 2.2/G.121. Para la prolongación nacional, éste es el valor "atenuación (t-b) -atenuación (a-t)". (Como orientación, véase el texto de la citada Recomendación.) Esta diferencia está limitada a ± 4 dB. Sin embargo, a fin de permitir una asimetría adicional de la atenuación en el resto de la red nacional, la central digital sólo podrá utilizar una parte de esta diferencia.
- Si dentro de la gama de valores de L_i y L_o indicados en 2.2.3.1.1 y 2.2.3.1.2 se eligen éstos de forma que $L_i - L_o \geq 6$ dB, y si se utilizan redes de equilibrado adecuadas (véanse 3.1.8 y la figura 10), se cumplirán los requisitos de la cláusula 6/G.121 (Incorporación de procesos digitales MIC en las prolongaciones nacionales) así como los de UIT-T G.122 (atenuación para la estabilidad y para el eco).

2.2.3.1 Niveles nominales

2.2.3.1.1 Nivel relativo de entrada

Según el anexo C/G.121 (columnas 3, 5 y 7 del cuadro C.1/G.121), la siguiente gama de niveles relativos de entrada, para todos los tipos de conexiones (internas, locales, nacionales e internacionales), satisface las exigencias de un gran número de operadores de redes.

$$L_i = 0 \text{ a } +2,0 \text{ dBr}$$

NOTA – En la cláusula 3.6/G.101 y en la cláusula 3/G.121 se indica que si el valor mínimo nominal del índice de sonoridad en emisión (SLR, *send loudness rating*) del sistema local en las mismas condiciones no es inferior a +2 dB, la potencia vocal de cresta estará adecuadamente controlada. De ello se desprende que, por ejemplo, el valor $L_i = 0$ dBr (límite inferior de la gama para L_i) es adecuado para un índice de sonoridad en emisión $\geq +2$ dB.

2.2.3.1.2 Nivel relativo de salida

Según el anexo C/G.121 (columna 6 del cuadro C.1/G.121) la siguiente gama de niveles relativos de salida para conexiones internacionales de larga distancia satisface las exigencias de un gran número de operadores de redes:

$$L_o = -5,0 \text{ a } -8,0 \text{ dBr}$$

El valor elegido puede utilizarse también para conexiones establecidas en su totalidad en una red nacional.

Los niveles relativos nominales de salida para conexiones locales o nacionales pueden tomar otros valores de acuerdo con la planificación de transmisión nacional. Según el anexo C/G.121 (columnas 2 y 4 del cuadro C.1/G.121), la gama siguiente satisface las exigencias de un gran número de operadores de redes:

$$L_o = 0 \text{ a } -8,0 \text{ dBr}$$

Se ha reconocido que un equipo de un determinado diseño no tiene necesariamente que poder funcionar en toda la gama de niveles.

2.2.3.2 Tolerancias de niveles relativos

La diferencia entre el nivel relativo real y el nivel relativo nominal debe estar dentro de los límites siguientes:

- nivel relativo a la entrada: $-0,3$ a $+0,7$ dB;
- nivel relativo a la salida: $-0,7$ a $+0,3$ dB.

Estas diferencias pueden deberse, por ejemplo, a tolerancias de diseño, al cableado (entre los puertos analógicos y el repartidor) y a los incrementos de ajuste. No se incluye la variación de corta duración de la pérdida con el tiempo descrita en 3.1.1.3.

NOTA – Los procedimientos para ajustar el nivel relativo se describen en la cláusula 3/G.712.

2.2.3.3 Consideración de líneas de abonado cortas o largas

A fin de tener en cuenta la pérdida de las líneas de abonado cortas o largas, un operador de red puede elegir valores de los niveles relativos derivados de los valores básicos, como sigue:

$$L'_i = L_i + x \text{ dB}$$

$$L'_o = L_o - x \text{ dB}$$

El valor de x está dentro de la competencia nacional (por ejemplo, $x = 3$ dB para líneas de abonado cortas).

La utilización de los valores de $x < 0$ requiere una selección cuidadosa de redes equilibradoras; no se recomiendan valores de $x < -3$ dB.

3 Características de las semiconexiones

Con respecto a las interfaces C_2 , esta Recomendación es válida para las centrales digitales locales y de tránsito, y para las interfaces C_{21} de las PABX conectadas a la central local digital mediante un sistema de transmisión digital.

En cuanto a la interfaz Z , esta Recomendación es válida para las centrales locales digitales y las centrales combinadas locales de tránsito digitales, para las PABX y para las unidades digitales distantes, conectada cada una de ellas a la central local digital mediante un sistema de transmisión digital. Para más información sobre las PABX, véase 2.1.1/Q.551.

NOTA – Al medir una conexión de entrada es necesario aplicar un código de calma, es decir, una señal MIC correspondiente al valor 0 (ley μ) o al valor 1 (ley A) de la salida del decodificador (con el bit de signo en un estado fijo) al punto de prueba de la central T_i . (Véase 1.2.3.1/Q.551.)

3.1 Características comunes a todas las interfaces analógicas a dos hilos

3.1.1 Pérdida de transmisión (o atenuación de transmisión)

3.1.1.1 Valor nominal

La pérdida de transmisión nominal conforme a 1.2.4.1/Q.551 se define en 3.2.1 y 3.3.1 para conexiones de entrada y de salida de las semiconexiones con una interfaz analógica a dos hilos.

3.1.1.2 Tolerancias de pérdida de transmisión

La diferencia entre la pérdida de transmisión real y la pérdida de transmisión nominal de una conexión de entrada o salida, conforme a 2.1.3.2 y 2.2.3.2, debe estar comprendida en la siguiente gama:

$$-0,3 \text{ a } +0,7 \text{ dB}$$

Estas diferencias pueden deberse, por ejemplo, a tolerancias de diseño, al cableado (entre las interfaces analógicas y el repartidor), y a incrementos de ajuste. No se incluye la variación de corta duración de la pérdida en función del tiempo descrita en 3.1.1.3.

3.1.1.3 Variación de corta duración de la pérdida en función del tiempo

Cuando se aplica a la interfaz analógica a dos hilos, de cualquier conexión de entrada, una señal de prueba sinusoidal a la frecuencia de referencia de 1020 Hz y con un nivel de -10 dBm_0 , o se aplica al punto de prueba de la central T_i de cualquier conexión de salida, una señal sinusoidal simulada digitalmente de la misma característica, el nivel en el punto de prueba correspondiente de la central T_o y en la interfaz analógica a dos hilos, respectivamente, no debe variar en más de $\pm 0,2 \text{ dB}$ durante un intervalo cualquiera de 10 minutos de funcionamiento típico bajo las variaciones permitidas en régimen permanente de la tensión de alimentación de energía y de la temperatura.

3.1.1.4 Variación de la ganancia con el nivel de entrada

Con una señal de prueba sinusoidal a la frecuencia de referencia de 1020 Hz, aplicada a la interfaz analógica a dos hilos de cualquier conexión de entrada con un nivel comprendido entre -55 dBm_0 y $+3 \text{ dBm}_0$, o cuando se aplica una señal sinusoidal simulada digitalmente, de la misma característica, aplicada al punto de prueba de la central T_i de cualquier conexión de salida, la variación de ganancia de esa conexión con relación a la ganancia para un nivel de entrada de -10 dBm_0 debe estar comprendida dentro de los límites indicados en la figura 4.

La medición debe efectuarse con un medidor de niveles selectivo en frecuencia, para reducir el efecto del ruido de la central. Para esto hay que utilizar una señal de prueba sinusoidal.

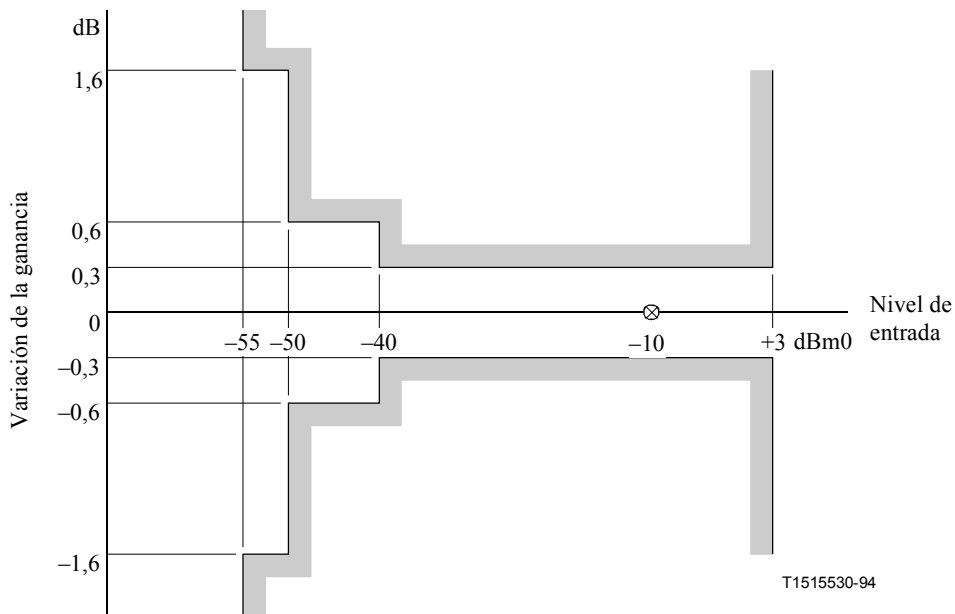
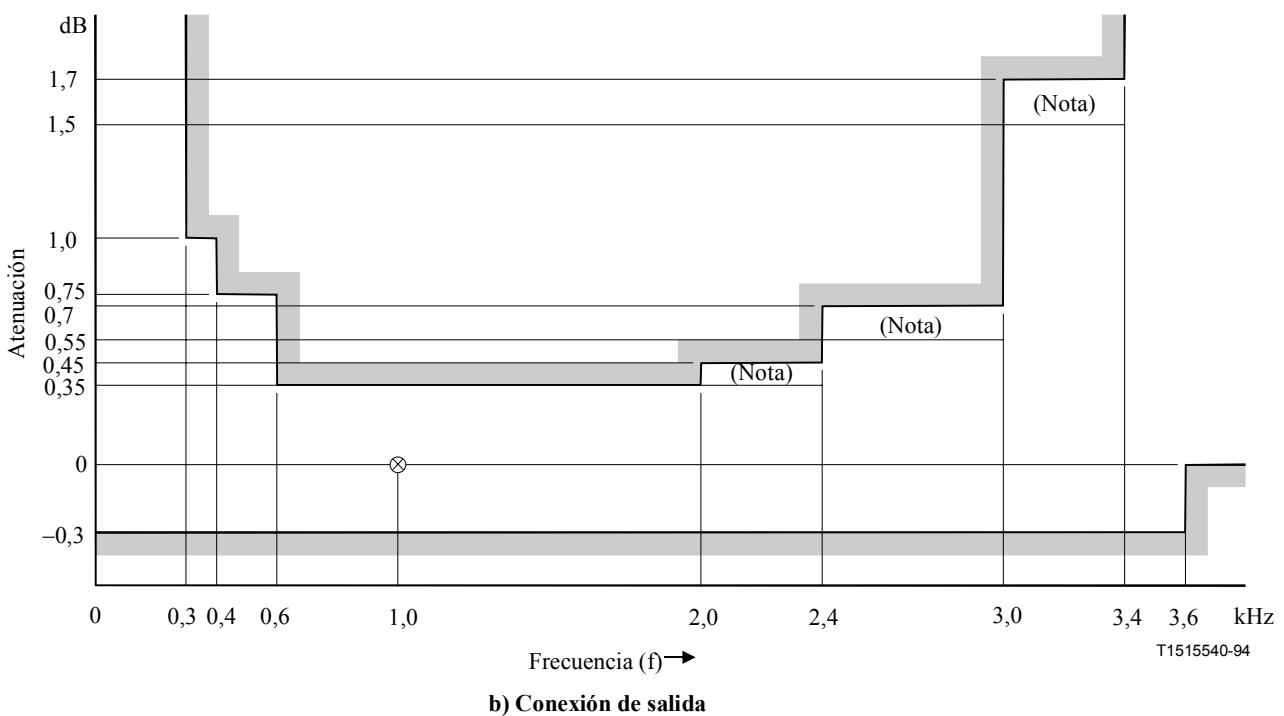
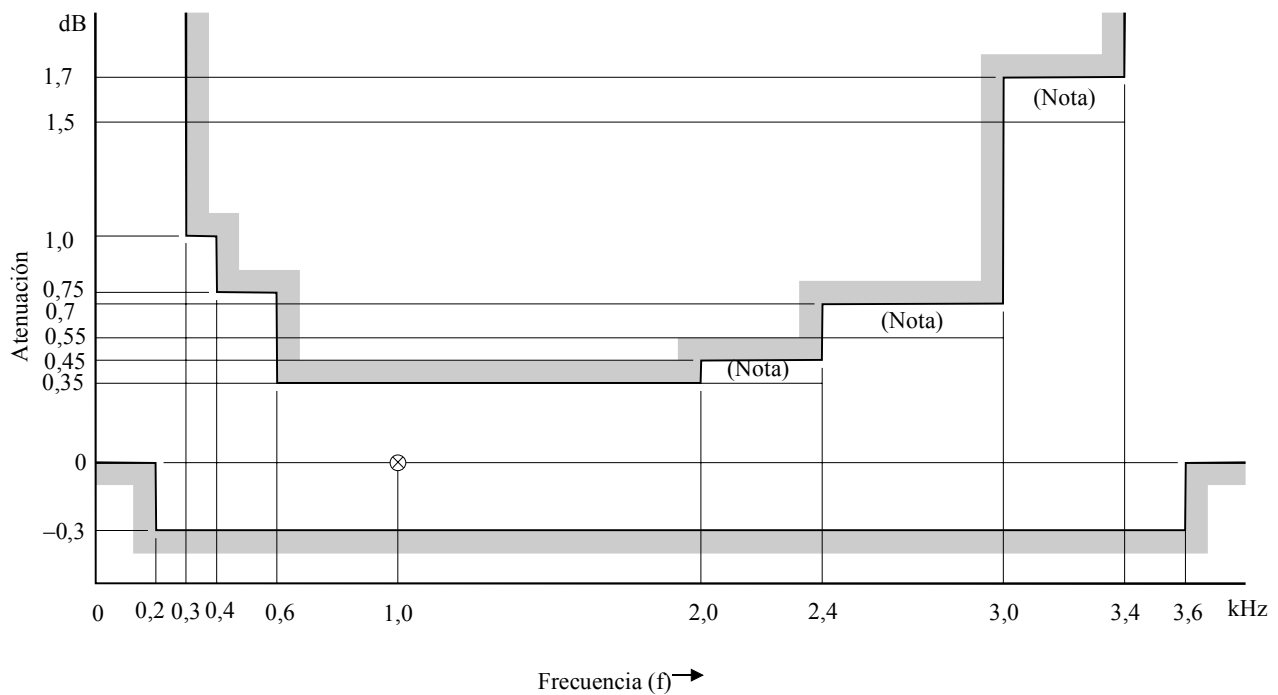


Figura 4/Q.552 – Variación de la ganancia con el nivel de entrada

3.1.1.5 Distorsión de atenuación (pérdida) con la frecuencia

La distorsión de atenuación con la frecuencia de cualquier conexión de entrada o salida conforme a 1.2.5/Q.551 debe estar comprendida dentro de los límites de la plantilla de la parte a) o b) de la figura 5 respectivamente, cuando se utiliza un nivel de entrada de -10 dBm0.

NOTA – Los límites de esta cláusula no se aplicarán a las semiconexiones de interfaz Z que incluyen la corrección de la distorsión en la línea de abonado.



NOTA – En las gamas de frecuencia marcadas se aplican límites menos estrictos si se utiliza la máxima longitud de cable en la central (véase la cláusula 2/Q.551). Para otras longitudes se aplicarán los límites más estrictos indicados en la figura.

Figura 5/Q.552 – Distorsión de atenuación con la frecuencia

3.1.2 Retardo de grupo

El "retardo de grupo" se define en UIT-T Q.9 (1988).

3.1.2.1 Retardo de grupo absoluto

Véase 3.3.1/Q.551.

3.1.2.2 Distorsión de retardo de grupo con la frecuencia

Tomando como referencia el mínimo retardo de grupo, en la gama de frecuencias comprendida entre 500 y 2800 Hz, de la conexión de entrada o de salida, la distorsión de retardo de grupo de esa conexión debe hallarse entre los límites indicados en la plantilla de la figura 6. La distorsión de retardo de grupo se mide de acuerdo con UIT-T O.81.

Estos requisitos deben cumplirse con un nivel de entrada de unos -10 dBm0.

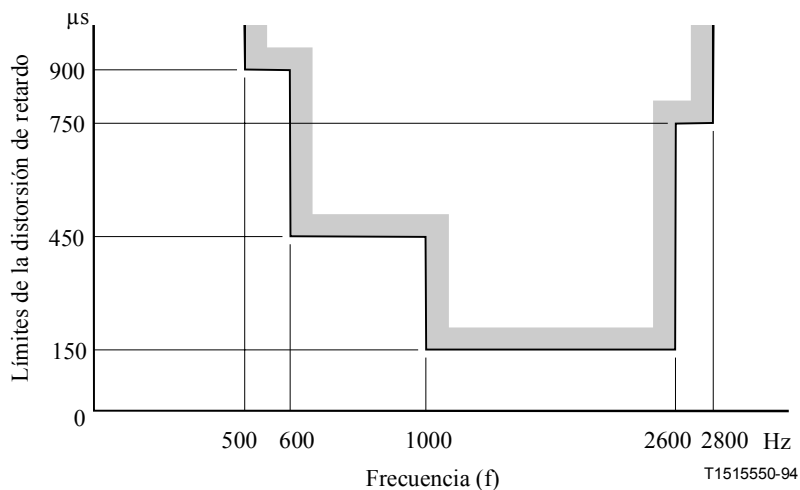


Figura 6/Q.552 – Límites de la distorsión de retardo de grupo con la frecuencia

3.1.3 Ruido a una sola frecuencia

El nivel de ruido a una sola frecuencia (en particular, la frecuencia de muestreo y sus múltiplos), medido selectivamente en la interfaz de una conexión de salida no debe ser superior a -50 dBm0. Entre 300 y 3400 Hz, el nivel de cualquier frecuencia sola medido selectivamente y corregido por el factor de ponderación sofométrica (véase el cuadro 1/O.41) no debe ser superior a -73 dBm0 (valor provisional).

NOTA – Véase 1.2.3.1/Q.551 con respecto a las condiciones comunes de medidas.

3.1.4 Diafonía

Para las mediciones de diafonía se inyectan señales auxiliares, como se indica en las figuras 7 y 8. Estas señales son:

- el código de calma (véase 1.2.3.1/Q.551);
- una señal de activación de bajo nivel. Para tal fin resulta adecuada, por ejemplo, una señal sinusoidal de nivel comprendido entre -33 y -40 dBm0. Al elegir la frecuencia y las características de filtrado del aparato de medida debe procederse con cuidado a fin de que la señal de activación no afecte sensiblemente a la exactitud de la medición de diafonía.

3.1.4.1 Telediafonía y paradiafonía medidas con una señal de prueba analógica

Una señal de prueba sinusoidal a la frecuencia de referencia de 1020 Hz y con un nivel de 0 dBm0, aplicada a una interfaz analógica a dos hilos, no debe producir en cualquier otra semiconexión un nivel superior a -73 dBm0 en el caso de la paradiafonía (NEXT, *near-end crosstalk*) ni a -70 dBm0 en el caso de la telediafonía (FEXT, *far-end crosstalk*) (véase la figura 7).

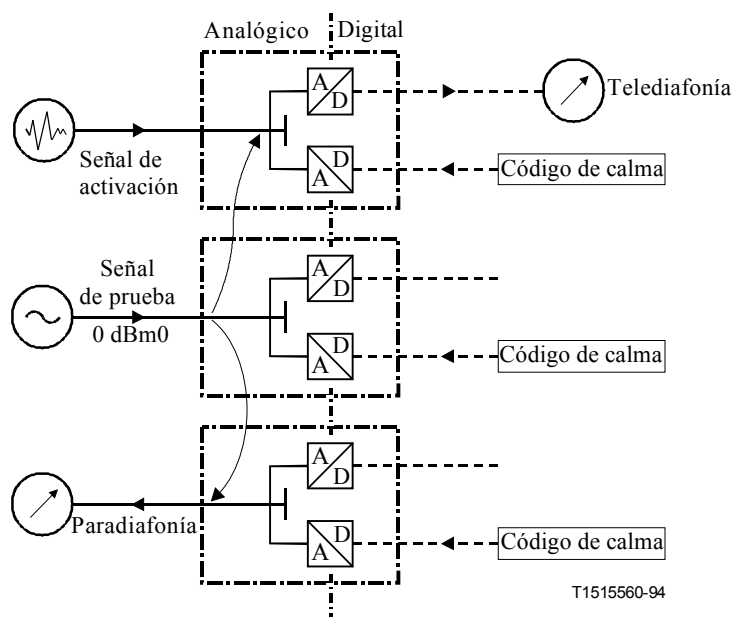


Figura 7/Q.552 – Mediciones de telediafonía y paradiafonía con señal de prueba analógica

3.1.4.2 Telediafonía y paradiafonía medidas con una señal de prueba digital

Una señal de prueba sinusoidal simulada digitalmente a la frecuencia de referencia de 1020 Hz con un nivel de 0 dBm0, aplicada al punto de prueba de la central T_i , no debe producir en cualquier otra semiconexión un nivel superior a -70 dBm0 en el caso de la paradiafonía (NEXT) ni a -73 dBm0 en el caso de la telediafonía (FEXT) (véase la figura 8).

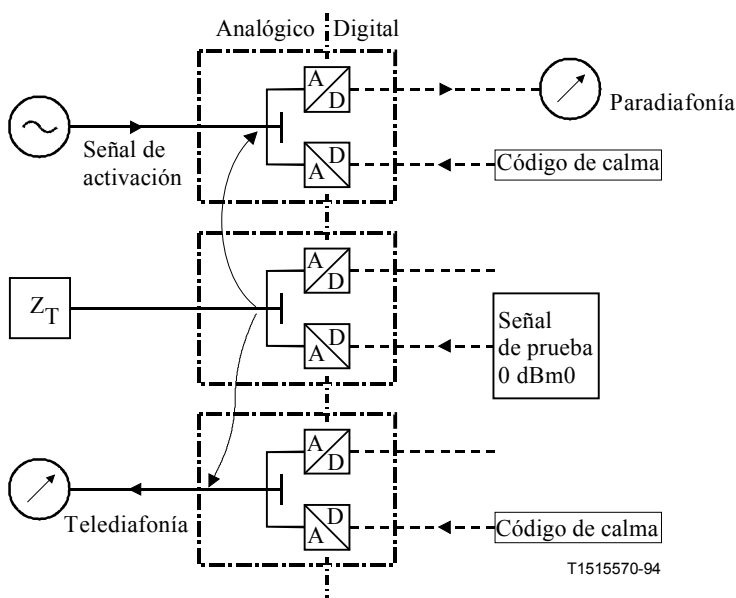


Figura 8/Q.552 – Mediciones de telediafonía y paradiafonía con señal de prueba digital

3.1.5 Distorsión total, incluida la distorsión de cuantificación

Con una señal de prueba sinusoidal a la frecuencia de referencia de 1020 Hz (véase UIT-T O.132) aplicada a la interfaz a dos hilos de una conexión de entrada, o con una señal sinusoidal simulada digitalmente de las mismas características aplicada al punto de prueba de la central T_i de una conexión de salida, la relación señal/distorsión total medida en las salidas correspondientes de la

semiconexión con una ponderación de ruido adecuada (véase el cuadro 1/O.41) deberá exceder los límites indicados en 3.2.3, figuras 12 y 13, para la interfaz C₂, y 3.3.3, figura 14, para la interfaz Z.

NOTA – Se elige la señal de prueba sinusoidal de manera que se obtengan resultados independientes del contenido espectral del ruido de la central.

3.1.6 Discriminación contra señales fuera de banda aplicadas a la interfaz de entrada

(Aplicable solamente a las conexiones de entrada.)

3.1.6.1 Señales de entrada de frecuencia superior a 4,6 kHz

Con una señal sinusoidal de frecuencia comprendida entre 4,6 kHz y 72 kHz, aplicada a la interfaz a dos hilos de una conexión de entrada, con un nivel de -25 dBm₀, el nivel de cualquier frecuencia imagen producida en el intervalo de tiempo correspondiente a la conexión de entrada deberá ser al menos 25 dB inferior al nivel de la señal de prueba. Es posible que este valor tenga que ser más restrictivo para satisfacer la condición general.

3.1.6.2 Requisito global

En las condiciones más adversas que puedan presentarse en una red nacional, la semiconexión no deberá contribuir con más de 100 pW_{0p} de ruido adicional en la banda de 10 Hz a 4 kHz en la salida de la conexión de entrada, como resultado de la presencia de señales fuera de banda en la interfaz de dos hilos de la conexión de entrada.

3.1.7 Señales espurias fuera de banda recibidas en la interfaz de salida

(Aplicable solamente a una conexión de salida.)

3.1.7.1 Nivel de las distintas componentes

Con una señal sinusoidal simulada digitalmente en la gama de frecuencias de 300 a 3400 Hz y de nivel 0 dBm₀, aplicada al punto de prueba de la central T_i de una semiconexión, el nivel de las señales imagen espurias fuera de banda medido selectivamente en la interfaz a dos hilos de la conexión de salida, deberá ser inferior a -25 dBm₀. Es posible que este valor tenga que ser más restrictivo, para satisfacer el requisito global.

3.1.7.2 Requisito global

Las señales espurias fuera de banda no deberán producir interferencia inadmisibles en el equipo conectado a la central digital. En particular, la diafonía inteligible e ininteligible de un canal FDM conectado no deberá exceder un nivel de -65 dBm₀ como consecuencia de señales espurias fuera de banda en las semiconexiones.

3.1.8 Eco y estabilidad

Se introduce la atenuación de equilibrado del terminal (TBRL, *terminal balance return loss*), definida en 3.1.8.1, para caracterizar el comportamiento de la central requerido para cumplir el objetivo de calidad de funcionamiento de la red, estipulado en UIT-T G.122 en lo que concierne a eco y estabilidad. La TBRL de una interfaz se mide en el estado conversación, como en una conexión establecida a través de una central digital.

El parámetro "atenuación para la estabilidad", definido en UIT-T G.122, se aplica a las condiciones de terminación más desfavorables encontradas en una interfaz a dos hilos en funcionamiento normal.

3.1.8.1 Atenuación de equilibrado del terminal (TBRL)

El término atenuación de equilibrado del terminal (TBRL) se utiliza para caracterizar la propiedad de equilibrado de impedancia de la interfaz analógica a dos hilos.

La expresión de TBRL es:

$$TBRL = 20 \log \frac{Z_o + Z_b}{2Z_o} \times \frac{Z_t + Z_o}{Z_t - Z_b}$$

donde:

Z_o es la impedancia de central de un puerto de equipo a dos hilos;

Z_b es la impedancia de la red equilibradora;

Z_t es la impedancia de la red equilibradora de prueba que se presenta en una interfaz a dos hilos.

Algunos operadores de redes han observado que es conveniente hacer $Z_o = Z_b$ para optimizar TBRL. En este caso la expresión se reduce a:

$$TBRL = 20 \log \left| \frac{Z_t + Z_b}{Z_t - Z_b} \right|$$

y la red equilibradora de prueba será idéntica a la red de prueba para la impedancia de central.

La red equilibradora de prueba debe ser representativa de las condiciones de impedancia que cabe esperar en una población de líneas terminadas conectadas a interfaces a dos hilos, determinadas según el plan de transmisión nacional.

La TBRL se relaciona con la atenuación a_{io} entre los puntos de prueba de la central T_i y T_o de una semiconexión, como sigue:

$$TBRL = a_{io} - (a_o + a_i)$$

donde a_o y a_i son las atenuaciones entre el punto de prueba de la central T_i y la interfaz a dos hilos, y entre la interfaz a dos hilos y el punto de prueba de la central T_o respectivamente.

La TBRL puede por tanto determinarse midiendo la atenuación a_{io} , siempre que se conozca la suma $(a_o + a_i)$. Esta puede obtenerse de varias maneras:

a) se asignan a a_o y a_i sus valores nominales NL_o y NL_i definidos en 3.2.1 y 3.3.1. Entonces:

$$TBRL = a_{io} - (NL_o + NL_i)$$

b) se miden a_o y a_i (en condiciones de carga adaptadas a la impedancia de central) como pérdidas de transmisión reales AL_o y AL_i (véase 3.1.1.2). Entonces:

$$TBRL = a_{io} - (AL_o + AL_i)$$

c) la atenuación a_{io} se mide con el puerto de equipo a dos hilos en condiciones de circuito abierto y de cortocircuito, lo que da las atenuaciones a'_{io} y a''_{io} , respectivamente. Entonces:

$$TBRL = a_{io} - \frac{a'_{io} + a''_{io}}{2}$$

El método b) da los resultados más exactos.

Usando el montaje de la figura 9 y señales de prueba sinusoidales, la TBRL medida debe rebasar los límites indicados en la figura 10.

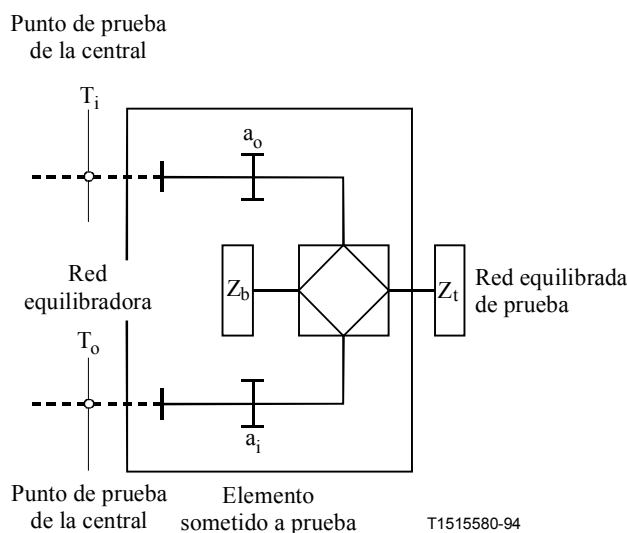


Figura 9/Q.552 – Montaje para la medición de la atenuación a_{i0}

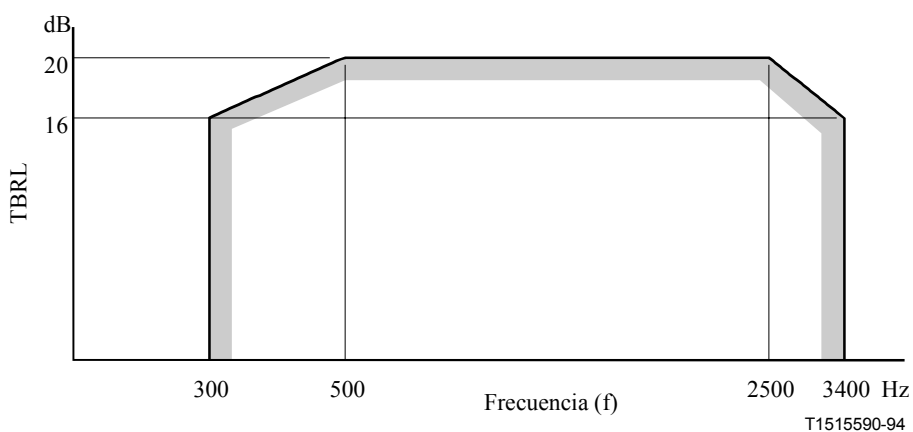


Figura 10/Q.552 – Límites para la TBRL

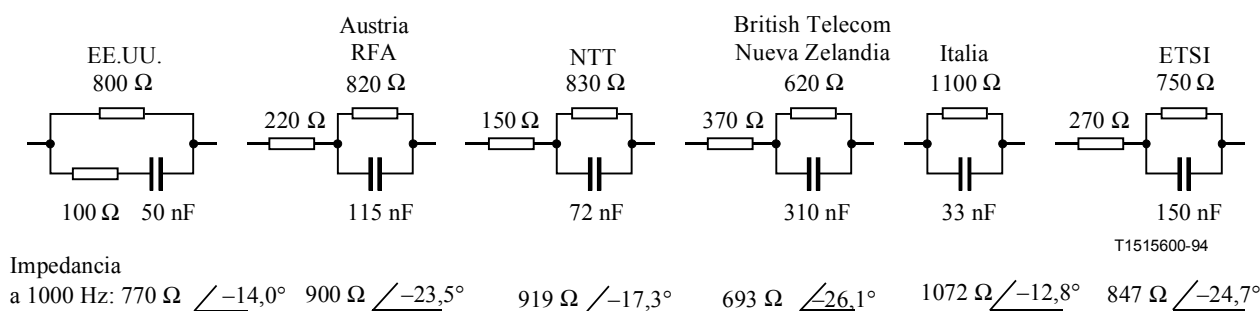


Figura 11/Q.552 – Ejemplos de redes de pruebas para uso por algunos operadores de redes (aplicables a líneas de abonado no cargadas)

En la figura 11 se presentan ejemplos de redes equilibradoras de prueba adoptadas por algunos operadores de redes para líneas de abonado no cargadas. Estos ejemplos pueden proporcionar orientación a otros operadores de redes a fin de evitar la profusión de tipos de redes de prueba. Véase también el apéndice I.

NOTA – Es posible que algunos operadores de redes necesiten emplear diversas redes equilibradoras de prueba para los diversos tipos de cables no cargados y cargados.

3.1.8.2 Atenuación para la estabilidad

La atenuación para la estabilidad debe medirse entre los puntos de prueba T_i y T_o de la central, de una semiconexión (véase la figura 9) terminando la interfaz a dos hilos con redes de prueba de estabilidad que representan la "condición de terminación más desfavorable encontrada en funcionamiento normal". Algunos operadores de redes pueden considerar que las terminaciones de circuito abierto y cortocircuito son suficientemente representativas de las condiciones de caso más desfavorable. Es posible que otros operadores de redes necesiten especificar, por ejemplo, una terminación inductiva para representar la condición de caso más desfavorable.

Cuando la central local digital está conectada a la cadena internacional mediante conmutación y transmisión sólo a cuatro hilos, la semiconexión de la central digital puede proporcionar la atenuación total para la estabilidad de la prolongación nacional. El valor de la atenuación para la estabilidad (SL, *stability loss*) necesario para una interfaz a dos hilos es un asunto a decidir en el plano nacional, siempre que se satisfagan las exigencias de UIT-T G.122. Un valor de SL de al menos 6 dB a cualquier frecuencia entre 200 Hz y 3600 Hz garantiza el cumplimiento de los requisitos de UIT-T G.122. No obstante, valores de SL entre 6 dB y 0 dB cumplirán formalmente con los actuales requisitos de UIT-T G.122. Un operador de red ha encontrado satisfactorio para su propio entorno un valor de 3 dB.

NOTA – Se sugiere que la semiconexión de una PABX digital, o de una unidad digital distante, si están conectadas a la central local digital por un sistema de transmisión digital, satisfagan también los requisitos de 3.1.8.

3.2 Características de la interfaz C_2

3.2.1 Valor nominal de la pérdida de transmisión

De acuerdo con los niveles relativos definidos en 2.1.3.1, las pérdidas de transmisión nominales de las conexiones de entrada o de salida NL_i y NL_o de una semiconexión con interfaces C_2 están comprendidas en las gamas siguientes:

Interfaces C_{21}

$NL_i = 0$ a 2,0 dB para todos los tipos de conexiones

$NL_o = 5,0$ a 8,0 dB para las conexiones internacionales

0 a 8,0 dB para las conexiones locales o nacionales

Interfaces C_{22}

$NL_i = -7,0$ a 3,0 dB } para todos los tipos de conexiones
 $NL_o = -1,0$ a 8,0 dB }

Se ha reconocido que un equipo de un determinado diseño no tiene necesariamente que poder funcionar en toda la gama de pérdidas de transmisión nominales.

Si se aplica una compensación de la atenuación, las pérdidas nominales NL_i y NL_o deben corregirse mediante el valor de x dB elegido de acuerdo con 2.1.3.1.2 ó 2.2.3.3.

3.2.2 Ruido

3.2.2.1 Ruido ponderado

En los cálculos de ruido se supone el caso más desfavorable en la interfaz C_2 . No se ha tenido en cuenta ningún efecto de limitación de banda en el ruido introducido por el codificador.

3.2.2.1.1 Conexión de salida

Es necesario considerar dos componentes de ruido. Uno es el ruido causado por el decodificador silencioso y el otro el causado por fuentes analógicas, tales como el equipo de señalización y el circuito analógico para adaptación de impedancias y niveles. El primer componente está limitado a -70 dBm0P o -75 dBmp respectivamente, de acuerdo con el cuadro 7/G.712; el otro componente está limitado a -67 dBm0p (200 pW0p) de acuerdo con el anexo A/G.120, es decir, $-(67 + 3)$ dBm0p = -70 dBm0p para una interfaz analógica a dos hilos, incluido ruido de circuito.

Se obtienen así los máximos valores del ruido ponderado global en el estado conversación en la interfaz C_2 de una central digital:

- equipo con señalización por hilos distintos:
 - -70 dBm0p para niveles relativos de salida $L_o \geq -5$ dBr;
 - -75 dBmp para niveles relativos de salida $L_o < -5$ dBr;
- equipo con señalización por los hilos vocales:
 - -67 dBm0p para niveles relativos de salida $L_o \geq -5$ dBr;

es decir, $-72,5$ dBmp y $-73,2$ dBmp respectivamente para los niveles relativos de salida $L_o = -6$ dBr y -8 dBr.

Los valores para otros niveles relativos de salida citados en 2.1.3.1 pueden calcularse utilizando la fórmula indicada en 3.4.1/Q.551.

3.2.2.1.2 Conexión de entrada

Es necesario considerar dos componentes de ruido. Uno de ellos lo causa el proceso de codificación y el otro fuentes analógicas tales como el equipo de señalización y el circuito analógico para adaptación de impedancias y de niveles. El primer componente está limitado a -67 dBm0p como ruido de canal en reposo, de acuerdo con el cuadro 7/G.712; el otro componente está limitado a -67 dBm0p (200 pW0p) de acuerdo con el anexo A/G.120, es decir, $-(67 + 3)$ dBm0p = -70 dBm0p para una interfaz analógica a dos hilos, incluido ruido de circuito.

Los máximos valores del ruido ponderado global en el estado conversación en el punto de prueba T_o de una central digital no deben ser superiores a:

- $-67,0$ dBm0p para equipo con señalización por hilos distintos;
- $-65,2$ dBm0p para equipo con señalización por los hilos vocales.

3.2.2.2 Ruido no ponderado

Este ruido dependerá más del ruido de la fuente de alimentación y de la relación de rechazo.

3.2.3 Valores de la distorsión total

La distorsión total, incluida la distorsión de cuantificación, de una semiconexión con una interfaz C_2 , se mide de acuerdo con 3.1.5.

La relación señal/distorsión total para una semiconexión en la interfaz C_2 debería exceder de los límites indicados en la figura 12 para la señalización por hilos distintos, y en la figura 13 para la señalización por los hilos vocales, medida en ambos casos en el estado conversación.

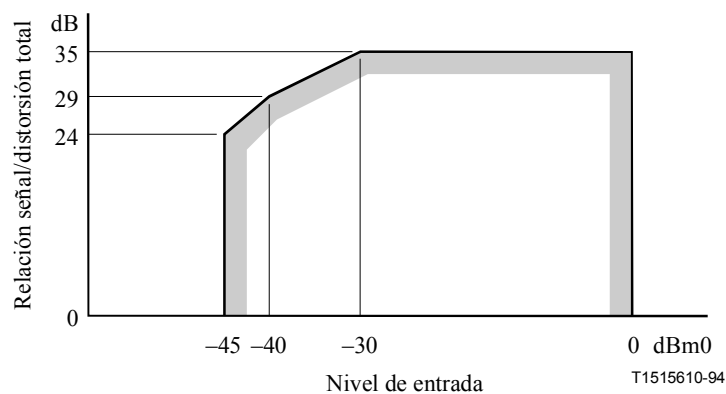


Figura 12/Q.552 – Límites para la relación señal/distorsión total en función del nivel de entrada; conexiones de entrada o de salida con señalización por hilos distintos

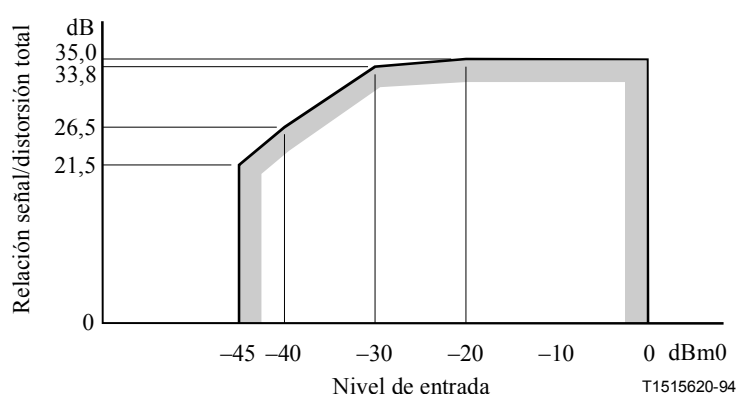


Figura 13/Q.552 – Límites para la relación señal/distorsión total en función del nivel de entrada; conexiones de entrada o de salida con señalización por los hilos vocales

Los valores de la figura 13 comprenden los límites del proceso de codificación indicados en la figura 12/G.712 y los márgenes de ruido introducido a través de los circuitos de señalización, procedente de la fuente de alimentación de la central y de otras fuentes analógicas (por ejemplo, acoplamiento analógico), que limita a -67 dBm0p (200 pW0p) de acuerdo con el anexo A/G.120, es decir, $-(67 + 3) \text{ dBm0p} = -70 \text{ dBm0p}$ para una interfaz analógica C_2 .

3.3 Características de la interfaz Z

3.3.1 Valor nominal de la pérdida de transmisión

De acuerdo con los niveles relativos definidos en 2.2.3.1, las pérdidas de transmisión nominales de las conexiones de entrada o de salida NL_i y NL_o de una semiconexión con interfaces Z están comprendidas en las gamas siguientes:

$$NL_i = 0, \text{ a } 2,0 \text{ dB para todos los tipos de conexiones}$$

$$NL_o = 5,0 \text{ a } 8,0 \text{ dB para las conexiones internacionales}$$

$$0 \text{ a } 8,0 \text{ dB para las conexiones internas, locales o nacionales.}$$

Si se aplica una compensación de la atenuación de las líneas de abonado cortas o largas, las pérdidas nominales NL_i y NL_o deben corregirse mediante el valor de $x \text{ dB}$ elegido de acuerdo con 2.2.3.3.

3.3.2 Ruido

3.3.2.1 Ruido ponderado

En los cálculos de ruido se supone el caso más desfavorable en la interfaz Z. No se ha tenido en cuenta ningún efecto de limitación de banda en el ruido introducido por el codificador.

3.3.2.1.1 Conexión de salida

Es necesario considerar dos componentes de ruido. Uno es el denominado ruido causado por el proceso de codificación, que depende del nivel relativo de salida. El otro, por ejemplo, el ruido causado por la fuente de alimentación de energía del puente de alimentación y el ruido de circuito, es independiente del nivel relativo de salida. El primer componente está limitado a -70 dBm0p, de acuerdo con el cuadro 7/G.712; el otro componente está limitado a 200 pWp (-67 dBmp), de acuerdo con el anexo A/G.120. Posibles fuentes de este último componente son la fuente principal de alimentación de corriente continua, los convertidores auxiliares c.c.-c.c. y el circuito para conversión de dos hilos a cuatro hilos con adaptación de impedancias y niveles.

Para un nivel relativo de salida de $L_o = -7,0$ dBr, el nivel de ruido total resultante para la conexión de salida es:

$$L_{TN_o} \leq -66,6 \text{ dBmp}$$

Los valores para los otros niveles relativos de salida citados en 2.2.3.1.2 pueden calcularse utilizando la fórmula indicada en 3.4.1/Q.551.

3.3.2.1.2 Conexión de entrada

Es necesario considerar dos componentes de ruido. Uno es el denominado ruido causado por el proceso de codificación, independiente del nivel relativo de entrada. El otro, por ejemplo el ruido causado por la fuente de alimentación de energía del puente de alimentación y el ruido del circuito, depende del nivel relativo de entrada. El primer componente está limitado a -67 dBm0p, como ruido de canal en reposo, de acuerdo con el cuadro 7/G.712; el otro componente está limitado a 200 pWp (-67 dBmp), de acuerdo con el anexo A/G.120. Para un nivel relativo de entrada de $L_i = 0$ dBr, el nivel de ruido total resultante para la conexión de entrada es $=L_{TN_i} = -64$ dBm0.

La potencia sofométrica total permitida en el punto de prueba T_o de la central, con un nivel relativo de entrada de $L_i = 0$ dBr, es:

$$P_{TN_i} = P_{AN} \cdot 10^{\frac{-L_i}{10}} + 10^{\frac{90+L_{TN_i}}{10}} \text{ pWp}$$

y el nivel de ruido totales:

$$L_{TN_i} = -64,0 \text{ dBm0p}$$

Los valores para otros niveles relativos de entrada citados en 2.2.3.1.1 pueden calcularse utilizando la fórmula indicada en 3.4.1/Q.551.

3.3.2.2 Ruido no ponderado

Este ruido dependerá más del ruido introducido por la fuente de alimentación y de la relación de rechazo.

3.3.3 Valores de la distorsión total

La distorsión total, incluida la distorsión de cuantificación en las semiconexiones con interfaces Z, se mide conforme a 3.1.5.

Las partes a) y b) de la figura 14 muestran como ejemplo las plantillas resultantes de la relación señal/distorsión total de las conexiones de entrada y de salida en una central local, donde $L_i = 0$ dBr y $L_o = -7$ dBr respectivamente.

Los valores para otros niveles relativos citados en 2.2.3.1 pueden calcularse por la fórmula indicada en 3.4.2/Q.551.

Los valores de la figura 14 incluyen los límites para el proceso de codificación de la figura 12/G.712 y el margen para tener en cuenta el ruido introducido a través de los circuitos de señalización, causado por la fuente de alimentación de la central y otras fuentes analógicas, que está limitado a -67 dBmp (200 pWp) para una interfaz Z (con alimentación) por el anexo A/G.120.

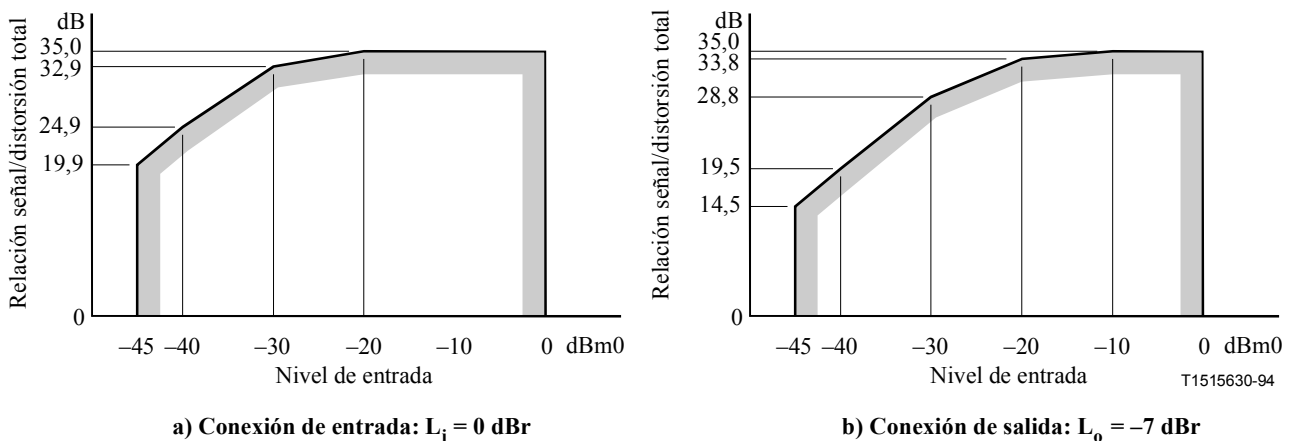


Figura 14/Q.552 – Límites para la relación señal/distorsión total en función del nivel de entrada; incluyen el ruido analógico

Apéndice I

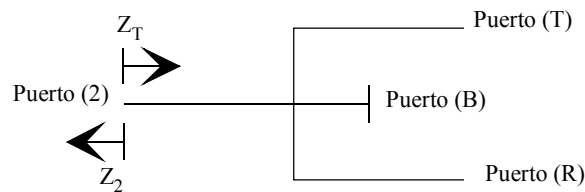
Estrategia de impedancias en redes a dos hilos

I.1 Introducción

El objetivo de este apéndice es describir con mayor detalle las metodologías que se pueden aplicar para determinar impedancias de terminación y redes equilibradoras. Mientras que la impedancia de terminación puede influir sobre el efecto local en algunos aparatos telefónicos, el eco, que está controlado por la red equilibradora, es de mayor importancia. Por tanto, la selección de la red equilibradora es muy crítica independientemente de la selección de la impedancia de terminación. En [1] se encuentra mayor información.

Para proporcionar una red con buena característica de eco y de efecto local es necesario emplear una determinada estrategia de impedancias en las partes analógicas a dos hilos de la red en la que las señales se transmiten simultáneamente en ambas direcciones sobre el mismo par de hilos. Por supuesto es necesario separar las señales – transmisión y recepción – entre ellas en los extremos de una sección a dos hilos y esto se efectúa mediante los denominados híbridos que, en principio, poseen cuatro puertos (véase la figura I.1):

- el puerto a dos hilos (2);
- el puerto de transmisión a cuatro hilos (T);
- el puerto de recepción a cuatro hilos (R);
- el puerto de la red equilibradora (B).



T1527050-97

Figura I.1/Q.552 – Híbrido general

NOTA 1 – El puerto de equilibrio puede no siempre ser accesible en el híbrido, es decir, puede que sólo exista teóricamente.

Las propiedades de transmisión del híbrido se especifican por los siguientes parámetros:

- impedancia a dos hilos conectada al puerto a dos hilos del híbrido: Z_2
- impedancia de entrada en el puerto (2) del híbrido: Z_T
- impedancia de equilibrio en el puerto (B): Z_B
- pérdida adaptada entre los puertos (R) y (2): L_R
- pérdida adaptada entre los puertos (2) y (T): L_T
- atenuación de equilibrado: L_{br}

NOTA 2 – "Pérdida adaptada" significa que la pérdida se debe medir para el caso especial cuando la impedancia Z_2 se hace igual a Z_T .

La separación entre las señales de transmisión y recepción mediante un híbrido depende principalmente de la adaptación de impedancias en el puerto a dos hilos del híbrido entre:

- la impedancia Z_2 conectada al puerto a dos hilos del híbrido, y
- la denominada impedancia de equilibrio Z_B del híbrido.

La atenuación L_{TR} entre los puertos (T) y (R) viene dada por la ecuación:

$$L_{TR} = L_T + L_{br} + L_R \quad (I-1)$$

donde:

$$L_{br} = 20 \cdot \log \left| \frac{Z_T + Z_B}{2Z_T} \cdot \frac{Z_2 + Z_T}{Z_2 - Z_B} \right| \text{dB} \quad (I-2)$$

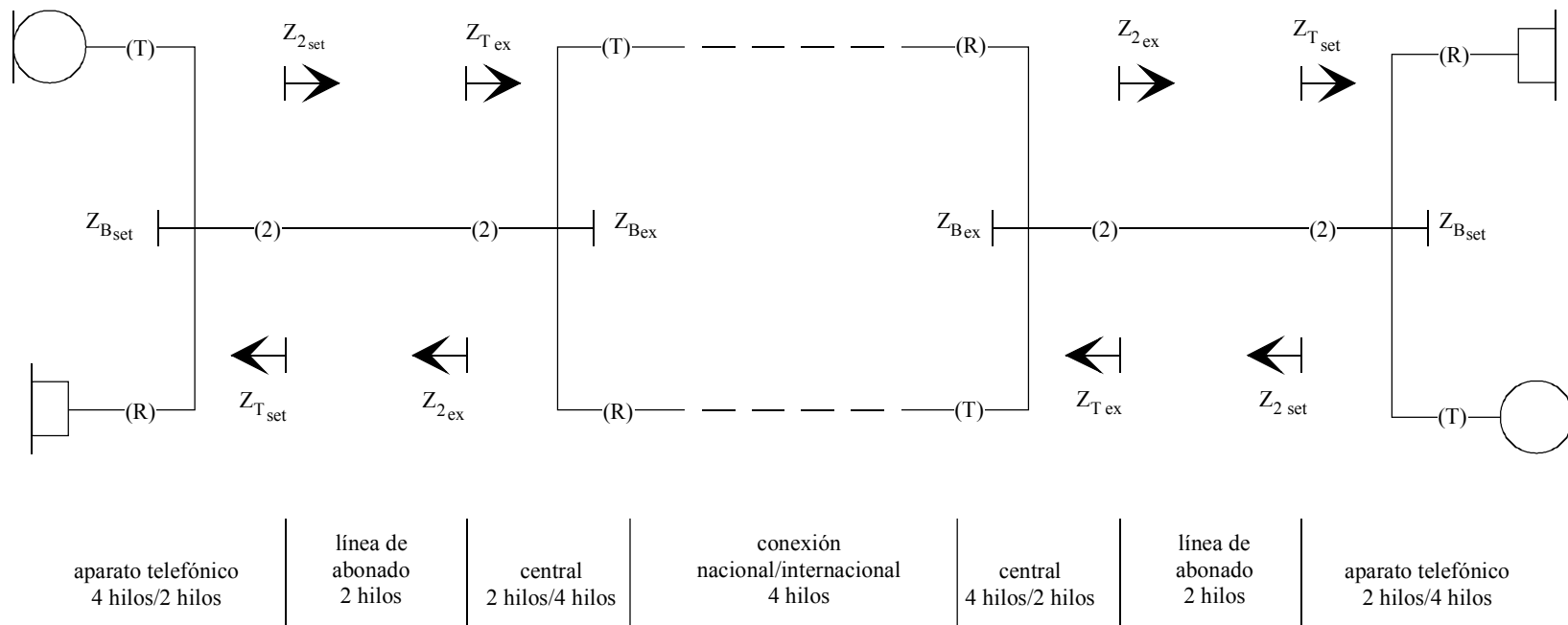
NOTA 3 – L_{br} es en general una función de la frecuencia. Las ecuaciones (I-1) y (I-2) se aplican para todos los diseños de híbridos posibles.

En el caso en que la impedancia Z_T sea igual a Z_B , L_{br} será:

$$L_{br} = 20 \cdot \log \left| \frac{Z_2 + Z_B}{Z_2 - Z_B} \right| \quad (I-3)$$

NOTA 4 – Esta ecuación es similar a la ecuación de "pérdida de retorno" utilizada para comparación de las dos impedancias.

Una conexión en una RTPC digital consta, en principio, de dos aparatos telefónicos analógicos que incluyen micrófono y auricular, líneas de abonado analógicas a dos hilos y conexión digital a cuatro hilos. La transición de 2 a cuatro hilos y viceversa se efectúa mediante híbridos ubicados en el aparato telefónico y en el circuito de línea de la central (véase la figura I.2).



T1527060-97

Figura I.2/Q.552 – Conexión telefónica a través de líneas de abonado analógicas a dos hilos

En el aparato telefónico, el puerto (T) corresponde al micrófono, y el puerto (R) al receptor de auricular. La impedancia $Z_{2_{set}}$ es la impedancia de entrada del cable de la línea de abonado determinada por la impedancia de entrada a dos hilos $Z_{T_{ex}}$ de la central digital (impedancia de entrada nominal para bucle a cuatro hilos abierto). La atenuación L_{TR} corresponde a la atenuación de efecto local.

En el circuito de línea de la central, los puertos (T) y (R) corresponden a los puertos digitales a cuatro hilos. La impedancia $Z_{2_{ex}}$ es la impedancia de entrada del cable de la línea de abonado terminada por la impedancia de entrada a dos hilos $Z_{T_{set}}$ del aparato telefónico. La pérdida L_{TR} corresponde a la pérdida de eco en la central del oyente.

Es evidente que la impedancia Z_2 (es decir $Z_{2_{ex}}$ o $Z_{2_{set}}$ respectivamente) no debe variar demasiado con respecto a la impedancia de equilibrio Z_B (es decir, $Z_{B_{ex}}$ o $Z_{B_{set}}$ respectivamente) si la atenuación de equilibrado se ha de mantener alta. Para llevar esto a cabo con diferentes tipos de cable de longitudes variables se deben elegir con cuidado las impedancias de terminación. Este tema se tratará en I.3 y I.4. En I.8 figura un ejemplo.

I.2 Ecuaciones generales para cables no cargados

Para obtener una visión más completa, se presentarán las ecuaciones de impedancia para cables.

Para líneas distribuidas uniformemente, las características de transmisión se calculan a partir de las constantes eléctricas de cable primario por unidad de longitud l:

$$R' \text{ en } \frac{\Omega}{\text{km}}; L' \text{ en } \frac{H}{\text{km}}; G' \text{ en } \frac{S}{\text{km}}; C' \text{ en } \frac{F}{\text{km}}; f \text{ en Hz}; \omega = 2\pi f$$

NOTA – L' y G' se pueden despreciar para cables no cargados en la banda de frecuencias vocales.

La **impedancia imagen (características)** de un cable es:

$$Z_C = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (\text{I-4})$$

La **constante de propagación** de un cable viene dada por:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} \quad (\text{I-5})$$

y expresa la atenuación α en nepers por unidad de longitud y el desplazamiento de fase β en radianes por unidad de longitud.

Si el cable está terminado por una impedancia $Z_T = Z_C$, la impedancia de entrada del cable Z_2 también será igual a Z_C y por tanto, independiente de la longitud del cable. Si el cable está terminado por una impedancia $Z_T \neq Z_C$, su **impedancia de entrada Z_2** depende de la longitud (l) del bucle y será:

$$Z_2 = \frac{Z_T + Z_C \cdot \tanh(\gamma \cdot l)}{1 + \frac{Z_T}{Z_C} \cdot \tanh(\gamma \cdot l)} \quad (\text{I-6})$$

Se pueden comparar dos impedancias en el puerto (2) por el **coeficiente de reflexión**:

$$r = \frac{Z_2 - Z_T}{Z_2 + Z_T} \quad (\text{I-7})$$

I.3 Consideraciones generales de impedancia de un híbrido

La característica de separación de un híbrido viene definida por las impedancias Z_2 , Z_T y Z_B (véase la ecuación I-2). La impedancia Z_2 se conecta al híbrido y está dada por la red de línea de abonado mientras que las impedancias Z_T y Z_B son parte del híbrido propiamente dicho y se deben elegir cuidadosamente.

I.3.1 Impedancia de entrada del cable Z_2 e impedancia de entrada del híbrido Z_T

Si un cable no está terminado por su impedancia característica Z_C , la impedancia de entrada del cable Z_2 depende de los parámetros del cable y de la impedancia de entrada Z_T de equipo de terminación del cable (aparato telefónico o circuito de línea de la central) (véase la ecuación I-6).

En el puerto (2) del aparato telefónico, se determina la impedancia de entrada $Z_{2_{set}}$ mediante los parámetros de cable del abonado y $Z_{T_{ex}}$ de la central.

En el puerto (2) del circuito de línea de la central, se determina la impedancia de entrada $Z_{2_{ex}}$ mediante el cable de abonado y $Z_{T_{set}}$ del aparato telefónico (normalmente en una red existen diferentes tipos de aparatos telefónicos con distintas impedancias de entrada).

Cuanto más se aproxima la impedancia de terminación Z_T a la impedancia característica Z_C del cable, menos variará la impedancia del cable Z_2 con la longitud. Con relación a la impedancia de equilibrio (véase la próxima cláusula) y debido a la propiedad compleja capacitiva de la impedancia característica en la gama de frecuencias vocales, es conveniente definir también una impedancia compleja capacitiva Z_T para la terminación del cable, es decir $Z_{T_{set}}$ para el aparato telefónico o $Z_{T_{ex}}$ para el circuito de línea de la central, respectivamente. (Sin embargo, en la práctica no siempre es posible elegir una impedancia de terminación "óptima" como la única alternativa, porque también hay que tener en cuenta lo que ya existe en la red verdadera. Véase el análisis que figura en I.7.)

I.3.2 Impedancia de equilibrio Z_B

La red de equilibrado fija $Z_{B_{ex}}$ en el circuito de línea de la central influye directamente en la característica de eco para el hablante, en la central del oyente, mientras que $Z_{B_{set}}$ influye en el efecto local del aparato telefónico. Por razones prácticas es conveniente tener una sola impedancia de equilibrio Z_B para efectuar el equilibrio de la gama completa de impedancias Z_2 en una red. (Sin embargo, en aquellas circunstancias en las que la gama de impedancias vista por la central es muy amplia, será necesario escoger diversas opciones para la impedancia de equilibrio.)

A fin de elegir una impedancia de equilibrio Z_B adecuada es necesario considerar la red con respecto a:

- los tipos de cables y su distribución en longitud acumulativa;
- la gama de impedancias de terminación y sus tolerancias;
- la atenuación de equilibrado con respecto al plan de transmisión y los límites de eco admisibles.

I.4 Consideraciones en relación con el eco

I.4.1 Índice de sonoridad del eco para el hablante (TEL_R)

El índice de sonoridad del eco para el hablante (TEL_R) se calcula conforme a la ecuación (I-8) (véase UIT-T G.111):

$$TEL R = SL R + RLR + L_e \quad (I-8)$$

donde SLR y RLR son los índices de sonoridad en emisión y en recepción, respectivamente, desde el lado del hablante, referidos a los puertos de transmisión y recepción digitales de 0 dBr de la central, y la atenuación del eco L_e es la media ponderada de L_{TR} (véase la ecuación I-1).

NOTA – En UIT-T G.122, la ecuación de ponderación para TELR se especifica para una escala de frecuencia lineal.

I.4.2 Índice de enmascaramiento para el efecto local (STMR, *sidetone masking rating*) e índice de efecto local para el oyente (LSTR, *listener sidetone rating*)

El índice de enmascaramiento para el efecto local (STMR) se puede calcular de forma similar para terminales analógicos, conforme al anexo A/G.111:

$$STMR = SLR(set) + RLR(set) - 1 + L_{st} \quad (I-9)$$

donde SLR (set) y RLR (set) se refieren al propio aparato telefónico y L_{st} es la media ponderada de L_{TR} (véase la ecuación I-1).

El índice de efecto local para el oyente (LSTR) es:

$$LSTR = STMR + D \quad (I-10)$$

donde D es la diferencia de sensibilidad entre el sonido directo y el sonido difuso del micrófono del microteléfono.

Sin embargo, también se pueden calcular L_e y L_{st} – conforme a UIT-T G.111 – como promedios sobre una escala de frecuencias logarítmica, utilizando preferiblemente una división de un tercio de octava, que da 14 puntos entre 200 y 4000 Hz. La ecuación general es:

$$L = -\frac{10}{m} \cdot \log \left\{ \sum_{i=1}^{14} K_i 10^{-0,1 \cdot m \cdot L_{TR}} \right\} \quad (I-11)$$

En el cuadro I.1 se resumen los coeficientes de ponderación K_i para el efecto local (tomados del cuadro A.1/G.111) y K_i para el eco (calculados con la ecuación A.4-8/G.111); para calcular L_e (atenuación del eco), $m = 1$; para calcular L_{st} (efecto local), $m = 0,2$.

Cuadro I.1/Q.552 – Coeficientes de ponderación K_i para el eco (L_e) y el efecto local (L_{st}) para el hablante

i	f_i [Hz]	$K_i(L_e)$	$K_i(L_{st})$
1	200	0	0
2	250	0	0,01
3	315	0,05	0,02
4	400	0,1	0,03
5	500	0,1	0,04
6	630	0,1	0,05
7	800	0,1	0,08
8	1000	0,1	0,12
9	1250	0,1	0,12
10	1600	0,1	0,12
11	2000	0,1	0,12
12	2500	0,1	0,12
13	3150	0,05	0,12
14	4000	0	0,05

Entre el cálculo del eco y el del efecto local hay una diferencia en la ponderación. La ponderación del eco para el hablante es plana, mientras que la ponderación del efecto local acentúa las frecuencias por encima de 800 Hz. Esto significa que en el eco para el hablante, es necesaria una adaptación de impedancias en la totalidad de la banda de frecuencias vocales, mientras que para el efecto local sólo es importante la gama por encima de 800 Hz.

I.5 Aplicaciones

En un plan de transmisión para una red telefónica deben incluirse, entre muchas otras cosas, consideraciones para el diseño de la instalación del bucle y los parámetros de los aparatos telefónicos. Teniendo en cuenta que estos factores difieren entre los operadores de redes, no es de extrañar que se hayan elegido diferentes impedancias de centrales y de equilibrio, como se puede ver en el cuadro 1 y en la figura 11.

En este contexto, es útil considerar los límites de las características satisfactorias de efecto local y eco para el hablante.

En lo que respecta al efecto local, el parámetro limitador es el índice de efecto local para el oyente (LSTR), que debe ser superior a 13 dB. Esto garantiza que el oyente no será perturbado por el ruido ambiente captado por el trayecto de efecto local para el oyente, aun en condiciones de mucho ruido.

En lo que respecta al eco para el hablante, los requisitos del índice de sonoridad del eco para el hablante (TELR, *talker echo loudness rating*) dependen de la regla específica adoptada en la red para la aplicación de compensadores de eco, es decir del valor medio de tiempo de transmisión en un solo sentido T [ms] que se haya fijado como umbral para su aplicación. La Recomendación UIT-T G.131 da TELR como una función de T [ms] para una característica de eco aceptable sin control de eco.

I.6 Análisis de la variación de la impedancia de bucle mediante un diagrama de impedancia especial

El conocimiento de las condiciones reales de la impedancia de bucle en una red se puede obtener de diversas maneras, por ejemplo por mediciones prácticas. Otro método es recopilar los datos estadísticos para los terminales y para los cables, tipos y longitudes, y luego calcular las impedancias.

Para analizar los datos de impedancias y obtener adaptaciones de impedancias adecuadas, se puede proceder de diversas maneras. Un método relativamente sencillo para un análisis rápido es trazar las impedancias en un diagrama especial en el que una determinada distancia entre dos puntos de impedancias siempre corresponde a la misma pérdida de retorno. Esto se obtiene haciendo que la abscisa y la ordenada sean:

$$X = k \cdot \ln |Z| \quad Y = k \cdot \arg \{Z\} \text{ radianes; siendo } k \text{ una constante}$$

La figura I.3 muestra el principio. Para estimar las pérdidas de retorno se puede utilizar la escala que aparece en la parte inferior de la figura. (Por razones de claridad, los ángulos de impedancia están graduados en grados y no en radianes.) De esta manera, en un gráfico que contiene diversas impedancias se pueden estimar aproximadamente las pérdidas de retorno mutuas por simple observación.

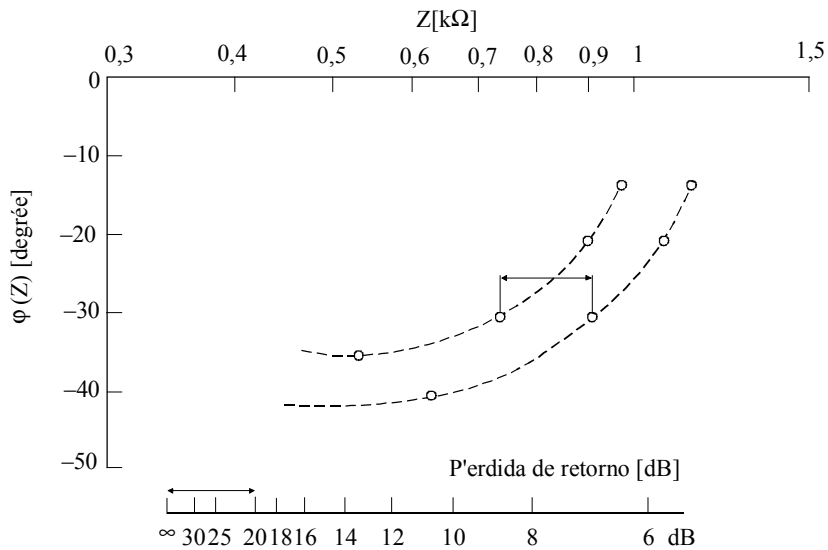
La calibración de la escala con respecto a una pérdida de retorno A se calcula mediante la expresión:

$$R = \frac{k}{2} \{R_x + R_y\}$$

donde:

$$R_x = \ln \left\{ \frac{1 + 10^{\frac{A}{20}}}{1 - 10^{\frac{A}{20}}} \right\} \qquad R_y = 2 \cdot \operatorname{arctg} \left\{ 10^{\frac{A}{20}} \right\}$$

La figura I.4 muestra un ejemplo de curvas de impedancia para pérdidas de retorno constantes referidas a 600 ohmios. Obsérvese que para valores superiores a 10 dB las curvas son casi circulares.



Eje X valor absoluto en kΩ
Argumento del eje Y en grados

T1524020-96

Figura I.3/Q.552 – Diagrama especial de impedancias en el que la pérdida de retorno entre dos puntos de impedancias se pueden leer de la escala de distancias "pérdida de retorno" (20 dB en el ejemplo)

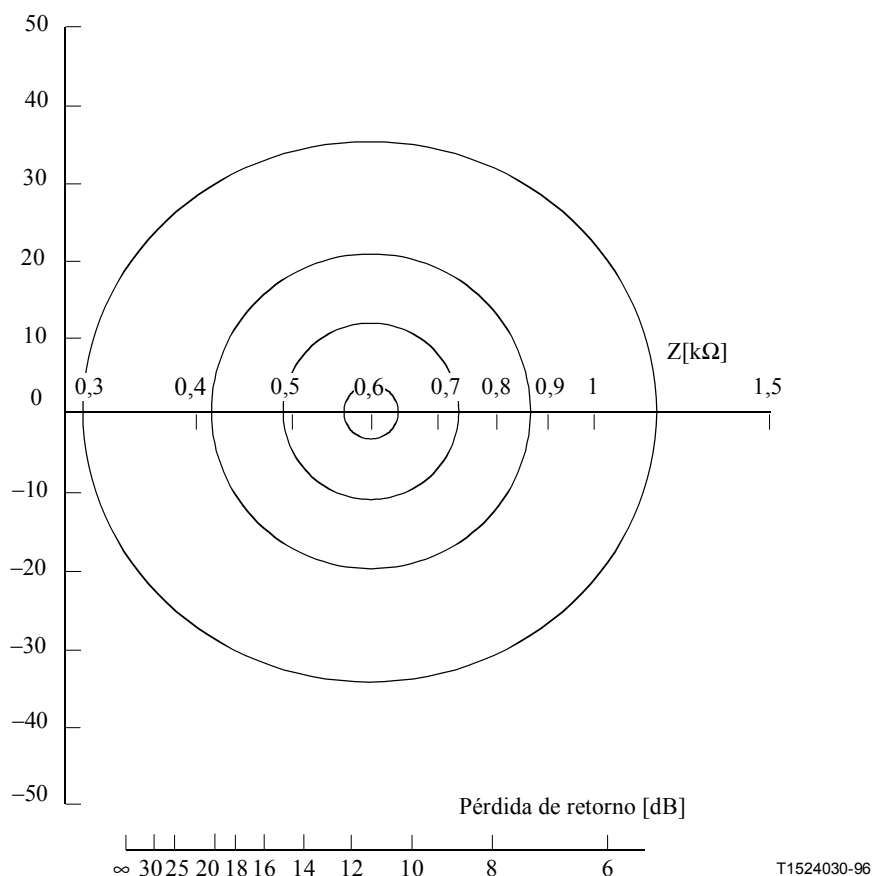


Figura I.4/Q.552 – Curvas de pérdida de retorno constantes para 10, 15, 20, 30 dB referidas a 600 ohmios

Las aplicaciones de este diagrama especial también figuran en I.8.

Cuando se debe analizar una gran cantidad de datos de impedancia, es más práctico hacer diagramas de impedancias separados para puntos de frecuencia incluidos en la medición, con el objeto de hallar un punto de impedancia de equilibrio óptimo para esa frecuencia. En principio, este punto óptimo se puede obtener según distintos criterios. Se podría escoger el punto como "el centro de gravedad" en el que se consigue el mejor promedio en "valor cuadrático medio" de la supresión de eco (o efecto local) a esa frecuencia para los casos considerados. Otra manera sería encerrar los puntos con el círculo más pequeño y elegir el centro de este círculo como el punto de impedancia óptimo.

Para adaptar estos puntos con una función de impedancia adecuada, deben considerarse la pérdida de eco o la ponderación de efecto local.

I.7 Conclusiones

Utilizando los métodos presentados, un planificador de red puede determinar impedancias óptimas de terminación y de equilibrio para las redes de las que es responsable. En general, si en una red controlada se utilizan cables no cargados, puede ser preferible como una solución intermedia, adoptar una impedancia compleja capacitiva como impedancia nominal. De este modo se pueden obtener pérdidas de eco considerablemente elevadas, y podría ser menos necesaria la utilización de compensadores de eco. Sin embargo, en muchas redes tal vez no sea muy crítico obtener atenuaciones de eco muy elevadas en la red de abonados porque hay o se han de instalar, por otros motivos, compensadores de eco en muchos circuitos troncales. Asimismo, los niveles en la red pueden ser tales que no se necesiten niveles demasiado altos de sensibilidad en emisión y en recepción de los aparatos telefónicos en líneas cortas, es decir la impedancia nominal de la central

no necesita ser compleja. En ese caso, cuando se trata de teléfonos reglamentados el circuito de efecto local está diseñado para un cable de longitud mediana a larga terminado con, por ejemplo, 600 ohmios. Además, en los mercados de telecomunicaciones desreglamentados, es posible que el operador de red no tenga un control muy preciso de qué terminales se utilizan en su red y cuáles son sus parámetros.

Ahora bien, en otras redes tal vez sea preferible evitar la multiplicación de compensadores de eco y/o utilizar aparatos telefónicos más sensibles cerca de la central. Por tanto, cuando se eligen impedancias de entrada y de equilibrio es importante tener en cuenta las reglas y observaciones mencionadas anteriormente en este apéndice.

I.8 Ejemplos de impedancias Z_2 y de impedancias nominales Z_T y Z_B como soluciones intermedias

En esta cláusula se presentan algunos ejemplos numéricos detallados para una gama limitada escogida de cables de abonado, sólo con el objeto de ilustrar el tema tratado en I.1 a I.7. Se supone en estos ejemplos que el operador de red tiene autoridad para fijar una impedancia nominal común que será utilizada en equipos futuros. No obstante, el operador también debe considerar equipos con impedancia de entrada resistiva de 600 ohmios.

El problema que se plantea al operador es elegir la impedancia de entrada $Z_{T_{ex}}$ de la central digital de modo que la característica de efecto local del aparato telefónico sea adecuada, y escoger la impedancia de entrada $Z_{T_{set}}$ del aparato telefónico de modo que el eco del hablante para el abonado en el otro extremo sea suprimido adecuadamente.

Algunos operadores de redes han comprobado que el efecto local y, por tanto, la impedancia de entrada, no son parámetros muy críticos para sus propios aparatos telefónicos, a diferencia de otros teléfonos más sensibles.

De la ecuación (I-4) se puede deducir que la impedancia característica del cable no cargado es inversamente proporcional al diámetro del cable e inversamente proporcional a la raíz cuadrada de la capacitancia del cable. Por tanto, no es posible determinar una impedancia nominal única para adaptar exactamente todos los tipos de cables que se encuentran usualmente en la red de un proveedor de servicio. Además, en muchas redes analógicas hay equipos con una impedancia resistiva nominal de 600 ohmios. Para determinar un valor intermedio de impedancia nominal Z_T , también se deben considerar estas impedancias. En [1] y [2] se presenta una visión de conjunto de los problemas y el estudio de la metodología.

Se presentarán algunas curvas calculadas como ilustración para un cable de abonado de cobre de 0,5 mm no cargado típico con:

$$R' = 168 \frac{\Omega}{\text{km}}, L' = 0,7 \frac{\text{mH}}{\text{km}}, G' = 1 \frac{\mu\text{S}}{\text{km}}, C' = 50 \frac{\text{nF}}{\text{km}}, 300 \text{ Hz} \leq f \leq 3,4 \text{ kHz} \text{ (véanse los datos en [3])}$$

I.8.1 Impedancia de entrada del cable Z_2 e impedancia de entrada del híbrido Z_T

Se calcula la impedancia de entrada del cable Z_2 para una impedancia de terminación:

- $Z_T =$ una terminación resistiva de 600 Ω que representa la impedancia nominal de muchos aparatos telefónicos existentes;
- $Z_T = Z_{\text{ETSI}} = 270 \Omega + (750 \Omega \parallel 150 \text{ nF})$ que representa la impedancia nominal de futuros aparatos telefónicos.

La impedancia del ETSI es un valor intermedio que se ha recomendado utilizar como impedancia de entrada nominal de equipos en la red a dos hilos (centrales y terminales) y como impedancia de equilibrio en centrales.

NOTA – La impedancia de entrada de aparatos telefónicos tiene una tolerancia considerablemente amplia, incluso algunos aparatos muchas veces son ligeramente inductivos.

En la figura I.5 puede verse la impedancia de entrada de un cable con una variación de longitud $0 \text{ km} \leq l \leq 4 \text{ km}$ terminado con una resistencia de 600 ohmios, y en forma similar la figura I.6 para la impedancia ETSI, Z_{ETSI} , como terminación.

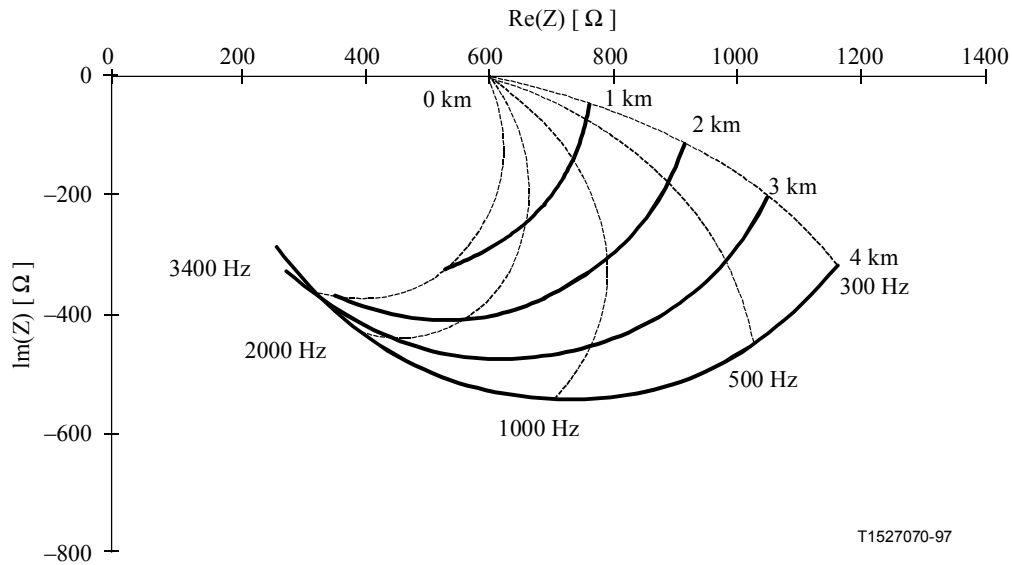
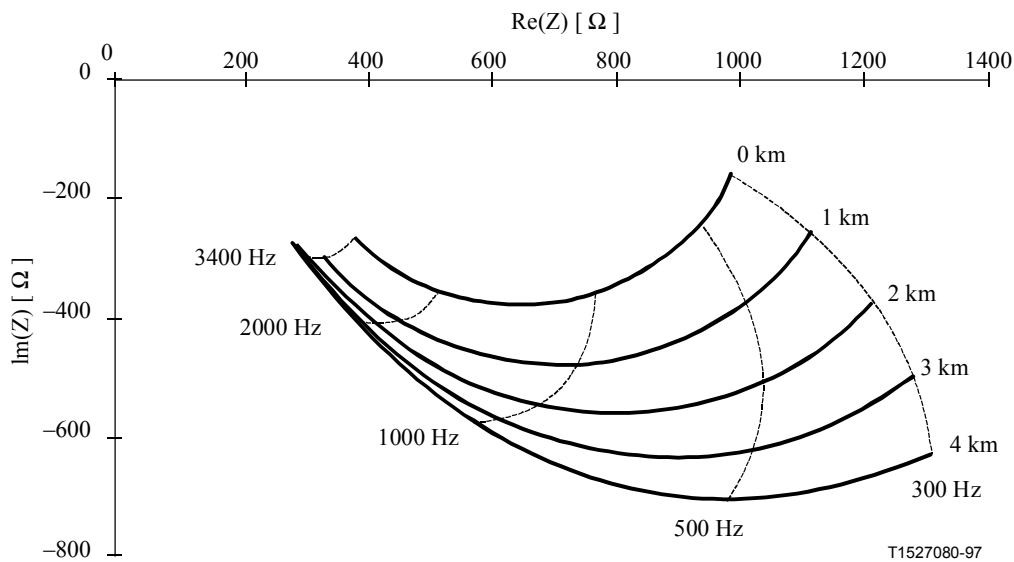


Figura I.5/Q.552 – Impedancia de entrada Z_2 de un cable de 0,5 mm con diferentes longitudes terminadas por $Z_T =$ carga resistiva de 600 Ω



NOTA – Las líneas punteadas conectan puntos de la misma frecuencia pero de diferente longitud de cable.

Figura I.6/Q.552 – Impedancia de entrada Z_2 de un cable de 0,5 mm con diferentes longitudes terminadas por $Z_T = Z_{\text{ETSI}} = 270 \Omega + (750 \Omega \parallel 150 \text{ nF})$

Para comparar el efecto de distintas terminaciones de cable, en la figura I.7 pueden verse los valores del coeficiente de reflexión con respecto a la frecuencia, con la longitud del cable como parámetro (calculados con la ecuación I-7). El objetivo general es tener un coeficiente de reflexión de "cero" en toda la gama de frecuencias y de longitud sometidas a estudio.

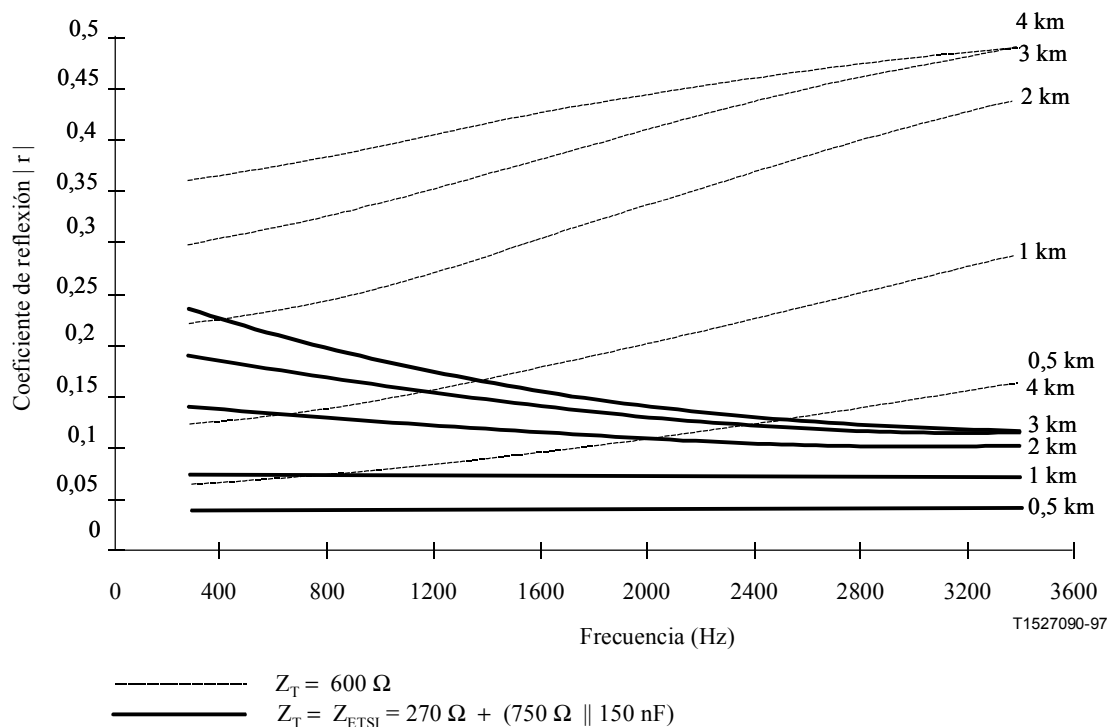


Figura I.7/Q.552 – Coeficiente de reflexión: impedancia Z_T comparada con la impedancia de entrada del cable Z_2 (cable terminado por la impedancia Z_T) con respecto a la frecuencia

I.8.2 Impedancia de equilibrio Z_B

Si sólo se utilizan terminales con la impedancia de entrada ETSI, es posible obtener una mejor atenuación de equilibrado promedio eligiendo una Z_B que difiera de Z_{ETSI} .

Se obtuvo una red de equilibrio de tres elementos $Z_{B_{calc}}$ a través de un proceso de cálculo iterativo con las siguientes condiciones referentes a la atenuación del eco L_e :

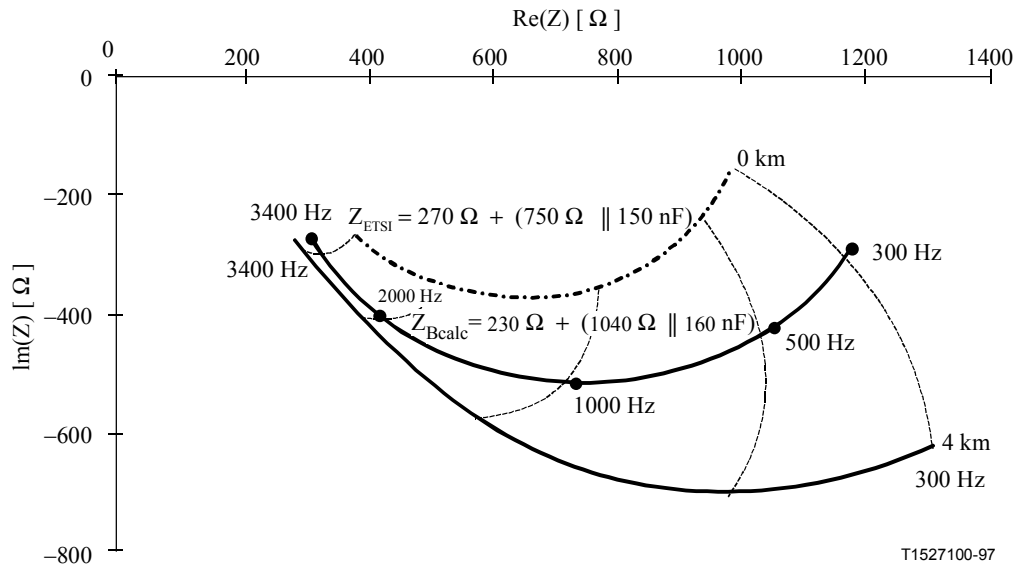
- longitudes y tipo de cable: $0 \text{ km} \leq l \leq 4 \text{ km}$, 0,5 mm-Cu;
- impedancia de terminación del cable $Z_T = Z_{ETSI} = 270 \Omega + (750 \Omega \parallel 150 \text{ nF})$;
- L_e debe ser un valor máximo en la gama de la longitud promedio (resultante de la distribución acumulativa de longitudes de una red; en este ejemplo se supone una longitud promedio de 1,7 km);
- para $l = 0 \text{ km}$ y $l = 4 \text{ km}$: L_e debe ser un valor mínimo, pero también lo más elevado posible y casi el mismo.

El resultado de este cálculo es:

$$Z_{B_{calc}} = 230\Omega + (1040\Omega \parallel 160 \text{ nF})$$

NOTA – Para bajas frecuencias $|Z_{B_{calc}}| \approx |Z_{ETSI}| + (1,7 \text{ km} \cdot R')$.

En la figura I.8 puede verse el lugar geométrico (*locus*) de la impedancia de equilibrio $Z_{B_{calc}}$ en comparación con la impedancia ETSI- Z_{ETSI} .



NOTA – La zona indicada representa la gama de impedancias de entrada del cable terminado por Z_{ETSI} (véase la figura I.6).

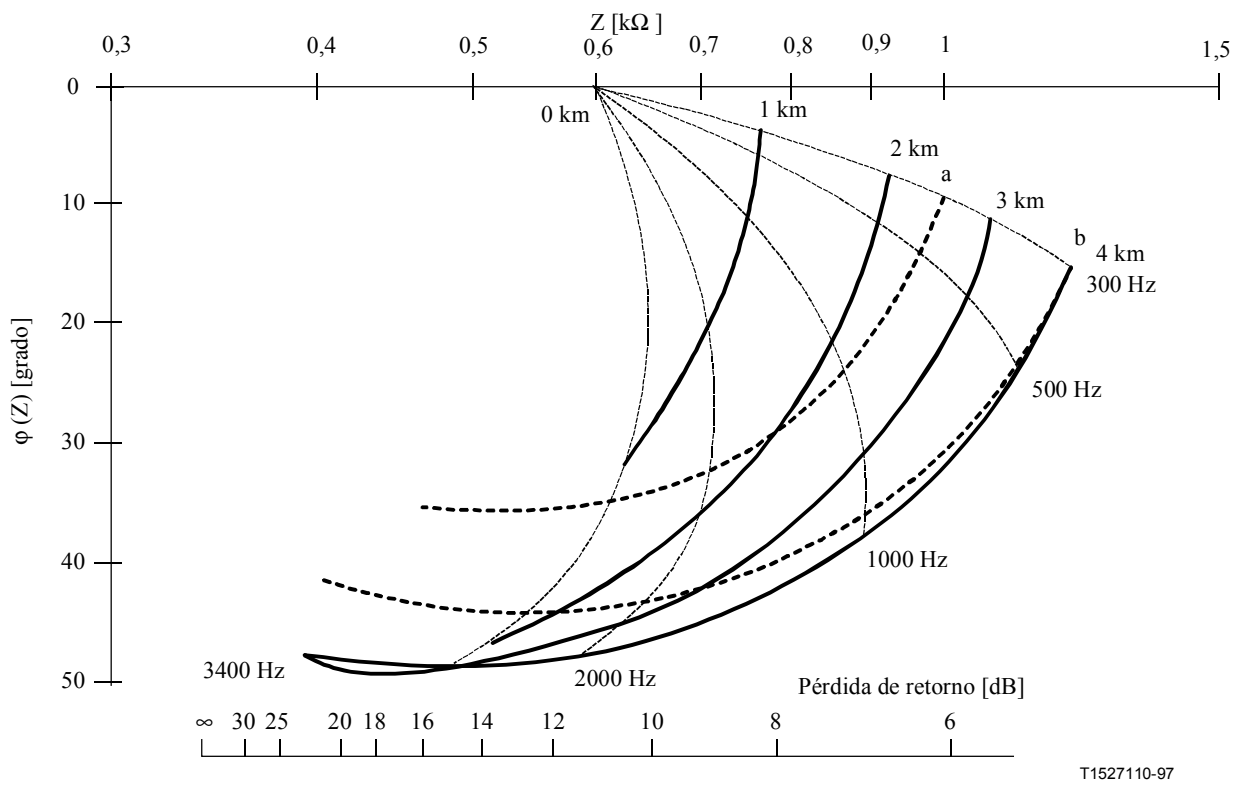
Figura I.8/Q.552 – Lugares geométricos de $Z_{B_{calc}} = 230 \Omega + (1040 \Omega \parallel 160 \text{ nF})$ y $Z_{ETSI} = 270 \Omega + (750 \Omega \parallel 150 \text{ nF})$

I.8.3 Aplicación del diagrama de impedancias especial

En las figuras I.9 y I.10 pueden verse las mismas curvas de impedancia de entrada representadas en las figuras I.5 y I.6; sin embargo, en el diagrama de impedancia especial mencionado anteriormente, el mismo tipo de cable está terminado con Z_{ETSI} y 600 ohmios, respectivamente.

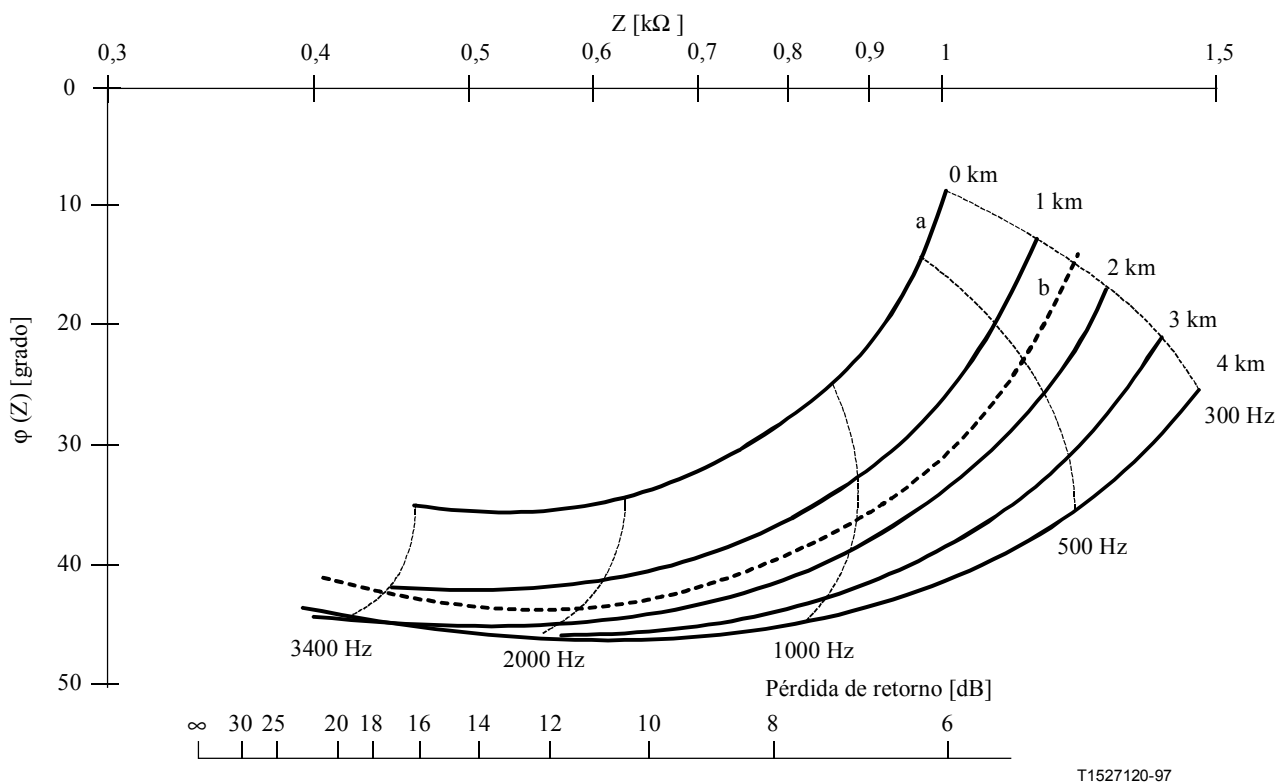
Se ilustran también dos ejemplos de impedancias de equilibrio, Z_{ETSI} y $Z_{B_{calc}}$. Como se puede ver directamente, $Z_{B_{calc}}$ se acerca más al valor óptimo si la terminación Z_{ETSI} es la única admisible. Sin embargo, si sólo se debe considerar la terminación de 600 ohmios, Z_{ETSI} es la mejor opción. También es evidente que una terminación de impedancia compleja produce muchas menos desviaciones de impedancia, y entonces es posible lograr un mejor equilibrio con una sola red de impedancia de tres elementos.

Obsérvese que la impedancia ETSI se obtuvo con muchos datos y no sólo con los datos de los cables de cobre de 0,5 mm.



T1527110-97

Figura I.9/Q.552 – Impedancia de entrada Z_2 de un cable de 0,5 mm con diferentes longitudes terminado por $Z_0 =$ carga resistiva de 600 ohmios en comparación con Z_{ETSI} (a) y Z_{B_calc} (b)



T1527120-97

NOTA – Las líneas punteadas para diferentes marcas de frecuencia en las figuras I.9 y I.10 se refieren sólo a las curvas de impedancia de entrada Z_2 .

Figura I.10/Q.552 – Impedancia de entrada Z_2 de un cable de 0,5 mm con diferentes longitudes terminado por $Z_0 = Z_{ETSI} = 270 \Omega + (750 \Omega \parallel 150 \text{ nF})$ en comparación con Z_{ETSI} (a) y $Z_{B_{calc}}$ (b)

La curva de impedancia Z_{ETSI} y $Z_{B_{calc}}$ resulta de la misma gama de frecuencias $300 \text{ Hz} \leq f \leq 3400 \text{ Hz}$. Sin embargo, para que la representación sea más clara, las frecuencias 500 Hz, 1000 Hz y 2000 Hz no están marcadas para Z_{ETSI} y $Z_{B_{calc}}$ en la figura I.9, ni para $Z_{B_{calc}}$ en la figura I.10 (la desviación se puede observar en la figura I.8).

I.8.4 Consideraciones relativas al eco

I.8.4.1 Pérdida del eco L_e

La pérdida del eco L_e es el promedio ponderado de $L_{TR} = L_T + L_{br} + L_R$ (véase la ecuación I-1).

En la figura I.11 puede verse la pérdida del eco en la central del oyente para diferentes combinaciones de impedancias. En el circuito de línea de la central se suponen las pérdidas de $L_T = 0 \text{ dB}$ y $L_R = 7 \text{ dB}$.

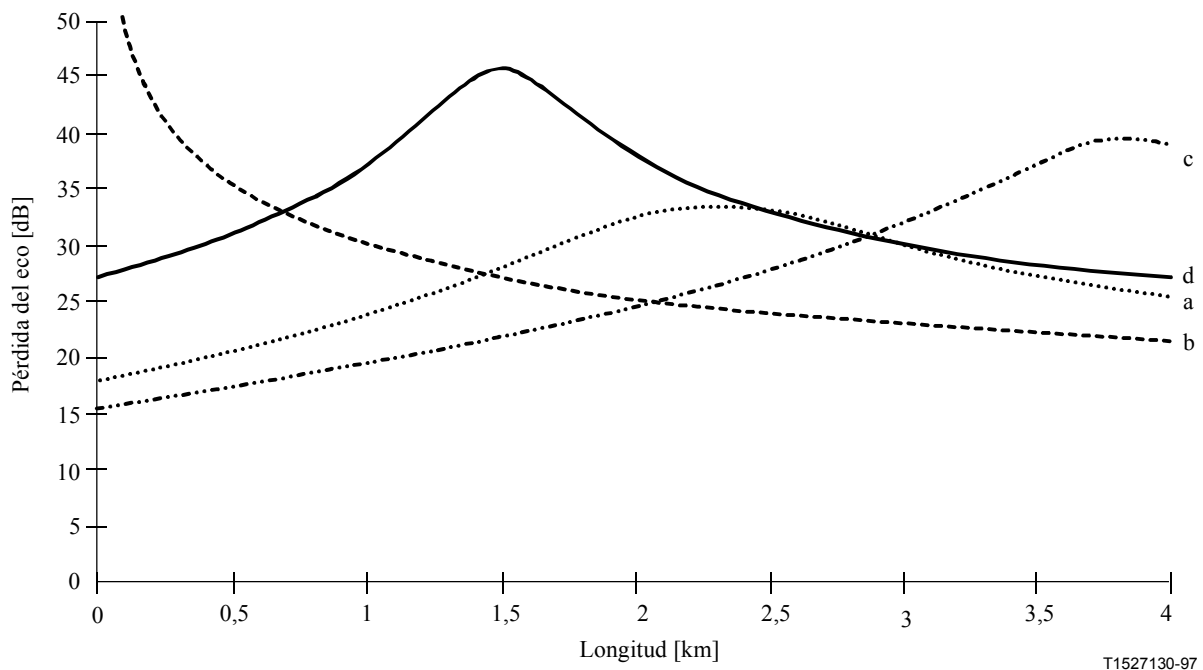


Figura I.11/Q.552 – Pérdida del eco en una red en función de diferentes longitudes de cable con distintas impedancias de híbrido como parámetro:

- curva a)** $Z_{T_{set}} = 600 \Omega$ $Z_{B_{ex}} = Z_{ETSI}$
- curva b)** $Z_{T_{set}} = Z_{ETSI}$ $Z_{B_{ex}} = Z_{ETSI}$
- curva c)** $Z_{T_{set}} = 600 \Omega$ $Z_{B_{ex}} = Z_{B_{calc}}$
- curva d)** $Z_{T_{set}} = Z_{ETSI}$ $Z_{B_{ex}} = Z_{B_{calc}}$

I.8.4.2 Pérdida del efecto local L_{st}

La pérdida del efecto local L_{st} es el promedio ponderado de $L_{TR} = L_T + L_{br} + L_R$ (véase la ecuación I-1). En la figura I.12 puede verse la pérdida de efecto local en el híbrido de un aparato telefónico para diferentes redes de equilibrio. En el aparato telefónico se suponen pérdidas de $L_T = L_R = 0$ dB.

La pérdida del efecto local L_{st} se puede transformar en un valor STMR para el aparato de la manera siguiente. Para el punto 0 dBr de la central, el "valor deseado" es $(SLR + RLR) = 10$ dB. La suma de los atenuadores T y R usualmente es $(T + R) = 7$ dB. Supóngase que la atenuación de línea es 3 dB, entonces para el aparato propiamente dicho $\{SLR(set) + RLR(set)\} = 10 \text{ dB} - 7 \text{ dB} - 2 \times 3 \text{ dB} = -3$. De esta manera, utilizando la ecuación (I-9): $STMR = L_{st} - 4$. Si se consideran los valores L_{st} de la figura I.8, no existen problemas con un efecto local demasiado fuerte.

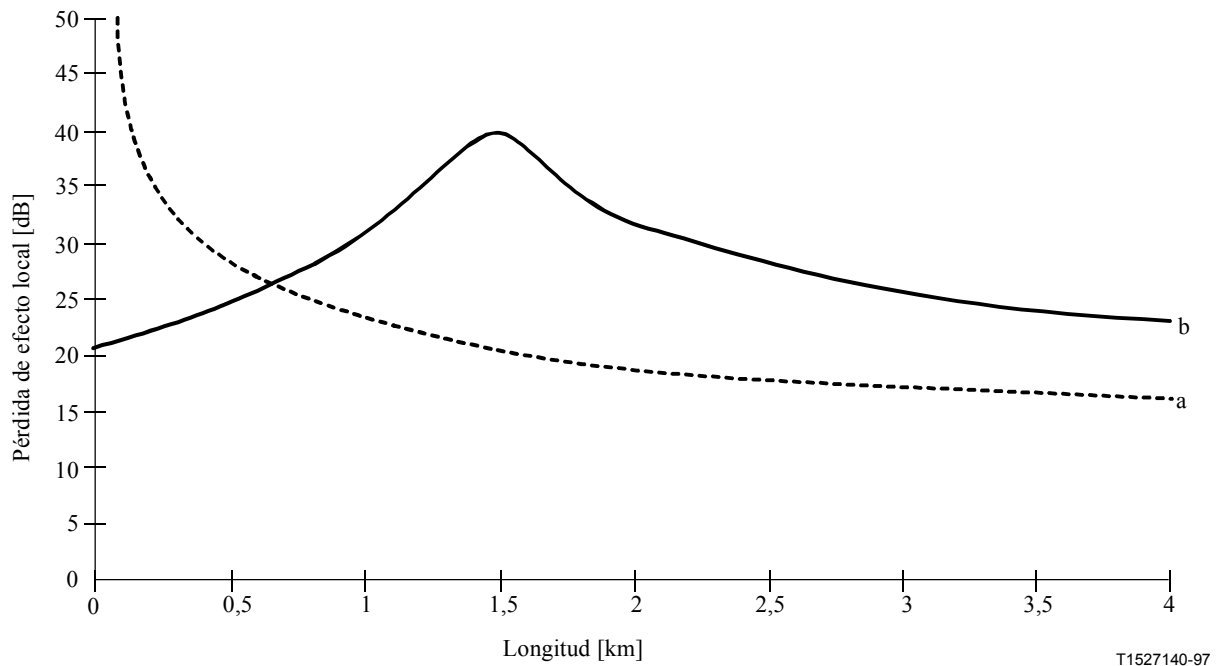


Figura I.12/Q.552 – Pérdida de efecto local para diferentes redes de equilibrio en el aparato telefónico:

curva a) $Z_{T_{ex}} = Z_{ETSI}$ $Z_{B_{set}} = Z_{ETSI}$

curva b) $Z_{T_{ex}} = Z_{ETSI}$ $Z_{B_{set}} = Z_{B_{calc}}$

Referencias

- [1] UIT-T de la serie G.100 – Suplemento 31 (1993), *Principios para la determinación de una estrategia de impedancias para la red local.*
- [2] ADLER (K.), RAHMIG (G.): Unterdrückung des Sprecherechos in gemischt analog/digitalen Netzen Frequenz, Band 46, páginas 210-216, julio-agosto 1992.
- [3] ETSI ETR 004 (1990), *Overall transmission plan aspects of a private branch network for voice connections with access to the public network.*

SERIES DE RECOMENDACIONES DEL UIT-T

Serie A	Organización del trabajo del UIT-T
Serie B	Medios de expresión: definiciones, símbolos, clasificación
Serie C	Estadísticas generales de telecomunicaciones
Serie D	Principios generales de tarificación
Serie E	Explotación general de la red, servicio telefónico, explotación del servicio y factores humanos
Serie F	Servicios de telecomunicación no telefónicos
Serie G	Sistemas y medios de transmisión, sistemas y redes digitales
Serie H	Sistemas audiovisuales y multimedia
Serie I	Red digital de servicios integrados
Serie J	Redes de cable y transmisión de programas radiofónicos y televisivos, y de otras señales multimedia
Serie K	Protección contra las interferencias
Serie L	Construcción, instalación y protección de los cables y otros elementos de planta exterior
Serie M	RGT y mantenimiento de redes: sistemas de transmisión, circuitos telefónicos, telegrafía, facsímil y circuitos arrendados internacionales
Serie N	Mantenimiento: circuitos internacionales para transmisiones radiofónicas y de televisión
Serie O	Especificaciones de los aparatos de medida
Serie P	Calidad de transmisión telefónica, instalaciones telefónicas y redes locales
Serie Q	Conmutación y señalización
Serie R	Transmisión telegráfica
Serie S	Equipos terminales para servicios de telegrafía
Serie T	Terminales para servicios de telemática
Serie U	Conmutación telegráfica
Serie V	Comunicación de datos por la red telefónica
Serie X	Redes de datos y comunicación entre sistemas abiertos
Serie Y	Infraestructura mundial de la información y aspectos del protocolo Internet
Serie Z	Lenguajes y aspectos generales de soporte lógico para sistemas de telecomunicación