



UNIÓN INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES

UIT-T

J.67

(ex CMTT.772)

(08/94)

SECTOR DE NORMALIZACIÓN
DE LAS TELECOMUNICACIONES
DE LA UIT

**TRANSMISIONES RADIOFÓNICAS
Y DE TELEVISIÓN**

**SEÑALES DE PRUEBA Y MÉTODOS
DE MEDICIÓN PARA CIRCUITOS DE
TRANSMISIÓN QUE TRANSMITEN SEÑALES
DE COMPONENTES ANALÓGICOS
MULTIPLEXADOS/PAQUETES O
DE COMPONENTES ANALÓGICOS
MULTIPLEXADOS DE ALTA DEFINICIÓN**

Recomendación UIT-T J.67

(Anteriormente «Recomendación UIT-R CMTT»)

PREFACIO

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

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

La aprobación de Recomendaciones por los Miembros del UIT-T es el objeto del procedimiento establecido en la Resolución N.º 1 de la CMNT (Helsinki, 1 al 12 de marzo de 1993).

La Recomendación UIT-T J.67 ha sido revisada por la Comisión de Estudio 9 (1993-1996) del UIT-T y fue aprobada por el procedimiento de la Resolución N.º 1 de la CMNT el 22 de agosto de 1994.

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.

© UIT 1995

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

ÍNDICE

Página

Introducción.....	iii
Sección 1 – Definición de las señales de prueba y de los métodos de medición para circuitos de transmisión que transmiten señales MAC/paquetes.....	1
1.1 Introducción.....	1
1.2 Definición de los parámetros de calidad de una señal MAC/paquetes.....	1
1.3 Descripción de las señales de prueba para los sistemas MAC/paquetes.....	4
1.4 Métodos de medición.....	7
Sección 2 – Definición de las señales de prueba y de los métodos de medición para circuitos de transmisión que transmiten señales HD-MAC.....	8
2.1 Introducción.....	8
2.2 Definición de las líneas y señales de prueba utilizadas.....	11
2.3 Definición de los parámetros de calidad y los métodos de medición.....	12
Anexo A.....	17
A.1 Introducción.....	17
Anexo B.....	26
B.1 Introducción.....	26
Anexo C.....	33
C.1 Introducción.....	33
C.2 Filtro de paso bajo para mediciones del ruido aleatorio continuo.....	33
C.3 Red de ponderación del ruido aleatorio continuo.....	34

RESUMEN

La Recomendación J.67 ofrece los elementos de la metodología de transmisión de las señales de la familia MAC/paquetes. La Sección 1 se consagra a las señales tradicionales MAC/paquetes (D/D2), mientras que en la Sección 2 se aborda el sistema de televisión de alta definición HD-MAC.

Cada parte de esta Recomendación comienza con la definición de las señales y las líneas de prueba, que son la base de la metodología de transmisión. Para garantizar el máximo nivel posible de compatibilidad con las señales MAC, las líneas de prueba del sistema HD-MAC deben ser lo más semejante posible a las señales de prueba previamente definidas en la Sección 1, pero hay entre ellas ligeras diferencias, debido a que ese sistema es distinto. Además, se definen los principales parámetros de medición de la calidad, así como los correspondientes métodos de aplicación.

La Sección 2 de esta nueva versión de la Recomendación reemplaza a la antigua Parte B, cuyo contenido consistía únicamente en subtítulos con la mención «por definir».

INTRODUCCIÓN

Una descripción clara de lo que se entiende por circuito de transmisión es esencial para definir el problema de la medición. La Figura Intro. 1 muestra un codificador de estudio que excita al circuito de transmisión, y un decodificador de estudio excitado por el circuito de transmisión. MAC es un múltiplex de señales de luminancia, crominancia y sonido/datos. Las entradas de vídeo al codificador son la componente de luminancia y las dos componentes de diferencia de color, que están también a la salida del decodificador. Los métodos de medición descritos en esta Recomendación son para la medición automática del circuito de transmisión entre el codificador MAC/HD-MAC y el decodificador MAC/HD-MAC.

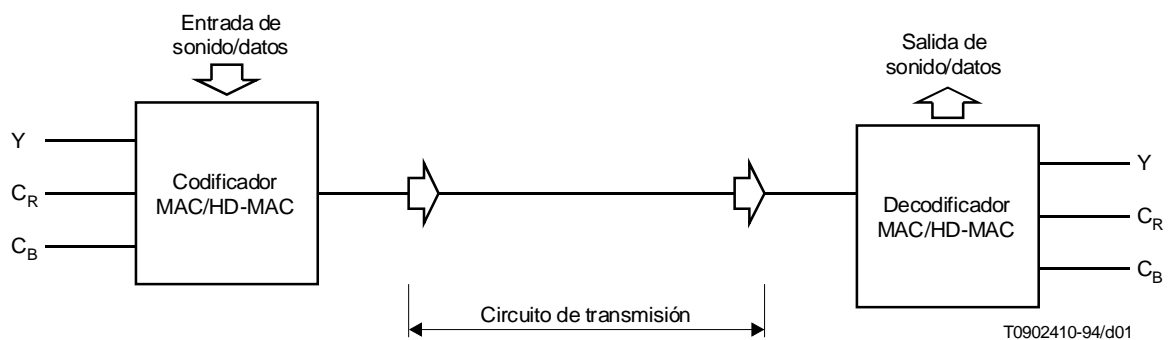


FIGURA Intro. 1/J.67
Transmisión de señales MAC

La Recomendación contiene las dos secciones que se citan:

- Sección 1: Definición de las señales de prueba y de los métodos de medición para circuitos de transmisión que transmiten señales MAC/paquetes.
- Sección 2: Definición de las señales de prueba y de los métodos de medición para circuitos de transmisión que transmiten señales HD-MAC.

SEÑALES DE PRUEBA Y MÉTODOS DE MEDICIÓN PARA CIRCUITOS DE TRANSMISIÓN QUE TRANSMITEN SEÑALES DE COMPONENTES ANALÓGICOS MULTIPLEXADOS/PAQUETES O DE COMPONENTES ANALÓGICOS MULTIPLEXADOS DE ALTA DEFINICIÓN

(1992; revisada en 1994)

El UIT-T,

considerando

la necesidad de una Recomendación relativa a la metodología de transmisión de las señales de televisión utilizando componentes analógicos multiplexados,

recomienda

- (1) que para las señales MAC/paquetes, los parámetros de calidad definidos en 1.2 se midan utilizando las señales de prueba definidas en 1.3 y los métodos de medición definidos en 1.4;
- (2) que para las señales HD-MAC, los parámetros de calidad definidos en 1.2 y 2.3 se midan utilizando las señales de prueba definidas en 2.2 y los métodos de medición definidos en 2.3.

SECCIÓN 1 – DEFINICIÓN DE LAS SEÑALES DE PRUEBA Y DE LOS MÉTODOS DE MEDICIÓN PARA CIRCUITOS DE TRANSMISIÓN QUE TRANSMITEN SEÑALES MAC/PAQUETES

1.1 Introducción

Los parámetros de calidad que han de medirse se definen en 1.2, las señales de prueba se definen en 1.3 y en el Anexo A. Los métodos de medición se presentan en 1.4.

1.2 Definición de los parámetros de calidad de una señal MAC/paquetes

1.2.1 Señal MAC

1.2.1.1 Formas de onda y atribuciones de línea

La forma de onda analógica MAC deriva directamente de la relación de muestreo 4:2:2 normalizada, utilizada para la televisión digital (Recomendación UIT-R BT.601). La codificación MAC produce una transmisión secuencial de una señal de crominancia, comprimida en una relación 3:1 y la señal de luminancia, comprimida en una relación 3:2.

Dadas las frecuencias de muestreo definidas para la norma de televisión digital (13,5 MHz para luminancia y 6,75 MHz para crominancia), la frecuencia de muestreo MAC consiguiente es de 20,25 MHz. La anchura de banda nominal resultante requerida para la señal MAC codificada es de 8,4 MHz. Tras la descompresión, la anchura de banda de luminancia es de 5,6 MHz.

Es importante señalar que, aunque la señal MAC se obtiene mediante un proceso de muestreo, la señal resultante tiene una forma analógica para la transmisión. Una característica notable del sistema de codificación MAC es que la anchura de banda no tiene un límite absoluto. Esta característica puede utilizarse para emitir la señal MAC en un canal de banda estrecha.

¹⁾ Antigua Recomendación UIT-R CMTT.772.

1.2.1.2 Parámetros de calidad

1.2.1.2.1 Amplitud nominal de la señal

La amplitud nominal de una señal MAC es 1 V. Se define como la diferencia entre el nivel de blanco y el nivel de negro de la señal de referencia de la línea 624.

1.2.1.2.2 Distorsiones

1.2.1.2.2.1 Respuesta ganancia/frecuencia

La característica de ganancia/frecuencia del circuito se define como la variación de ganancia entre la entrada y la salida del circuito en la banda de frecuencias que va desde la frecuencia de repetición de campo a la frecuencia nominal de corte de la señal MAC, referida a la ganancia en una frecuencia de referencia adecuada.

1.2.1.2.2.2 Distorsión de fase

La distorsión fase-frecuencia se define como la diferencia en grados respecto a una característica de fase lineal a lo largo de una banda de frecuencias que va, idealmente, de 0 Hz a una frecuencia superior definida.

1.2.1.2.2.3 Distorsión de retardo de grupo

La distorsión de retardo de grupo, expresada en ns, se define por la diferencia entre el retardo de grupo para cada frecuencia medida y el retardo de grupo para una frecuencia de referencia determinada.

1.2.1.2.2.4 Distorsión de la forma de onda para señales de larga duración

Si a la entrada de un circuito se aplica una señal de prueba de vídeo que simula un cambio brusco de la luminancia del nivel de negro al nivel de blanco o viceversa, aparece distorsión de una señal de larga duración cuando las variaciones del nivel de fijación (gris intermedio) de la señal de salida no siguen con exactitud el nivel de fijación de la señal de entrada. Esta falta de uniformidad puede producirse de forma exponencial o, más frecuentemente, en forma de oscilaciones amortiguadas de muy baja frecuencia.

1.2.1.2.2.5 Distorsiones para señales con la duración de una trama

Si a la entrada del circuito se aplica una señal rectangular cuyo periodo es del mismo orden que el de una trama y la amplitud igual a la amplitud nominal de la señal de luminancia, la distorsión se define como la modificación de forma del intervalo de la señal rectangular a la salida. Al principio y al final de la señal rectangular se excluye de la medición un periodo de duración equivalente al de algunas líneas.

1.2.1.2.2.6 Distorsiones para señales que tengan la duración de una línea

Si se aplica a la entrada del circuito una señal rectangular cuyo periodo sea similar al de una línea y de amplitud igual a la amplitud nominal de la señal de luminancia, la distorsión se define como la modificación de forma del pedestal de señal rectangular a la salida. Al comienzo y al final de la señal rectangular, se excluye de la medición un periodo de duración equivalente al de algunos elementos de la imagen.

1.2.1.2.2.7 Distorsiones para señales de corta duración

Si se aplica a la entrada del circuito un impulso breve (o una función escalón rápida) de amplitud equivalente a la nominal de la señal de luminancia y de forma determinada, la distorsión se define como la modificación de forma del impulso de salida (o de la función escalón) con relación a su forma original.

1.2.1.2.2.8 Distorsiones debidas al eco

Esta distorsión es la causada por la superposición de la señal directa propagada por el trayecto RF y una versión atenuada de esa señal con retardo en el tiempo y con desplazamiento de fase respecto a la señal directa.

1.2.1.2.2.9 Distorsión no lineal de baja frecuencia

Para un valor determinado del nivel medio de la imagen, la distorsión no lineal de baja frecuencia se define como la desviación con respecto a la proporcionalidad entre las amplitudes de la señal de entrada y la señal de salida, cuando la señal de entrada cambia del nivel de negro al nivel de blanco en la duración de un periodo de línea.

1.2.1.2.3 Ruido

1.2.1.2.3.1 Ruidos aleatorios continuos

La relación señal/ruido, en el caso de ruidos aleatorios continuos, se define por la relación, en decibelios, entre la amplitud nominal cresta a cresta de la señal de luminancia (1 V) y la amplitud eficaz (raíz cuadrada de la media cuadrática) del ruido medido después de la limitación de la banda. La relación «señal/ruido ponderado» se define como la relación, expresada en decibelios, entre la amplitud nominal de la señal de luminancia y la amplitud eficaz (raíz cuadrada de la media cuadrática) del ruido medido después de la limitación de la banda y de la ponderación con una red especificada.

Una posibilidad es que el ruido aleatorio de banda ancha se mida en una anchura de banda de 8,4 MHz, utilizando una red de ruido ponderado de impedancia constante con una constante de tiempo de 90 ns. Una red así se basa en parte en el supuesto de que, dada la tendencia hacia pantallas más grandes y la mejor calidad de imagen que permite la norma de televisión MAC/paquetes, las futuras pruebas subjetivas utilizarán cada vez más una distancia de visión de cuatro veces la altura de la imagen, en vez de seis veces, como se hace actualmente.

La segunda posibilidad consiste en utilizar la red ponderada unificada existente, graduada según la relación de compresión 3:2, como red de ponderación común para todos los esquemas MAC. Este filtro da los mismos resultados que se obtendrían de una señal en forma descomprimida con el filtro de ponderación unificado descrito en la Recomendación J.61²⁾. También tiene en cuenta el ruido transmitido en las señales de diferencia de color más comprimidas. Asimismo se considera la posibilidad de una mayor sensibilidad al ruido producida por señales HD-MAC de anchura de banda superior cuando éstas utilicen las mismas redes que las diseñadas para las actuales señales MAC. En la Figura 1 se presenta la definición de esta red y su respuesta de amplitud/frecuencia.

1.2.1.2.3.2 Ruido de baja frecuencia

La relación señal/ruido en el caso de ruidos de baja frecuencia viene definida por la relación, expresada en decibelios, entre la amplitud nominal de la señal de luminancia (1 V) y el valor cuadrático medio del ruido.

1.2.1.2.3.3 Interferencia

La relación señal/interferencia se define como la relación, expresada en decibelios, entre la amplitud nominal de la señal de luminancia (1 V) y la amplitud cresta a cresta de la señal de interferencia.

1.2.2 Señales de datos

1.2.2.1 Forma de onda de las señales de datos

Las señales de datos tienen características muy diferentes en la familia de los sistemas MAC. Se definen en la publicación especial del antiguo CCIR sobre especificación de sistemas de transmisión para el servicio de radiodifusión por satélite.

1.2.2.2 Parámetros de calidad para la señal digital

1.2.2.2.1 Proporción de bits erróneos

La proporción de bits erróneos (BER, *bit error ratio*) se define como la relación entre el número de bits erróneos detectados y el número de bits transmitidos durante un determinado periodo de tiempo.

1.2.2.2.2 Diagrama en ojo

El diagrama en ojo se define como la superposición de todas las configuraciones de las señales de datos.

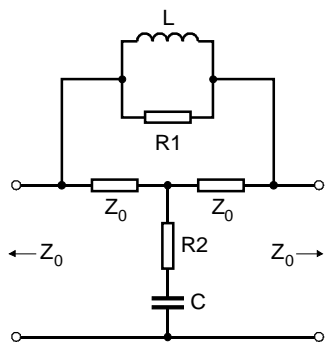
1.2.2.2.3 Degradación equivalente

La calidad de la señal de datos se evalúa añadiendo una señal de ruido gaussiana a la señal recibida y representando la BER en función del nivel de ruido. Para una determinada BER, la diferencia en dB entre el nivel de ruido medido y el nivel teórico produce, por definición, la «degradación equivalente».

1.2.2.2.4 Margen de decodificación

Otro método para evaluar la calidad de la señal de datos añadiendo un ruido gaussiano consiste en medir el nivel de ruido adicional para obtener una BER dada. Este es, por definición, el «margen de decodificación».

²⁾ Antigua Recomendación UIT-R CMTT.567.



$$L = Z_0 \cdot \tau$$

$$C = \frac{\tau}{Z_0}$$

$$R1 = a \cdot Z_0$$

$$R2 = \frac{Z_0}{a}$$

$$\text{Pérdida de inserción } A = 10 \log \frac{1 + \left[\left(1 + \frac{1}{a}\right) \omega \tau \right]^2}{1 + \left[\frac{1}{a} \omega \tau \right]^2} \text{ dB}$$

$$\text{donde } \tau = \frac{245 \text{ ns}}{1,5}; a = 4,5$$

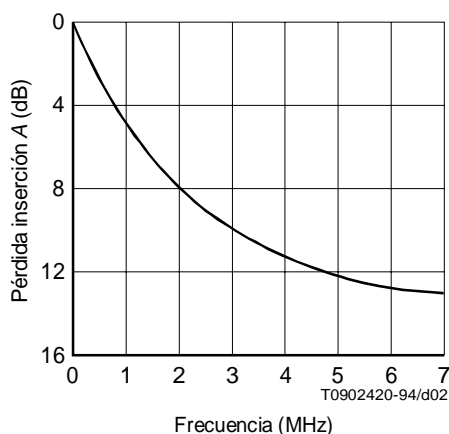


FIGURA 1/J.67

Filtro de ponderación unificada para ruido aleatorio en circuitos MAC con una relación de compresión de 3:2

1.3 Descripción de las señales de prueba para los sistemas MAC/paquetes

1.3.1 Observaciones generales

Se definen tres señales de prueba de inserción, fundamentalmente con fines de medición automática. Además, es posible utilizar tres formas de onda optativas, ya sea como línea de prueba, ya sea como señales de campo completo con fines de comprobación técnica (véase el Anexo A).

En la medida de lo posible, se han atribuido elementos esenciales de las señales al periodo de luminancia de la línea (muestras 590 a 1286). Gracias a ello, podrán utilizarse también estas señales para probar los codificadores y decodificadores MAC.

La señal propuesta varía con respecto al nivel 0 mV únicamente en un intervalo de muestras limitado, entre 245 y 1277. Gracias a esta circunstancia, es posible suprimir y reinsertar la señales de prueba en puntos apropiados de la cadena de transmisión (por ejemplo, entre una sección terrestre y una sección de satélite).

El contenido espectral de todas las formas de onda está limitado a 8,5 MHz (-6 dB).

Las amplitudes de señal de alta frecuencia están limitadas a ± 250 mV, a fin de evitar la distorsión no lineal y permitir la conversión a un sistema AM-VSB-MAC con filtrado de Nyquist en el extremo de transmisión.

1.3.2 Definición de formas de onda elementales

1.3.2.1 Definiciones básicas

T es el periodo de muestreo $MAC \approx 49,38$ ns.

k es el número de muestras MAC (véanse la Recomendación UIT-R BO.650 y la publicación especial del antiguo CCIR sobre especificación de sistemas de transmisión para el servicio de radiodifusión por satélite).

1.3.2.2 Transición

Una transición es una señal definida para un periodo igual a $4 T$ según el formato:

$$0,000 - 0,114 - 0,500 - 0,886 - 1,000$$

(Integral de una ventana de Hamming en $4 T$)³).

1.3.2.3 Impulso

Un impulso es una señal definida para un periodo igual a $6 T$ según el formato:

$$0,000 - 0,130 - 0,630 - 1,000 - 0,630 - 0,130 - 0,000$$

(Ventana de Blackman en $6 T$)⁴).

1.3.2.4 Rampa

Una rampa es una señal definida para una duración $n T$ según la ecuación:

$$k = 0 \text{ a } n: \quad y_k = k/n \quad \text{para una rampa ascendente}$$
$$y_k = 1 - k/n \quad \text{para una rampa descendente}$$

1.3.2.5 Vobulación compleja

Una vobulación compleja se compone de dos señales definidas para un periodo $512 T$ según las siguientes ecuaciones:

Parte real:

$$k = 0 \text{ a } 512: \quad y_k = \left(\cos \frac{\pi (k - 256)^2}{512} \right) W(k)$$

Parte imaginaria:

$$k = 0 \text{ a } 512: \quad y_k = \left(\sin \frac{\pi (k - 256)^2}{512} \right) W(k)$$

donde:

$W(k)$ es una ventana definida provisionalmente como:

$$k = 0 \text{ a } 28: \quad W(k) = 0$$

$$k = 28 \text{ a } 53: \quad W(k) = \text{sen}^2 \frac{\pi (k - 28)}{50}$$

$$k = 53 \text{ a } 459: \quad W(k) = 1$$

$$k = 459 \text{ a } 484: \quad W(k) = \text{sen}^2 \frac{\pi (484 - k)}{50}$$

$$k = 484 \text{ a } 512: \quad W(k) = 0$$

³) Hamming: $y(t) = 0,54 + 0,46 \cos \pi t / 2 T$.

⁴) Blackman: $y(t) = 0,42 + 0,50 \cos \pi t / 3 T + 0,08 \cos 2\pi t / 3 T$.

Las señales de vobulación complejas se transmiten en una secuencia de 4 tramas con polaridad negativa y positiva (invertida) como sigue:

- Trama par: parte real no invertida
 - Trama impar: parte imaginaria no invertida
 - Trama par: parte real invertida
 - Trama impar: parte imaginaria invertida
 - Trama par: parte real no invertida,
- etc.

1.3.2.6 Impulso modulado

Un impulso modulado con una frecuencia f (MHz) es una señal definida para un periodo $81 T$ según la ecuación:

$$k = 0 \text{ a } 81: \quad y_k = \cos^2 \frac{4\pi f k}{81} \text{ sen}^2 \frac{\pi k}{81}$$

1.3.2.7 Ráfaga

Una ráfaga modulada con una frecuencia f (MHz) es una señal definida para un periodo $81 T$ según la ecuación:

$$k = 0 \text{ a } k_1: \quad y_k = \text{sen} \frac{8\pi f k}{81} \cdot \left[\frac{1}{2\pi} \left(\frac{2\pi k}{k_1} - \text{sen} \frac{2\pi k}{k_1} \right) \right]$$

$$k = k_1 \text{ a } 81 - k_1: \quad y_k = \text{sen} \frac{8\pi f k}{81}$$

$$k = 81 - k_1 \text{ a } 81: \quad y_k = \text{sen} \frac{8\pi f k}{81} \cdot \left[\frac{1}{2\pi} \left(\frac{2\pi (81 - k)}{k_1} - \text{sen} \frac{2\pi (81 - k)}{k_1} \right) \right]$$

$$f = 1 \text{ a } 6: \quad k_1 = 15$$

$$f = 7: \quad k_1 = 25$$

$$f = 8: \quad y_k = \text{sen} \frac{8\pi f k}{81} \cdot \text{sen}^2 \frac{\pi k}{81}; \quad k = 0 \text{ to } 81$$

1.3.3 Descripción de la señal de prueba

1.3.3.1 Señal de prueba nº 1 (véanse la Figura A.1 y el Cuadro A.1)

La señal de prueba nº 1 es una señal obligatoria, atribuida a la línea 312. Está destinada a la medición automática, y se compone de una señal de barra bipolar con polaridad inversa en las tramas pares e impares. Los impulsos de Blackman positivos y negativos están contenidos en las tramas pares de la señal solamente.

La primera parte de la señal ($k = 225$ a 612) se fija provisionalmente en 0 mV. Puede utilizarse en el futuro para la inserción de otras señales de prueba para HD-MAC.

1.3.3.2 Señal de prueba nº 2 (véanse la Figura A.2 y el Cuadro A.2)

La señal de prueba nº 2 es una señal obligatoria y se atribuye a la línea 623. Está destinada a la medición automática de ruido y de distorsión no lineal. Consta de un tramo ascendente (tramas pares) y un tramo descendente (tramas impares). Permite así la separación de distorsiones lineales (por ejemplo, inclinación) con respecto a las no lineales.

1.3.3.3 Señal de prueba nº 3 (véanse la Figura A.3 y el Cuadro A.3)

La señal de prueba nº 3 es una señal obligatoria y se atribuye a la línea 624. La primera parte de esta línea está ya definida en las normas MAC/paquetes. La segunda parte de esta línea contiene una vobulación compleja.

1.3.3.4 Señal de prueba nº 4 (opción nacional) (véanse la Figura A.4 y el Cuadro A.4)

Esta señal optativa está destinada a la evaluación de distorsiones lineales en un monitor de forma de onda. La señal consta de un impulso bipolar y una señal de barra, y 8 impulsos modulados (de 1 a 8 MHz) de 500 mV de amplitud. Puede utilizarse también con amplitud completa (1000 mV), si no es probable que se produzcan distorsiones no lineales.

Si se utiliza como señal de línea de prueba, se insertará en la línea 311.

1.3.3.5 Señal de prueba nº 5 (opción nacional) (véanse la Figura A.5 y el Cuadro A.5)

Esta señal optativa consta de una forma de onda escalonada de 8 peldaños, y está destinada a la evaluación de distorsiones no lineales en un monitor de forma de onda.

Si se utiliza como señal de línea de prueba, se insertará en la línea 1.

1.3.3.6 Señal de prueba nº 6 (opción nacional) (véanse la Figura A.6 y el Cuadro A.6)

Esta señal, de opción nacional está destinada a visualizar la respuesta amplitud/frecuencia en un monitor de forma de onda, y consta de 8 señales multirráfaga (de 1 a 8 MHz) de 500 mV de amplitud, precedidas de una barra de referencia. Puede utilizarse también como amplitud completa (1000 mV), si no es probable que se produzcan distorsiones no lineales.

Si se utiliza como señal de línea de prueba, se insertará en la línea 313.

1.4 Métodos de medición

1.4.1 Consideraciones generales

La mayoría de las técnicas de medición descritas a continuación utilizan las señales de prueba de 1.3 anterior y se utilizan para efectuar mediciones automáticas. Estos métodos se basan principalmente en técnicas de procesamiento de señales digitales.

1.4.2 Mediciones relacionadas con la señal de imagen

1.4.2.1 Ruido de baja frecuencia

El ruido de baja frecuencia (por debajo de la frecuencia de línea) se mide en una señal de imagen de 50% de blanco. El ruido de alta frecuencia es reducido por la promediación del valor de la señal dentro de cada línea. La densidad de ruido espectral puede estimarse mediante la transformada de Fourier de los valores de señales de 625 líneas derivados de un cuadro. El paso de análisis obtenido es 25 Hz, que permite la separación entre las diferentes fuentes de ruido en la banda de frecuencia 25 Hz a 7,8 kHz.

1.4.2.2 Ruido de alta frecuencia

La medición del ruido de alta frecuencia puede realizarse utilizando las señales de prueba nº 2a y 2b (señales en rampa).

Un método consiste en estimar el nivel de ruido promediando un gran número de observaciones de la misma línea de prueba completa y sustrayendo esta forma de onda promedio de cada observación. El resultado es el contenido de ruido verdadero. A partir de éste, puede calcularse la densidad de ruido espectral verdadera.

El otro método para medición de ruido aleatorio ponderado y no ponderado utiliza el filtro de paso alto de 200 kHz especificado en la Recomendación J.64⁵⁾ para suprimir la señal en rampa. El filtro reduce también la influencia de no linealidades estáticas en la medición del ruido.

1.4.2.3 No linealidad dinámica

Al comparar la forma de las dos polaridades del impulso de Blackman y de las pendientes de Hamming en la señal de prueba nº 1 puede obtenerse información sobre la no linealidad de alta frecuencia.

1.4.2.4 No linealidad estática

La no linealidad estática se mide utilizando las señales de prueba nº 2a y 2b. Las dos polaridades se utilizan para separar efectos lineales de efectos no lineales.

⁵⁾ Antigua Recomendación UIT-R CMTT.569.

Un método consiste en muestrear las señales en rampa y suprimir el ruido por promediación. Después de suprimir la distorsión lineal, la forma de onda procesada es aproximada por un polinomio de grado k . El análisis de los coeficientes del polinomio proporciona información sobre la característica no lineal total. Debe señalarse que toda diferencia entre la forma de onda procesada como mencionada anteriormente y el polinomio indica la presencia de distorsión de cuantificación.

El segundo método utiliza también las señales en rampa pero es análogo a la medición de no linealidad de la luminancia en la escalera de cinco escalones descrita en la Recomendación J.64 y proporciona resultados comparables. El nivel en rampa se mide en instantes de temporización que están igualmente separados entre sí por $9 \mu\text{s}$, y centrados con respecto al periodo de rampa activo de $50,5 \mu\text{s}$. El valor de amplitud en cada uno de los 6 instantes de temporización se calcula como la media aritmética de la señal en rampa a partir de $0,5 \mu\text{s}$ antes de $0,5 \mu\text{s}$, después del instante de temporización. Esto reduce la influencia de los errores de cuantificación y el ruido de alta frecuencia superpuesto. Las seis muestras se procesan a un solo valor como se describe en 2.9/J.64.

1.4.2.5 Respuesta amplitud, fase y retardo de grupo/frecuencia

La señal de vobulación compleja (señal de prueba nº 3) se procesa mediante una transformada de Fourier a respuesta en frecuencia de amplitud y de fase. La segunda puede procesarse además a retardo de grupo. Antes de aplicar a la señal de vobulación compleja muestreada la FFT, las no linealidades pueden minimizarse utilizando las dos polaridades opuestas y el ruido puede reducirse por promediación.

1.4.3 Mediciones de señales de datos específicas

1.4.3.1 Medición de la proporción de bits erróneos

La BER puede medirse durante la transmisión de programas en palabras de sincronización, el código de Golay en encabezamiento de paquetes y en paquetes ficticios. En el caso de codificación duobinaria, la tasa de violación de este código da una estimación excelente de la tasa de errores en los bits.

1.4.3.2 Medición del margen de decodificación

Las mediciones de la BER no indican el margen de seguridad real para posibles distorsiones adicionales.

Un método para derivar esta información es medir la BER utilizando desviaciones variables con respecto a los niveles de umbral hasta que se llega a una proporción de errores predefinida. Un segundo método añade ruido gaussiano a la señal recibida hasta que se llega a la tasa de errores predefinida.

1.4.3.3 Análisis de diagramas en ojo

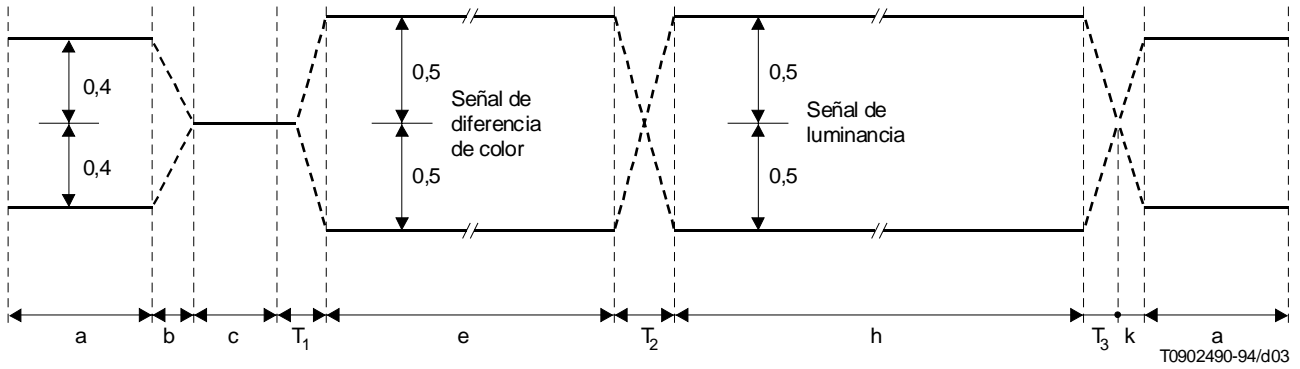
El análisis de los diagramas en ojo de una señal de datos de dos niveles o duobinaria, hecho por osciloscopio o microprocesador, proporciona indicaciones de la altura de ojo y de la anchura de ojo e información adicional sobre la ubicación de la fase de muestreo y niveles de umbral óptimos con respecto a sus valores nominales.

SECCIÓN 2 – DEFINICIÓN DE LAS SEÑALES DE PRUEBA Y DE LOS MÉTODOS DE MEDICIÓN PARA CIRCUITOS DE TRANSMISIÓN QUE TRANSMITEN SEÑALES HD-MAC

2.1 Introducción

A causa de las características particulares de las señales HD-MAC, las señales de prueba, los parámetros de calidad y los métodos de medición son ligeramente diferentes de los aplicables a las señales D- y D2-MAC.

En la Figura 2 puede verse la estructura múltiplex de banda de base para la señal (D2) HD-MAC/paquetes. Ha de señalarse que la señal vídeo es objeto de una preacentuación no lineal. Para las transmisiones de televisión de alta definición, la señal de banda de base incluye dos múltiplex de datos diferentes, uno en LBI denominado múltiplex de sonido/datos ($10,125 \text{ Mbit/s}$) y otro en FBI, denominado múltiplex de DATV/datos ($20,25 \text{ Mbit/s}$). Además, se han definido líneas de datos de teletexto facultativas. En la Figura 3 está representada la estructura general del múltiplex por distribución en el tiempo (TDM, *time division multiplex*) de las señales HD-MAC/paquetes.



- a = 209 periodos de reloj para 105 bits de datos y sinc.
 - b = 4 periodos de reloj para la transición desde el final de los datos.
 - c = 15 periodos de reloj – periodo de fijación (0,5 V).
 - T₁ = 10 periodos de reloj para la transición ponderada a la señal de diferencia de color.
 - e = 349 periodos de reloj para el componente de diferencia de color.
 - T₂ = 5 periodos de reloj para la transición ponderada entre la señal de diferencia de color y la señal de luminancia.
 - h = 697 periodos de reloj para el componente de luminancia.
 - T₃ = 6 periodos de reloj para la transición ponderada desde la señal de luminancia.
 - k = 1 periodo de reloj para la transición de datos.
- Frecuencia de reloj: 20,25 MHz

FIGURA 2/J.67
Señal múltiplex HD-MAC

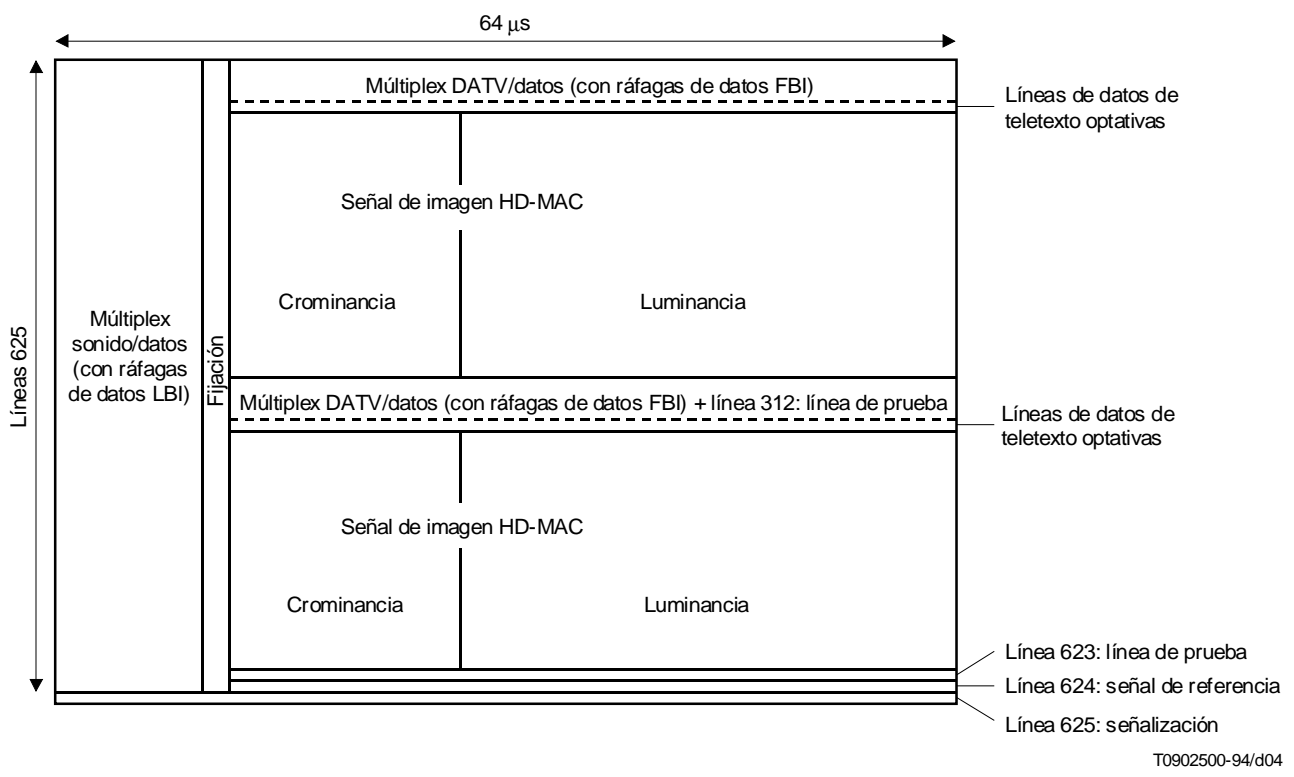


FIGURA 3/J.67
Estructura general del TDM HD-MC/paquetes

En la Figura 4 se muestra la cadena de transmisión desde el multiplexor del transmisor hasta el demultiplexor del receptor. El circuito de transmisión puede incluir típicamente una sección de satélite y/o una sección de cable. El punto M es el punto de medición de la banda de base.

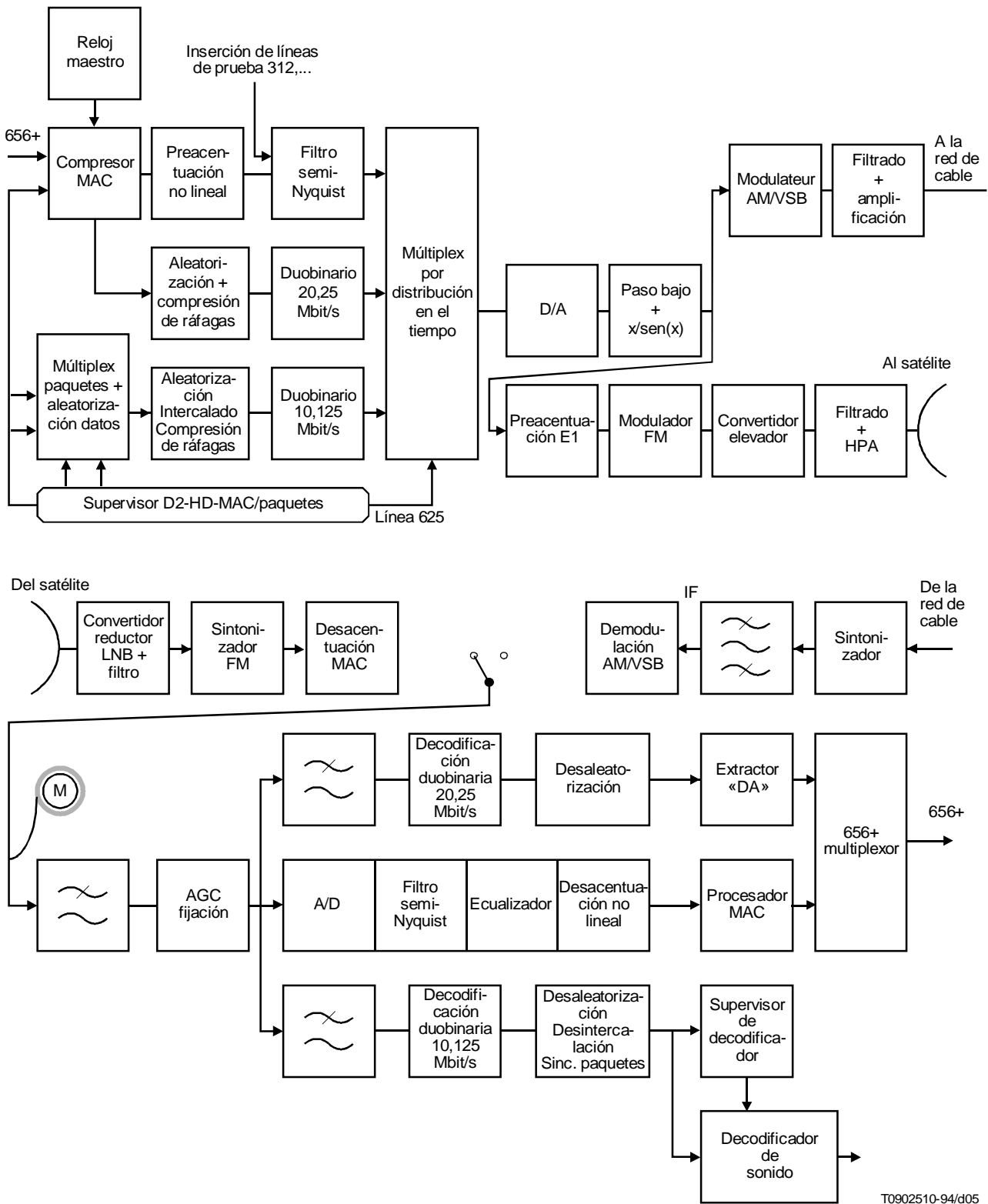


FIGURA 4/J.67
Multiplexión y demultiplexión HD-MAC

En la secuencia, debe entenderse que las mediciones básicas se definen y realizan sin un ecualizador en el receptor. No obstante, muchos receptores tendrán ecualizador o decodificación de datos adaptable. Teniendo ello en cuenta, ciertos equipos de medición integrarán estas funciones. Esto se ha de tener presente al definir las plantillas en el futuro.

2.2 Definición de las líneas y señales de prueba utilizadas

2.2.1 Observaciones generales

Existen básicamente dos tipos de mediciones. Las mediciones de ajuste se efectúan al comenzar el servicio, o durante las horas en que éste no se presta, sin cursarse programas y quizás utilizando señales de prueba especiales (como señales de campo completo). Las mediciones en servicio pueden realizarse durante las horas de programación normales, con líneas de prueba (312, 623, 624) existentes en las señales múltiplex.

Ha de observarse que estas líneas de prueba no están procesadas por la preacentuación no lineal, sino por el filtro semi-Nyquist (corte progresivo = 0,1) en el transmisor, a fin de adaptarlas al canal de transmisión utilizado.

Para la radiodifusión de las señales de prueba pueden utilizarse dos modos. En el modo básico, estas señales se envían de la manera que se describe más adelante. En el modo cíclico, las señales de prueba pueden enviarse cíclicamente en la parte MAC de la línea 623, de acuerdo con una secuencia determinada. Esta secuencia no está definida aún, pero incluirá las señales de prueba ulteriormente descritas para la línea 623.

El modo utilizado se indica en la línea 625.

2.2.2 Descripción de las líneas de prueba

2.2.2.1 Señal de prueba nº 1 (véase la Figura B.1)

La señal de prueba nº 1 es una señal obligatoria asignada a la línea 312 y que se ha modificado a fin de incluir ciertas partes necesarias en los receptores HD-MAC para la ecualización. Esta línea también está destinada a las mediciones automáticas.

La primera parte de la línea 312 se llena en dos tramas con una secuencia pseudoaleatoria de $511 + 1 = 512$ bits, con los niveles -250 mV y $+250$ mV correspondientes a los valores de bit «0» y «1» respectivamente, cuya primera función es contribuir al proceso de ecualización.

El generador polinómico es: $X^9 + X^4 + 1$ y proporciona una secuencia pseudoaleatoria de 511 bits ajustada a 20,25 MHz. La primera mitad de la secuencia (256 bits) se transmite en la trama par y la segunda parte, en la trama impar. El último bit (bit 256) de la trama impar es idéntico al primer bit de la secuencia siguiente.

El generador de secuencia pseudoaleatoria (pseudo-random bit sequence, PRBS) se inicializa al comienzo de cada trama par con la palabra binaria 111111111.

El primer bit de la secuencia generada por el generador PRBS en la trama par, es el valor presente a la salida, después de cargado y antes de ninguna variación.

Además, se insertan en las tramas pares dos impulsos inversos de amplitud mitad y una transición de amplitud mitad, cuya primera función es distinguir entre las perturbaciones lineales y las no lineales. Los impulsos y transiciones de amplitud completa en la línea de prueba 312 de D2-HD-MAC no están ponderados por ventanas Blackman y Hamming.

La secuencia pseudoaleatoria está representada en la Figura B.2.

La asignación de niveles de las muestras se indica en el Anexo B.

2.2.2.2 Señal de prueba nº 2 (véase la Figura B.3)

Esta es idéntica a la señal de prueba MAC convencional (1.3.3.2), línea 623.

La señal de prueba atribuida a la línea 623 consiste en una rampa definida en un periodo de $1000 T$ ($1/T = 20,25$ MHz) de -500 mV a $+500$ mV en la trama par y de $+500$ mV a -500 mV en la trama impar.

La asignación de niveles de las muestras se indica en el Anexo B.

2.2.2.3 Señal de prueba n° 3 (véase la Figura B.4)

Esta línea de prueba se deriva directamente de la señal de prueba D2-MAC (véase 1.3.2.5). La única diferencia es que la vobulación no se filtra. Esta señal se define hasta 10,125 MHz.

La primera parte de la línea 624 contiene referencias de gris, blanco y negro que se especifican del modo siguiente:

- Nivel de gris: de la muestra 210 a la muestra 370;
- Nivel de blanco: de la muestra 374 a la muestra 532;
- Nivel de negro: de la muestra 536 a la muestra 694.

La segunda parte contiene una señal de prueba que consiste en una vobulación compleja constituida por dos señales definidas en un periodo de 512 T de acuerdo con las relaciones siguientes:

Parte real

$$k = 0 \text{ a } 512; \quad y_k = \cos \frac{\pi (k - 256)^2}{512}$$

Parte imaginaria

$$k = 0 \text{ a } 512; \quad y_k = \text{sen} \frac{\pi (k - 256)^2}{512}$$

Estas señales se transmiten en secuencia en cuatro tramas digitales, del modo siguiente:

- Trama par: parte real no invertida
- Trama impar: parte imaginaria no invertida
- Trama par: parte real invertida
- Trama impar: parte imaginaria invertida.

La asignación de las muestras de la línea 624 se indica en el Anexo B.

2.3 Definición de los parámetros de calidad y los métodos de medición

2.3.1 Señal de vídeo

2.3.1.1 Nivel de vídeo

El nivel de vídeo puede medirse como una diferencia de nivel de blanco y negro en la línea 624. Esto sirve como parámetro de normalización para otras mediciones.

2.3.1.2 Ruido aleatorio de banda ancha

2.3.1.2.1 Relación señal/ruido no ponderada

La relación señal/ruido para el ruido aleatorio continuo se define como la relación, expresada en decibelios, entre la amplitud nominal de la señal de luminancia (1 V) y la amplitud eficaz del ruido medido después de la limitación de banda.

La medición se efectúa utilizando la señal de rampa de la línea 623, con un filtro de paso bajo de 10,125 MHz y un filtro de paso alto de primer orden de 200 kHz. El propósito del filtro de paso alto es eliminar el zumbido, los impulsos de frecuencia de línea, etc.

Esta medición puede hacerse de modo práctico mediante un análisis basado en la transformada rápida de Fourier (FFT, *fast fourier transform*).

2.3.1.2.2 Relación señal/ruido ponderada

La relación señal/ruido (S/N) ponderada se mide en la línea 623. El espectro de ruido superior está limitado por un filtro de paso bajo de 10 MHz que se describe en el Anexo C.

El espectro de ruido inferior está limitado por un filtro de paso alto de primer orden de 200 kHz. El filtro de ponderación se describe también en el Anexo C.

2.3.1.2.3 Análisis ruido-espectro

El análisis ruido-espectro es el estudio, en el dominio de la frecuencia, de la amplitud del ruido superpuesto a la señal deseada. El análisis es muy importante para diversos fines, como el estudio de la forma del ruido (y el cálculo eventual de su nivel), la detección de señales interferentes, etc.

El espectro puede calcularse utilizando una FFT en cualquier señal de prueba después de suprimirse el contenido de esta señal. La señal más conveniente para este fin es la rampa de la línea 623, ya que no tiene componente de alta frecuencia.

La señal de ruido puede evaluarse sustrayendo de cada adquisición el valor medio de un gran número de adquisiciones.

El empleo de esta señal de prueba, definida en 1024 puntos a una frecuencia de muestreo de 20,25 MHz permite una resolución de 19,78 kHz aproximadamente.

2.3.1.3 Ruido de baja frecuencia

2.3.1.3.1 Ruido de baja frecuencia no ponderado

Este requiere una señal de prueba de campo completo (nivel medio de gris, sin teletexto ni DATV) y es una medición de ajuste. La banda medida abarca de 25 Hz a 7,8 kHz. A fin de obtener resultados comparables al método tradicional (que excluye el ruido de fijación), puede utilizarse también la anchura de banda de 25 Hz a 1 kHz.

2.3.1.3.2 Análisis del espectro

El análisis del espectro es quizás más importante para el ruido de baja frecuencia que para el ruido de banda ancha. Permite distinguir entre las diferentes fuentes de ruido: tensión residual de la red, dispersión de energía (espectro de líneas) o ruido de fijación (concentración de ruido aleatorio a una frecuencia muy baja).

Como en todas las mediciones de baja frecuencia, se requiere una señal de gris de campo completo, sin teletexto ni DATV.

El análisis del espectro puede efectuarse por medio de una FFT de 625 puntos (base 5). Cada punto necesario para el cálculo viene dado por el valor medio de la parte MAC de la línea.

2.3.1.4 Evaluación del comportamiento de fijación

2.3.1.4.1 Ruido de fijación

En las señales de la familia MAC/paquetes, el periodo de fijación es muy corto. Dado que el ruido de fijación en un fenómeno muy molesto, es importante medirlo.

La medición requiere las dos señales siguientes:

- una señal D2-MAC/paquetes de nivel de gris de trama completa;
- una señal de ruido blanco aditivo de banda ancha, resultante en una relación S/N de entrada determinada (por ejemplo, 50 dB ponderada, medida en 7,5 MHz).

Se efectúan tres mediciones en la banda de frecuencias de 0 a 7,8 kHz:

- medición del ruido a la salida del equipo con la señal de ruido blanco aditivo (B_{o1} expresada en dBm);
- medición del ruido a la entrada del equipo con la señal de ruido blanco aditivo (B_i en dBm);
- medición del ruido a la salida del equipo, sin una señal de ruido blanco aditivo a la entrada (B_{o2} en dBm).

Seguidamente, se calcula el ruido de fijación, expresado en dBm, para la relación S/N dada, del modo siguiente:

$$B_c = -10 \log (10^{-B_{o1}/10} - 10^{-B_i/10} - 10^{-B_{o2}/10})$$

Para que la medición sea válida, es menester tomar ciertas precauciones:

- al medir B_{o1} , se debe comprobar que la señal no está afectada por ninguna interferencia;
- para una mayor precisión, el nivel del ruido añadido ha de ajustarse de modo tal que el ruido de fijación inducido tenga un valor significativo comparado con B_{o1} .

2.3.1.4.2 Degradación de fijación

Este método consiste en añadir una señal sinusoidal a la señal de entrada y medir a la salida la relación de atenuación de la señal añadida, en dB.

Las características de una señal sinusoidal apropiada son las siguientes:

- frecuencia: 50 Hz;
- nivel cresta a cresta: 150 mV.

2.3.1.5 Respuesta lineal del canal

Para las mediciones durante el servicio se utiliza vobulación compleja en la línea 624. Esta vobulación compleja se procesa mediante una transformada de Fourier para obtener una respuesta de amplitud que proporciona información precisa sobre la función de transferencia de la transmisión. El método de cálculo para esta señal es análogo al utilizado para el MAC convencional, y suministra la función de transferencia $H(\omega)$ del canal.

La señal de vobulación compleja se analiza del modo siguiente:

$$W(\omega) = WOB(\omega) \cdot H(\omega) \cdot Nyq(\omega)$$

donde

- $W(\omega)$ es la transformada de Fourier de la señal compleja recibida;
- $WOB(\omega)$ es la transformada de Fourier de la señal de prueba de vobulación;
- $Nyq(\omega)$ es la función de transferencia del filtro de Nyquist;
- $H(\omega)$ es la función de transferencia del canal.

Dado que la señal de vobulación se detiene en 10,125 MHz, este método no proporciona directamente información acerca de la respuesta del canal en torno a la forma de Nyquist.

Con arreglo a la descripción de la señal de prueba nº 3 antes definida, el método de medición se basa en la adquisición de 512 muestras de la línea 624 en una secuencia de cuatro tramas. Puede aplicarse una diferencia de la parte real y la imaginaria positiva y de las partes opuestas correspondientes a fin de evitar alinealidades antes del procedimiento FFT, y el ruido puede reducirse por promediación.

2.3.1.5.1 Respuesta amplitud-frecuencia

La determinación de la respuesta amplitud-frecuencia se basa en un análisis FFT, por el que se calcula la relación entre el módulo de la vobulación compleja medido y el valor teórico de este módulo.

2.3.1.5.2 Respuesta fase-frecuencia (retardo de grupo)

Esta medición, basada como la de la respuesta amplitud-frecuencia en la línea 624, también se efectúa mediante el cálculo de la FFT.

Dentro de la especificación MAC, se eligió una plantilla de la respuesta fase/frecuencia en lugar de retardo de grupo/frecuencia. Como en el caso de la respuesta amplitud-frecuencia, la adquisición se hará en una secuencia de cuatro tramas, y se seguirá el mismo procedimiento.

La respuesta fase-frecuencia corresponde a la diferencia entre la fase lineal y el error de fase. Este error de fase es la diferencia entre los argumentos de la señal recibida y de la señal teórica (argumento de la vobulación compleja del análisis FFT). La fase lineal se obtiene calculando la línea de regresión del error de fase para bajas frecuencias.

Las mediciones de retardo de grupo se obtendrán calculando la derivada de la respuesta fase/frecuencia.

2.3.1.6 Distorsiones

2.3.1.6.1 Distorsión de corta duración: relación de impulso y barra

La medición de la relación de impulso y barra (pulse and bar ratio, Pbr) se efectúa en la línea 312 y consiste en medir la relación, expresada en porcentaje, entre la amplitud del impulso de amplitud completa (P) y la diferencia entre el nivel de negro y el nivel de blanco (B).

El resultado, expresado en porcentaje, es pues:

$$Pbr = \frac{P}{B} \times 100$$

2.3.1.6.2 Distorsión no lineal estática

La medición se efectúa en la rampa de la línea 623. Esta señal se representa aproximadamente mediante un polinomio de tercer grado. A fin de reducir al mínimo el ruido, se promedian varias adquisiciones de rampas de la misma polaridad. Los coeficientes del polinomio se calculan reduciendo al mínimo el error cuadrático. Estos proporcionan información acerca del tipo de alinealidad, y pueden definirse varios parámetros.

Sea $f(x) = \sum_{j=0}^3 a_j x^j$ el polinomio.

$NL2 = \frac{a_2}{a_1} \times 100$ da la alinealidad cuadrática como porcentaje.

$NL3 = \frac{a_3}{a_1} \times 100$ da la alinealidad cúbica como porcentaje.

$NL1 = \frac{\max |f'(x)| - \min |f'(x)|}{\max |f'(x)|} \times 100$ donde $f'(x) = \frac{df}{dx}$

$NL1$ es un parámetro próximo al definido para los sistemas de televisión tradicionales.

2.3.1.7 Respuesta a los impulsos

Este es un nuevo parámetro, específico de HD-MAC, basado en la línea 312. La respuesta impulsiva es muy importante, ya que proporciona muchas informaciones acerca del canal en torno a 10 MHz. Algunas de éstas son redundantes, dadas las mediciones que pueden obtenerse con la vobulación de la línea 624, pero se facilita la comprobación osciloscópica. Se trata de las siguientes:

- ecos (muy visibles en la pantalla de televisión);
- retardo de grupo (respuesta asimétrica).

Es importante establecer una función de ponderación (y una plantilla apropiada) de la respuesta impulsiva, que indique el nivel máximo de tolerancia de un impulso interferente en la vecindad de un impulso de referencia. Si bien la amplitud del impulso no es muy crítica, su dispersión puede tener algunos efectos muy perturbadores. Estos pueden verse como efectos de escalera en líneas diagonales, o como ecos. Cuando la imagen está aleatorizada, pueden aparecer en la pantalla manchas coloreadas (ruido cometa).

Se utilizan impulsos de amplitud mitad para definir distorsiones lineales e impulsos de amplitud completa para definir la suma de las distorsiones lineales y no lineales.

En las mediciones automáticas, la distorsión máxima de una señal HD-MAC viene dada por la relación:

$$D = \frac{A - h_0}{A} \times \rho_0 + \sum_{i \neq 0} \frac{|h_i|}{A} \times \rho_i$$

donde

- A es el nivel nominal del impulso;
- h_i son las muestras de la respuesta impulsiva;
- ρ_i es el coeficiente de ponderación.

2.3.1.8 Respuesta a la función escalón

La respuesta a la función escalón se mide utilizando una transición de amplitud completa de la línea 312 y ajustando una plantilla. Esta medición es muy importante, especialmente cuando la imagen está aleatorizada.

2.3.2 Señales de datos

2.3.2.1 Violación de código

Las violaciones del código duobinario suministran una excelente estimación de la proporción de bits erróneos (BER, *bit error rate*). Para realizar las mediciones se utilizan las redundancias del código duobinario. Este método puede aplicarse durante la transmisión, cualesquiera que sean los datos o el sonido cursados. Los demás métodos que utilizan la redundancia del código Golay en encabezamientos de paquetes y palabras de sincronización pueden emplearse para obtener la BER real, pero requieren un tiempo de observación mayor.

El tren de 20,25 Mbit/s es más sensible a la distorsión que el de 10,125 Mbit/s. No obstante, dado que 20,25 Mbit/s sólo corresponde a unas pocas líneas en la parte de imagen de la trama, (según que la calificación sea de DATV o de datos y sonido) todas las mediciones especificadas para los datos digitales también pueden efectuarse en el tren de 10,125 Mbit/s.

Las mediciones de violación del código en el tren de 10,125 Mbit/s son las mismas utilizadas para la calificación de la violación del código D2-MAC, lo que garantiza la compatibilidad con los equipos de prueba existentes.

2.3.2.2 Degradación de ruido equivalente

En la mayoría de los casos, las señales cuya calidad habrá que determinar en una cadena de transmisión estarán virtualmente libres de errores. La medición de la BER o de la violación de código podrán confirmar esta situación, pero no proporcionarán información sobre el margen disponible.

Este margen puede evaluarse añadiendo ruido aleatorio gaussiano a la señal de banda de base y trazando una curva que muestre la BER en función del nivel de ruido. Para una BER dada (10^{-4} para mediciones automáticas), por definición, la diferencia entre la relación S/N medida para una anchura de banda predefinida (5 MHz para datos LBI, 10 MHz para DATV) y la derivada de la teoría, representará la degradación equivalente.

La degradación equivalente ha de medirse incluso cuando el error residual alcance 10^{-4} sin ruido añadido. Los errores dependen de la naturaleza del ruido o de las distorsiones, y la degradación equivalente puede seguir siendo baja incluso en estas condiciones.

a) *Medición manual*

Para esta medición deberá disponerse de un instrumento de medida de la BER (o de la violación de código) y de un generador de ruido gaussiano blanco aplicado a la banda de base.

b) *Medición automática*

Pueden emplearse dos métodos que producirán resultados similares:

– *Adición de ruido a la señal:*

El ruido gaussiano se filtra sobre una anchura de banda predefinida (véase 2.3.2.2) y se añade a la señal de banda de base HD-MAC.

Su nivel se ajusta después automáticamente, de manera tal que la BER medida sea del orden de 10^{-4} .

– *Variación de los umbrales de decodificación:*

Puede demostrarse que existe una relación entre la BER debida a la variación de los umbrales y la debida al ruido añadido. La BER en función del nivel de ruido se obtiene tomando el producto convolucional de la BER como función de los umbrales, y la densidad de probabilidad de ruido.

2.3.2.3 Diagrama en ojo

El diagrama en ojo proporciona gran cantidad de información sobre la calidad de la señal digital (trenes de 10 y 20 Mbit/s). Esta información complementa las mediciones de la violación de código y de la tasa de error. Suministra una estimación de la fluctuación de fase de la señal de temporización y de la degradación debida al ruido.

No obstante, es difícil cuantificar la abertura del diagrama en ojo ya que no hay ningún parámetro que represente realmente la degradación de la señal. Por tal razón, no se propone ninguna plantilla ni valores para la medición.

Un diagrama en ojo debe pues considerarse un parámetro de comprobación subjetivo.

2.3.2.4 Fluctuación de fase de los datos

Las siguientes mediciones de la fluctuación de fase derivan de la experiencia de la transmisión digital de datos. El bajo nivel de conocimientos y experiencia en materia de mediciones de fluctuación de fase en HD-MAC no permite formular conclusiones por el momento.

Definición de la fluctuación de fase

En una transmisión digital teórica, el reloj que gobierna la transmisión de la información siempre tiene el mismo periodo T. No obstante, en una red real, el periodo no es perfecto y aparece una modulación de fase. Los impulsos llegan del reloj de referencia demasiado pronto o demasiado tarde. Este fenómeno se denomina fluctuación de fase, y puede generar errores, ya que los datos transmitidos no están verdaderamente sincronizados con el reloj de referencia.

La fluctuación de fase se mide utilizando dos parámetros principales:

- *La amplitud de la fluctuación de fase* – Ésta corresponde a la desviación cresta a cresta de la función de fase en función del tiempo. La unidad de esta característica es el intervalo unitario (UI, *unit interval*), equivalente a la desviación de un periodo de reloj.
- *La frecuencia de la fluctuación de fase* – Ésta corresponde a la frecuencia de la desviación. No obstante, en la práctica, la variación de la fluctuación de fase no tiene una forma sinusoidal pura. Es más probable que sea una combinación de diferentes frecuencias.

Anexo A

(Este anexo es parte integrante de la presente Recomendación)

A.1 Introducción

En 1.3 se dan definiciones detalladas de los elementos de señal de prueba contenidos en los Cuadros A.1 a A.6 y en las Figuras A.1 a A.6.

CUADRO A.1/J.67

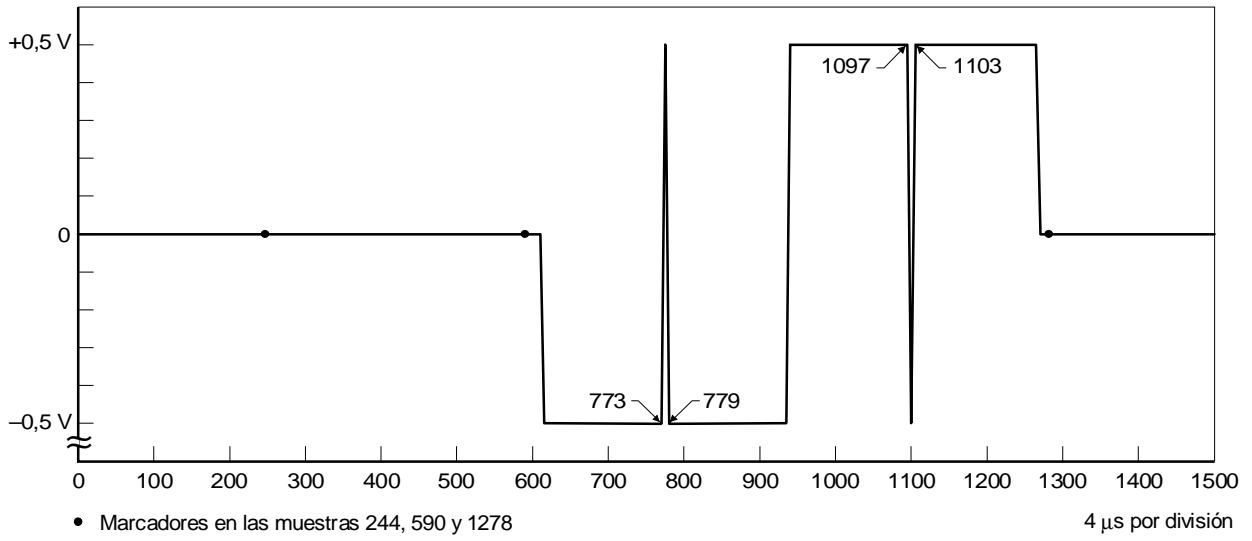
Definición de la señal 1

a) Tramas pares

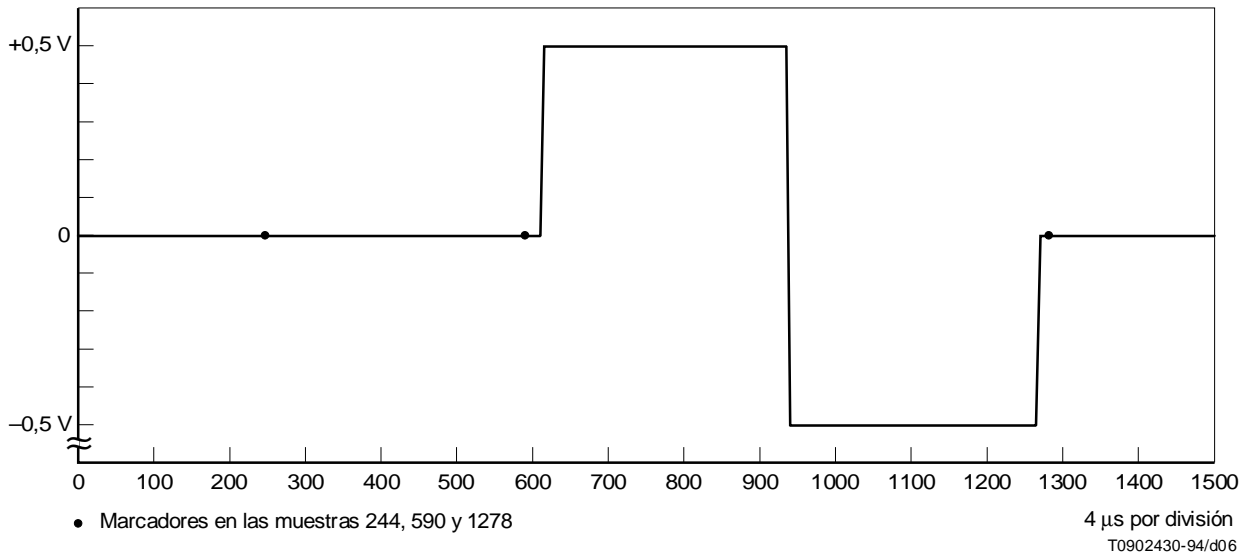
$k = 255$ a 612 : nivel 0 mV
$k = 612$ a 616 : transición de 0 mV a -500 mV
$k = 616$ a 773 : nivel -500 mV
$k = 773$ a 779 : impulso (base -500 mV; cresta $+500$ mV)
$k = 779$ a 936 : nivel -500 mV
$k = 936$ a 940 : transición de -500 mV a $+500$ mV
$k = 940$ a 1097 : nivel $+500$ mV
$k = 1097$ a 1103 : impulso (base $+500$ mV, cresta -500 mV)
$k = 1103$ a 1260 : nivel $+500$ mV
$k = 1260$ a 1264 : transición de $+500$ mV a 0 mV
$k = 1264$ a 1292 : nivel 0 mV

b) Tramas impares

$k = 255$ a 612 : nivel 0 mV
$k = 612$ a 616 : transición de 0 mV a $+500$ mV
$k = 616$ a 936 : nivel $+500$ mV
$k = 936$ a 940 : transición de $+500$ mV a -500 mV
$k = 940$ a 1260 : nivel -500 mV
$k = 1260$ a 1264 : transición de -500 mV a 0 mV
$k = 1264$ a 1292 : nivel 0 mV



a) Señal de prueba N.º 1a; trama par



b) Señal de prueba N.º 1b; trama impar

FIGURA A.1/J.67

CUADRO A.2/J.67

Definición de las señales 2a y 2b

Señal 2a: tramas pares

$k = 225$ a 244 : nivel 0 mV

$k = 244$ a 248 : transición de 0 mV a -500 mV

$k = 248$ a 268 : nivel -500 mV

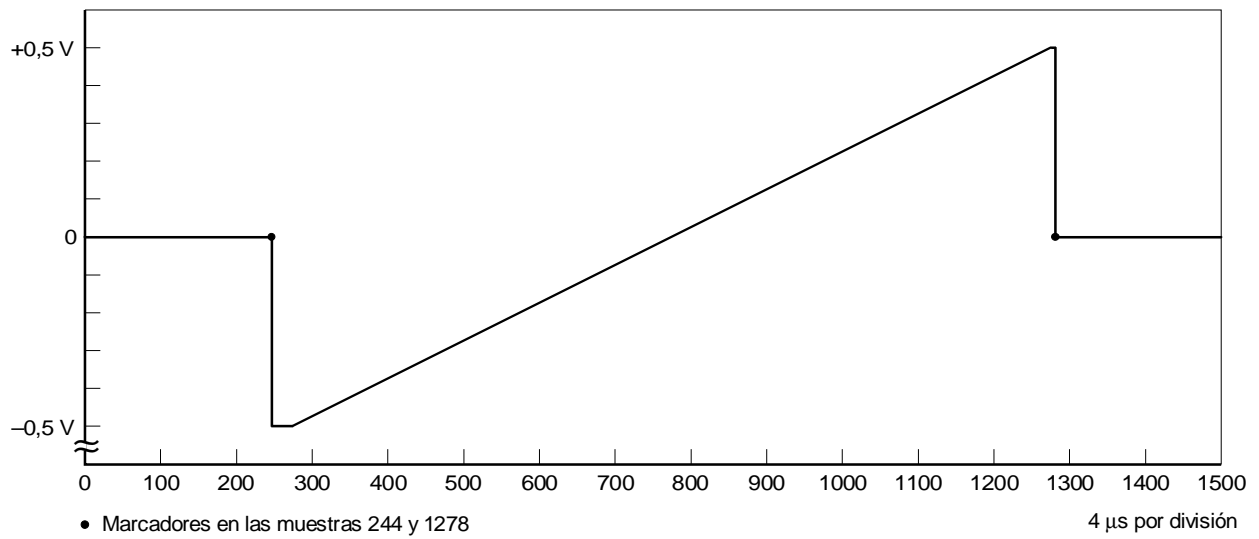
$k = 268$ a 1268 : pendiente de -500 mV a $+500$ mV

$k = 1268$ a 1274 : nivel $+500$ mV

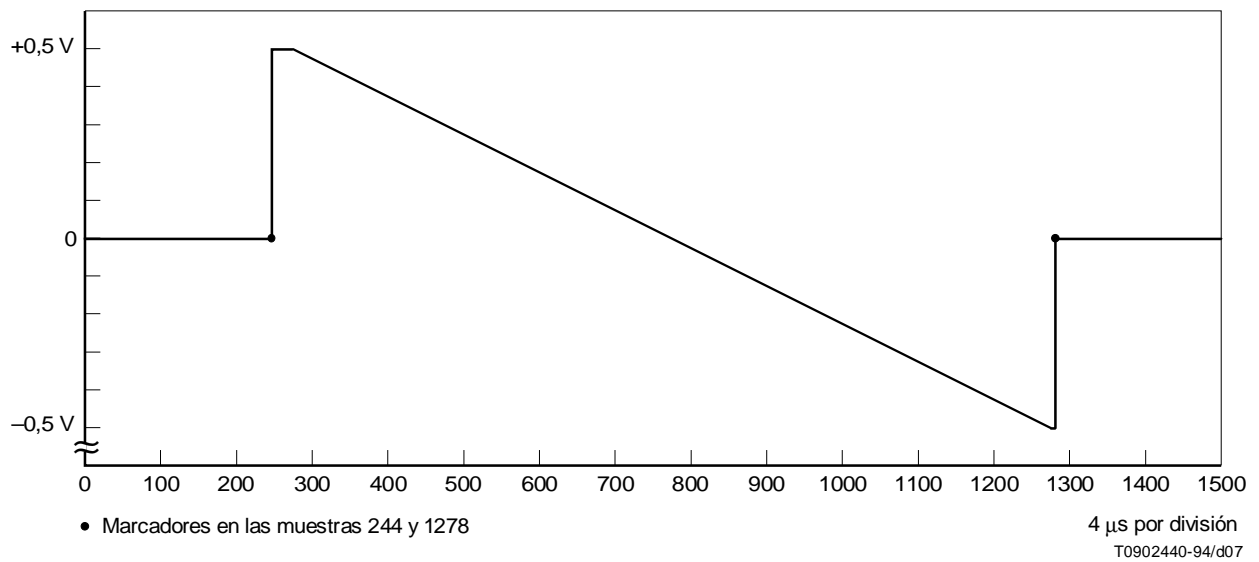
$k = 1274$ a 1278 : transición de $+500$ mV a 0 mV

$k = 1278$ a 1292 : nivel 0 mV

NOTA – La señal 2b (tramas impares) tiene la misma temporización, con los niveles invertidos.



a) Señal de prueba N.º 2a; trama par



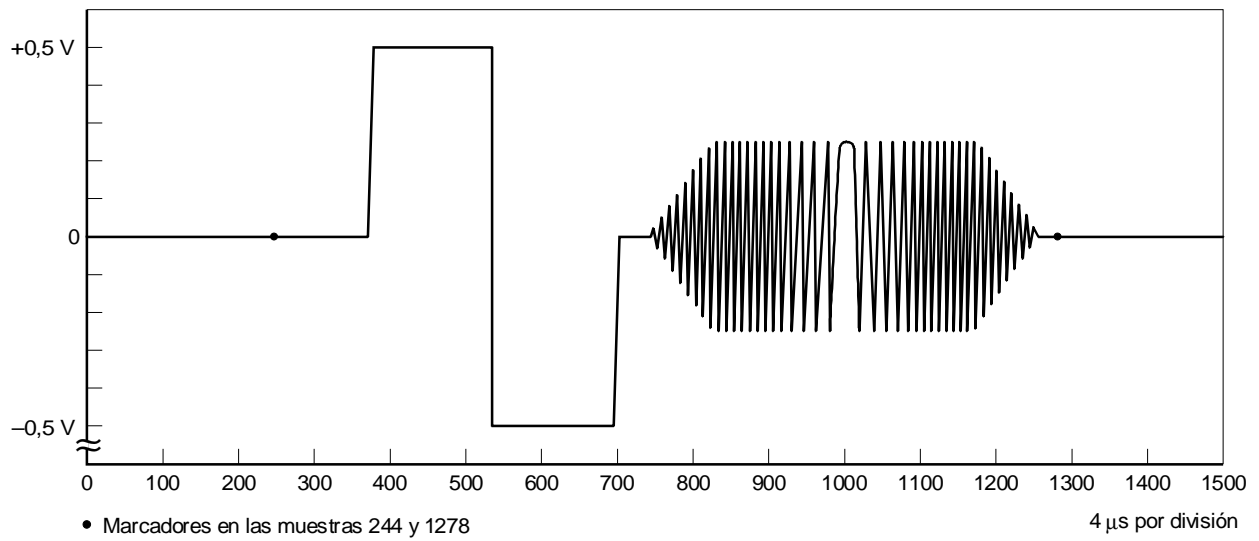
b) Señal de prueba N.º 2b; trama impar

FIGURA A.2/J.67

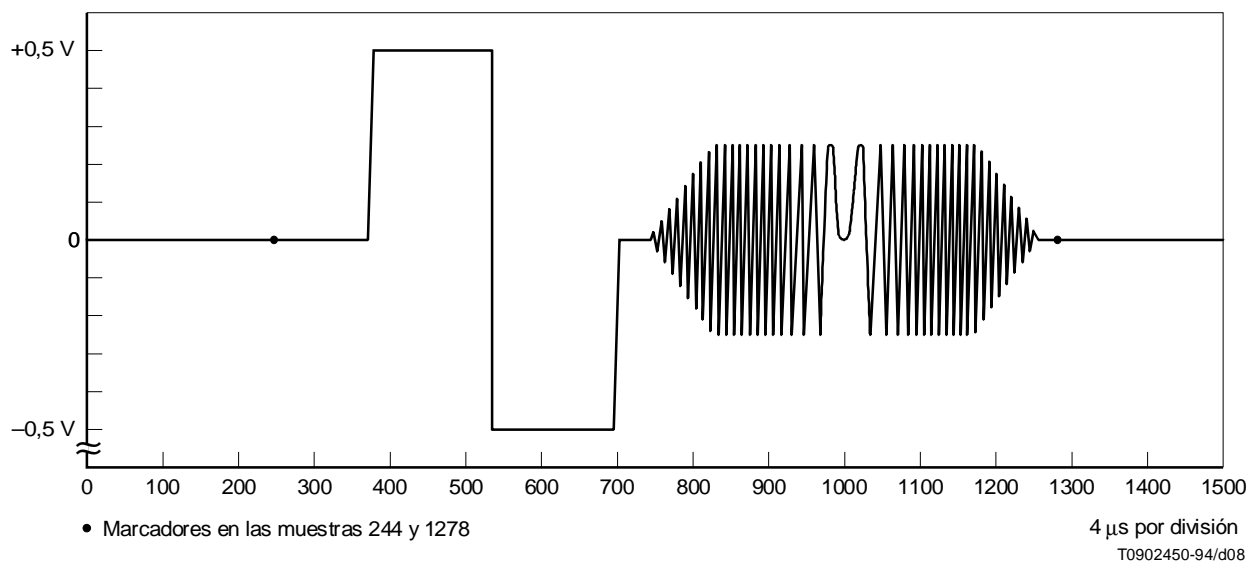
CUADRO A.3/J.67

Definición de las señales 3a y 3b

$k = 255$ a 370 :	nivel 0 mV
$k = 370$ a 374 :	transición de 0 mV a +500 mV
$k = 374$ a 532 :	nivel +500 mV
$k = 532$ a 536 :	transición de +500 mV a -500 mV
$k = 536$ a 694 :	nivel -500 mV
$k = 694$ a 698 :	transición de -500 mV a 0 mV
$k = 698$ a 739 :	nivel 0 mV
$k = 739$ a 1251 :	vobulación compleja de amplitud ± 250 mV. Transmitidas en una secuencia de 4 tramas: parte real positiva, parte imaginaria positiva, parte real negativa, parte imaginaria negativa.
$k = 1251$ a 1292 :	nivel 0 mV



a) Señal de prueba N.º 3a; trama par, polaridad positiva de señal de vobulación compleja



b) Señal de prueba N.º 3b; trama impar, polaridad positiva de señal de vobulación compleja

FIGURA A.3/J.67

CUADRO A.4/J.67

Definición de la señal 4

$k = 225$ a 244 :	nivel 0 mV
$k = 244$ a 248 :	transición de 0 mV a +250 mV
$k = 248$ a 324 :	nivel +250 mV
$k = 324$ a 330 :	impulso (base +250 mV; cresta -250 mV)
$k = 330$ a 406 :	nivel +250 mV
$k = 406$ a 410 :	transición de +250 mV a -250 mV
$k = 410$ a 486 :	nivel -250 mV
$k = 486$ a 492 :	impulso (base -250 mV, cresta +250 mV)
$k = 492$ a 607 :	nivel -250 mV
$k = 607$ a 688 :	impulso modulado a 1 MHz
$k = 688$ a 690 :	nivel -250 mV
$k = 690$ a 771 :	impulso modulado a 2 MHz
$k = 771$ a 773 :	nivel -250 mV
$k = 773$ a 854 :	impulso modulado a 3 MHz
$k = 854$ a 856 :	nivel -250 mV
$k = 856$ a 937 :	impulso modulado a 4 MHz
$k = 937$ a 939 :	nivel -250 mV
$k = 939$ a 1020 :	impulso modulado a 5 MHz
$k = 1020$ a 1022 :	nivel -250 mV
$k = 1022$ a 1103 :	impulso modulado a 6 MHz
$k = 1103$ a 1105 :	nivel -250 mV
$k = 1105$ a 1186 :	impulso modulado a 7 MHz
$k = 1186$ a 1188 :	nivel -250 mV
$k = 1188$ a 1269 :	impulso modulado a 8 MHz
$k = 1269$ a 1274 :	nivel -250 mV
$k = 1274$ a 1278 :	transición de -250 mV a 0 mV
$k = 1278$ a 1292 :	nivel 0 mV

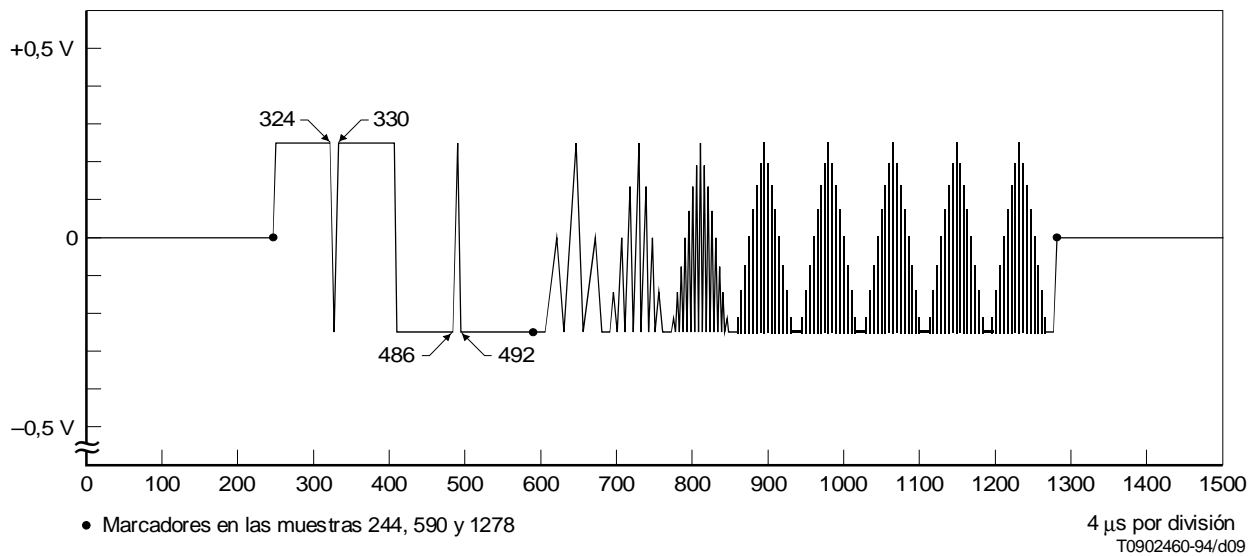


FIGURA A.4/J.67
Señal de prueba N.º 4

CUADRO A.5/J.67
Definición de la señal 5

$k = 225$ a 598 :	nivel 0 mV
$k = 598$ a 602 :	transición de 0 mV a -500 mV
$k = 602$ a 674 :	nivel -500 mV
$k = 674$ a 678 :	transición de -500 mV a -375 mV
$k = 678$ a 749 :	nivel -375 mV
$k = 749$ a 753 :	transición de -375 mV a -250 mV
$k = 753$ a 824 :	nivel -250 mV
$k = 824$ a 828 :	transición de -250 mV a -125 mV
$k = 828$ a 899 :	nivel -125 mV
$k = 899$ a 903 :	transición de -125 mV a 0 mV
$k = 903$ a 974 :	nivel 0 mV
$k = 974$ a 978 :	transición de 0 mV a +125 mV
$k = 978$ a 1049 :	nivel +125 mV
$k = 1049$ a 1053 :	transición de +125 mV a +250 mV
$k = 1053$ a 1124 :	nivel +250 mV
$k = 1124$ a 1128 :	transición de +250 mV a +375 mV
$k = 1128$ a 1199 :	nivel +375 mV
$k = 1199$ a 1203 :	transición de +375 mV a +500 mV
$k = 1203$ a 1274 :	nivel +500 mV
$k = 1274$ a 1278 :	transición de +500 mV a 0 mV
$k = 1278$ a 1292 :	nivel 0 mV

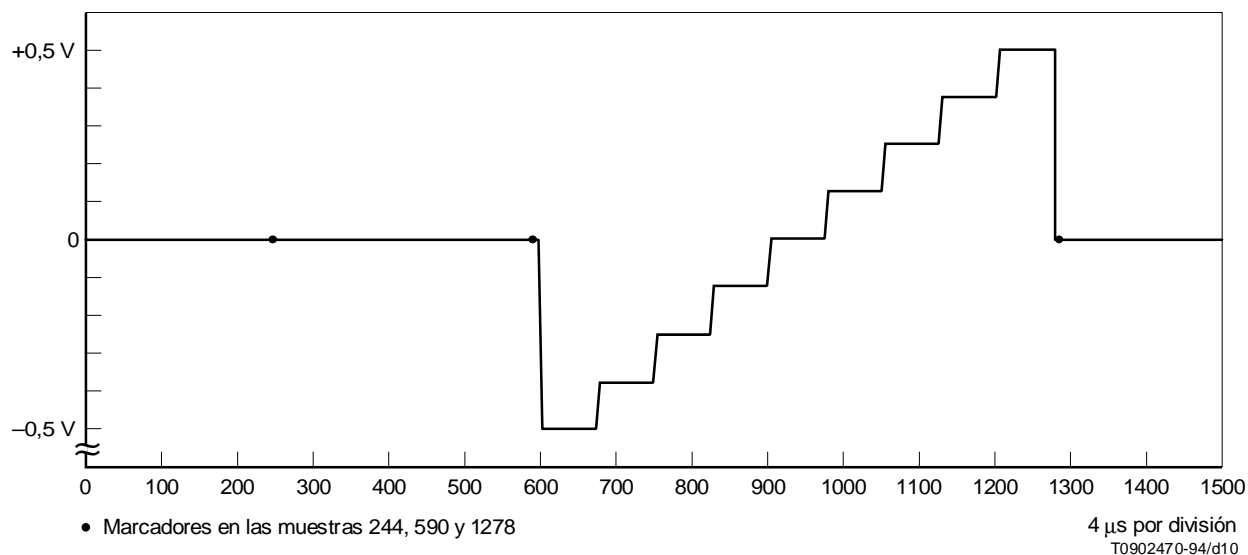


FIGURA A.5/J.67
Señal de prueba n.º 5

CUADRO A.6/J.67
Definición de la señal 6

$k = 225$ a 244 :	nivel 0 mV
$k = 244$ a 248 :	transición de 0 mV a -250 mV
$k = 248$ a 365 :	nivel -250 mV
$k = 365$ a 369 :	transición de -250 mV a +250 mV
$k = 369$ a 486 :	nivel +250 mV
$k = 486$ a 490 :	transición de +250 mV a 0 mV
$k = 490$ a 607 :	nivel 0 mV
$k = 607$ a 688 :	ráfaga 1 MHz
$k = 688$ a 690 :	nivel 0 mV
$k = 690$ a 771 :	ráfaga 2 MHz
$k = 771$ a 773 :	nivel 0 mV
$k = 773$ a 854 :	ráfaga 3 MHz
$k = 854$ a 856 :	nivel 0 mV
$k = 856$ a 937 :	ráfaga 4 MHz
$k = 937$ a 939 :	nivel 0 mV
$k = 939$ a 1020 :	ráfaga 5 MHz
$k = 1020$ a 1022 :	nivel 0 mV
$k = 1022$ a 1103 :	ráfaga 6 MHz
$k = 1103$ a 1105 :	nivel 0 mV
$k = 1105$ a 1186 :	ráfaga 7 MHz
$k = 1186$ a 1188 :	nivel 0 mV
$k = 1188$ a 1269 :	ráfaga 8 MHz
$k = 1269$ a 1292 :	nivel 0 mV

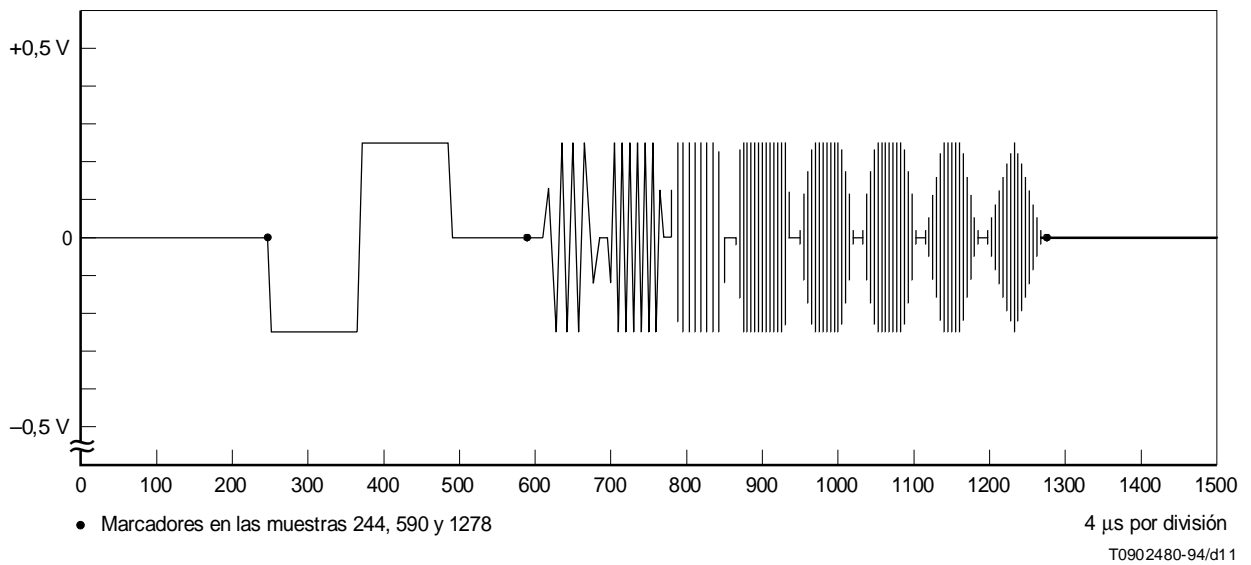


FIGURA A.6/J.67
Señal de prueba n.º 6

Anexo B

(Este anexo es parte integrante de la presente Recomendación)

B.1 Introducción

En 2.2 se proporcionan definiciones detalladas de los elementos de la señal de prueba que figuran en los Cuadros B.1, B.2 y B.3.

En los Cuadros B.1, B.2 y B.3, las transiciones citadas son cuatro transiciones T descritas en 1.3.2.2 y k es el número de muestra.

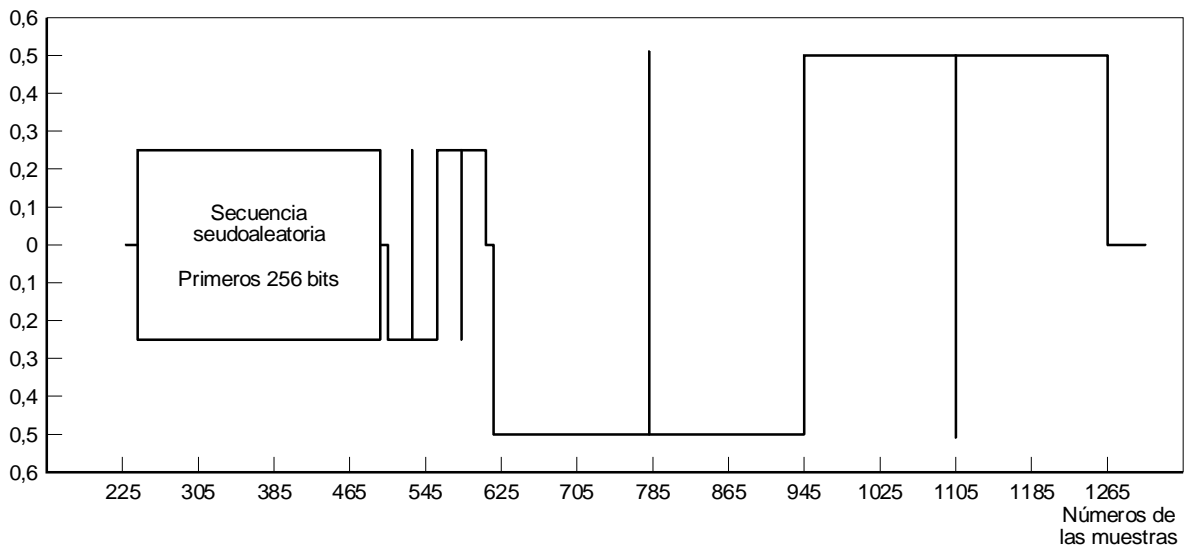
CUADRO B.1/J.67

Señal de prueba n.º 1: línea 312
a) Trama par [véase la Figura B.1 a)]

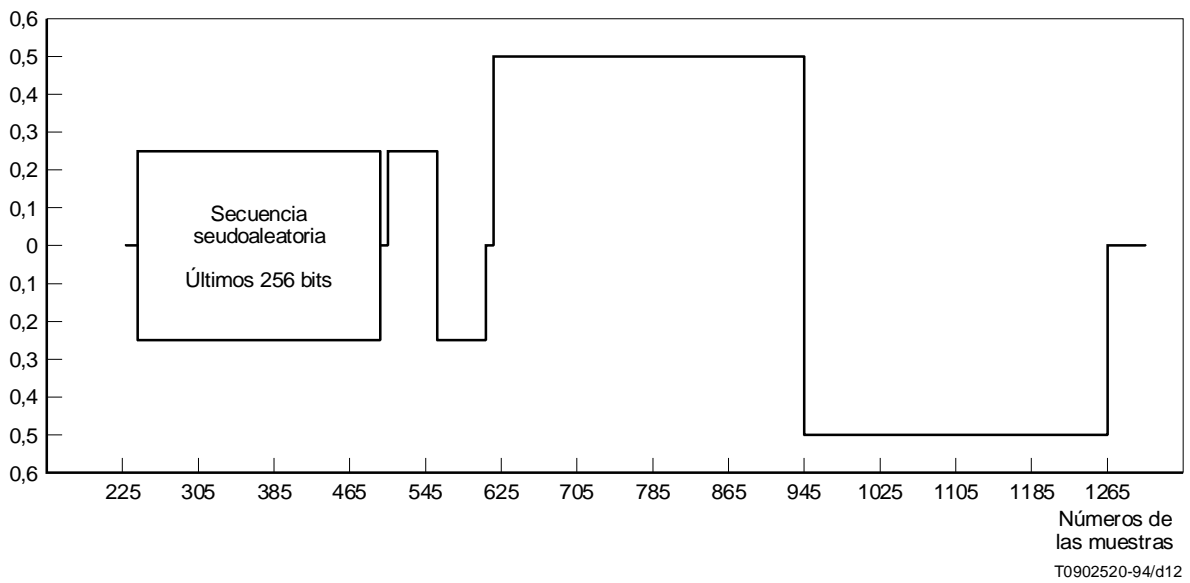
$k = 225$ a 233 :	nivel 0 mV
$k = 234$ a 489 :	nivel -250 mV ó 250 mV (secuencia pseudoaleatoria)
$k = 490$ a 499 :	nivel 0 mV
$k = 500$ a 524 :	nivel -250 mV
$k = 525$:	nivel 250 mV
$k = 526$ a 550 :	nivel -250 mV
$k = 551$ a 575 :	nivel 250 mV
$k = 576$:	nivel -250 mV
$k = 577$ a 601 :	nivel 250 mV
$k = 602$ a 614 :	nivel 0 mV
$k = 615$ a 775 :	nivel -500 mV
$k = 776$:	nivel 500 mV
$k = 777$ a 938 :	nivel -500 mV
$k = 939$ a 1099 :	nivel 500 mV
$k = 1100$:	nivel -500 mV
$k = 1101$ a 1262 :	nivel 500 mV
$k = 1263$ a 1292 :	nivel 0 mV

b) Trama impar [véase la Figura B.1 b)]

$k = 225$ a 233 :	nivel 0 mV
$k = 234$ a 489 :	nivel -250 mV ó 250 mV (secuencia pseudoaleatoria)
$k = 490$ a 499 :	nivel 0 mV
$k = 500$ a 550 :	nivel 250 mV
$k = 551$ a 601 :	nivel -250 mV
$k = 602$ a 614 :	nivel 0 mV
$k = 615$ a 938 :	nivel +500 mV
$k = 939$ a 1262 :	nivel -500 mV
$k = 1263$ a 1292 :	nivel 0 mV



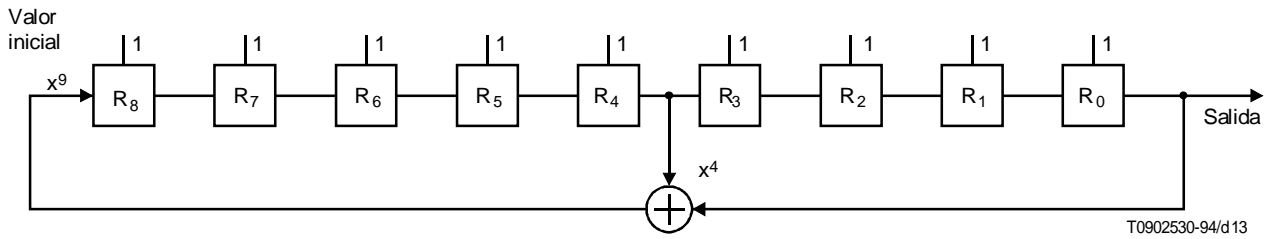
a) Trama par



b) Trama impar

T0902520-94/d12

FIGURA B.1/J.67
Señal de prueba n.º 1



R₀ à R₈: Registros

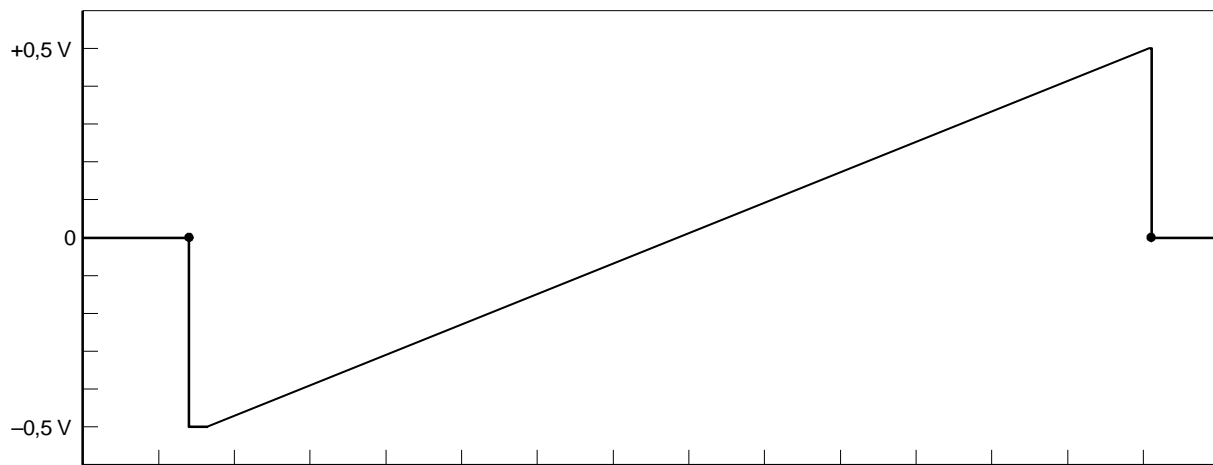
FIGURA B.2/J.67
Generador pseudoaleatorio para la ecualización

CUADRO B.2/J.67

Señal de prueba n.º 2: línea 623
a) Trama par [véase Figura B.3 a)]

$k = 225$ a 244 : nivel 0 mV
$k = 244$ a 248 : transición de 0 mV a -500 mV
$k = 248$ a 268 : nivel -500 mV
$k = 268$ a 1268 : rampa de -500 mV a $+500$ mV
$k = 1268$ a 1274 : nivel $+500$ mV
$k = 1274$ a 1278 : transición de $+500$ mV a 0 mV
$k = 1278$ a 1292 : nivel 0 mV

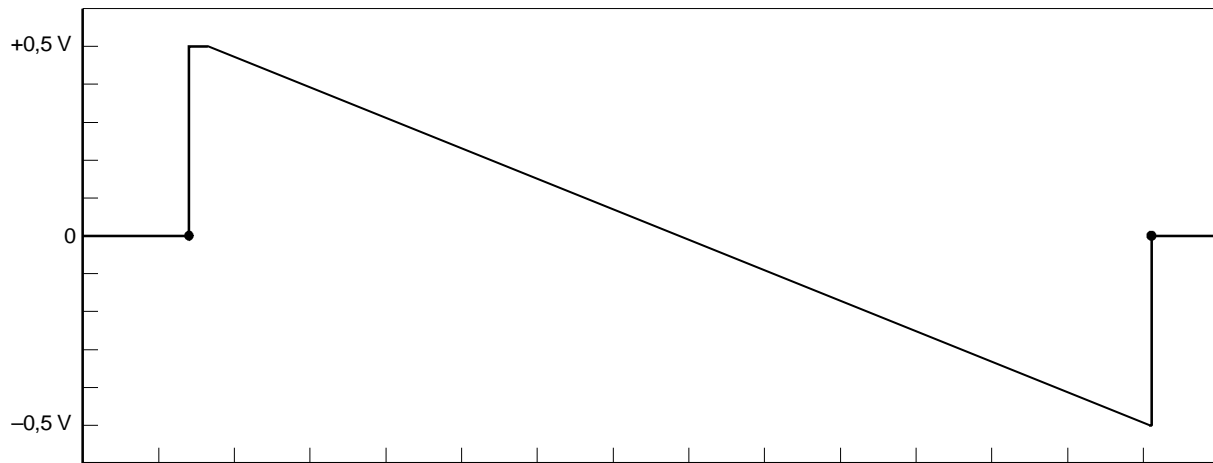
En las tramas impares, los niveles se invierten [véase la Figura B.3 b)]



• Marcadores en las muestras 244 y 1278

4 μ s por división

a) Trama par



• Marcadores en las muestras 244 y 1278

4 μ s por división
T0902540-94/d14

b) Trama impar

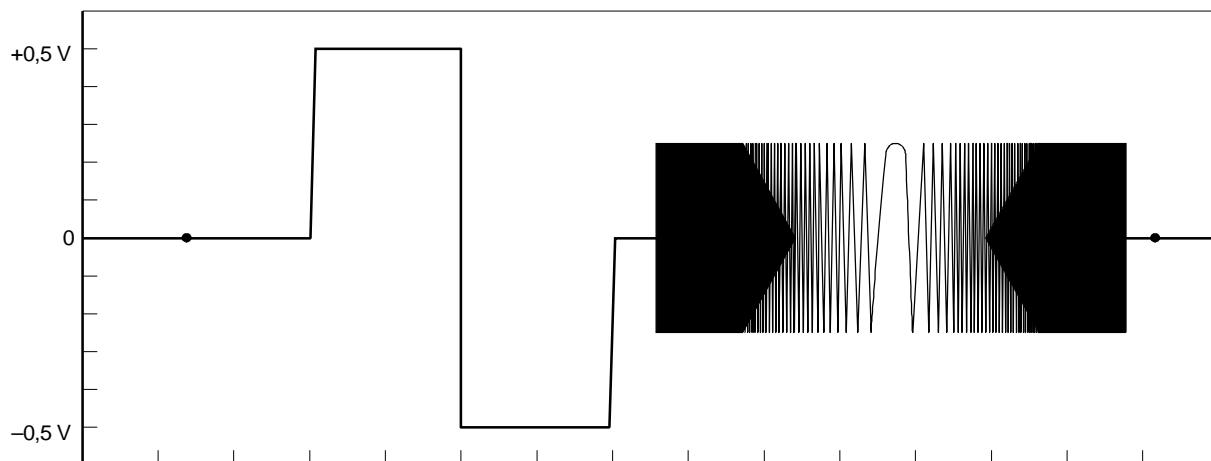
FIGURA B.3/I.67
Señal de prueba n.º 2

CUADRO B.3/J.67

Señal de prueba n.º 3: línea 624

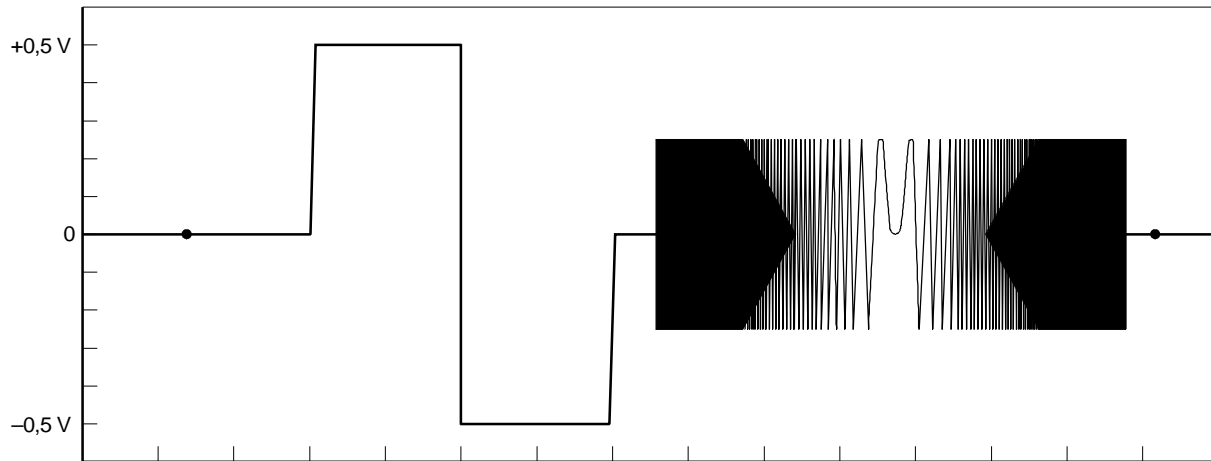
(véase la Figura B.4)

$k = 225$ a 370 :	nivel 0 mV
$k = 370$ a 374 :	transición de 0 mV a +500 mV
$k = 374$ a 532 :	nivel +500 mV
$k = 532$ a 536 :	transición de +500 mV a -500 mV
$k = 536$ a 694 :	nivel -500 mV
$k = 694$ a 698 :	transición de -500 mV a 0 mV
$k = 698$ a 739 :	nivel 0 mV
$k = 739$ a 1251 :	vobulación compleja con los niveles ± 250 mV transmitidos en una secuencia de cuatro tramas: parte real positiva, parte imaginaria positiva, parte real negativa y parte imaginaria negativa.
$k = 1251$ a 1292 :	nivel 0 mV



● Marcadores en las muestras 244 y 1278

a) Trama par



T0902550-94/d15

● Marcadores en las muestras 244 y 1278

b) Trama impar

FIGURA B.4/J.67
Señal de prueba n.º 3

Anexo C

(Este anexo es parte integrante de la presente Recomendación)

C.1 Introducción

Para la medición de la relación señal/ruido ponderada se utilizan dos filtros. Ambos derivan de los Anexos 2 y 3 de la Recomendación 421-3 del antiguo CCIR, con nuevos valores apropiados.

C.2 Filtro de paso bajo para mediciones del ruido aleatorio continuo

Este filtro se define de acuerdo con la Recomendación 421-3 del antiguo CCIR, con $f_c = 10$ MHz, sin compensación de retardo de grupo (véanse las Figuras C.1 y C.2 y el Cuadro C.1).

NOTA – Este filtro es el mismo definido en el Anexo II a la Parte C de la Recomendación J.61 (antigua Recomendación UIT-R CMTT.567-3), con $f_c = 5$ MHz.

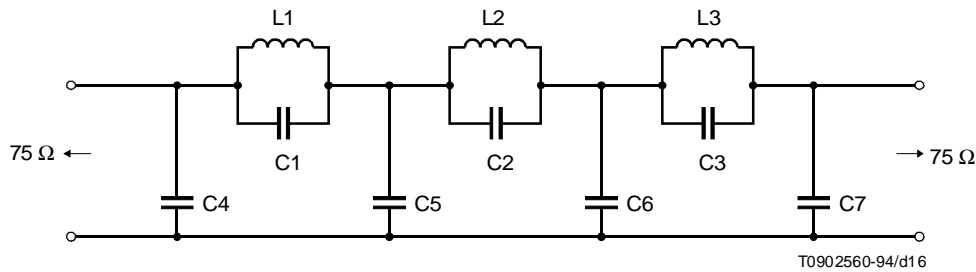
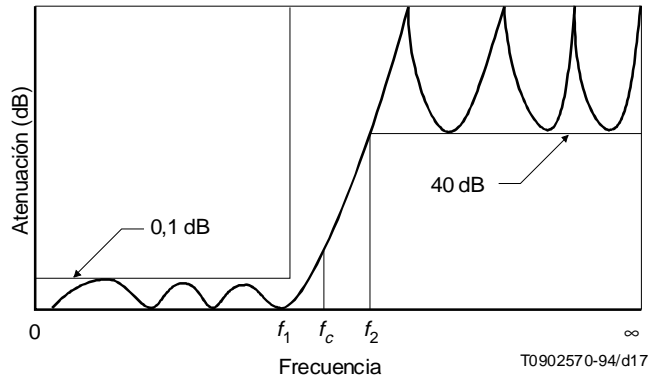


FIGURA C.1/J.67

CUADRO C.1/J.67

	Límite superior nominal de videofrecuencia: f_c (MHz)		
	L (μ H)	C (pF)	f (MHz)
1	$14,38/f_c$	$497,6/f_c$	$1,8816 f_c$
2	$7,673/f_c$	$2723/f_c$	$1,1011 f_c$
3	$8,600/f_c$	$1950/f_c$	$1,2290 f_c$
4		$2139/f_c$	
5		$2815/f_c$	
6		$2315/f_c$	
7		$1297/f_c$	
<p>NOTAS</p> <p>1 Cada capacidad citada es el valor total, incluidas todas las capacidades parásitas correspondientes y debe ser correcta con una aproximación de $\pm 2\%$.</p> <p>2 Cada inductor debe ajustarse para que la pérdida de inserción sea un máximo a la frecuencia indicada apropiada, f (MHz).</p>			

f/f_c	dB	f/f_c	dB
0,98	0,1	1,04	14,8
0,99	0,5	1,05	18,8
1,00	1,8	1,06	23,0
1,01	4,2	1,07	27,7
1,02	7,3	1,08	33,3
1,03	10,9	1,09	41,0



Pérdida de inserción teórica
 $f_1 = 0,9 f_2$ por diseño
 Frecuencia de sobreoscilación = f_c por diseño
 $f_1 = 0,9807 f_c$
 $f_2 = 1,0897 f_c$

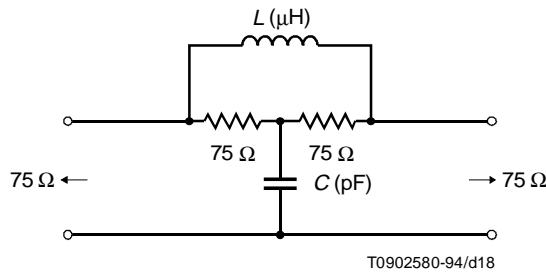
NOTAS

- 1 La curva de pérdida de inserción teórica representada corresponde a un factor Q infinito. En la práctica, Q debe ser por lo menos del orden de 100 a la frecuencia f_c .
- 2 Los límites de las características de pérdida de inserción/frecuencia están especificados indirectamente por las tolerancias indicadas para los valores componentes.

FIGURA C.2/J.67

C.3 Red de ponderación del ruido aleatorio continuo

Este filtro se define de acuerdo con la Recomendación 421-3 del antiguo CCIR, con $\tau = 50$ ns (véase la Figura C.3).



$$L (\mu\text{H}) = 75 \tau (\mu\text{s}); C (\text{pF}) = \frac{\tau (\mu\text{s})}{75} \cdot 10^4$$

$$\text{Pérdida de inserción (dB)} = 10 \log_{10} [1 + (2\pi\tau f)^2]$$

FIGURA C.3/J.67