

## RECOMENDACIÓN UIT-R BS.1194-2

**SISTEMAS DE MULTIPLEXACIÓN PARA LA RADIODIFUSIÓN SONORA EN  
MODULACIÓN DE FRECUENCIA CON CANAL DE DATOS EN SUBPORTADORA  
Y CAPACIDAD DE TRANSMISIÓN RELATIVAMENTE  
ELEVADA PARA RECEPCIÓN FIJA Y MÓVIL**

(Cuestión UIT-R 71/10)

(1995-1998)

La Asamblea de Radiocomunicaciones de la UIT,

*considerando*

- a) que muchos países utilizan el sistema de radiocomunicaciones de datos (RDS) conforme a la Recomendación UIT-R BS.643;
- b) que aunque el RDS admite muchos de los servicios de datos necesarios, la capacidad de datos es limitada;
- c) que es un requisito fundamental obtener la compatibilidad entre los servicios estereofónicos con modulación de frecuencia (MF) que comprenden el RDS y cualquier nuevo sistema adicional de subportadora;
- d) que se puede necesitar una capacidad de datos mucho mayor para ciertas aplicaciones;
- e) que los sistemas de radiocanal de datos con subportadora de datos pueden ofrecer una capacidad mucho mayor que el RDS y cumplir los criterios del § c) en materia de relaciones de protección y niveles de interferencia;
- f) que ya se han puesto en servicio sistemas de datos a gran velocidad;
- g) que la diversidad de aplicaciones que se describe en la Recomendación UIT-R BS.1350 va en contra de la conveniencia de un único sistema para todas las aplicaciones,

*recomienda*

**1** que para la multiplexación de la radiodifusión sonora de modulación de frecuencia (MF) con un canal de datos de subportadora de gran capacidad relativa de transmisión se utilice uno de los sistemas que se indican a continuación :

- el sistema de radiocanal de datos (Data Radio Channel (DARC)) especificado en el anexo 1, que ha de ser el más adecuado por su elevado nivel de compatibilidad con el canal principal de difusión de audio, para los servicios de transporte inteligentes; o
- el sistema de datos de gran velocidad (High Speed Data System (HSDS)) que se especifica en el anexo 2, que es el más adecuado por su ciclo de trabajo mínimo para el ahorro de potencia y para los servicios de radiobúsqueda; o
- el sistema de canal de información de transmisión en subportadora (Subcarrier Transmission Information Channel (SITC)) especificado en el anexo 3, que es el más adecuado por su fiabilidad de mensajes largos en la transmisión multitrayecto, para los servicios de transporte inteligente, especialmente cuando se utiliza un procesamiento audio de alto nivel en el canal de audio de difusión principal.

NOTA 1 – La Recomendación ITU-R BS.1350, en la que se especifican las necesidades de servicio ayudará a las empresas de radiodifusión a evaluar sus necesidades de servicio con los sistemas de datos a gran velocidad disponibles.

NOTA 2 – El apéndice 1 ofrece una comparación de los sistemas. El apéndice 2 da los resultados de las pruebas de los tres sistemas efectuadas de forma separada por una entidad independiente de Estados Unidos.

## Descripción de sistema: Sistema A, Radio Canal de Datos (DARC)

El sistema DARC ofrece un equilibrio muy aceptable entre caudal, solidez y anchura de banda ocupada, para múltiples aplicaciones de una subportadora de datos normalizada. El sistema está concebido para minimizar los efectos de la transmisión multitrayecto y del desvanecimiento en el canal, en entornos fijos y móviles. La corrección de errores y la detección tridimensional permiten una recepción de datos prácticamente sin errores con todos los tipos de receptor.

Algunas de las aplicaciones multiplexadas del DARC son:

- información visualizada en el receptor en forma de páginas múltiples de texto y gráficos incluyendo, la información del programa de audio, noticias, deportes, información meteorológica, datos de navegación e información de viajes, y otras varias;
- actualización de bancos de datos de computador y transferencia de ficheros;
- radiobúsqueda y mensajería portátiles y acceso condicional (capacidad de dirección del receptor);
- datos de corrección DGPS para receptores portátiles y móviles.

El método de modulación de manipulación de fase mínima controlada en nivel (MDMN) del sistema DARC permite llegar a realizaciones de receptor fáciles y económicas.

Las especificaciones de la subportadora MF DARC figuran en la norma de la ETSI ETS 300 751.

### 1 Características de modulación (capa física)

#### 1.1 Frecuencia de la subportadora

La frecuencia subportadora es un tono de 76 kHz, enganchado en fase con el cuarto armónico y, en el caso de la estereofonía, el tono piloto.

La tolerancia de frecuencia será de  $76 \text{ kHz} \pm 7,6 \text{ Hz}$  (0,01%) y la diferencia de fase del tono piloto no excederá de  $\pm 5^\circ$ .

#### 1.2 Método de modulación

Se utiliza la modulación por desplazamiento mínimo con control por el nivel (MDMN) con una conformación del espectro acorde a la Figura 1. MDMN es una forma de MDM en la cual la amplitud está controlada por la diferencia entre las señales izquierda y derecha de sonido estereofónico. Se utiliza una frecuencia de  $76 \text{ kHz} + 4 \text{ kHz}$  cuando el dato de entrada es 1 y  $76 \text{ kHz} - 4 \text{ kHz}$  cuando el dato de entrada es 0.

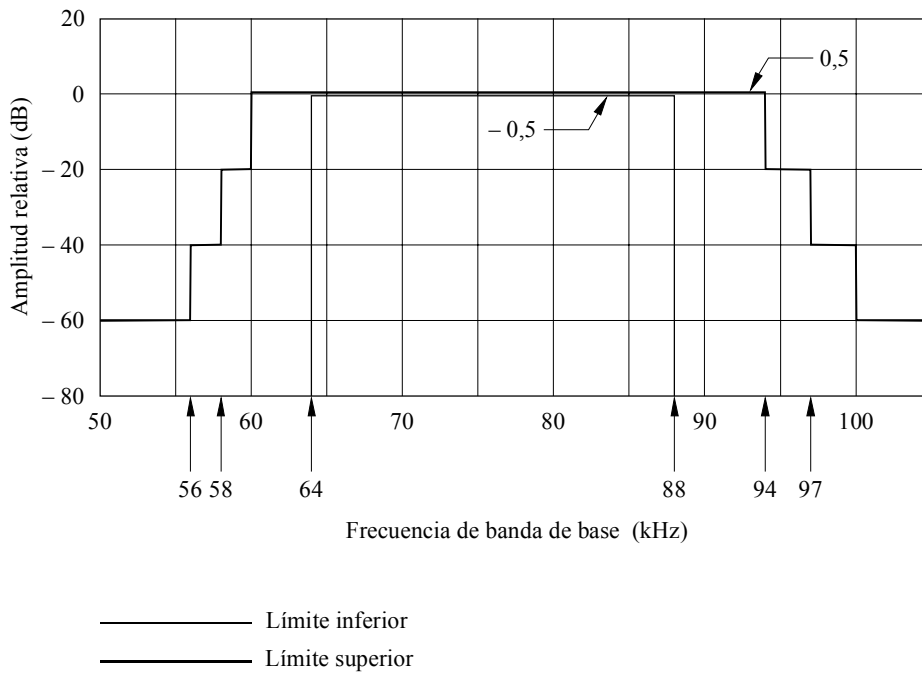
#### 1.3 Velocidad binaria

La velocidad binaria es de  $16 \text{ kbit/s} \pm 1,6 \text{ bit/s}$ .

#### 1.4 Nivel de subportadora

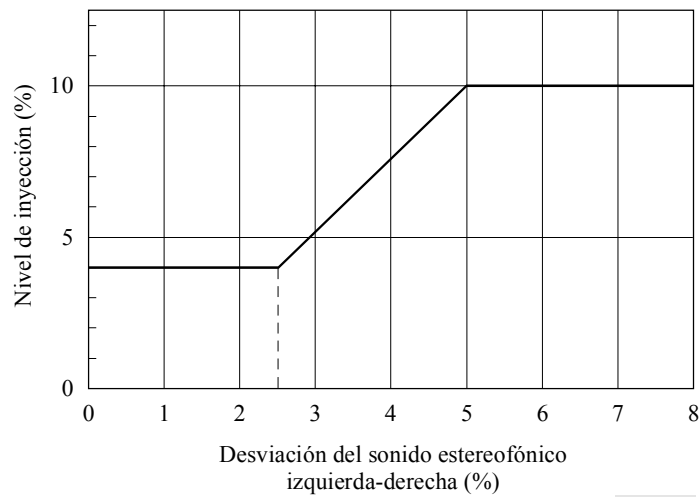
El nivel de subportadora depende del nivel de las señales izquierda-derecha (L-R) estereofónicas (véase la Figura 2). Cuando la desviación de la portadora MF principal causada por las señales L-R estereofónicas es inferior a 2,5%, la subportadora se desvía 4% ( $\pm 3 \text{ kHz}$ ) de la portadora MF principal. Cuando la desviación de la portadora MF principal causada por las señales L-R estereofónicas es superior a 5%, la subportadora se desvía hasta 10% ( $\pm 7,5 \text{ kHz}$ ) de la portadora principal. Entre estos límites, la desviación tiene una relación lineal.

FIGURA 1  
Filtro de conformación del espectro



1194-01

FIGURA 2  
Desviación de subportadora



1194-02

## 2 Estructura de trama (enlace de datos)

### 2.1 Características generales

El elemento más grande de la estructura se denomina «trama» y consiste normalmente en un total de 78 336 bits organizados en 190 bloques de información de 288 bits cada uno y 82 bloques de paridad de 288 bits cada uno.

Un bloque de información comprende un código de identificación de bloque (BIC-block identification code) de 16 bits, información de 176 bits, un CRC (*cyclic redundancy check*) de 14 bits y una paridad de 82 bits.

Un bloque de paridad comprende un BIC de 16 bits y una paridad de 272 bits.

Hay cuatro tipos diferentes de BIC (véase el cuadro 1) para generar la sincronización de bloque y la sincronización de trama.

Hay tres métodos para organizar datos, a saber los métodos A y B, que utilizan la codificación por producto  $(272,190) \times (272,190)$  y un método C que utiliza solamente código de bloque  $(272,190)$ .

Los tres métodos se identifican y distinguen mediante la secuencia de los BIC.

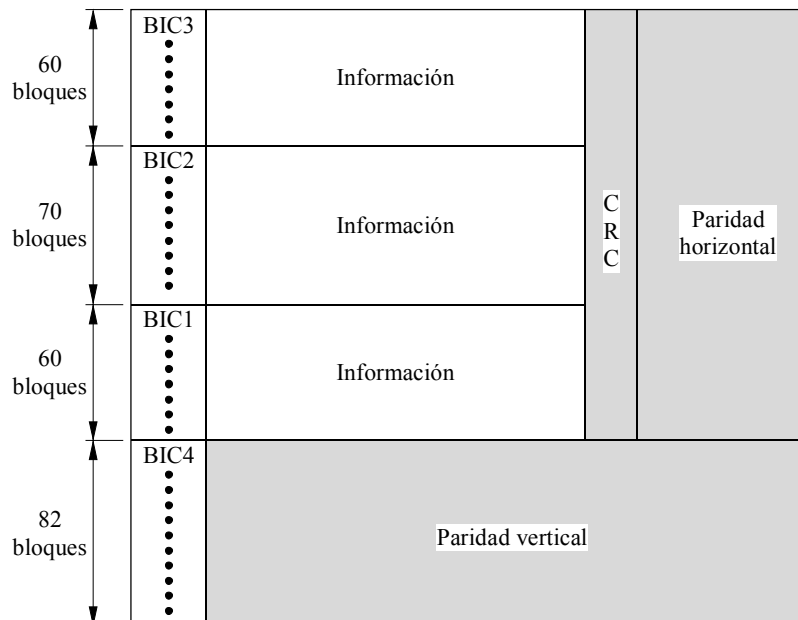
CUADRO 1  
Código de identificación de bloque (BIC)

BIC1	0001	0011	0101	1110
BIC2	0111	0100	1010	0110
BIC3	1010	0111	1001	0001
BIC4	1100	1000	0111	0101

## 2.2 Método A

Este método limita el retardo de transmisión en el lado transmisor. En el método A la trama (llamada trama A) consiste normalmente en 190 bloques de información seguidos por 82 bloques de paridad (véase la Figura 3), pero en los servicios con una fuerte demanda de transmisión en tiempo real se pueden insertar 12 bloques de información adicionales (codificados por bloque únicamente) entre los bloques de paridad en la trama codificada por producto.

FIGURA 3  
Trama conforme al método A, sin inserción de bloques en tiempo real



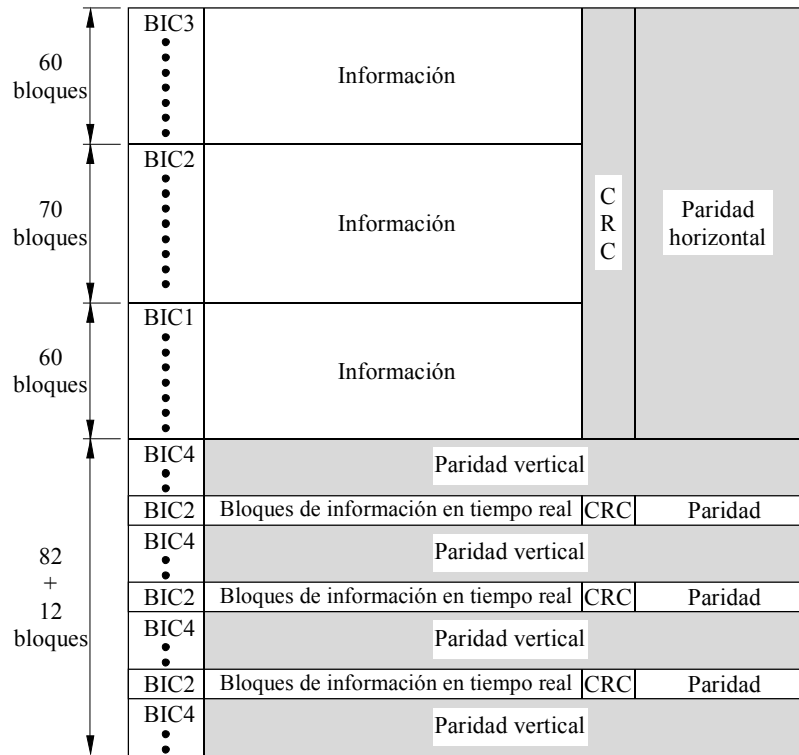
1194-03

Los 12 bloques insertados no forman parte de la trama codificada por producto. Están situados en posiciones fijas, cuatro bloques a la vez en tres posiciones (véase la Figura 4). Los cuatro primeros bloques están situados después de 20 bloques de paridad, los cuatro siguientes después de otros 21 bloques de paridad y los últimos cuatro después de otros 21 bloques de paridad.

El BIC de los bloques insertados es BIC2. El receptor extrae esos bloques y los decodifica inmediatamente.

FIGURA 4

Trama conforme al método A, con inserción estática de bloques en tiempo real



1194-04

### 2.3 Método B

Para permitir una transmisión prácticamente uniforme durante toda la trama (llamada trama B), los bloques de paridad están entrelazados con los bloques de información (véase la Figura 5). Este método provoca un retardo (unos 5 s) en el lado transmisor.

### 2.4 Método C

El método C comprende únicamente bloques de información de 288 bits. El BIC3 se utiliza en este método que está destinado a los servicios con una fuerte demanda de transmisión en tiempo real pero un nivel inferior de protección contra errores, por ejemplo para servicios en tiempo real, recepción fija o información repetitiva.

### 2.5 Código de corrección de errores

Un código de producto  $(272,190) \times (272,190)$  se utiliza para la trama en los métodos A y B, a fin de que el receptor/decodificador pueda detectar y corregir errores que se producen en la recepción. Un código de bloque  $(272,190)$  se utiliza para el método C.

El código  $(272,190)$  es un código cíclico con lógica de mayoría reducida y conjunto de diferencias decodificables. El polinomio generador para el código  $(272,190)$  viene dado por:

$$g(x) = x^{82} + x^{77} + x^{76} + x^{71} + x^{67} + x^{66} + x^{56} + x^{52} + x^{48} + x^{40} + x^{36} + x^{34} + x^{24} + x^{22} + x^{18} + x^{10} + x^4 + 1$$

### 2.6 Detección de errores

14 bits de verificación por redundancia cíclica (CRC-cyclic redundancy check) se utilizan para que el receptor/decodificador pueda detectar errores. A partir de los 176 bits de información, se calcula un CRC utilizando el polinomio generador:

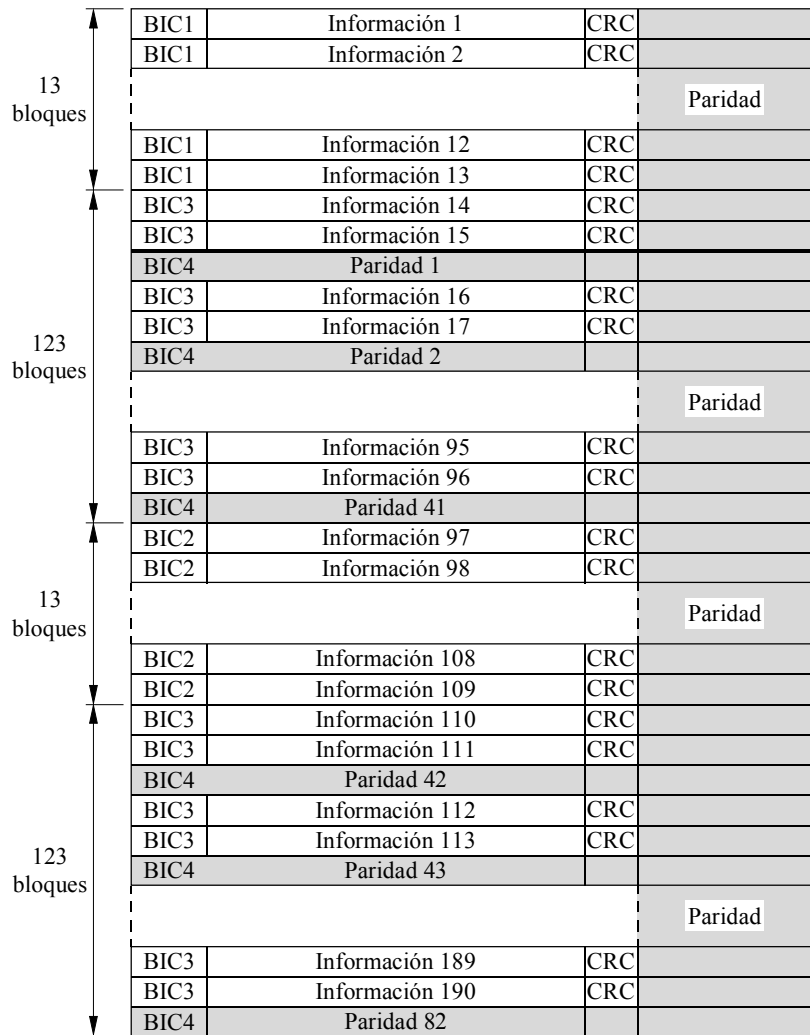
$$g(x) = x^{14} + x^{11} + x^2 + 1$$

2.7 Aleatorización

Para evitar limitaciones del formato de entrada de datos y extender el espectro de modulación, los datos deben aleatorizarse con la secuencia PN (*pseudo-noise*) especificada por:

$$g(x) = x^9 + x^4 + 1$$

FIGURA 5  
Trama conforme al método B, con entrelazado de bloques



1194-05

FIGURA 6  
Trama conforme al método C, con codificación de bloques únicamente

BIC3	Información	CRC	Paridad
------	-------------	-----	---------

1194-06

### 3 Características de explotación del DARC

#### 3.1 Características de transmisión

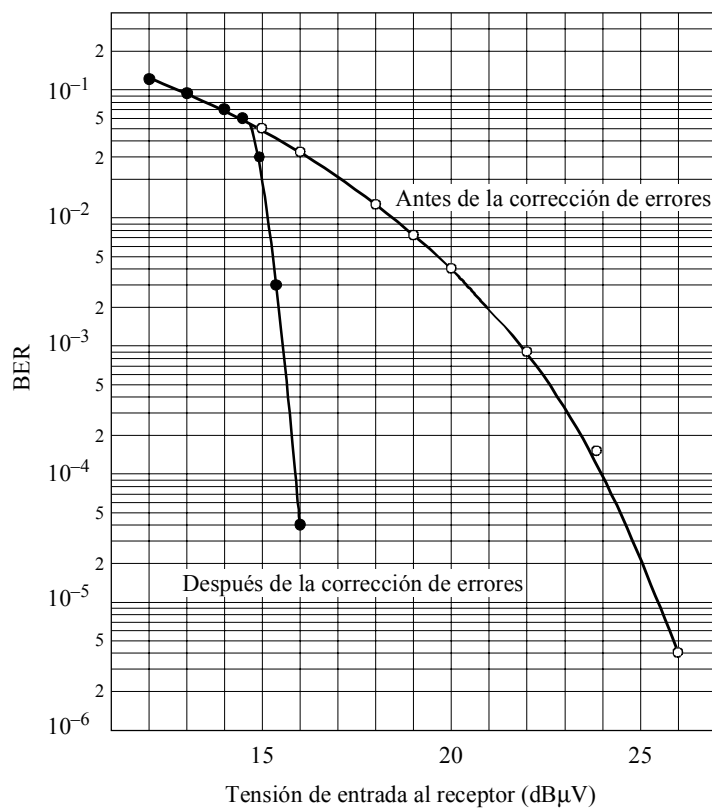
##### 3.1.1 Pruebas de transmisión en laboratorio

Se han realizado experimentos de transmisión en laboratorio para determinar la BER en función del ruido aleatorio y el desvanecimiento por trayectos múltiples.

La Figura 7 representa la BER en función de la tensión de entrada al receptor. Se observa en esa figura que la corrección de errores elimina los errores binarios cuando la tensión de entrada al receptor es de 16 dBμV o superior.

FIGURA 7

Proporción de bits erróneos en presencia de ruido aleatorio



1194-07

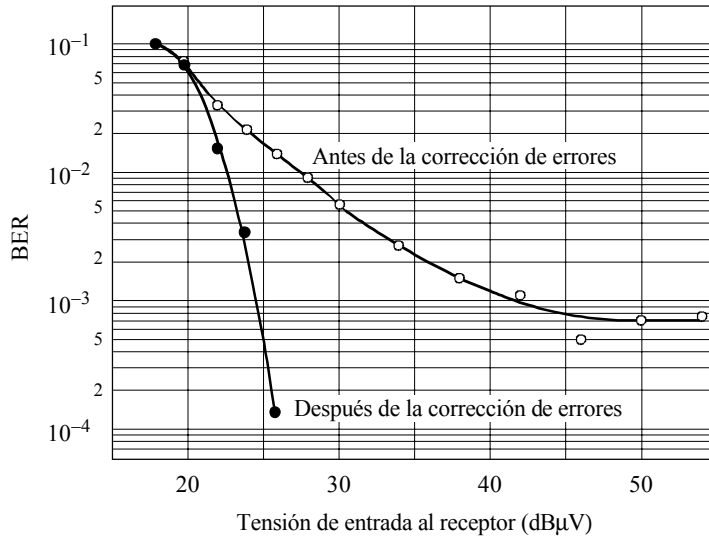
La Figura 8 representa la BER en presencia de una distorsión debida al desvanecimiento. Sin corrección de errores, la tasa de errores no es inferior a aproximadamente  $7 \times 10^{-4}$  incluso si se aumenta la tensión de entrada al receptor. La utilización de la corrección de errores permitirá mantener la tasa de errores en un nivel suficientemente bajo para tensiones de entrada superiores a 27 dBμV.

##### 3.1.2 Pruebas de transmisión en condiciones reales

La Figura 9 representa los porcentajes de tiempo de recepción adecuada en la recepción móvil. Cuando una página está constituida por un paquete, puede garantizarse un porcentaje de tiempo de 90% o superior utilizando la trama C de DARC indicada en la Figura 6. Cuando una página está constituida por 250 paquetes (8 500 bytes), las tramas A y B de DARC garantizarían un porcentaje de tiempo de recepción correcta de unos 85%.

FIGURA 8

Proporción de bits erróneos en presencia de distorsión debida al desvanecimiento

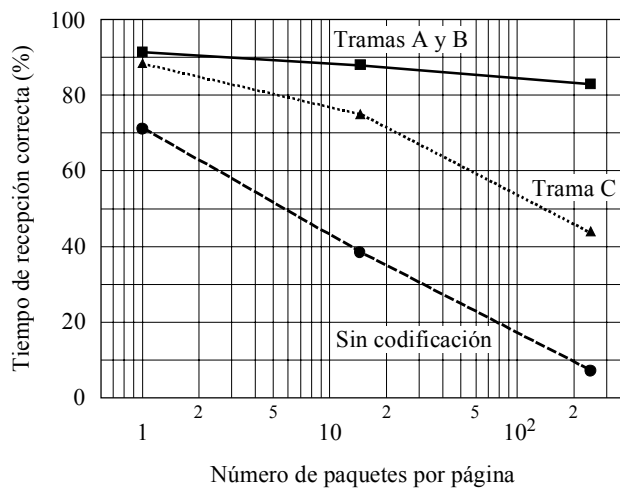


Frecuencia del desvanecimiento: 3,3 Hz  
 Dispersión por trayectos múltiples  $D/U$ : 10 dB  
 Retardo: 5 μs

1194-08

FIGURA 9

Efecto del código de corrección de errores en la zona de servicio MF



1194-09



## 3.2 Compatibilidad con la radiodifusión de sonido estereofónico

### 3.2.1 Cuestionario

La compatibilidad con la radiodifusión de sonido estereofónico es importante para decidir el nivel de multiplexión de las señales múltiplex. Una encuesta por correo de más de 2 000 personas se llevó a cabo cambiando el nivel de multiplexión de las señales MDMN que fueron multiplexadas experimentalmente con las señales de sonido estereofónico. Esas señales eran música de piano y voz.

En el cuadro 2 se indican los resultados de un estudio en términos del porcentaje de los receptores, con relación al número total de respuestas para una degradación de calidad de dos notas mediante 6 tipos de características de nivel de multiplexión.

CUADRO 2

**Número de receptores en los que se ha observado una degradación de la calidad de recepción en función del nivel de multiplexión y los porcentajes correspondientes**

Nivel mínimo de multiplexión MDMN (%)	Número de receptores	Porcentaje (%)
2	7	0,31
3	7	0,31
4	10	0,44
5	14	0,61
6,5	18	0,78
10	27	1,18

Las respuestas al cuestionario han demostrado que la proporción de receptores deteriorados puede mantenerse por debajo de 0,5% si el nivel mínimo de multiplexión de MDMN es inferior a 4%.

### 3.2.2 Evaluación subjetiva de la calidad del sonido

El procedimiento de prueba se basaba en la Recomendación UIT-R BS.562. Se utilizaron tres tipos de materiales de programa, a saber, música de piano, música pop y voz femenina.

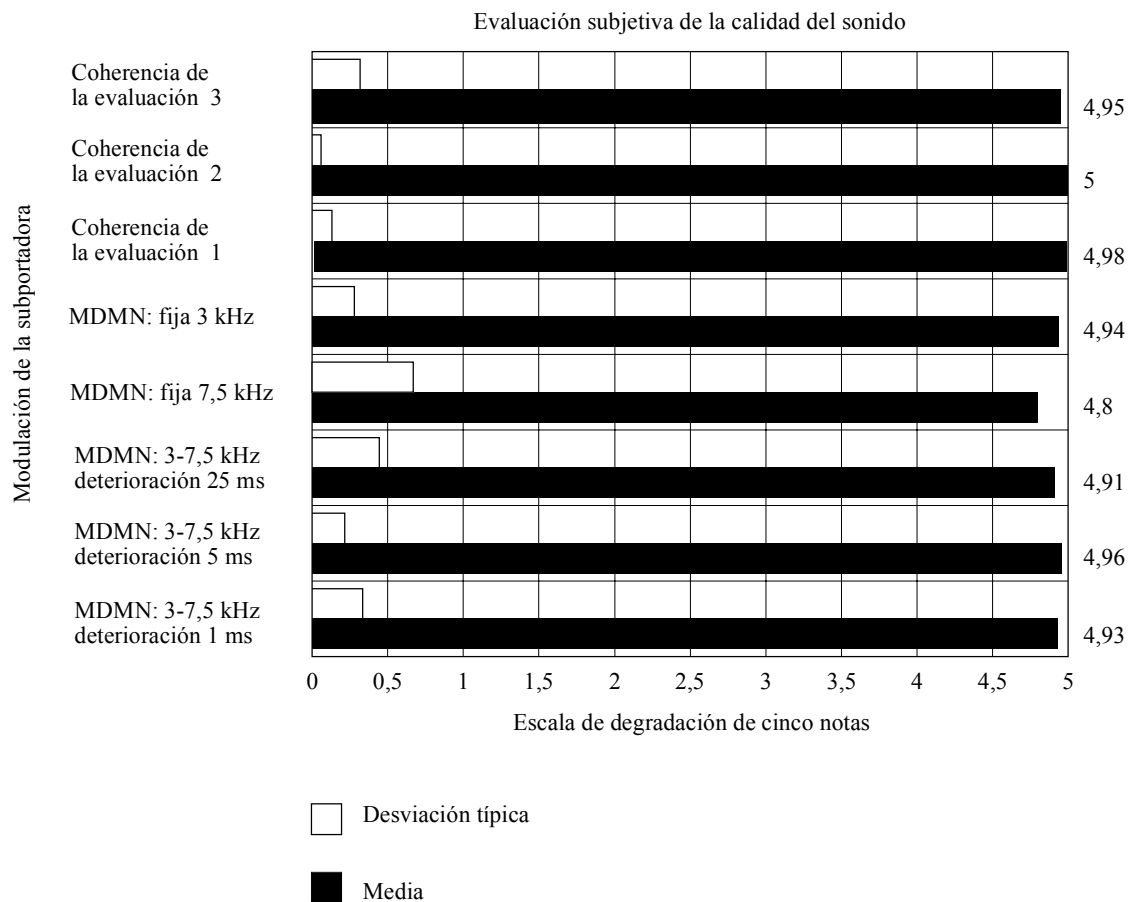
Un poco más de un centenar de personas más o menos expertas en calidad de sonido respondieron escuchando la transmisión de prueba en sus hogares y rellenando el correspondiente formulario de evaluación.

En la Figura 10 se indican los principales resultados. Puede verse la evaluación de ocho combinaciones diferentes de parámetros de subportadora para los tres tipos de programas. Se muestran los resultados para tres valores de deterioración y con la característica de control de nivel de subportadora finalmente elegida. El resultado de las pruebas de coherencia (sin subportadora) se indican para fines de comparación, así como los resultados para niveles de subportadora de 3 y 7,5 kHz constantes.

La prueba demuestra que el mejor resultado se obtiene con una frecuencia de subportadora de 76 kHz y una MDMN con el nivel de subportadora controlado para obtener una desviación de la portadora principal de entre 3 y 7,5 kHz y con un tiempo de deterioración de 5 ms. La nota media de evaluación es de 4,96 en una escala de degradación de cinco notas y el sistema se considera, por lo tanto, compatible con el sistema de radiodifusión de sonido estereofónico MF en ondas métricas.

FIGURA 10

## Resultados de la prueba de evaluación subjetiva de la calidad del sonido



1194-10

### 3.2.3 Distorsión por trayectos múltiples

En estas pruebas de compatibilidad no se han evaluado los efectos de la propagación por trayectos múltiples. Es de suponer que esas condiciones pueden causar cierta interferencia a la señal de programa principal así como, quizás, a la señal RDS si ésta es transmitida simultáneamente. En esas circunstancias, no obstante, también es de suponer que la señal de programa recibida quedará degradada por la distorsión por trayectos múltiples.

En este punto se describe la compatibilidad de la señal DARC con el programa principal en condiciones de propagación por trayectos múltiples.

La intermodulación entre una señal DARC y el tono piloto de 19 kHz da lugar a interferencia en la banda de frecuencias de audio.

La Figura 11 indica la relación señal/ruido (S/N) de audio para varias frecuencias subportadoras en las que se usa la velocidad binaria de 16 kbit/s y la modulación MDMN en condiciones de propagación multitrayecto. La figura muestra que puede obtenerse una mejor relación S/N cuando la frecuencia central subportadora es superior a 73 kHz. Este resultado pone de manifiesto que la señal DARC ofrece un buen comportamiento, pues se especifica que su frecuencia subportadora sea de 76 kHz.

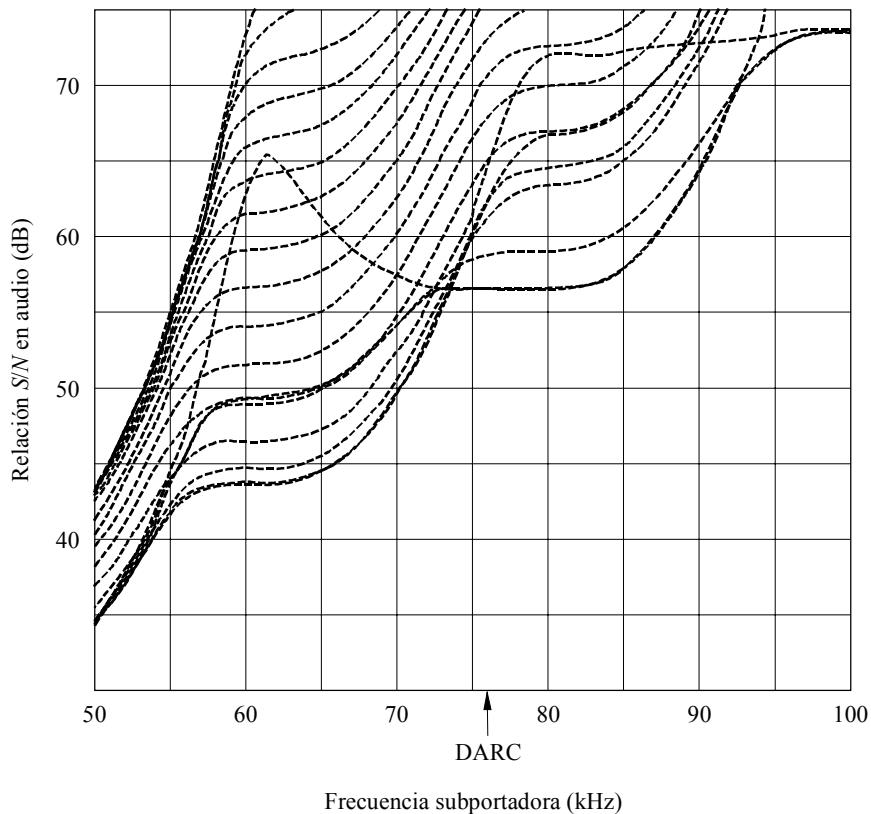
La Figura 12 muestra los resultados de la simulación de la relación S/N en audio. Estas figuras indican que la relación S/N más desfavorable se produce con una deriva de fase de RF de 180° y un retardo por la propagación multitrayecto de 9 μs.

La Figura 13 muestra el diagrama de las pruebas de laboratorio. Se estableció un nivel de entrada al receptor de  $-60$  dBm y se midió el nivel de ruido con un medidor de nivel de casi cresta y una red de ponderación, conforme a la Recomendación 468. La Figura 14 muestra la relación S/N en función del retardo multitrayecto. La relación S/N más desfavorable se produce para retardos comprendidos entre  $7 \mu\text{s}$  y  $10 \mu\text{s}$ . De las mediciones de la dispersión del retardo en la zona de Tokio se desprende que la relación D/U de una señal multitrayecto con retardo de  $7 \mu\text{s}$  es superior a  $15$  dB y para el caso de  $9 \mu\text{s}$  es superior a  $19$  dB, en el 99% de la zona. Esto indica que la condición multitrayecto más desfavorable del 99% para la relación S/N en audio es una relación D/U de  $15$  dB, para un retardo de  $7 \mu\text{s}$  y una deriva de fase de RF de  $180^\circ$ . La Figura 15 muestra la relación S/N en audio en función de un nivel de inyección inferior de MDMN, en las condiciones más desfavorable de propagación multitrayecto. La señal DARC utiliza la MDMN con el nivel de inyección inferior del 4%. La Figura 15 indica que la degradación de la relación S/N en audio debida a la multiplexación de la DARC está controlada a un nivel por debajo de  $1,5$  dB, en las condiciones de propagación multitrayecto más desfavorable del 9%.

Las pruebas de compatibilidad de la señal DARC con el programa principal en condiciones de propagación multitrayecto muestran que, en la situación multitrayecto más desfavorable del 99% que da una relación D/U de  $15$  dB, y un retardo de  $7 \mu\text{s}$  junto a una diferencia de fase de RF de  $180^\circ$  en la zona de Tokio, se observaba una degradación de la relación S/N en audio inferior a  $1,5$  dB, cuando se multiplexaba la señal DARC.

FIGURA 11

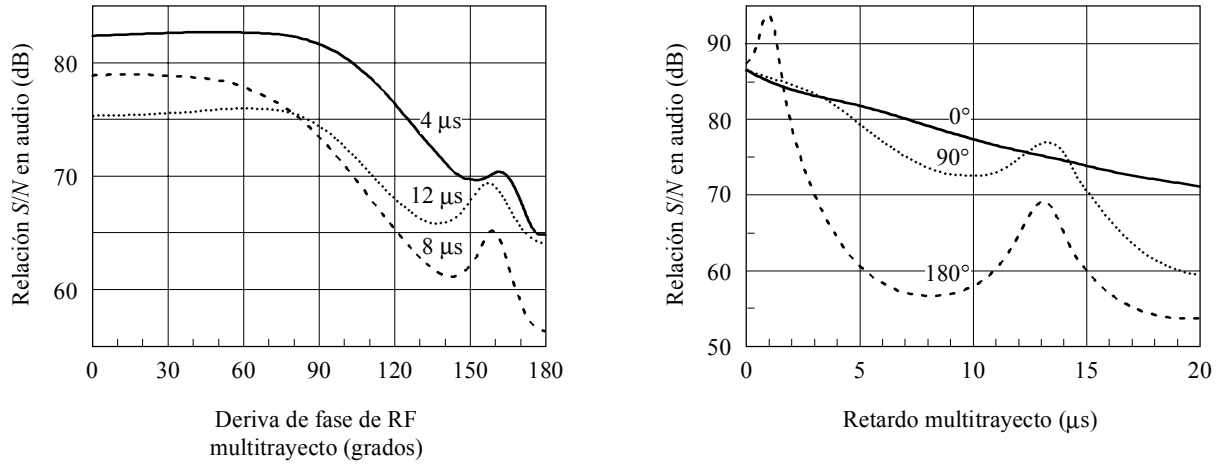
Relación S/N en audio a diversas frecuencias subportadoras



Nivel de inyección:	4%	
Relación señal deseada/no deseada (D/U):	15 dB	
Retardo:	$8 \mu\text{s}$	
Deriva de fase en RF:	$0^\circ, 10^\circ, 20^\circ, \dots, 180^\circ$	1194-11

FIGURA 12

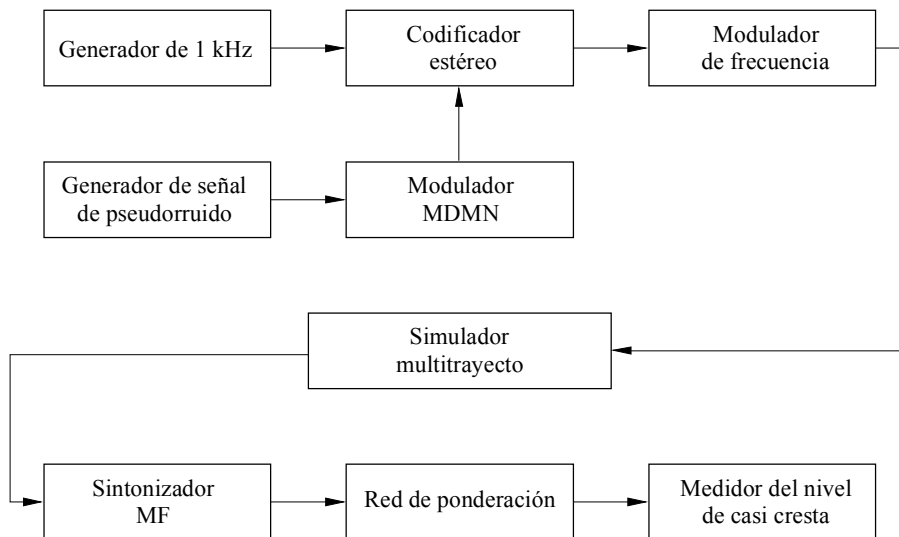
Relación  $S/N$  en audio en función de la deriva de fase de RF y del retardo multitrayecto  
(Relación  $D/U$ : 15 dB)



1194-12

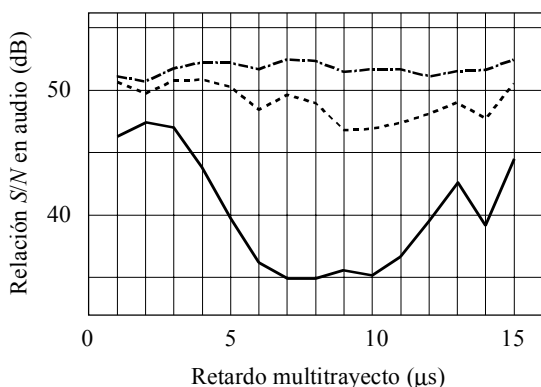
FIGURA 13

Diagrama de las pruebas de laboratorio



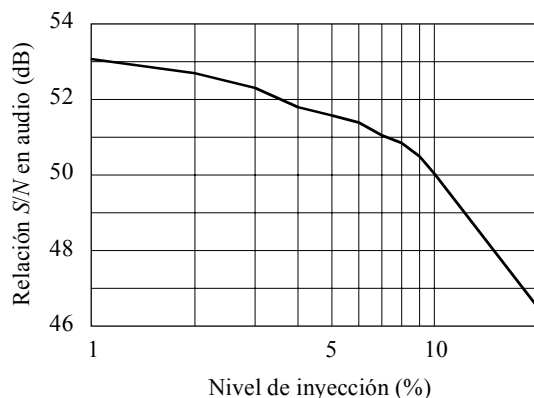
1194-13

FIGURA 14  
Relación S/N en audio en función del retardo multitrayecto



----- D/U = 15 dB  
 ..... D/U = 10 dB  
 ————— D/U = 5 dB  
 Deriva de fase de RF: 180°

FIGURA 15  
Relación S/N en audio para un nivel de inyección inferior de la MDMN



Relación D/U: 15 dB  
 Retardo: 7 µs  
 Deriva de fase de RF: 180°

1194-14

### 3.3 Compatibilidad con el RDS

Se han realizado mediciones de la proporción de bits erróneos del RDS con cinco combinaciones distintas de señales múltiplex, en función de la intensidad de la señal, en condiciones de recepción fija. En el cuadro 3 se describen los distintos componentes de la señal múltiplex.

La subportadora RDS y la subportadora DARC se modularon con dos secuencias de seudoruido (PN) no correlacionadas.

En la Figura 16 se indican los resultados de las mediciones con cinco combinaciones de componentes múltiplex.

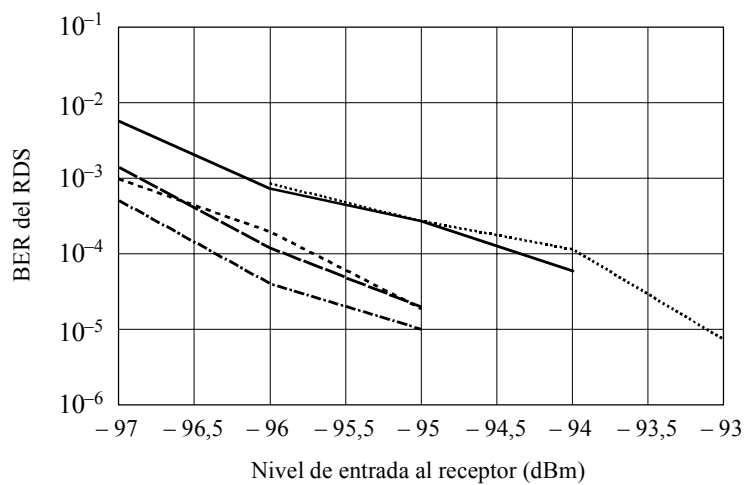
La curva inferior representa la calidad de funcionamiento del equipo de recepción real. Cuando se añade el tono piloto aparece una ligera degradación, del orden de 0,5 a 1 dB. La adición de una señal DARC no provoca ningún aumento de la proporción de bits erróneos. En las dos curvas superiores puede observarse una degradación ligeramente mayor de la calidad de funcionamiento. Esta degradación se debe, no obstante, a las señales M y S y no a la señal DARC propiamente dicha.

CUADRO 3

Componente múltiplex	Descripción
RDS	RDS desvía la portadora principal 3 kHz (4%).
Tono piloto	Tono piloto desvía la portadora principal 6,75 kHz (9%).
Señal estereofónica mono y estéreo (M y S)	Señal M y S estereofónica «normal» creada por niveles representativos de ruido ponderado conforme a la Recomendación UIT-R BS.559. Por lo tanto, la desviación corresponde a la práctica actual (véase la Recomendación UIT-R BS.641).
DARC	La desviación de la portadora principal causada por el DARC varía entre 3 kHz (4%) y 7,5 kHz (10%), controlada por la señal S (característica inherente del sistema DARC)

FIGURA 16

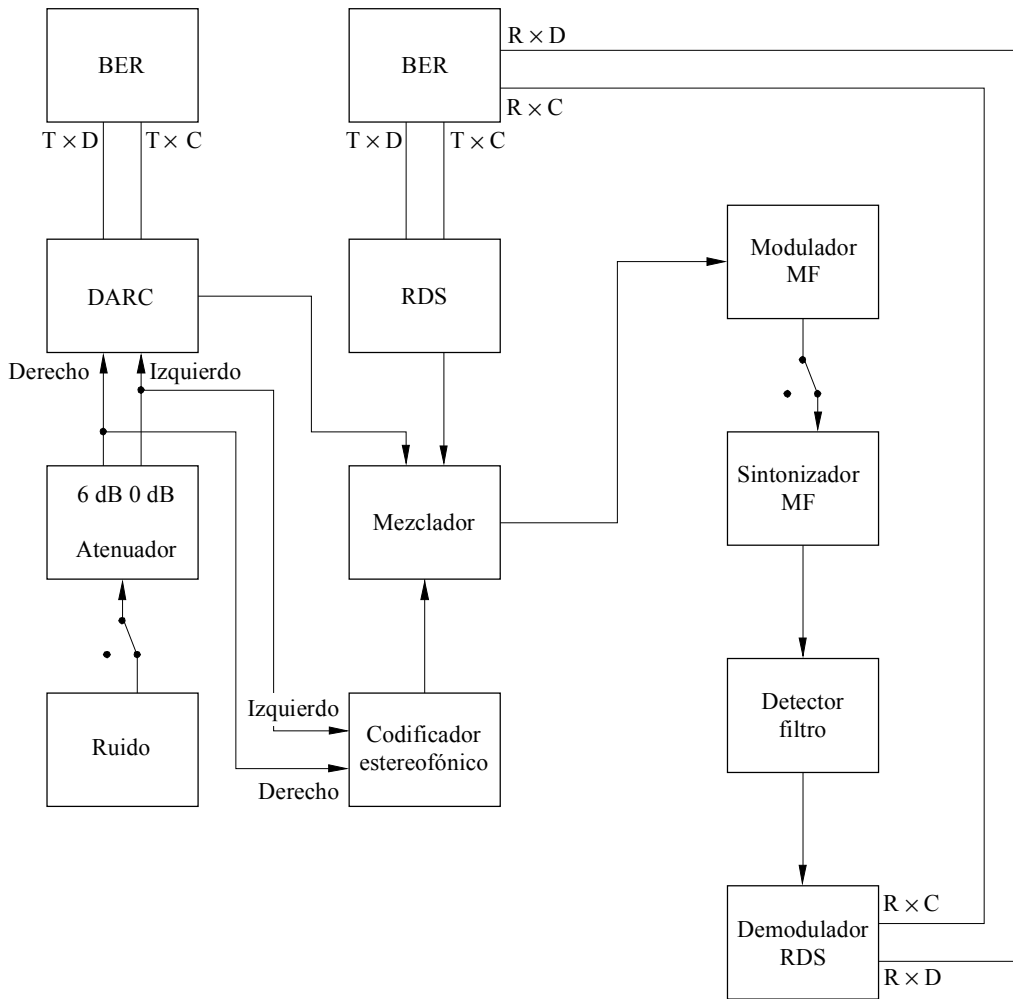
**BER del RDS en función del nivel de entrada al receptor para distintos contenidos múltiplex**



- RDS
- RDS + Piloto
- RDS + Piloto + DARC(L)
- RDS + Piloto + M y S
- ..... RDS + Piloto + M y S + DARC(L)

En la Figura 17 se representa el dispositivo de medición. El modulador DARC es fabricado por EIDEN. El receptor es un STUDER A764 con un filtro exterior y un demodulador de producto especial. Para la recuperación de datos RDS (reloj y datos) se ha utilizado un demodulador bifase especial.

FIGURA 17  
Dispositivo de medición de la compatibilidad con el RDS



1194-17

Las mediciones presentadas en esta Recomendación demuestran que la calidad de funcionamiento del RDS no es afectada por la introducción de otro sistema subportador conforme a la especificación del DARC.

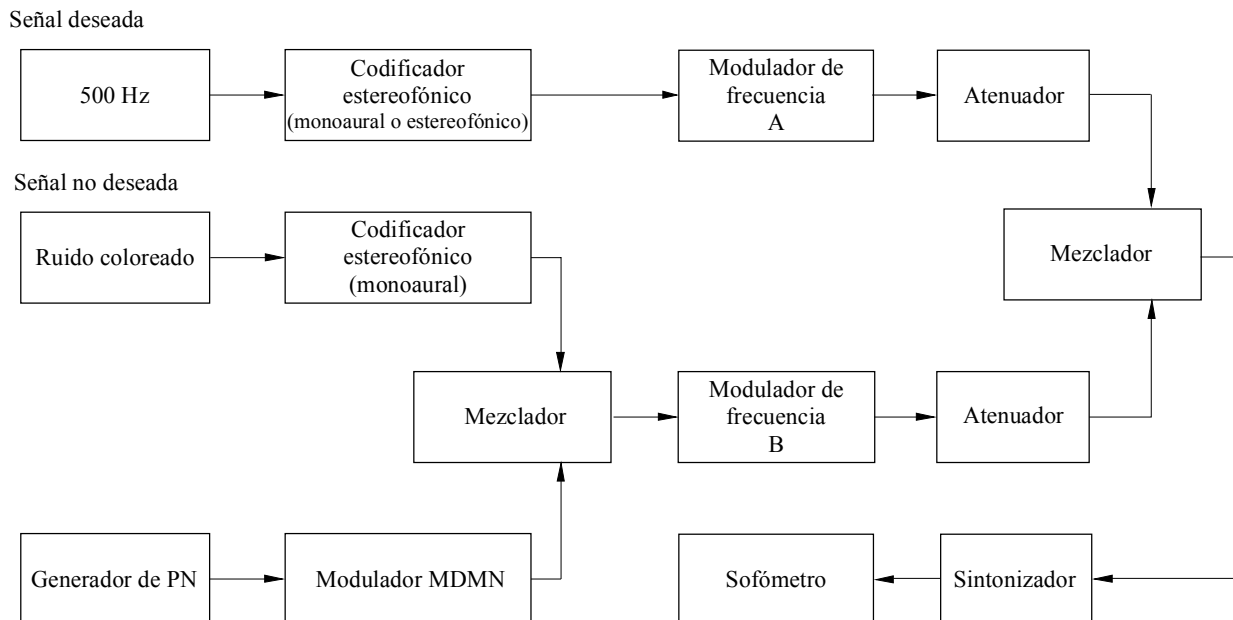
### 3.4 Relaciones de protección

Véase que algunas pruebas indican que, en ciertas amplitudes de subportadora, la capacidad de los receptores para rechazar la interferencia procedente de canales adyacentes resulta afectada por la presencia de la señal DARC en la fuente interferente. Por ejemplo, cuando una señal interferente en un canal adyacente llevaba una señal DARC que desviaba la portadora MF principal en  $\pm 7,5$  kHz, así como una señal RDS que desviaba la portadora MF principal en  $\pm 3$  kHz, el nivel requerido de la relación C/I para la gama de receptores ensayada aumentaba hasta en 3 dB, si bien esta cifra era aún inferior al criterio que figura en la Recomendación UIT-R BS.412. En el caso de niveles de inyección elevados, habrá que prestar atención a los niveles de desviación de las subportadoras para garantizar la conformidad con las relaciones de protección sobre las que se basa la planificación del servicio.

#### 3.4.1 Relación de protección para señales de sonido MF

La medición se efectúa conforme a la Recomendación UIT-R BS.641. La Figura 18 representa el diagrama del sistema de medición. Las señales no deseadas eran de ruido coloreado monoaural con la señal DARC.

FIGURA 18  
Diagrama del sistema de medición



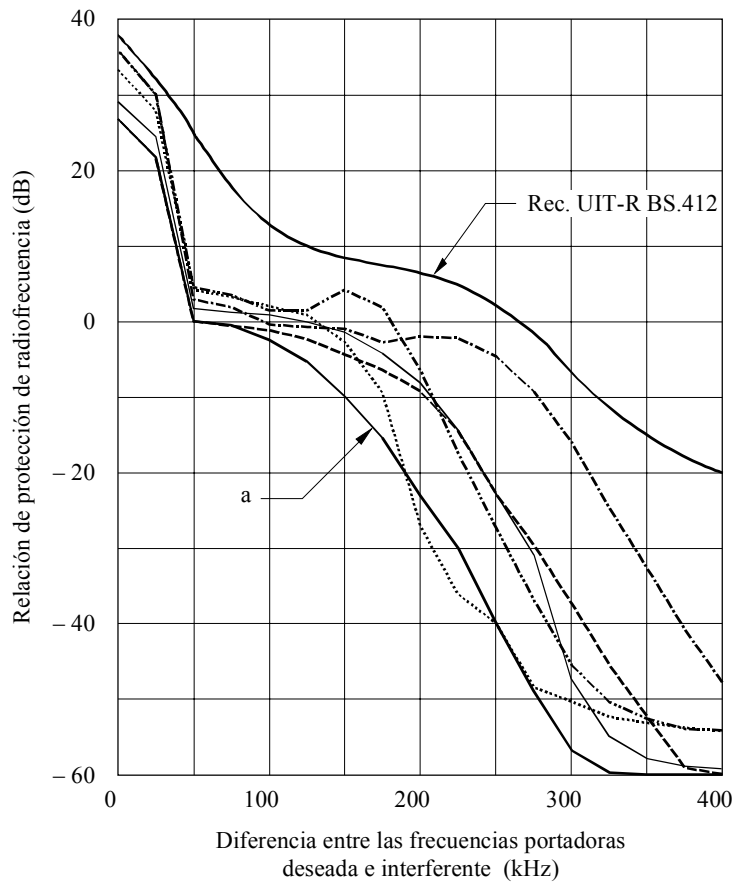
1194-18

La Figura 19 representa el resultado de la medición para señales de sonido monoaural. La Figura 20 representa el resultado de la medición para señales de sonido estereofónico. Estos resultados demuestran que la interferencia causada por la señal DARC puede controlarse para que sea inferior a la norma especificada en la Recomendación UIT-R BS.412 para varios sintonizadores.

La Figura 21 muestra los resultados de las mediciones para señales de sonido estereofónico interferidas por la señal DARC o la señal RDS. Los componentes de frecuencia deteriorados por la interferencia de la señal DARC son superiores a los que lo son por la señal RDS.

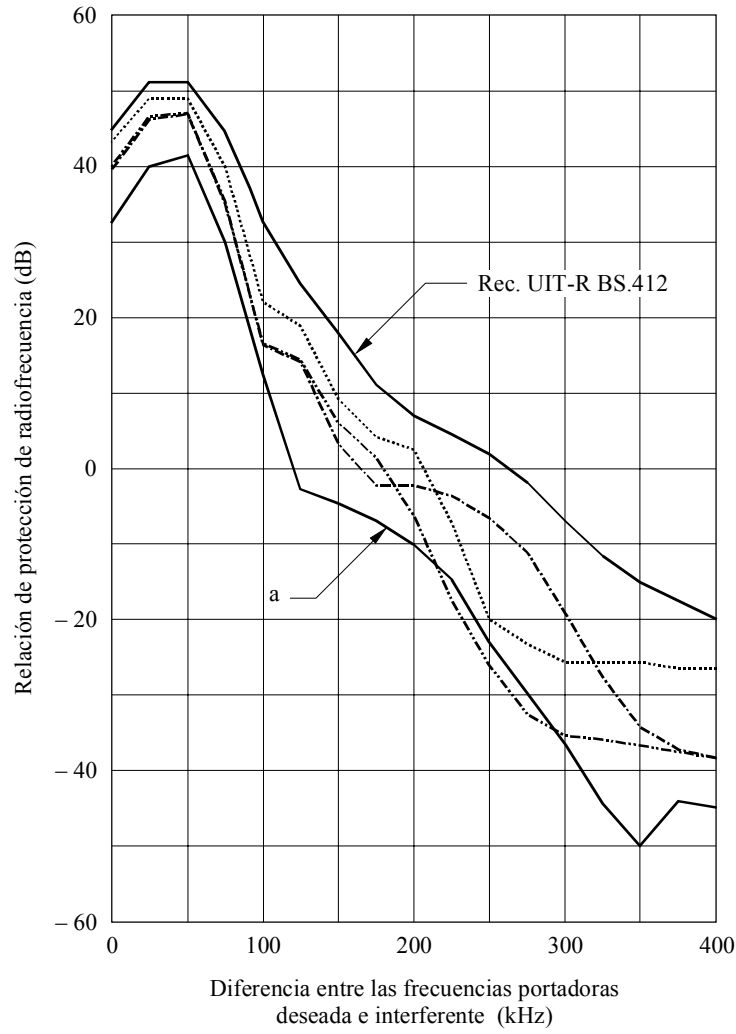


FIGURA 19  
**Relaciones de protección para las señales de sonido monoaural  
interferidas por señales DARC**



— a — Curva relativa al receptor utilizado en la Fig. 16

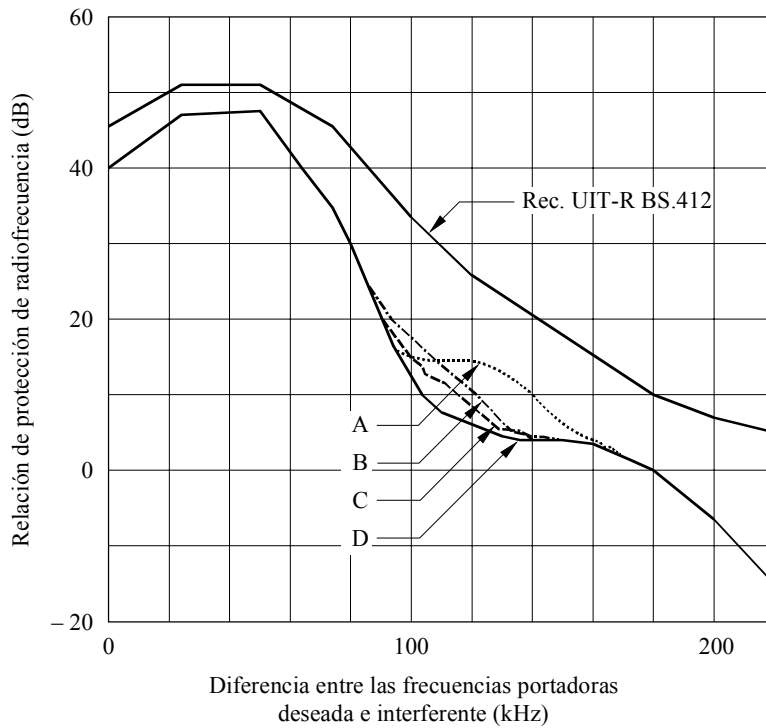
FIGURA 20  
Relaciones de protección de señales de sonido estereofónico  
interferidas por señales DARC



— a — Curva relativa al receptor utilizado en la Fig. 16

FIGURA 21

**Relaciones de protección de señales de sonido estereofónico interferidas por señales multiplexadas**



- ..... A DARC
- - - - B RDS (3 kHz)
- - - - C RDS (2 kHz)
- \_\_\_\_\_ D Sin señales multiplexadas

En esta medición se utilizó el receptor representado en la curva a de las Figs. 14 y 15.

1194-21

El transmisor deseado funcionaba en modo monofónico sin modulación de sonido. El transmisor no deseado estaba modulado en modo monofónico con ruido coloreado, una subportadora RDS y una subportadora DARC. La desviación causada por la señal RDS era de 3 kHz. La cifra correspondiente para la señal DARC era de 7,5 kHz. El resultado de la medición se recoge en la Figura 22. Para fines de comparación también se representa la curva correspondiente sin las dos subportadoras. Para todas las mediciones se utilizó un receptor STUDER A764.

El transmisor no deseado se moduló en modo monofónico con ruido coloreado, una subportadora RDS y una subportadora DARC. La desviación causada por la señal RDS era de 3 kHz. La cifra correspondiente para la señal DARC era de 7,5 kHz. El resultado de la medición se representa en la Figura 23. Para fines de comparación también se representa la curva correspondiente sin las dos subportadoras. Para todas las mediciones se utilizó un receptor STUDER A764. El transmisor deseado funcionaba en modo estereofónico sin señal de sonido de modulación salvo el tono piloto.

FIGURA 22

**Relación de protección para el sonido monofónico interferido  
por una radiodifusión monofónica**

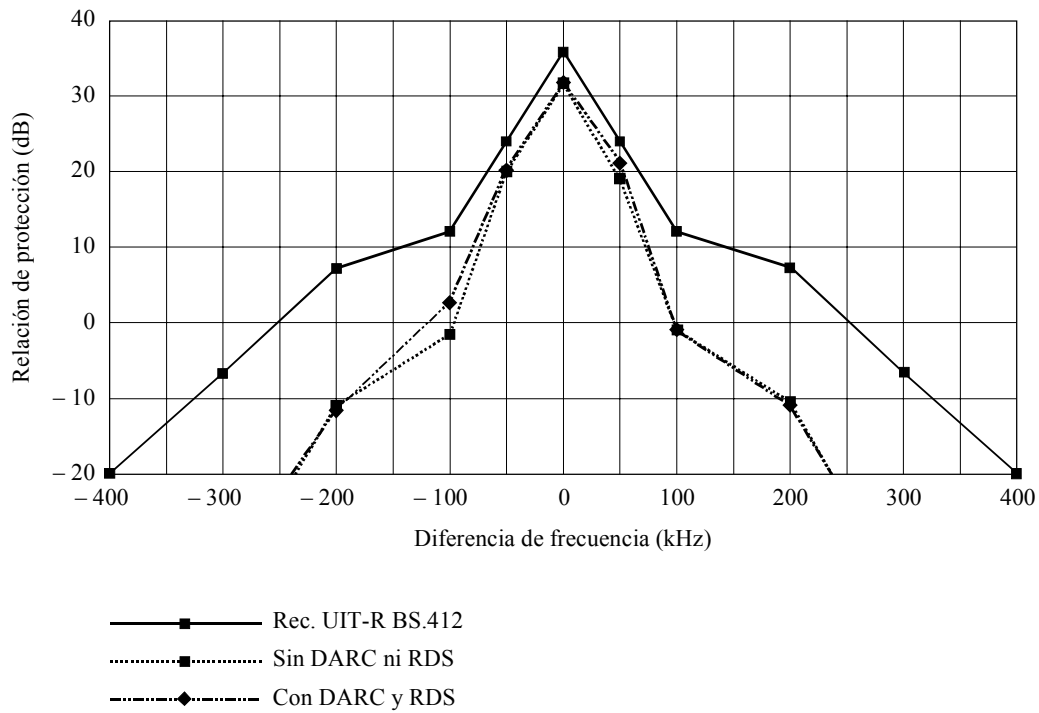
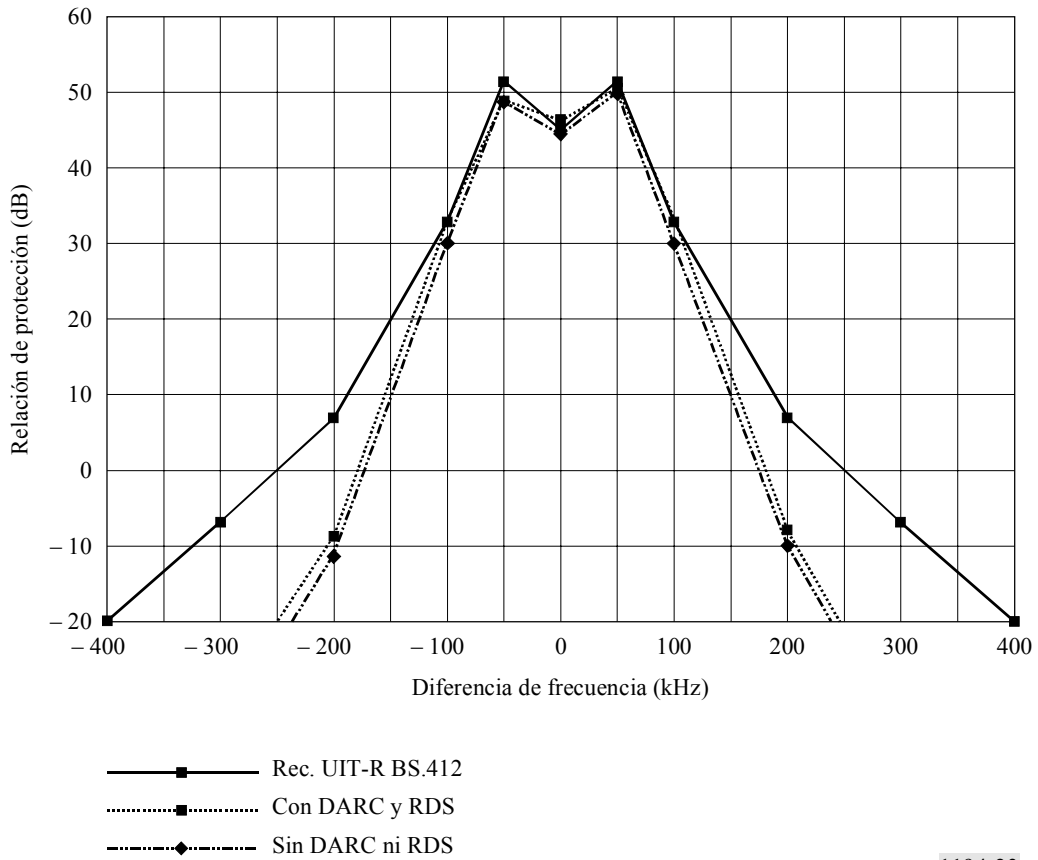


FIGURA 23

**Relación de protección para sonido estereofónico interferido por una radiodifusión monofónica**



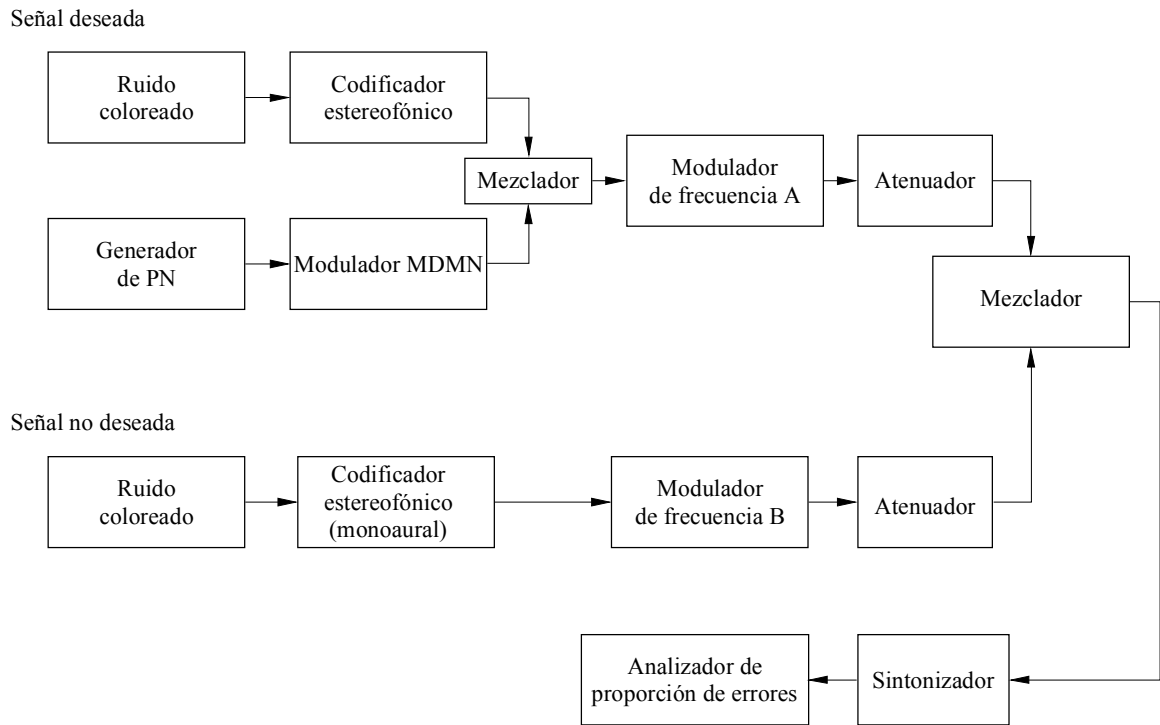
1194-23

**3.4.2 Relaciones de protección para las señales DARC**

La Figura 24 representa el diagrama del sistema de medición. Las señales deseadas eran un ruido coloreado con la señal DARC, y la señal no deseada era un ruido coloreado monoaural. Se midió la relación deseada/no deseada a la cual la proporción de bits erróneos de la señal DARC era de  $1 \times 10^{-2}$ .

FIGURA 24

## Diagrama del sistema de medición

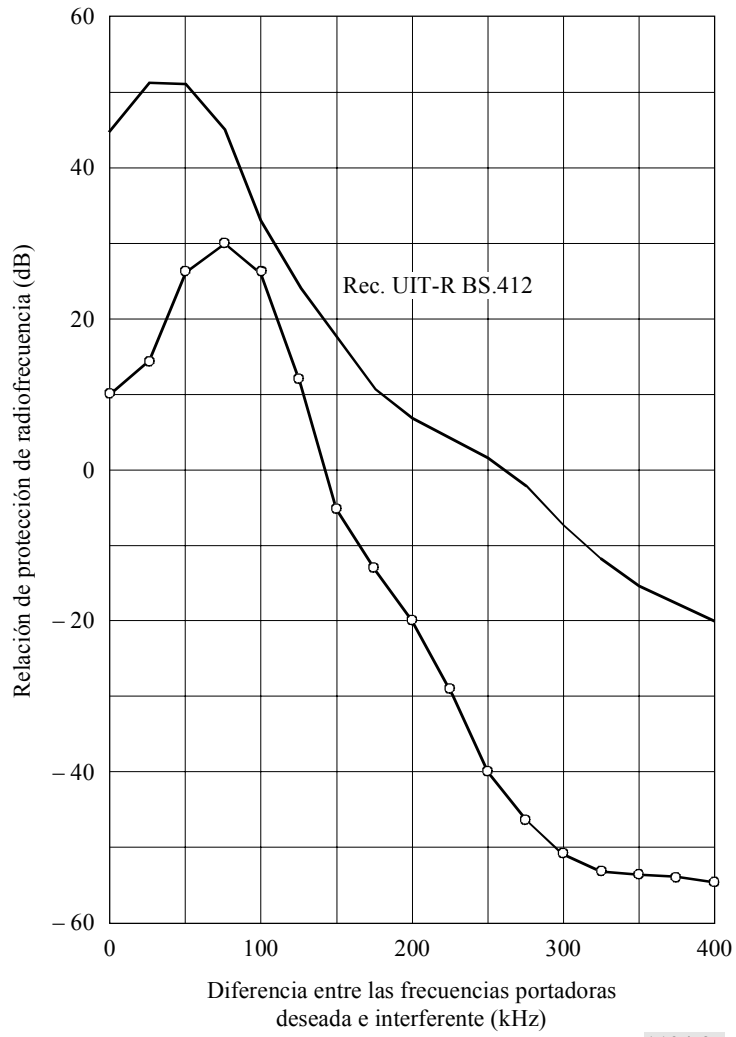


1194-24

La Figura 25 representa el resultado de la medición. La deterioración también puede controlarse para que sea inferior al criterio.

El sonido estereofónico y los parámetros RDS del canal de ondas métricas MF deseado que también transportaba la señal DARC deseada, eran conformes a las Recomendaciones UIT-R BS.450 y UIT-R BS.643 con una desviación de 2 kHz para la señal RDS. La señal no deseada era una señal monofónica sin RDS ni DARC. La Figura 26 representa los resultados para desviaciones de la DARC de 3 kHz y 7,5 kHz. En ambos casos la relación de protección es inferior a la estipulada en la Recomendación UIT-R BS.412 para difusión estereofónica.

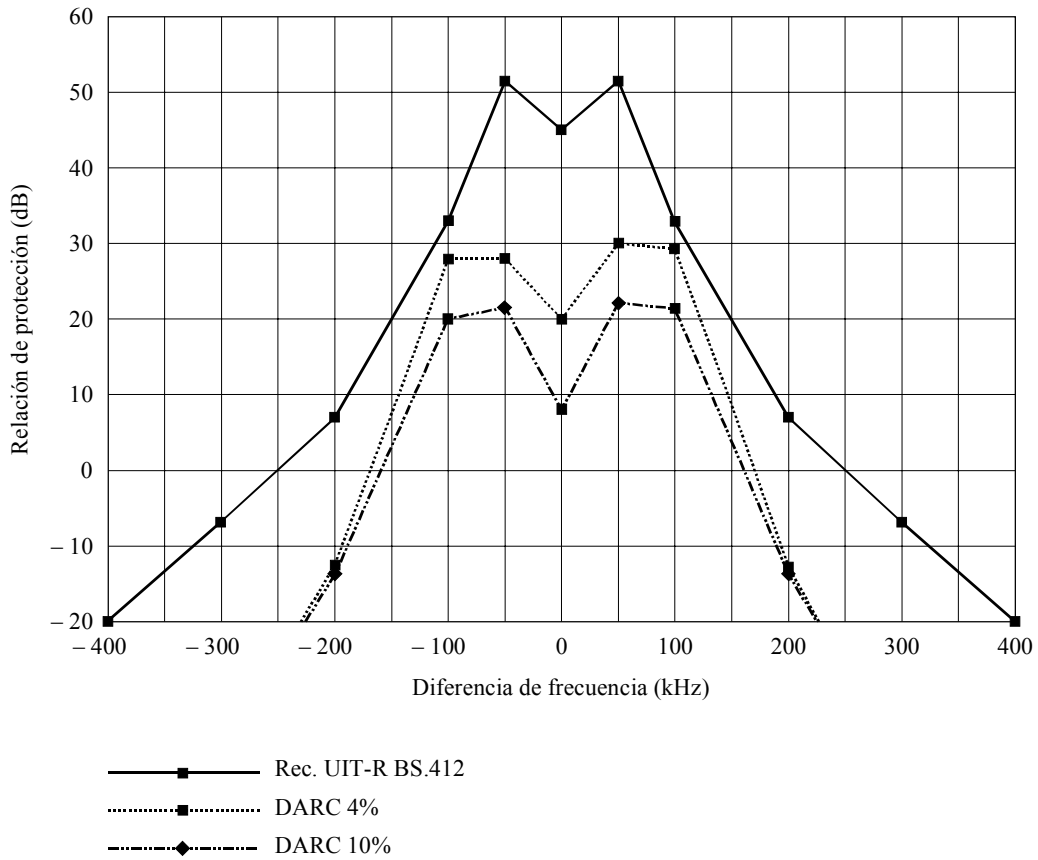
FIGURA 25  
**Relación de protección de las señales DARC interferidas  
 por señales de sonido MF**



1194-25

FIGURA 26

Relación de protección para el DARC interferido por una radiodifusión monofónica



1194-26

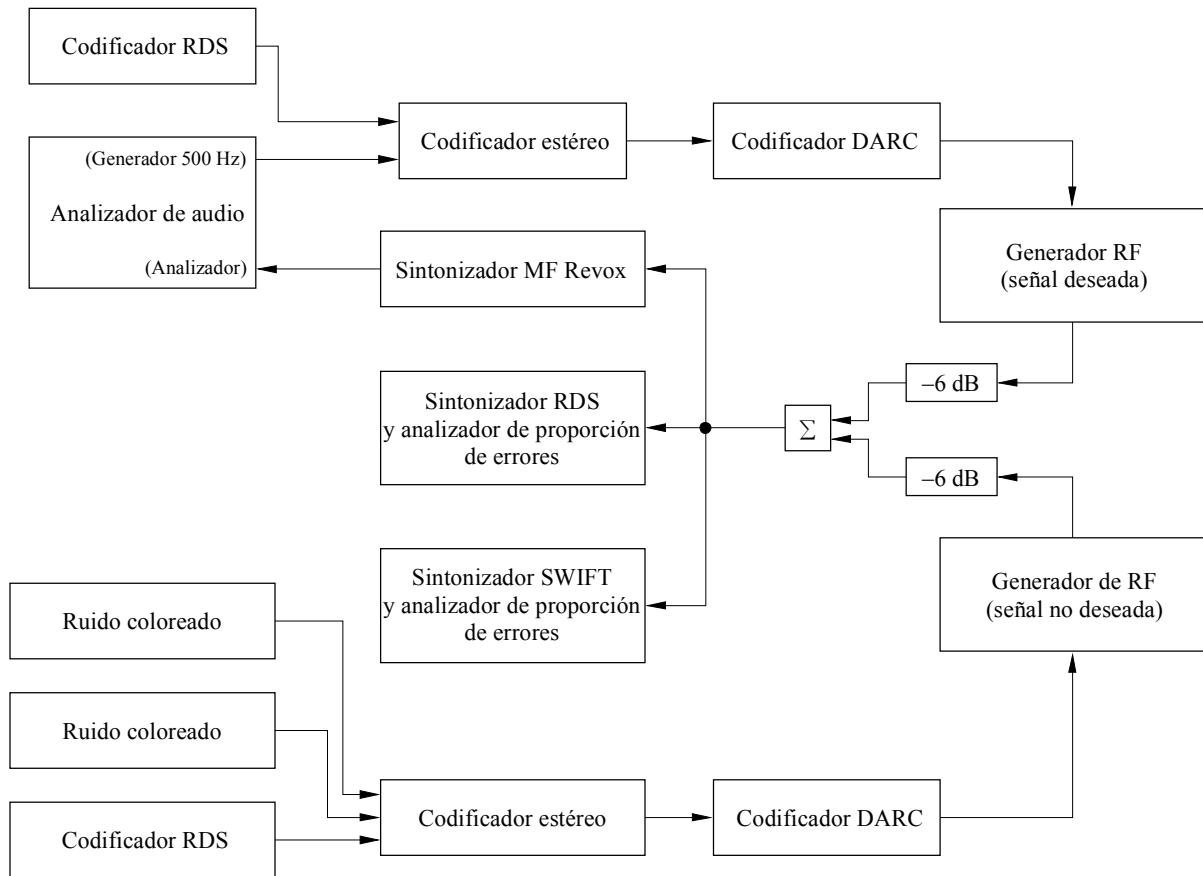
3.4.3 Relaciones de protección para una señal DARC interferida por una emisión MF con una subportadora DARC

Se han efectuado en Francia nuevas mediciones para evaluar las relaciones de protección de una señal DARC interferida por una emisión MF con una subportadora DARC.

Las mediciones se efectuaron conforme a la Recomendación UIT-R BS.641. La Figura 27 muestra el diagrama del sistema de medición.



FIGURA 27  
**Diagrama de bloques del sistema de medición de la relación de protección**



1194-27

En este documento, las distintas señales se indican con la notación siguiente:

CUADRO 4

TIPO	CONTENIDO	SEÑAL DESEADA	SEÑAL INTERFERENTE
MONO	Sonido	W <sub>M1</sub>	S <sub>M1</sub>
	Sonido + RDS	W <sub>M2</sub>	S <sub>M2</sub>
	Sonido + RDS + DARC	W <sub>M3</sub>	S <sub>M3</sub>
ESTÉREO	Sonido + señal piloto	W <sub>S1</sub>	S <sub>S1</sub>
	Sonido + señal piloto + RDS	W <sub>S2</sub>	S <sub>S2</sub>
	Sonido + señal piloto + RDS + DARC	W <sub>S3</sub>	S <sub>S3</sub>

En un primer paso se midieron las relaciones de protección para la señal de sonido. La Figura 28 muestra el resultado para una señal monofónica y la Figura 29 para una señal estereofónica.

FIGURA 28

Relaciones de protección para señales deseada y no deseada monofónicas

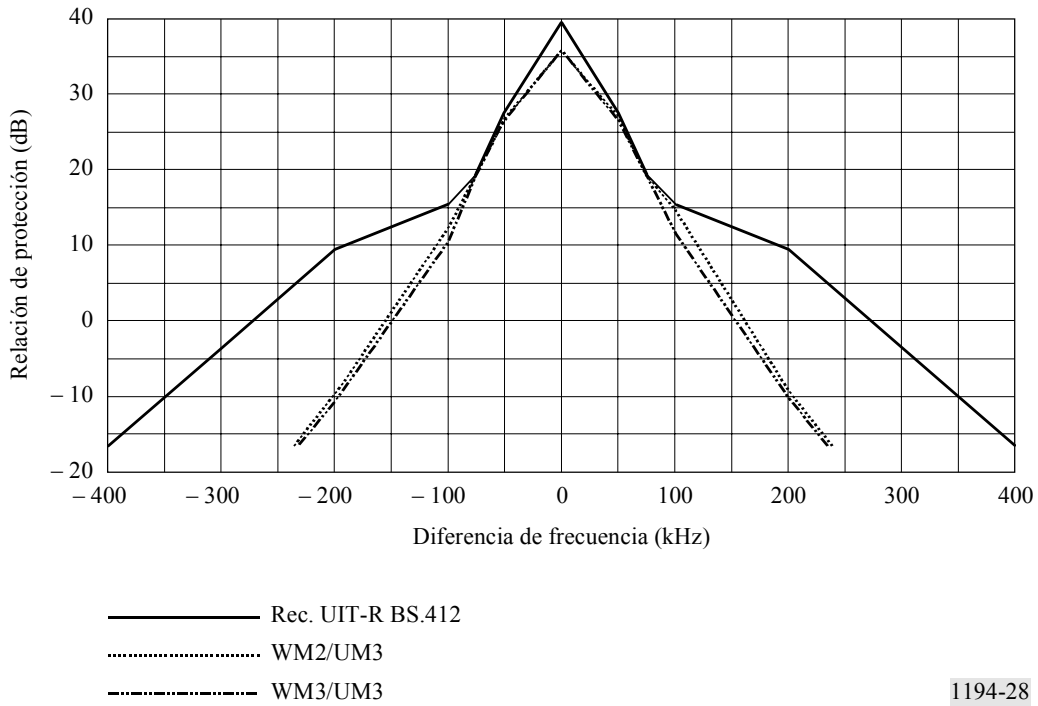
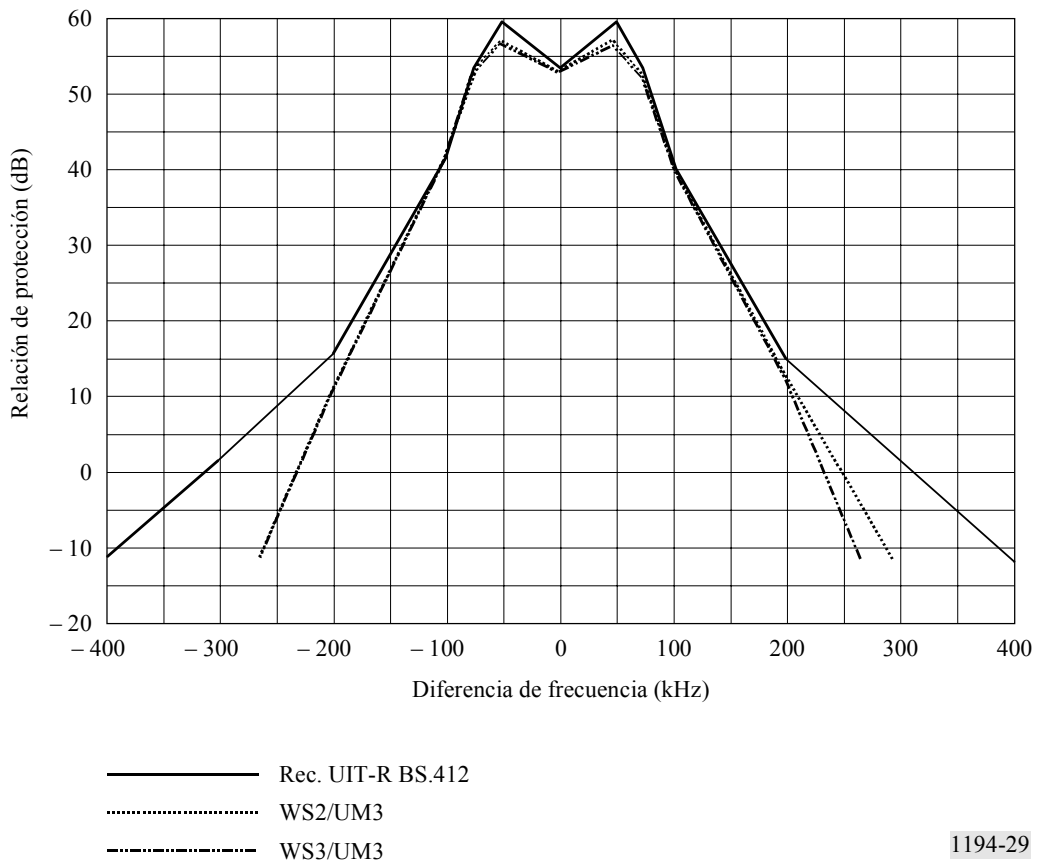


FIGURA 29

Relaciones de protección para señales estereofónica deseada y monofónica no deseada



Estos resultados son compatibles con los ya conocidos y muestran una ligera degradación de las relaciones de protección debida a la subportadora DARC.

A continuación se midieron las relaciones de protección para la señal DARC con una tasa de errores binarios de  $10^{-2}$ . La desviación de frecuencia debida a la señal DARC era de +4 kHz (no se utilizó la desviación adaptable). Las Figuras 30 y 31 muestran los resultados para la señal principal monofónica y estereofónica. Se han representado como referencia las curvas que muestran las relaciones de protección medidas para la señal deseada y la señal interferente sin ninguna subportadora.

FIGURA 30

Relaciones de protección para la señal DARC con señales deseada y no deseada monofónicas

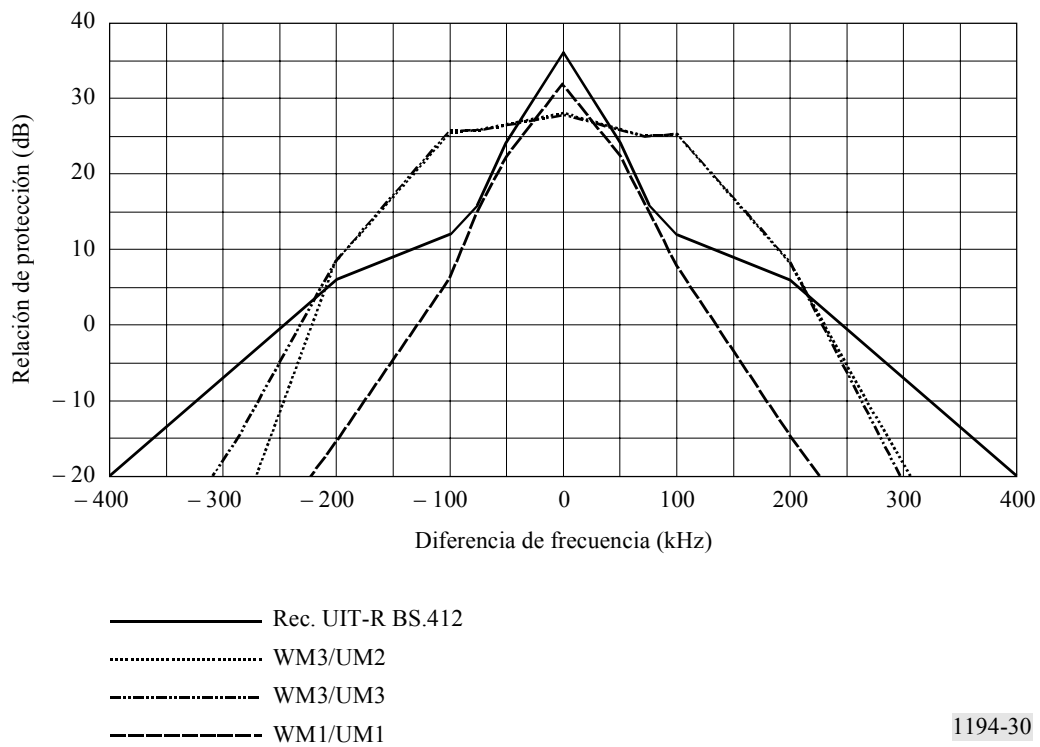
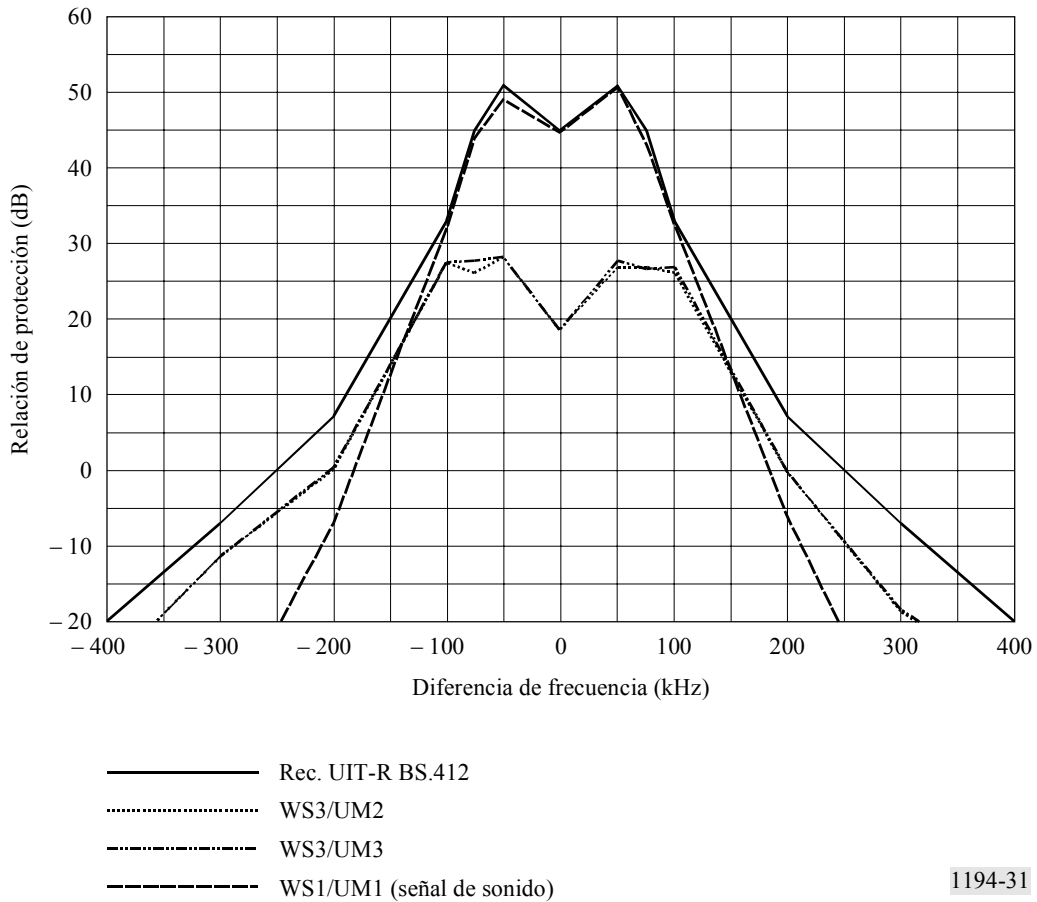


FIGURA 31

Relaciones de protección para la señal DARC con señales deseada estereofónica y no deseada monofónica



1194-31

Estas curvas muestran de nuevo una ligera degradación de las relaciones de protección debida a la subportadora DARC, en comparación con las del caso en que sólo se inserta una subportadora RDS. Comparando con las relaciones de protección para una señal sin subportadora, la degradación es más significativa. El caso de la Recomendación UIT-R BS.412 se representa en las Figuras 30 y 31 a efectos de referencia, pues no se aplica a las señales digitales.

## ANEXO 2

**Descripción del Sistema B: Sistema de datos de gran velocidad (HSDS)****1 Introducción**

El sistema de datos de gran velocidad (HSDS) se basa en un protocolo de comunicaciones flexible y unidirección que permite la utilización de receptores muy pequeños. Dichos receptores, con ciclos de trabajo que oscilan entre el 100% y menos del 0,01% presentan grandes ventajas en cuanto a flexibilidad en la selección del retardo del mensaje, caudal de datos y duración de batería. El HSDS puede funcionar como sistema de uno o múltiples transmisores. Se puede funcionar con múltiples transmisores mediante receptores con versatilidad de frecuencias, transmisiones en intervalos temporales separados y listas de frecuencias alternativas. La fiabilidad puede mejorarse mediante la retransmisión de paquetes.

El sistema emplea la multiplexación por división en el tiempo con un método de tramas principales, subtramas e intervalos de tiempo. Cada uno de estos intervalos se utiliza para cursar un solo paquete de datos. En los sistemas de transmisores múltiples, cada trama principal HSDS se sincroniza con el tiempo universal coordinado (UTC).

El esquema de corrección de errores varía según la aplicación.

El método de modulación empleado es el de la manipulación por desplazamiento de fase y modulación de amplitud (PSK-MA) con codificación duobinaria. La velocidad de datos del canal es de 19 000 bit/s.

La desviación HSDS puede fijarse entre 3,75 y 7,5 kHz. Un filtro de transmisión agudo reduce los efectos sobre el canal principal en las situaciones en que no hay propagación multitrayecto. Los datos pseudoaleatorizados reducen las repercusiones sobre el canal de audio, incluso en situaciones de propagación multitrayecto.

**2 Capa física****2.1 Modulación**

El esquema de modulación HSDS satisface los criterios siguientes:

- no interferencia con receptores MF;
- compatibilidad con las Recomendaciones UIT-R;
- simplicidad en la realización por circuito integrado del demodulador;
- receptor móvil de bajo coste con pequeño factor de forma;
- calidad adecuada en cuanto a tasa de errores binarios en presencia de ruido;
- zona de cobertura satisfactoria desde el punto de vista comercial;
- velocidad de datos relativamente elevada.

La frecuencia subportadora HSDS es de 66,5 kHz y va enganchada en fase a la señal piloto con una diferencia de fase de 63°. Se utiliza la modulación de amplitud de doble banda lateral con portadora suprimida y codificación duobinaria. Este tipo de codificación se vale de la interferencia entre símbolos controlada para lograr una eficacia de 1 bit/s/Hz. La técnica de codificación duobinaria logra este resultado utilizando un filtro para crear interferencia entre símbolos que combina los bits de datos actual y precedente, creando una señal de salida de tres niveles en el demodulador.

**2.2 Compatibilidad con el canal de audio principal**

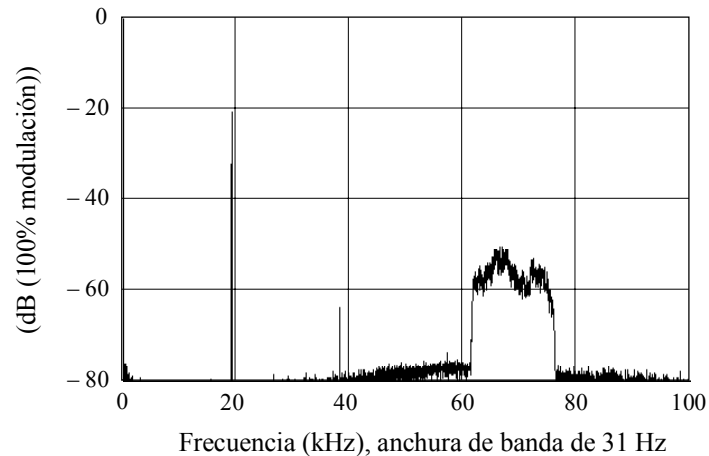
La señal HSDS está más de 60 dB por debajo de la señal piloto apartada de la envolvente de la subportadora y utiliza aleatorización de datos para «blanquear» cualquier otro elemento de señal que de otro modo sería audible -evitando la generación de tonos en la parte de audio de la banda. A continuación se resumen las pruebas de laboratorio que muestran la compatibilidad con el canal principal de audio en un entorno de propagación multitrayecto.

Para estas pruebas se supuso que el simulador del canal de RF respondía a unas características multitrayecto estáticas. La Figura 32 muestra una representación en pantalla del espectro de banda de base en una situación sin desvanecimiento. La Figura 33 muestra la misma banda de base en una situación de desvanecimiento, con una relación entre señal deseada y no deseada (D/U) de 5 dB, un retardo de 8  $\mu$ s y una deriva de fase de 120°.

En este tipo de condiciones, la relación señal/ruido (S/N) puede deteriorarse por la subportadora.

FIGURA 32

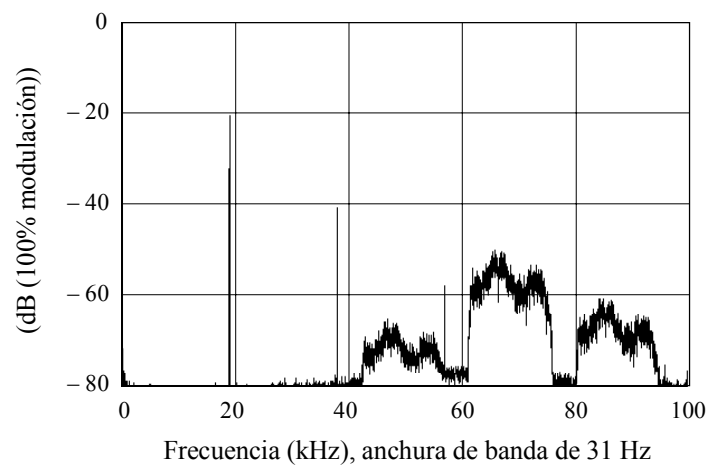
## Espectro de banda de base sin desvanecimiento



Entrada de RF: -47,4 dBm  
 Frecuencia: 98,2  
 Atenuador: 0 dB

FIGURA 33

## Espectro de banda de base con desvanecimiento



Entrada de RF: -48,5 dBm  
 Frecuencia: 98,2  
 Atenuador: 0 dB

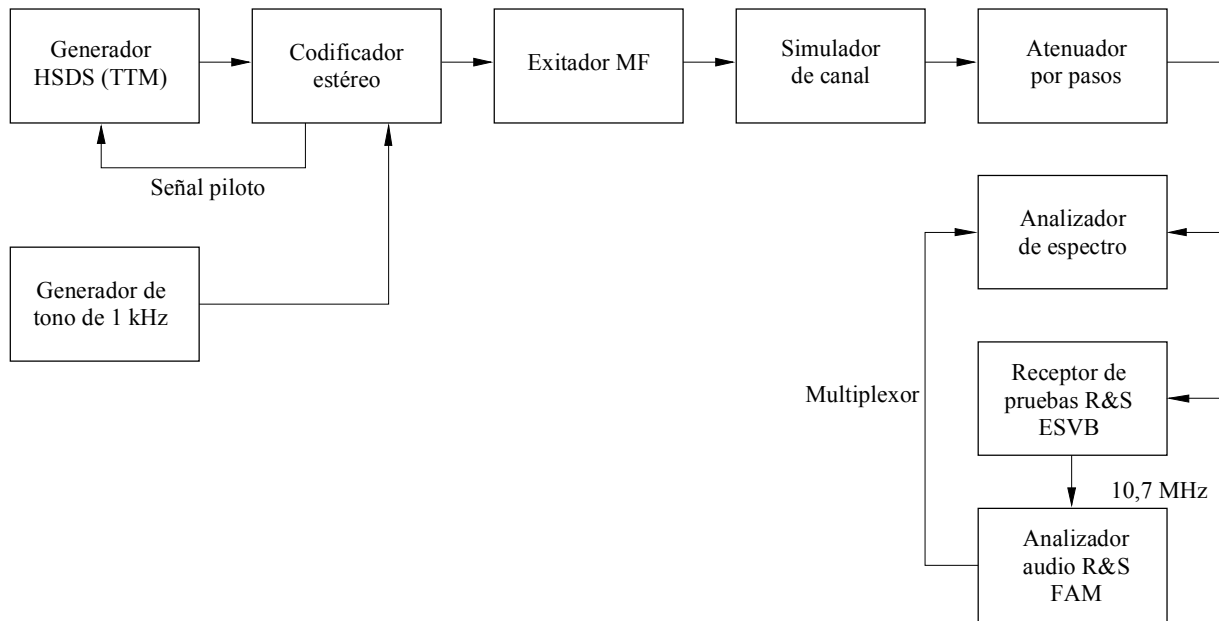
1194-32

La Figura 34 ofrece la configuración de las pruebas de laboratorio. Se utiliza un receptor de prueba con un filtro selectivo de 300 kHz como primer paso del analizador de audio. La desviación del HSDS se fijó en 5,5 kHz, a menos que se indique lo contrario.

En las mediciones efectuadas durante las pruebas se utilizaron relaciones D/U de 5,10 y 15 dB. La relación D/U más pequeña dio lugar al peor deterioro de la relación S/N.

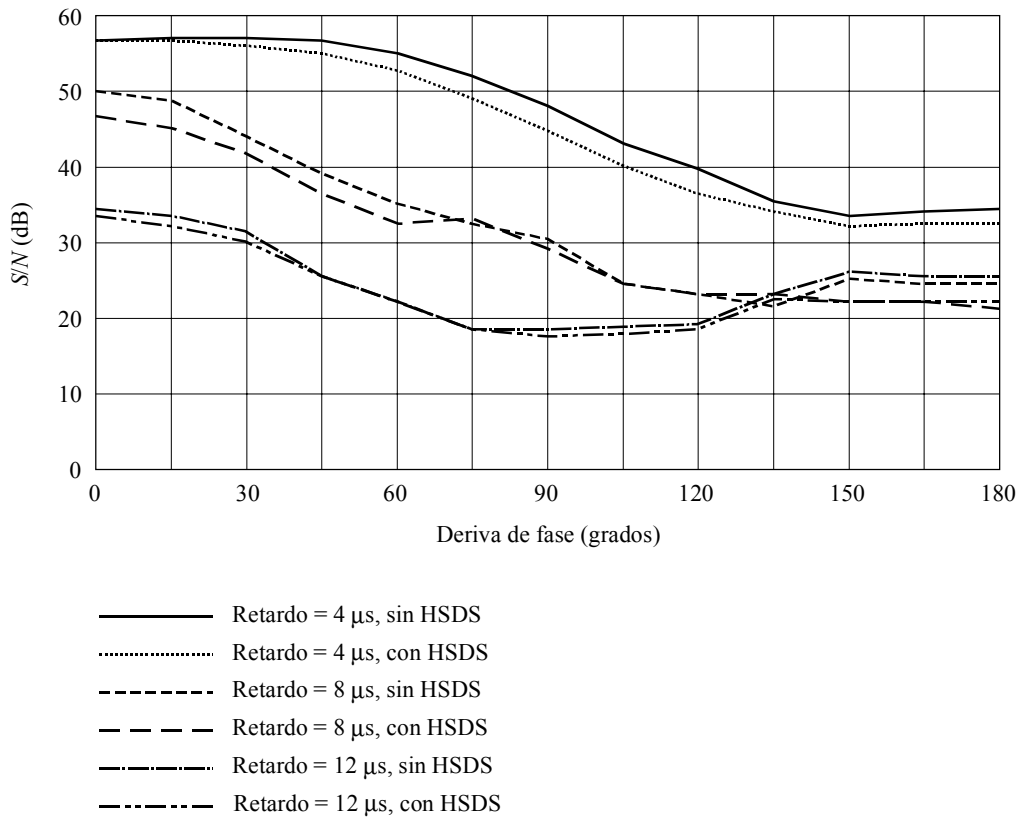
La Figura 35 muestra la relación S/N de audio en condiciones de desvanecimiento con una relación D/U de 5 dB. La figura muestra esta relación con distintos retardos de propagación multirrayecto que se obtienen encendiendo y apagando el HSDS. La diferencia que introduce dicho HSDS es despreciable.

FIGURA 34  
Configuración de las pruebas en laboratorio de la relación  $S/N$  en audio



1194-34

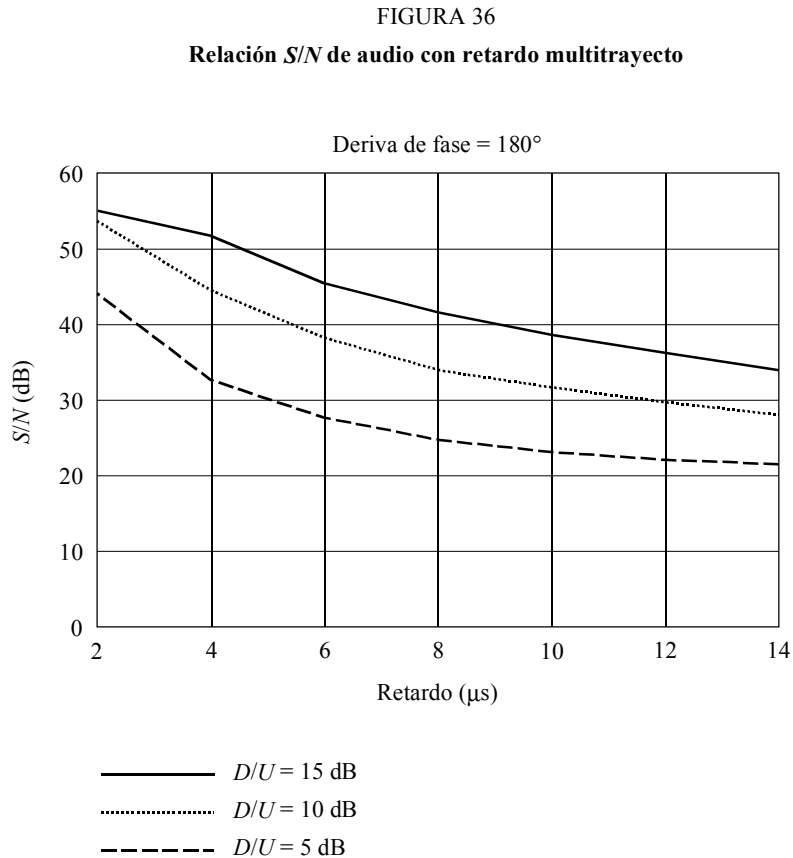
FIGURA 35  
Relación  $S/N$  de audio con deriva de fase multitrayecto



1194-35

En las mediciones efectuadas durante las pruebas se utilizaron derivas de fase de hasta  $180^\circ$ . Como cabría prever, la deriva de fase mayor dio lugar al peor deterioro de la relación S/N.

La Figura 36 muestra la relación S/N con una deriva de fase de  $180^\circ$  en función del retardo multitrayecto. El ensayo se efectuó para tres relaciones D/U distintas.



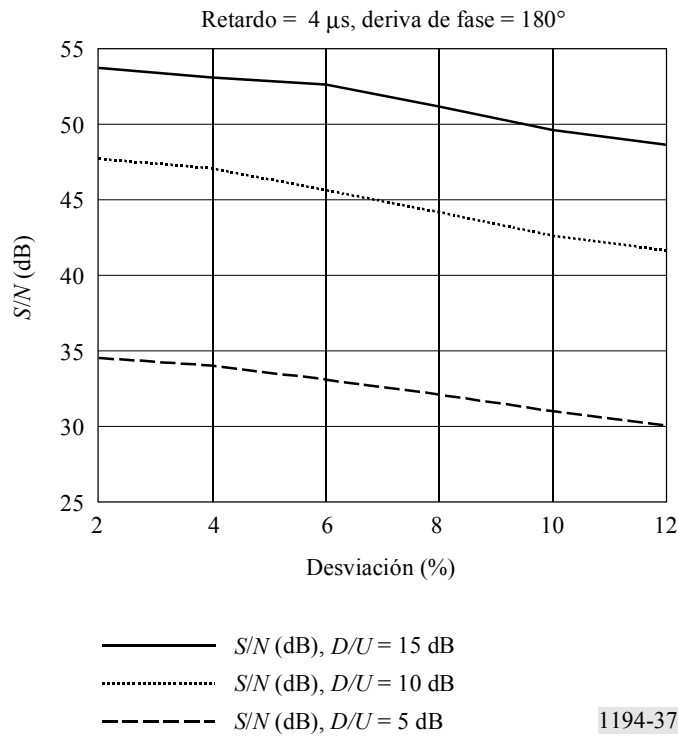
1194-36

La Figura 37 muestra la relación S/N de audio con una deriva de fase de  $180^\circ$  en función de la desviación. El ensayo se realizó para tres valores distintos de la relación D/U.



FIGURA 37

**Relación S/N de audio en función de la desviación en condiciones de propagación multitrayecto**

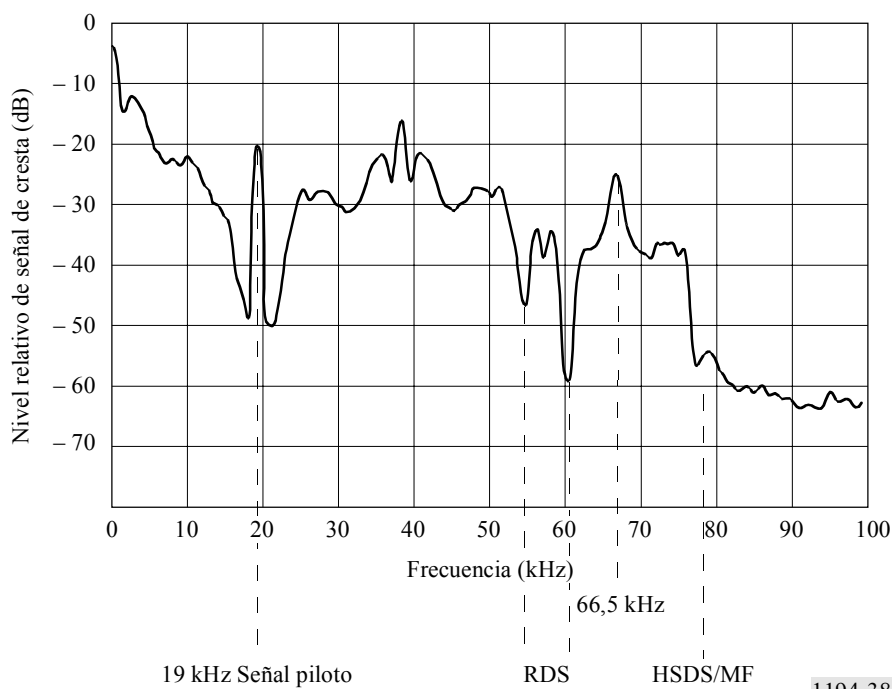


**2.3 Compatibilidad con el RDS (Recomendación UIT-R BS.643)**

El gráfico de la Figura 38 ilustra la compatibilidad espectral con el RDS.

FIGURA 38

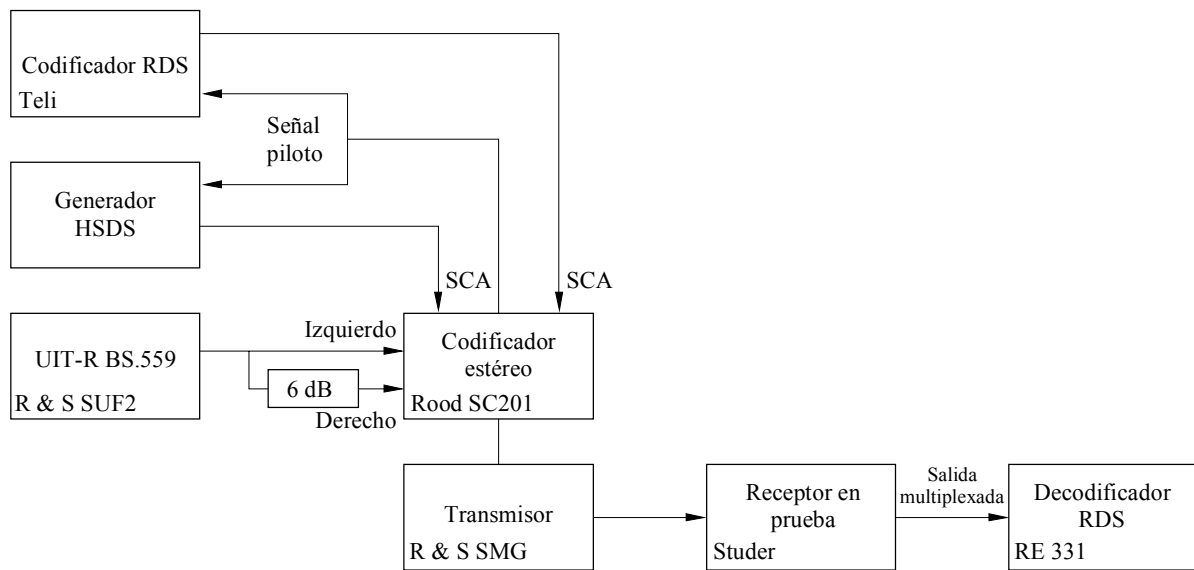
**Compatibilidad con el RDS (Recomendación UIT-R BS.643)**



A continuación se resumen los ensayos de laboratorio que muestran la compatibilidad del HSDS con el RDS. La Figura 39 ilustra el sistema de medición para ensayos de laboratorio sobre la compatibilidad del HSDS con el RDS. El transmisor se modulaba con señales del RDS y del HSDS y con ruido coloreado. Un atenuador de 6 dB daba lugar a una señal S en el multiplexor situada aproximadamente 10 dB por debajo de la señal M. La desviación era: audio 60 kHz, señal piloto 7,5 kHz y RDS 2 kHz. La salida del multiplexor del receptor se aplicaba al decodificador RDS con un contador para la tasa de errores en los bloques. Dicha tasa da los porcentajes de bloques erróneos durante los 100 bloques precedentes. Se medían diez tasas de errores en los bloques por punto de medida en un periodo de 20 segundos y a continuación se obtenía la media.

FIGURA 39

## Esquema de laboratorio para la compatibilidad RDS

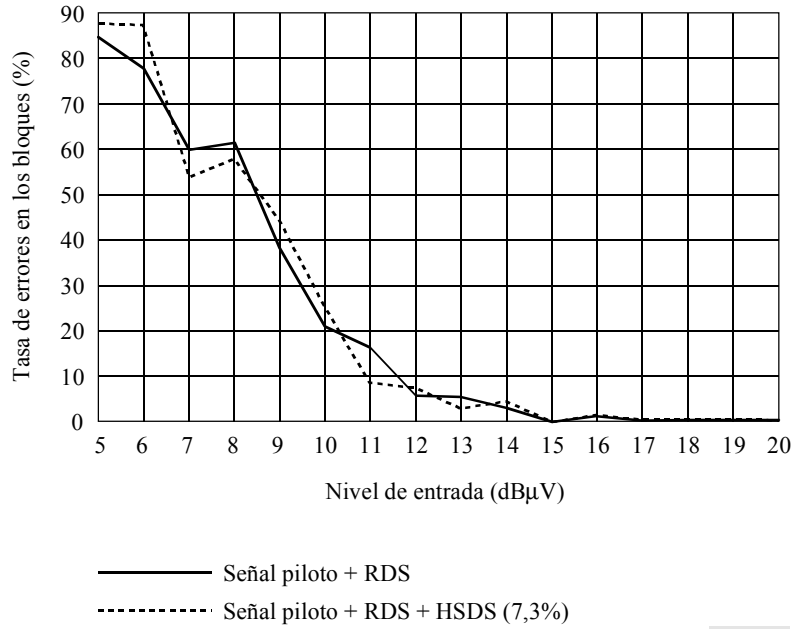


SCA: adaptador de portadora secundario

1194-39

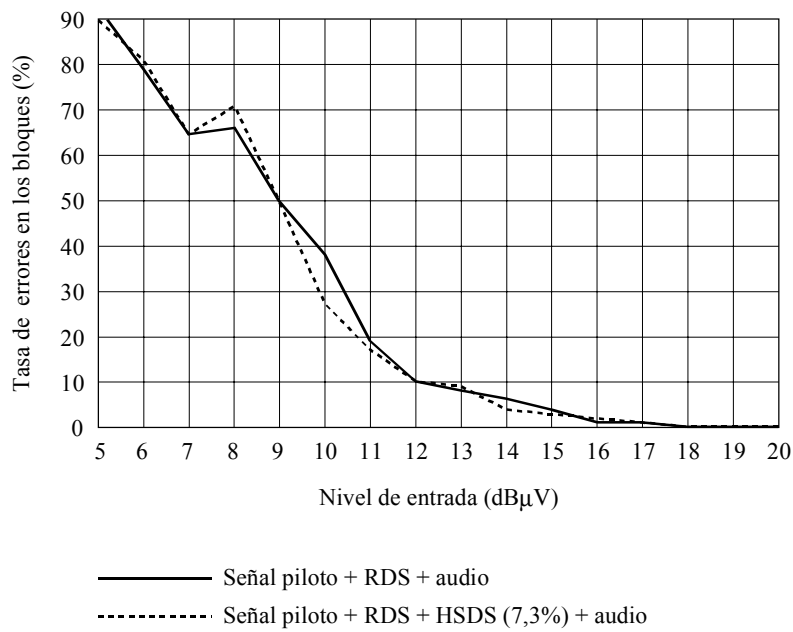
Las Figuras 40 a 43 muestran los resultados de la prueba en donde se ve la influencia de la desviación HSDS (5,5 kHz y 7,5 kHz) y el efecto de la presencia del canal de audio principal. Puede verse que el sistema HSDS no interfería con el RDS.

FIGURA 40  
Interferencia del HSDS en el RDS



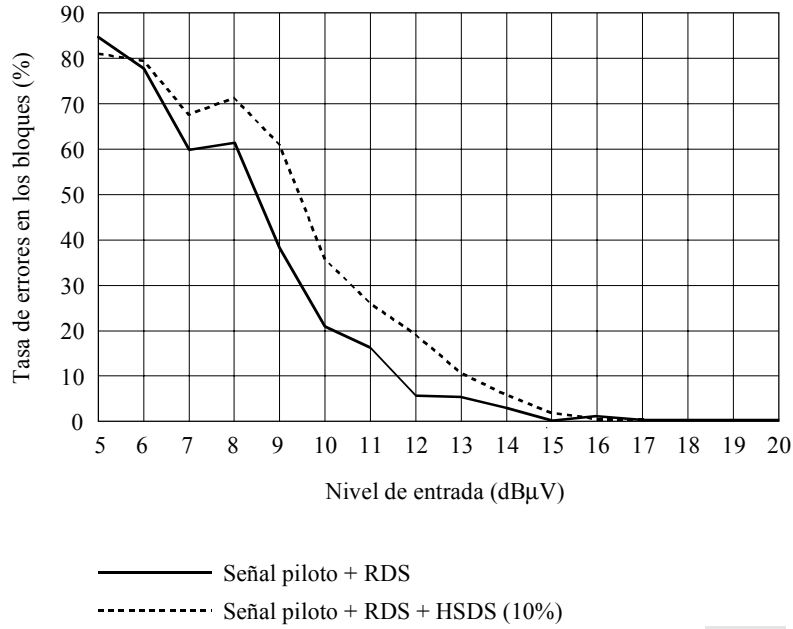
1194-40

FIGURA 41  
Interferencia del HSDS en el RDS



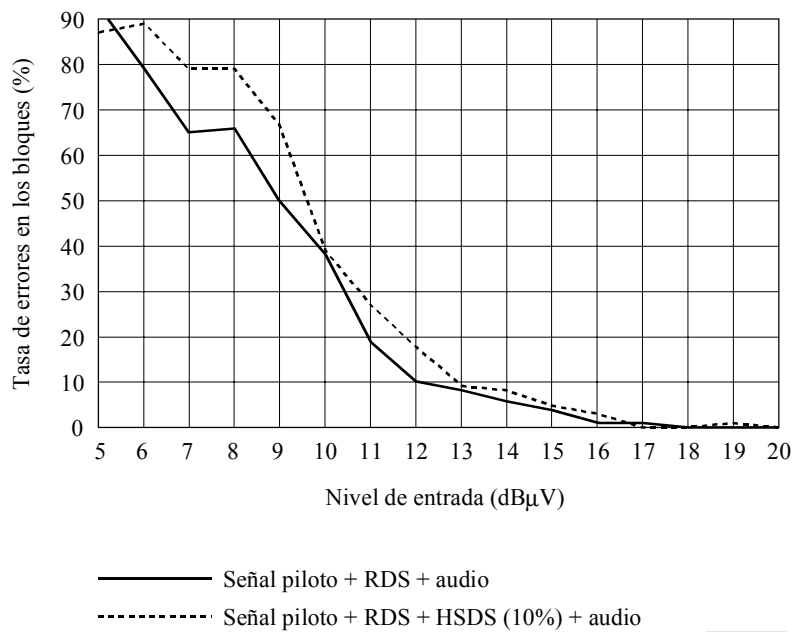
1194-41

FIGURA 42  
Interferencia del HSDS en el RDS



1194-42

FIGURA 43  
Interferencia del HSDS en el RDS

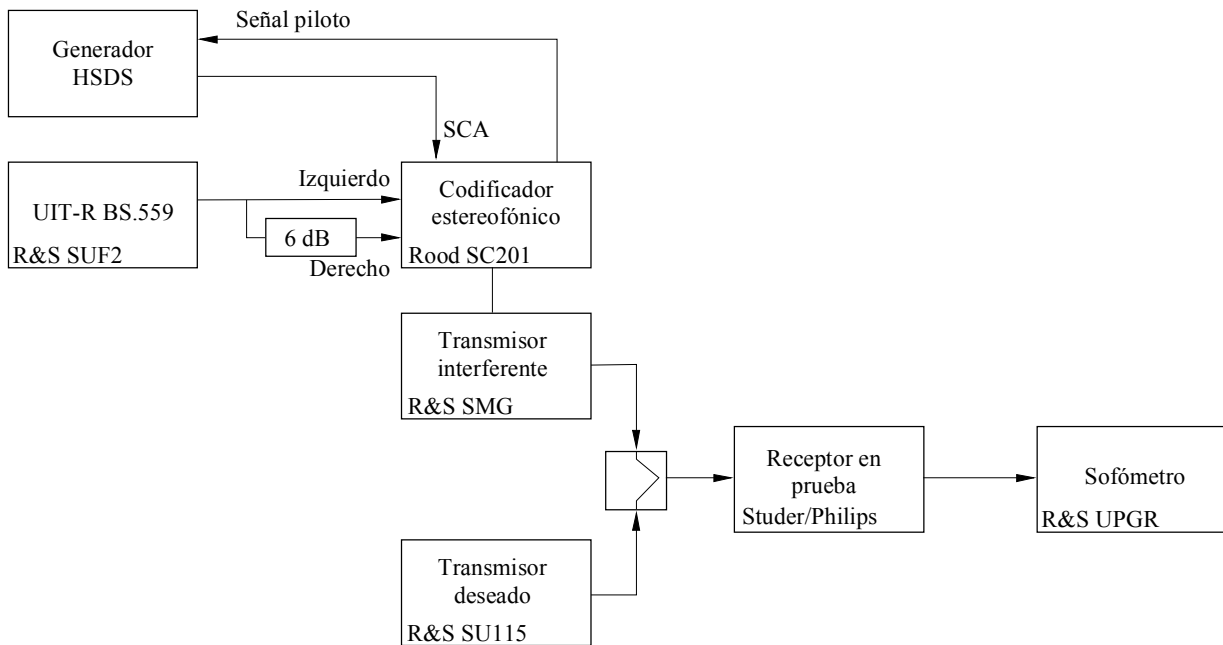


1194-43

## 2.4 Relaciones de protección en radiofrecuencia

A continuación se resumen las pruebas de laboratorio que muestran las relaciones de protección en radiofrecuencia. Dichas relaciones de protección se calcularon utilizando transmisores estereofónicos sin limitadores, a diferencia de lo que indica la Recomendación UIT-R BS.641. La señal interferente es por tanto mucho más intensa y da lugar a relaciones de protección más estrictas. La conclusión obtenida de los resultados de estas pruebas es que las relaciones de protección en radiofrecuencia no resultaban afectadas por la señal adicional del HSDS. La Figura 44 representa el sistema de medición.

FIGURA 44  
Configuración de prueba de la relación de protección en radiofrecuencia



SCA: adaptador de portadora secundaria

1194-44

El transmisor interferente estaba modulado con ruido coloreado (véase la Recomendación UIT-R BS.559) o con la señal HSDS. El transmisor interferente funcionaba en modo estereofónico, porque representa la situación real de radiodifusión. La desviación de frecuencia de dicho transmisor interferente se ajustaba utilizando un tono sinusoidal de 500 Hz que daba lugar a una desviación de cresta de  $\pm 19$  kHz. Este tono se sustituía después por ruido coloreado con un nivel equivalente r.m.s. a la entrada del canal izquierdo. La desviación del transmisor deseado se ajustaba utilizando un tono sinusoidal de 500 Hz que daba lugar a una desviación de cresta de  $\pm 40$  kHz y se conmutaba durante las pruebas. Se fijaba la desviación de la señal HSDS en 5,5 kHz que es un valor práctico en la situación de radiodifusión en Holanda. El nivel de salida del transmisor deseado era de 57 dB $\mu$ V. El primer receptor utilizado era uno profesional de Studer (A764), el segundo era un producto de consumo de Philips (FT9410). Las Figuras 45 y 46 muestran los resultados de estas pruebas. Las conclusiones que arrojan los resultados de ellas indican que el HSDS no influye en las relaciones de protección de radiofrecuencia.

FIGURA 45  
Relación de protección en radiofrecuencia

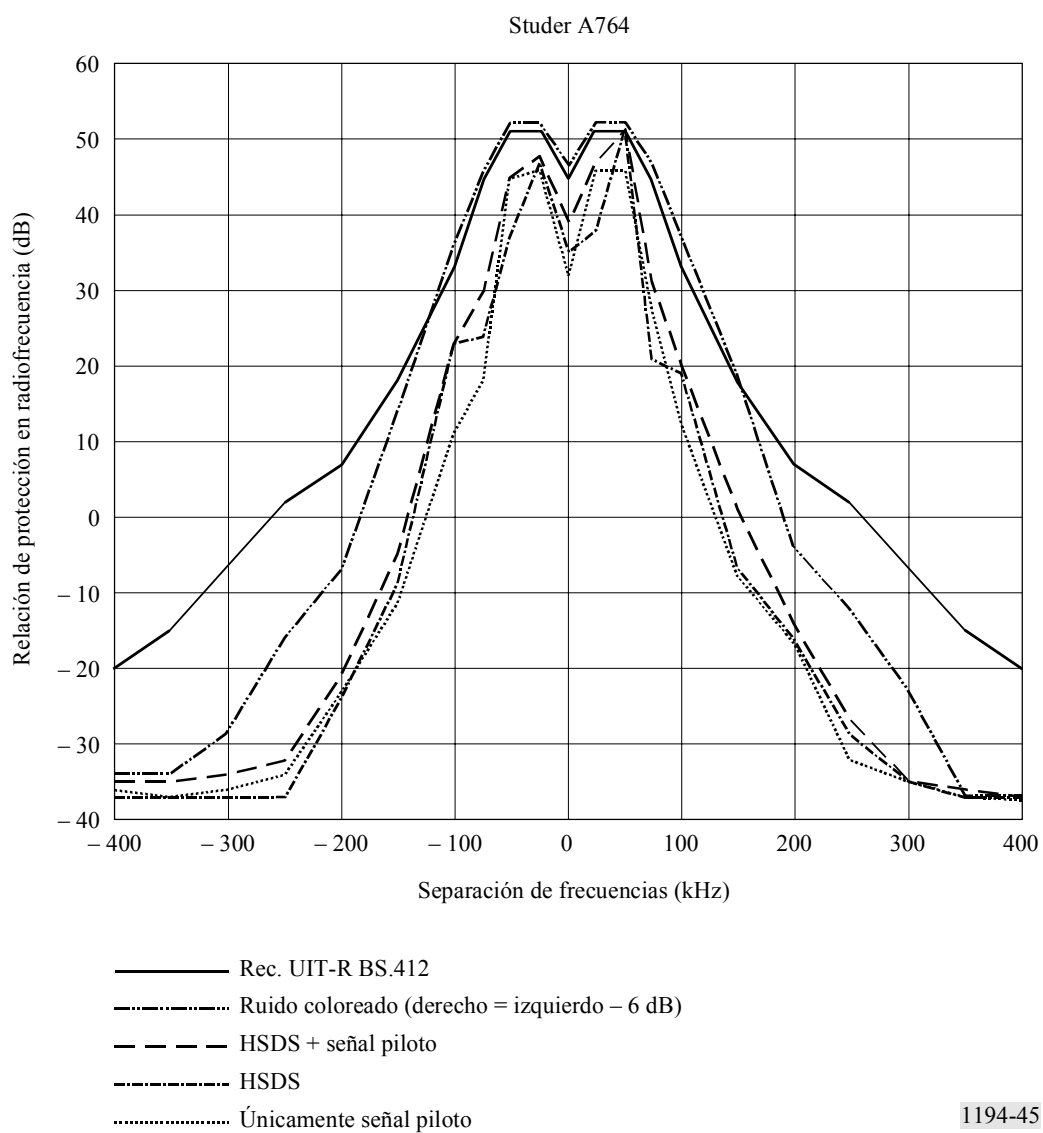
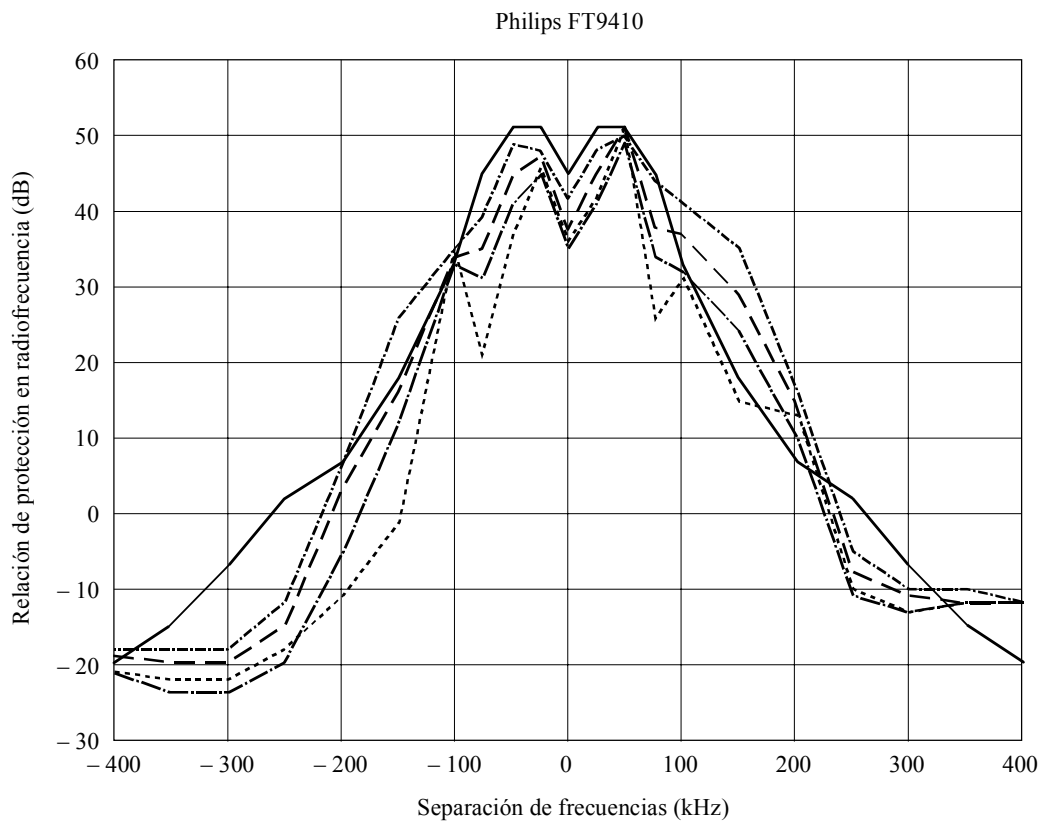


FIGURA 46  
**Relación de protección en radiofrecuencia**



- Rec. UIT-R BS.412
- ..... Ruido coloreado (derecho = izquierdo - 6 dB)
- HSDS + señal piloto
- · - · - HSDS
- Únicamente señal piloto

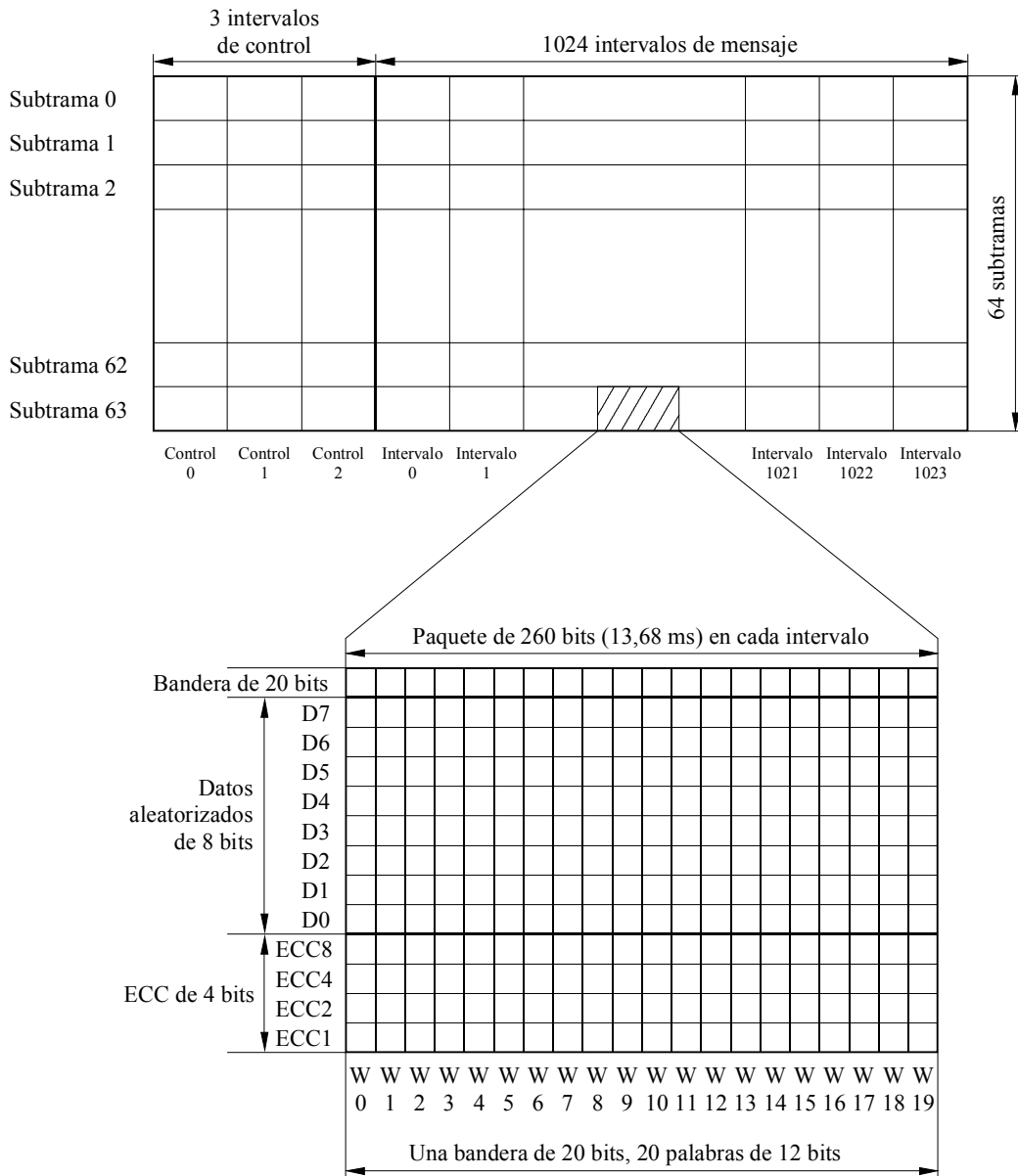
### 3 Capa de enlace

La capa de enlace incorpora las características necesarias para que un enlace de datos de transmisor único sea fiable. Estas características incluyen la estructura de trama y de paquete (tamaño, sincronismo de palabra y detección y corrección de errores).

#### 3.1 Estructura del paquete

El HSDS emplea paquetes de datos de longitud fija. La Figura 47 ilustra la estructura de los paquetes utilizados en el protocolo HSDS. Cada paquete tiene una longitud de 260 bits. Los bits de formato de cada paquete definen la estructura de éste. Un paquete típico consta de una bandera de sincronismo de palabra, el código de corrección de errores (ECC), ciertos bits de información y un código de detección de errores.

FIGURA 47  
Estructura de la trama y de los paquetes





Los bits de información de capas superiores constan de 18 octetos (8 bits en cada octeto) por paquete. Se genera una comprobación de redundancia cíclica (CRC) de 16 bits normalizada UIT-T de 2 octetos,  $g(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$  a partir de 18 octetos y se adjunta al paquete, con lo que se crea una unidad de datos de enlace de 20 octetos. El primer octeto (el número del intervalo incremental) de la unidad de datos de 20 octetos se somete a operación O exclusiva con cada uno de los 19 octetos restantes, con lo que se crean unos datos pseudoaleatorizados para minimizar las distorsiones de la señal debidas a la recepción multitrayecto, etc.

Adjunto a cada octeto de datos aleatorizados va un ECC de Hamming de 4 bits. Este método de corrección de errores da una única detección y corrección de errores binarios en 12 bits, o una capacidad de corrección de 8,3%, lo que es razonablemente eficaz y facilita la decodificación. La matriz generadora es:

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	C8	C4	C2	C1
1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1
0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1	0
0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1
0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1
0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0
0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1
0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1

Para aumentar la capacidad de corrección de errores en ráfagas, se entrelazan los datos, lo que ofrece inmunidad ante ráfagas de errores de 20 bits. La sincronización de palabra se establece mediante una secuencia de bandera de 20 bits que va al principio del paquete. El cuadro 5 muestra los pasos que realiza el codificador del transmisor de la capa de enlace y los pasos inversos efectuados por el decodificador del receptor.

CUADRO 5

**Pasos de codificación y de decodificación de la estructura de paquetes**

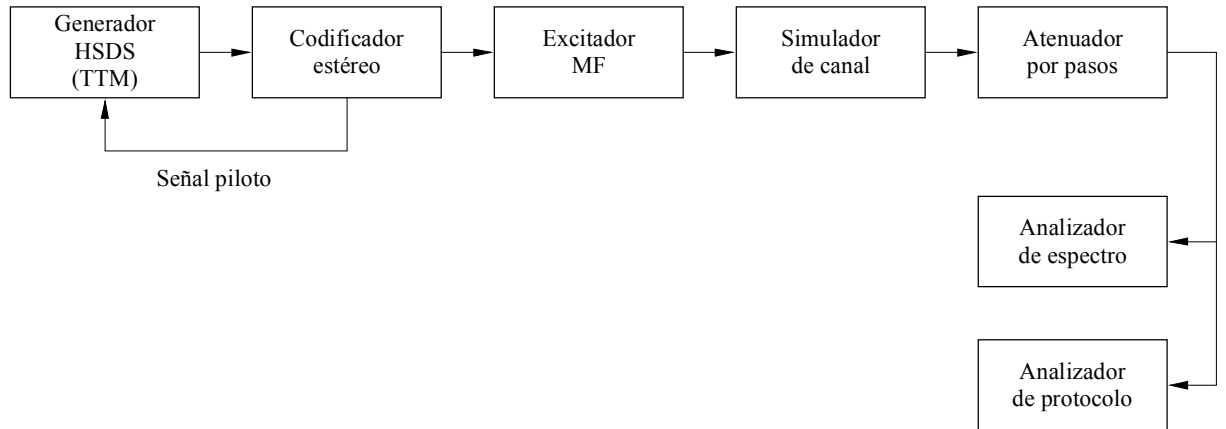
Paso	Codificador del transmisor	Decodificador del receptor
1	Cálculo y adición del CRC	Búsqueda de bandera
2	Se aleatorizan los datos	Se desentrelazan los datos
3	Se añade la corrección de errores	Se aplica la corrección de errores
4	Se entrelazan los datos	Se desaleatorizan los datos
5	Se añade la bandera	Se calcula y compara el CRC

Se está probando la corrección de errores doble en un tren de paquetes (pequeños bloques) para aplicaciones que tengan limitaciones de potencia menos intensas y que impongan requisitos de fiabilidad de datos superior.

### 3.2 Calidad en cuanto a proporción de bits erróneos

Se evaluó el comportamiento en términos de proporción de bits erróneos (BER) en condiciones de desvanecimiento y sin desvanecimiento, utilizando la configuración de pruebas que se representa en la Figura 48. Durante las pruebas la portadora principal no llevaba modulación de audio.

FIGURA 48  
Configuración de las pruebas en laboratorio de la BER



1194-48

Durante las medidas sin desvanecimiento se apagaba el simulador de canal de RF (HP 11759C). Durante las medidas con desvanecimiento se utilizaba un canal de Rayleigh de 4 tomas que simula un vehículo a velocidad de 80 km/h. La fijación de las tomas se indica en el cuadro 6 que se ajusta a una representación de las condiciones observadas cuando se conduce un vehículo por carreteras rurales en Holanda.

CUADRO 6

#### Tomas del simulador del canal de RF

Número de la toma	Retardo ( $\mu$ s)	Atenuación (dB)
1	0	0
2	0,15	6
3	0,50	7
4	3,35	15

La Figura 49 muestra la BER sin desvanecimiento del sistema HSDS en función del nivel de entrada de la señal, para desviaciones de 5,5 kHz y 7,5 kHz. La Figura 50 muestra los valores medios en condiciones de desvanecimiento.

FIGURA 49  
BER sin desvanecimiento

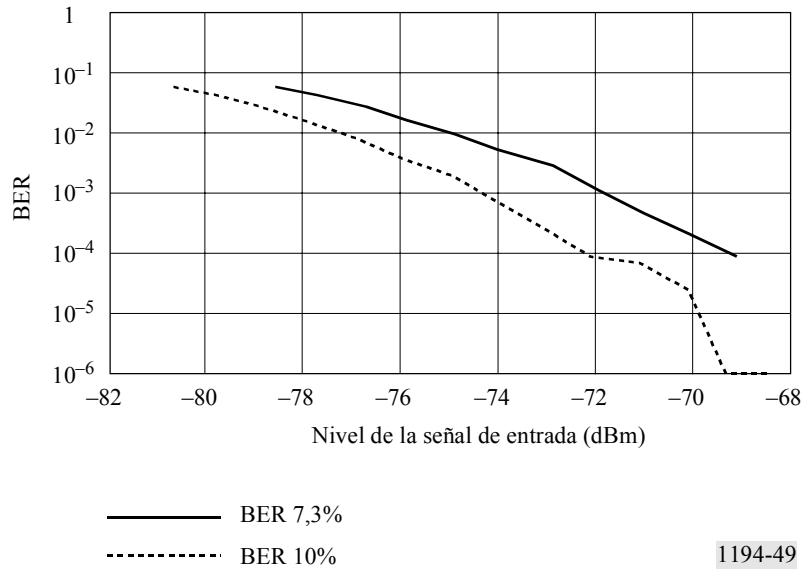
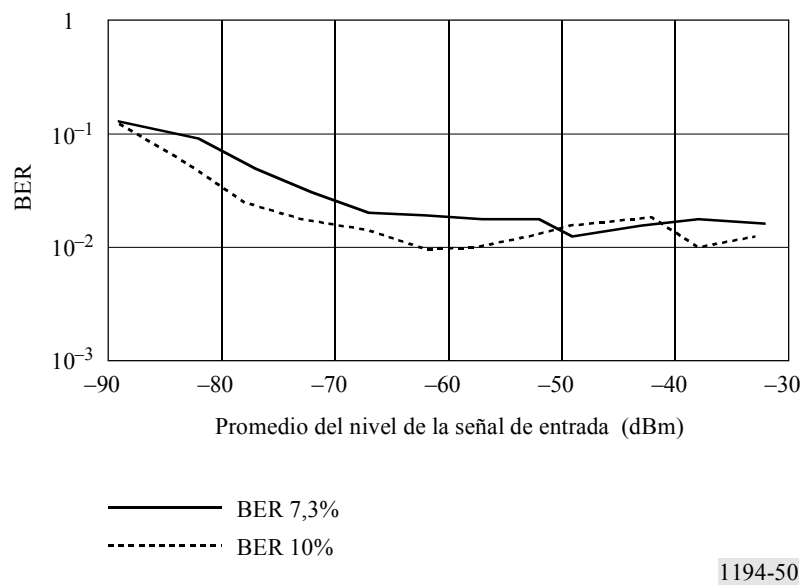


FIGURA 50  
BER con desvanecimiento

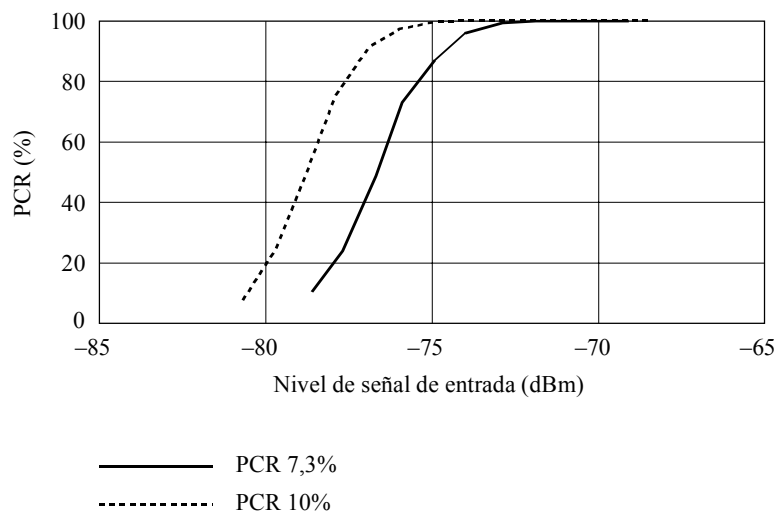


### 3.3 Calidad en términos de tasa de compleción de paquetes

Debido a la dispersión estadística de los errores binarios, los paquetes de datos se ven afectados en diversa medida. Estos paquetes afectados pueden aún ser recuperables utilizando la recuperación tras error a nivel de paquete. La estructura del paquete se ha descrito anteriormente y la tasa de compleción de paquetes (PCR) es una medida del éxito en la recuperación de los datos de transporte en presencia de errores binarios.

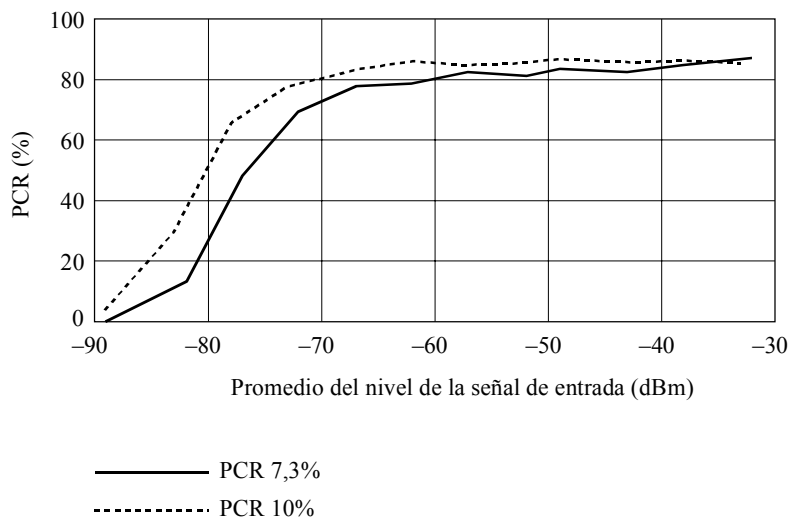
Se evaluó la PCR del sistema HSDS en función del nivel de la señal de entrada en condiciones de desvanecimiento y sin él, utilizando la misma configuración de pruebas que se ilustra en la Figura 48. En la Figura 51 se ve la PCR sin desvanecimiento para desviaciones de 5,5 kHz y 7,5 kHz y la Figura 21 muestra la misma función en condiciones de desvanecimiento.

FIGURA 51  
Tasa de compleción de paquetes sin desvanecimiento



1194-51

FIGURA 52  
Tasa de compleción de paquetes con desvanecimiento

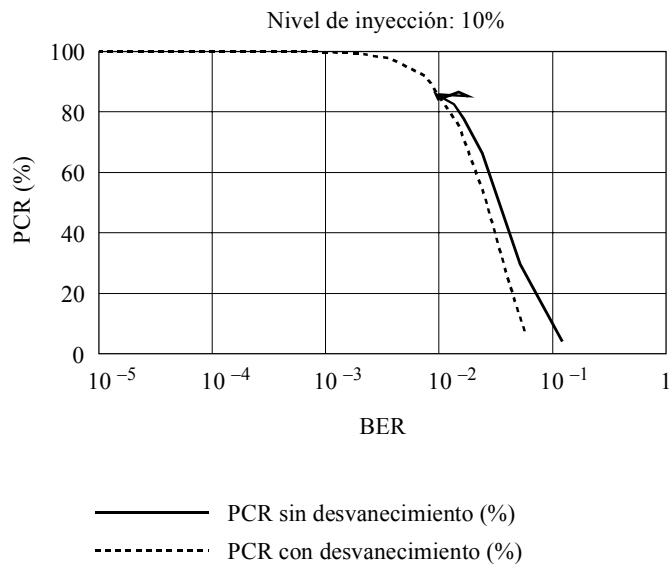


1194-52

Combinando los resultados de las Figuras 49, 50 51 y 52 puede ilustrarse la relación entre la PCR y la BER que indica que la primera se mantiene dentro de límites aceptables a medida que la BER aumenta. En las condiciones de la prueba, la PCR de la Figura 52 no alcanzó nunca el 100% y la BER de la Figura 50 nunca rebasó el límite de  $10^{-2}$ . Ello se ilustra en la curva de la PCR que viene a continuación.

La Figura 53 muestra los resultados para una desviación de 7,5 kHz sin desvanecimiento y con él. Cuando no hay desvanecimiento la PCR y la BER cambian en cada incremento del nivel de la señal de entrada. En condiciones de desvanecimiento, la calidad se mantiene más tiempo próxima a un cierto valor hasta que disminuye.

FIGURA 53  
BER en función de la tasa de compleción de paquetes



1194-53

### 3.4 Calidad en términos de la tasa de compleción de mensajes

La recepción repetida del mismo paquete de datos original puede traducirse en una calidad de datos superior. Si el receptor puede recibir paquetes de transmisores distintos, con trayectos de propagación distintos en cada uno de ellos, el receptor podrá captar mensajes, aun cuando algunos paquetes se pierdan. El receptor HSDS tiene la capacidad de moverse entre «k» transmisores con tiempos separados, que repiten cada uno los mismos paquetes «n» veces.

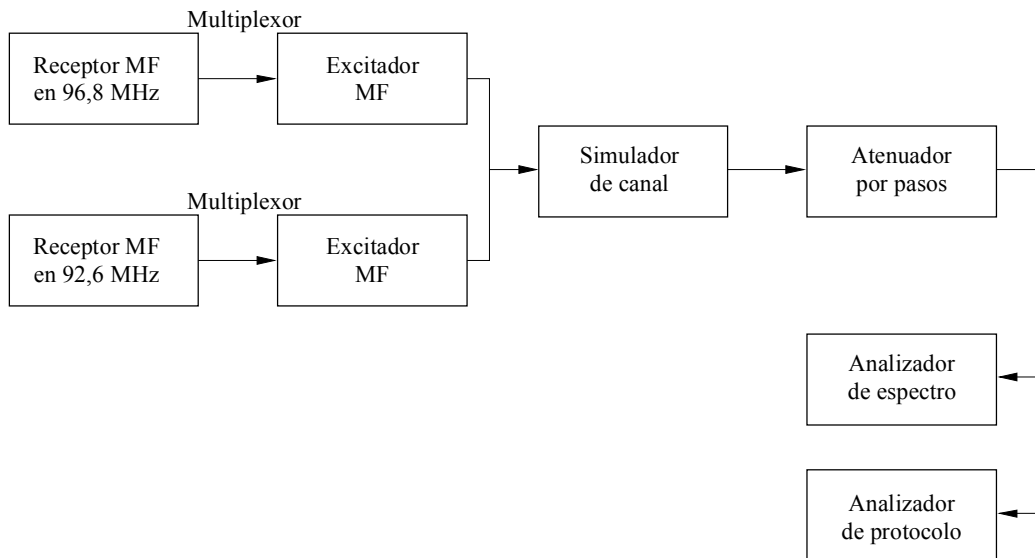
La tasa de compleción de mensajes (MCR) se calcula mediante la fórmula:

$$MCR = 1 - [(1-PCR_1)^n * (1-PCR_2)^n * \dots * (1-PCR_k)^n]$$

Como sólo se disponía de un generador HSDS, se utilizó la configuración de pruebas de laboratorio de la Figura 54. Se recibían dos señales en tiempo real de transmisores locales, cada uno con una PCR de 100%, utilizando dos receptores MF Studer. El primer receptor se ajustó para recibir una señal de 96,8 MHz modulada intensamente por una estación de música moderna. El segundo receptor se ajustó para recibir una señal de 92,6 MHz modulada ligeramente con música suave e información adicional. Estas señales multiplexadas (incluyendo la de audio, la de RDS y la de HSDS) se volvieron a modular y se aplicaron al simulador de canal de RF.

FIGURA 54

## Configuración de pruebas en laboratorio de la MCR



1194-54

La Figura 55 muestra una representación de la pantalla del analizador de protocolo HSDS. Se muestran para los dos transmisores la PCR y la BER en condiciones de desvanecimiento y una desviación de 7,5 kHz.

Se calculó la MCR. La Figura 56 muestra un esquema de la MCR durante más de 100 segundos en condiciones de desvanecimiento, recibiendo señales de los dos transmisores.

Está claro que, incluso con una calidad del transmisor media bastante deficiente, se logra una MCR combinada aceptable.

### 3.5 Estructura de la trama

El HSDS utiliza un esquema de multiplexión por división en el tiempo (TDM) orientado a los paquetes. La parte superior de la Figura 47 ilustra la relación entre los intervalos temporales y las subtramas. La estructura más grande utilizada por el protocolo es la trama principal. Cada trama principal contiene 64 subtramas. Cada subtrama se divide en 1 027 unidades denominadas intervalos temporales. Cada uno de ellos contiene un paquete de datos. Los primeros tres intervalos temporales de cada subtrama son intervalos de control y los restantes 1 024 son intervalos de datos. Los paquetes de intervalos de control cursan información de la hora del día y la fecha y listas de transmisores próximos relacionados que cursan también señales HSDS. Los paquetes de intervalo temporal de datos suelen incluir un número de intervalo, direcciones de receptor, formatos de datos, formatos de paquetes y datos de mensaje.

La señal piloto se utiliza como reloj de los datos. La estructura de la trama prevé la inexactitud de la señal piloto anticipando el relleno de bits. Como la frecuencia piloto estereofónica no puede ser exactamente de 19 kHz en el momento de la transmisión, puede añadirse un bit único (bit de relleno) entre paquetes, si es necesario, para mantener el sincronismo. Esta ampliación ocasional con un bit de relleno asegura el sincronismo adecuado entre transmisores y el receptor.

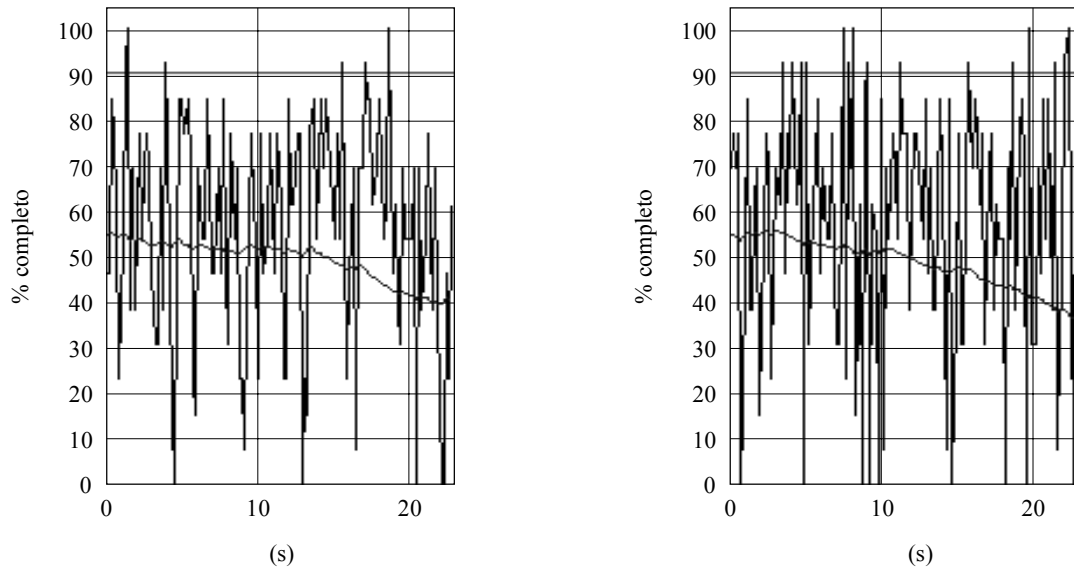
## 4 Capa de red

La capa de red incluye los aspectos necesarios para que una serie de transmisores individuales actúen como un solo sistema. Incluye:

- direcciones de receptor;
- multiplexación de aplicaciones;
- listas de frecuencias alternativas;
- separaciones temporales de los transmisores;
- sincronización temporal entre transmisores.

FIGURA 55

Tasa de completión de mensajes utilizando un analizador de protocolo HSDS



CRC: 5 436  
 ECC: 76 264  
 BER: 0,031381  
 MCR: 0,998081  
 PCR: 54,9  
 Bandera: 203  
 Entrada RF: - 75,5 dBm  
 Fase de piloto: 67,8°  
 Nivel de inyección  
 de la subportadora: 7,9%  
 Frecuencia: 95,2, prueba 2  
 Atenuador: 0 dB

CRC: 6 097  
 ECC: 86 942  
 BER: 0,033651  
 MCR: 0,998081  
 PCR: 54,8  
 Bandera: 167  
 Entrada RF: - 73,0 dBm  
 Fase de piloto: 85°  
 Nivel de inyección  
 de la suportadora: 7,1%  
 Frecuencia: 98,2, prueba 1  
 Atenuador: 0 dB

1194-55

**4.1 Transmisores múltiples**

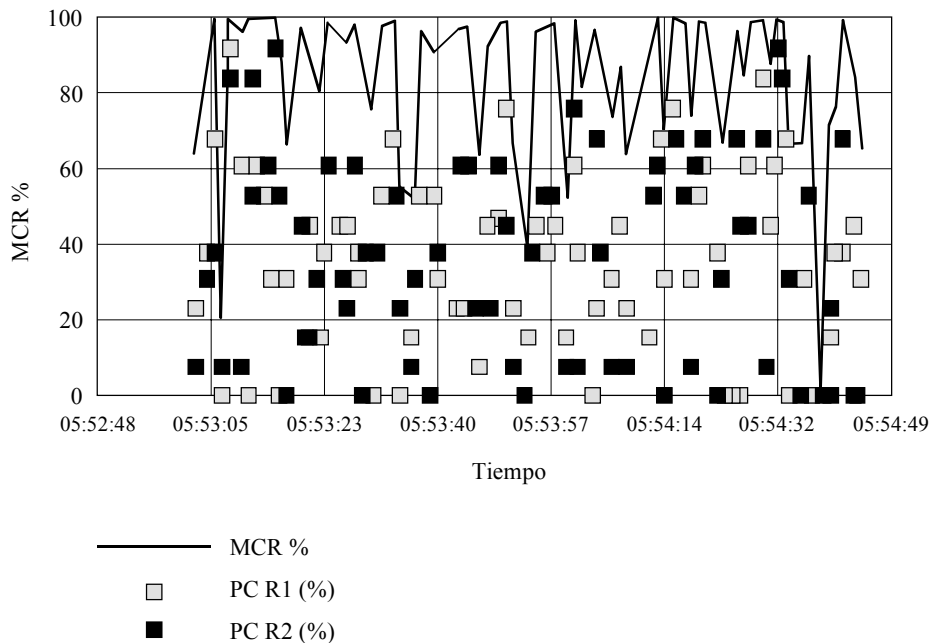
Cuando se necesitan redes de transmisores múltiples, las tramas principales van sincronizadas y empiezan al principio de cada cuarto de hora (más la separación temporal de cada transmisor individual). Los transmisores sincronizados y separados en el tiempo dan la oportunidad al receptor de cambiar la frecuencia de sintonía y realizar tentativas sucesivas de recepción de paquetes en las frecuencias alternativas sin perder la sincronización de los datos.

**4.2 Fiabilidad del sistema**

Aunque las técnicas de corrección de errores en extensión son útiles para un receptor en movimiento, resultan ineficaces cuando el receptor se detiene en una zona de intensidad de la señal extremadamente reducida o se mueve muy lentamente entre nullos de la propagación multitrayecto. El HSDS tiene en cuenta los efectos de la propagación multitrayecto y del apantallamiento con una combinación de diversidad de frecuencias espacial y temporal y, en el caso de la radiobúsqueda, con la numeración de mensajes.

FIGURA 56

## Tasa de completión de mensajes con desvanecimiento



1194-56

## 5 Aplicaciones

El HSDS implementa hasta 64 canales lógicos multiplexados asincrónicamente en la capa de transporte. Los canales incluyen tres tipos de paquete de enlace: paquetes Gram de datos, paquetes de tren de datos y paquetes de bloque de datos.

Los paquetes Gram de datos son paquetes autónomos que constan de 15 bytes de datos de transporte. Los paquetes Gram de datos pueden distribuirse en un orden no secuencial.

Los paquetes de tren de datos son los que van en trenes continuos de datos transparentes. Toda segmentación de los datos de transporte se efectúa en una capa superior en este tipo de paquete. No hay indicaciones del nivel de transporte al principio o al final de los paquetes de tren de datos en el nivel de transporte. En los paquetes de tren de datos se incluyen otras informaciones de forma que pueden intercalarse con otros paquetes de datos en el mismo canal. Pueden entregarse hasta 128 paquetes de tren de datos en un orden no secuencial por un solo canal lógico, en cada momento. Los paquetes de tren de datos pueden incluir repeticiones del mismo paquete de tren de datos para aumentar la fiabilidad.

Los paquetes de bloque de datos dan la posibilidad de enviar entre 1 y 768 bytes de datos de transporte transparentes. Los mensajes de transporte se desglosan en múltiples bloques de datos. Cada bloque de datos se divide en múltiples paquetes de bloque de datos. Cada paquete de bloque de datos lleva hasta 12 bytes de datos de transporte. Pueden entregarse hasta 32 paquetes de bloque de datos en un orden no secuencial por un único canal lógico en todo momento. Los paquetes de bloques de datos pueden intercalarse con otros paquetes de datos por el mismo canal o por otros canales lógicos. Los paquetes de bloque de datos pueden incluir repeticiones del mismo paquete de bloque de datos para mejorar la fiabilidad.



## ANEXO 3

## Descripción del Sistema C: Sistema de canal de información de transmisión de subportadora (SITC)

### 1 Introducción

El sistema de canal de información de transmisión de subportadora (SITC) fue desarrollado por el Ministerio de Transportes de Estados Unidos en el marco del desarrollo de su sistema de transporte inteligente (ITS). El sistema se ha optimizado para utilizarlo en la difusión de datos ITS a receptores de vehículos. Utiliza una versión de la modulación por desplazamiento de fase en cuadratura diferencial (DQPSK) en una subportadora de 72,2 kHz con una velocidad de símbolos de 9 025 símbolos por segundo (18 050 bits por segundo). Se utiliza un enfoque de codificación a base de corrección de errores directa (FEC concatenada) que incorpora la codificación convolucional y la decodificación de Viterbi, la codificación Reed-Solomon y dos entrelazadores. El cuadro 7 resume los parámetros de modulación y codificación.

Debido a la potencia del código concatenado, este sistema es muy resistente en condiciones de recepción multitrayecto y de ruido, especialmente para los mensajes largos. El sistema ofrece un caudal neto de 7 600 bits por segundo más una cierta capacidad para datos con pequeño retardo, dependiendo de la estructura de trama seleccionada (este trayecto de datos con pequeño retardo se destina a los mensajes del GPS diferencial (DGPS) y/o otros mensajes de gran prioridad con carácter de emergencia).

El sistema es compatible, si bien no los incluye específicamente, con el acceso condicional y la capacidad de dirección de receptores.

La posibilidad de atender a múltiples suministradores de servicio se logra gracias a la estructura de paquetes definida para el sistema. Debido a los largos paquetes utilizados, la identificación del suministrador del servicio es muy eficaz en términos de capacidad de velocidad de datos.

Se prevén mejoras del sistema que aportarán ahorros de potencia y opciones de funcionamiento con velocidades de datos superiores.

CUADRO 7

#### Resumen de las características de diseño del SITC

Característica	Descripción
1 Modulación	4 DQPSK desplazadas $\Pi/4$
2 Frecuencia central de la banda de base	72,2 kHz
3 Espectro de frecuencia de la banda de base	Véase la representación del analizador de espectro
4 Niveles de inyección de la subportadora	Nominalmente $\pm 7,5$ kHz
5 Velocidad de símbolos del canal de subportadora	9 025 símbolos por segundo
6 Sincronismo de palabra	Véase la estructura de trama
7 Corrección/detección de errores	Codificación Reed-Solomon y convolucional con decodificación de Viterbi por decisión programable
8 Retardo	Variable, dependiendo de la profundidad del entrelazador y del tamaño de la trama
9 Velocidad binaria de información	7,6 kbit/s más datos de retardo corto

En la Fig. 62, Anexo 2, Apéndice 2, figura más información sobre este sistema, incluyendo la calidad en términos de BER en presencia de ruido Gaussiano o de desvanecimientos multitrayecto, así como de la tasa de errores de mensajes. Se prevén mejoras del sistema que ofrecerán ahorros de potencia y opciones de funcionamiento con velocidades de datos superiores.

## 2 Procesamiento en el extremo transmisor

El SITC tiene dos trayectos de datos: un trayecto de datos principal y otro reservado a los datos con pequeño retardo. El trayecto de datos principal tiene cuatro profundidades opcionales de entrelazador que corresponden a cuatro duraciones de supertrama: 46,08, 23,04, 11,52 y 5,76 segundos. Estas opciones permiten establecer compromisos entre el retardo del sistema y su robustez en condiciones de desvanecimientos lentos.

Desde un punto de vista de las señales en el transmisor, se efectúan los procesos siguientes en el trayecto de datos principal:

- Se supone una velocidad de datos de entrada de 7 600 bit/s lo cual se considera que es un tren de datos continuo basado en un paquete de datos de 228 bytes cada 240 ms. Cada byte consta de 8 bits.
- El mensaje se codifica en bloques utilizando un código abreviado de Reed-Solomon de orden 256 (243, 228).
- El mensaje con código Reed-Solomon se entrelaza en bloques, escribiendo bytes de 8 bits en una memoria con 243 filas y 6 columnas. Cada célula de la memoria contiene un byte de 8 bits y el mensaje se escribe por columnas, leyéndose por filas.
- El mensaje con entrelazado por bloques se codifica convolucionalmente utilizando un código de longitud restringida a 7 y velocidad 1/2, con coeficientes del polinomio generador 554 y 744 (octal). El codificador funciona continuamente sin necesidad de reactivación.
- El mensaje codificado se entrelaza utilizando un entrelazador convolucional con 72 trayectos diferentes. Cada trayecto tiene un registro de desplazamiento de longitud distinta con un múltiplo entero de «J» etapas, tal como se indica en el cuadro 6. Cada etapa representa un bit. El primer trayecto tiene  $71 \cdot J$  etapas, el segundo tiene  $70 \cdot J$  etapas, ... y el último trayecto tiene cero etapas. La rama de conmutación cambia una vez por cada bit de entrada y en el mismo instante, y los bits de los registradores de desplazamiento en dicho trayecto se desplazan un bit.
- Se somete al mensaje entrelazado a una operación O-exclusiva con un patrón repetitivo de pseudoruido (PN) aleatorio. La longitud del patrón PN figura en el cuadro 8. Dicho patrón PN se sincroniza con el entrelazado y con la supertrama. Este proceso se denomina cobertura.
- El mensaje cubierto se divide en subtramas, tramas y supertramas. Hay 72 bits de datos por subtrama. El número de subtramas por trama viene dado en el cuadro 8. Hay 72 tramas por supertrama. La distribución en tramas se sincroniza con el entrelazador de forma que el primer bit de una subtrama proceda del primer trayecto del entrelazador convolucional. Se añaden 4 bits como sufijo a cada subtrama para que cada una de ellas tenga una longitud de 76 bits. Estos 4 bits adicionales se denominan bits de estado del canal.
- Se da a cada trama una subtrama de sincronización de 76 bits como prefijo. Esta subtrama de sincronización consta de una «palabra de correlación» de 56 bits, una palabra de identificación de trama de 15 bits más un bit no utilizado y 4 bits de estado de canal. La palabra de correlación de 56 bits es la misma en cada trama. La palabra de identificación de trama de 15 bits es el número de trama codificado, utilizando un código de Bose, Chaudhuri y Hocquenghem (BCH) (15,7). Siempre hay una subtrama de sincronismo por trama.
- Algunas subtramas se reservan para el trayecto de datos de retardo corto. El número de tramas reservada de esta forma depende de la opción del entrelazador/supertrama, tal como se muestra en el cuadro 6. El número total de subtramas por trama también figura en el cuadro 8. Hay siempre 72 tramas por supertrama.
- El mensaje con formato se modula en una subportadora de 72,2 kHz utilizando la manipulación por DQPSK desplazada  $\pi/4$ . La velocidad de símbolos transmitida es de 9 025 símbolos por segundo.
- La señal modulada se filtra utilizando un filtrado de coseno alzado en raíz cuadrada (SRRC) con un factor de caída de 0,684. Ello da lugar a una anchura de banda nominal de 15,2 kHz (banda de base de 64,6 kHz a 79,8 kHz).

Se prevén subtramas de pequeño retardo para poder transmitir datos que deben procesarse rápidamente en aplicaciones que no pueden tolerar el retardo asociado al entrelazado. Estas subtramas contienen 76 bits y se multiplexan antes de la cobertura, tal como se representa en la Figura 57. La velocidad de datos disponible en el trayecto de datos de pequeño retardo se muestra en el cuadro 8.

El proceso descrito anteriormente produce una onda subportadora que se multiplexa por división de frecuencia con las otras señales antes de la modulación MF en el transmisor de radiodifusión. Se prevé típicamente un nivel de inyección (en términos de amplitud de cresta de la subportadora) de  $\pm 7,5$  kHz. Son posibles otros niveles de inyección con compromisos en términos de BER y de comportamiento de las otras subportadoras que comparten la transmisión.

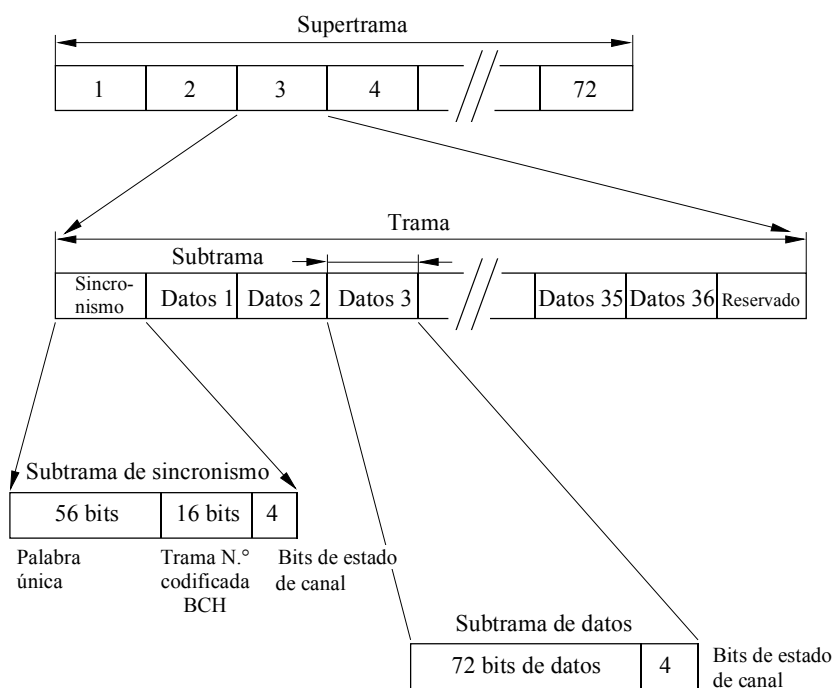
CUADRO 8

Opciones en cuanto a entrelazador y disposición en trama

duración de la subtrama (segundos)	5,76	11,52	23,04	46,08
paquetes de datos por supertrama	24	48	96	192
entrelazador convolucional, «J» =	18	36	72	144
número de etapas en la secuencia m	17	18	19	20
número de bits de la secuencia m	93 312	186 624	373 248	746 496
total de subtramas por trama	19	38	76	152
subtramas de pequeño retardo por trama	0	1	3	7
velocidad de los datos de pequeño retardo (bit/s)	0	475	712,5	831,25
subtramas de sincronismo por trama	1	1	1	1
subtramas de datos por trama	18	36	72	144

FIGURA 57

Ejemplo de estructura de trama



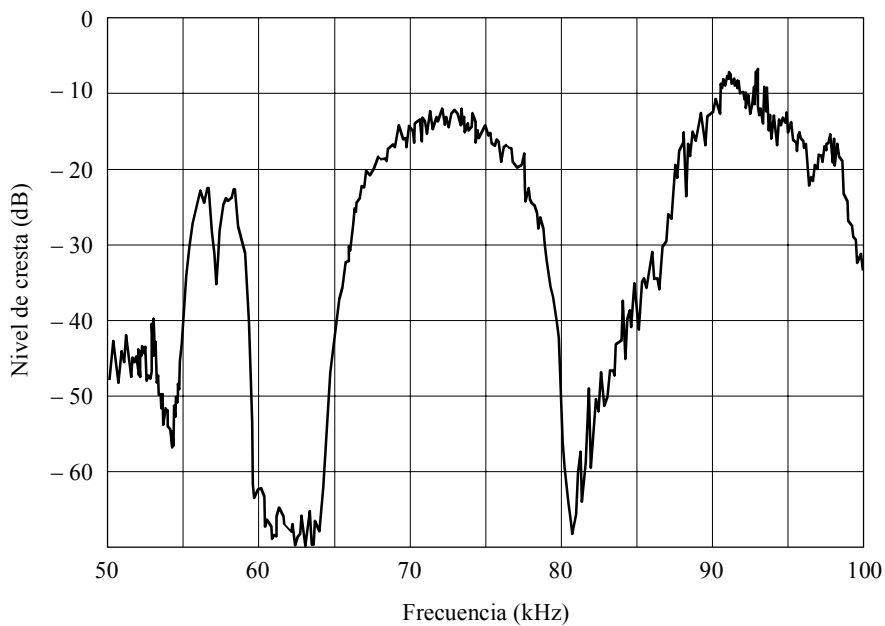
1194-57

La Figura 57 muestra un ejemplo de trama para el caso de supertrama de 11,52 segundos. Los bits de estado de canal se utilizan para la codificación por decisión programable. El código convolucional interior utiliza estos bits, efectuando una correlación con la secuencia conocida y estimando la calidad del canal. Esta estimación de la calidad ayuda al proceso de decodificación mediante algoritmo de Viterbi.

El código Reed Solomon utilizado para el sistema SITC es capaz de corregir errores de hasta 7 símbolos, aunque puede también detectar errores de 8 símbolos. Esta faceta se utiliza en lugar del código de redundancia cíclica (CRC) para determinar de forma fiable si un paquete se ha recibido correctamente.

La Figura 58 muestra una representación de analizador de espectro de la banda de base MF desde 50 kHz a 100 kHz. El espectro de la banda de base de dicha representación incluye una señal RDS de 57 kHz, la señal SITC de 72,2 kHz inyectada en  $\pm 7,5$  kHz y una subportadora analógica de 92 kHz. La atenuación de 50 dB y las frecuencias de 64 y 81 kHz son adecuadas para asegurar que la onda SITC no se superpone a las subportadoras adyacentes RDS de 57 kHz o de 92 kHz.

FIGURA 58  
Características espectrales de la señal SITC



1194-58

### 3 Pruebas cuantitativas de la interferencia en audio (el mismo canal)

En estas pruebas se medía la degradación de la calidad de la señal de audio estereofónica cuando se introduce una subportadora SITC. Los resultados de dichas pruebas se resumen en el cuadro 9. Las mediciones se efectuaron utilizando un filtro paso bajo (LPF) de 15 kHz, así como un filtro ponderado sofométrico. Los resultados muestran que puede percibirse una degradación de 1 dB aproximadamente. Este nivel de degradación no es importante pues fue validado en la prueba cualitativa.

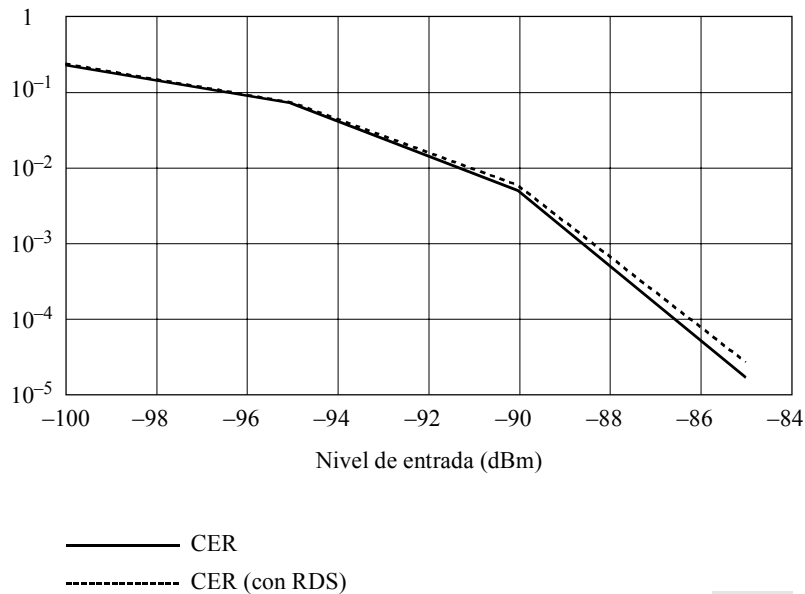
CUADRO 9  
Efectos de la señal SITC en el canal principal

	Filtro sofométrico SINAD (dB)	Filtro paso bajo de 15 KHz SINAD (dB)
Señales activas		
Tono de 1 kHz	42,15	59,73
Tono de 1 kHz + SITC	41,02	55,01

#### 4 Efectos de la señal RDS en la tasa de errores del SITC

Se efectuaron mediciones de la tasa de errores en el canal SITC, activando y desactivando una subportadora RDS. Los resultados se representan en la Figura 59 e indican que la degradación debida a la señal RDS es insignificante.

FIGURA 59  
Degradación de los errores debida a la señal RDS



1194-59

#### 5 Relaciones de protección en radiofrecuencia

El sistema SITC manifiesta un comportamiento adecuado en términos de relaciones de protección, tal como se representa en las Figuras 60 y 61. En la Figura 60 se muestra la calidad en términos de relación de protección para la recepción monofónica, utilizando un receptor radioeléctrico de coche Alpine 7502.

El sistema SITC es también resistente en presencia de interferencia del canal alterno. La Figura 61 muestra las relaciones de protección para el caso de un canal alterno que interfiere con la transmisión SITC con una tasa de errores en el canal no corregida del 1%.

#### 6 Calidad en términos de errores (con desvanecimiento)

Se efectuaron mediciones de laboratorio de la CER del SITC en condiciones de desvanecimiento utilizando el simulador de canal de RF Hewlett Packard (HP) 11759C. La Figura 62 muestra la configuración de laboratorio utilizada para efectuar las pruebas. El ensayo se efectuó haciendo que la señal SITC modulase la portadora con una desviación de  $\pm 7,5$  kHz. Se establecieron unas condiciones de desvanecimiento de Rayleigh de 6 tomas, con una tasa de desvanecimiento de 6,7 Hz que correspondía a una velocidad del vehículo de 82,5 km/hr a una frecuencia de prueba de 87,7 MHz. El cuadro 10 muestra los distintos retardos y atenuaciones. La Figura 62 corresponde a una prueba en la que el primer receptor estereofónico de vehículo se había apagado, de forma que no se utilizaba modulación audio. Además, en esta prueba se había apagado el tono piloto. Los resultados del ensayo se representan en la Figura 63.

FIGURA 60  
Relaciones de protección para el canal principal

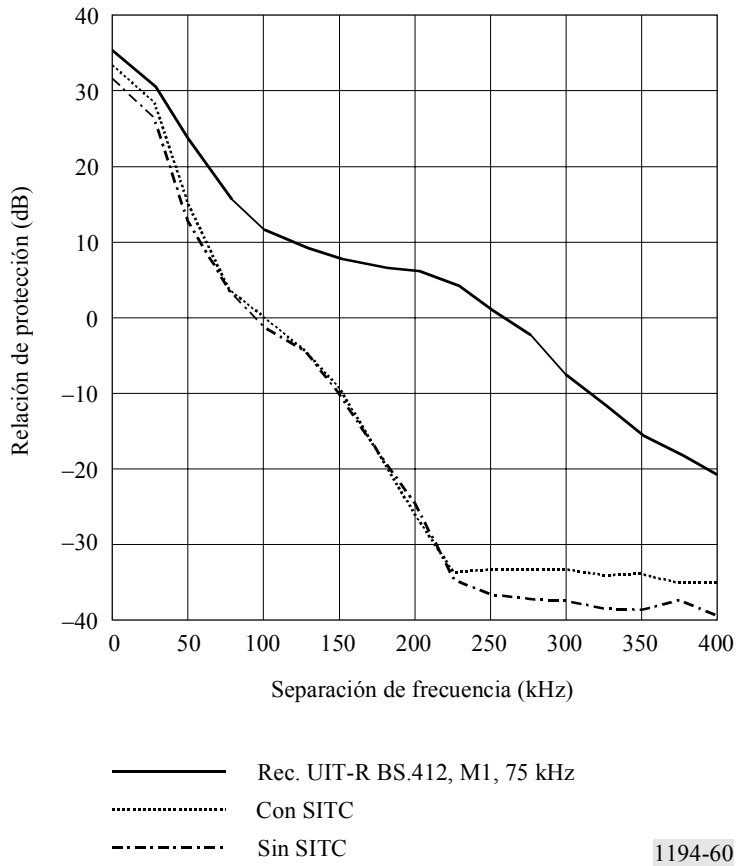
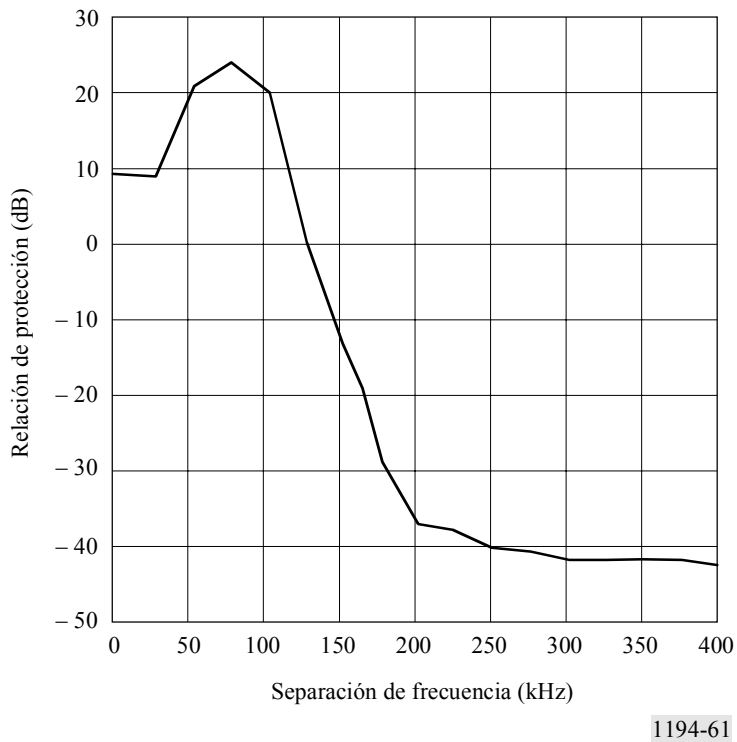


FIGURA 61  
Relaciones de protección para la subportadora SITC



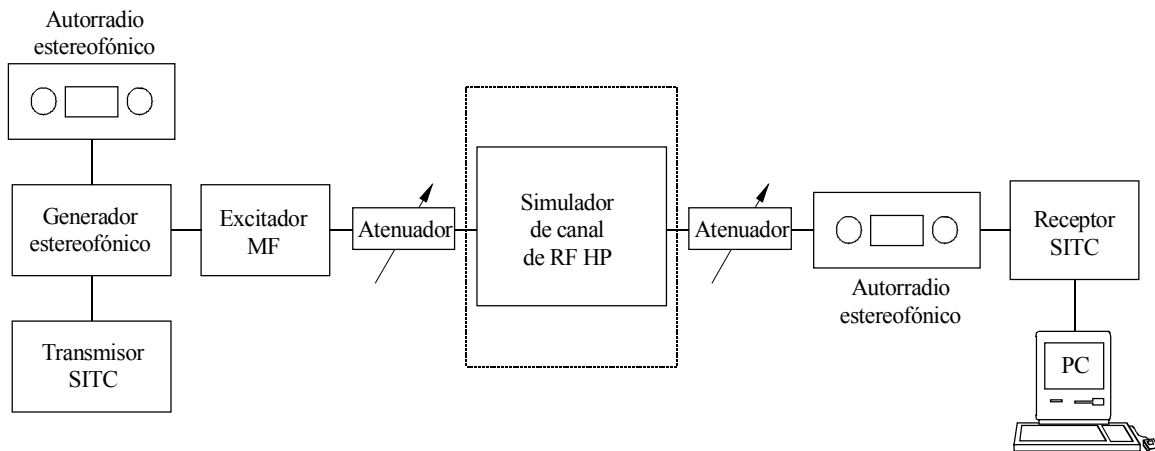
CUADRO 10

**Parámetros de las tomas de desvanecimiento en el canal**

Retardos ( $\mu$ s)	Atenuaciones (dB)
0,0	3,0
0,2	0,0
0,5	2,0
1,6	6,0
2,3	8,0
5,0	10,0

FIGURA 62

**Configuración de prueba en laboratorio para medir la BER con desvanecimiento**



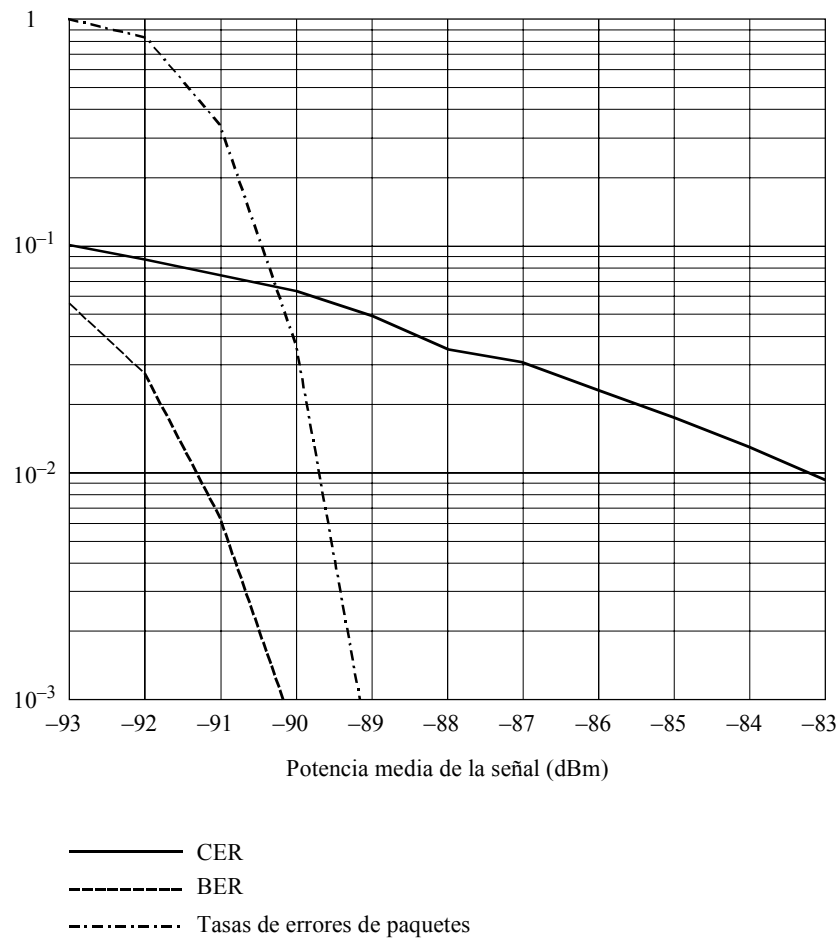
1194-62

**7 Resultados de las pruebas en condiciones reales**

Hasta la fecha, el prototipo SITC se ha sometido a numerosas pruebas reales en el exterior. Uno de los objetivos principales de las pruebas reales era validar la compatibilidad de la onda SITC con el sistema de radiodifusión MF y medir las características de error del sistema en un entorno real. Algunas de las pruebas se resumen en el cuadro 11. Hay dos conclusiones generales basadas en estas pruebas; según la primera, el sistema SITC puede ofrecer una buena calidad de datos en el entorno móvil; por la segunda, el sistema SITC es compatible con los sistemas y equipos de radiodifusión MF.

FIGURA 63

Resultados utilizando un simulador de canal con desvanecimiento



1194-63

## 7.1 Compatibilidad del SITC en las pruebas reales

El método de validación era estrictamente cualitativo y, aunque los resultados son escasos, avalan firmemente la conclusión de que el SITC es compatible. Los resultados principales en los que se basa esta conclusión se enumeran a continuación:

- El sistema SITC se ha ensayado en exteriores numerosas veces. De ellas, el cuadro anterior muestra cinco ensayos en cuatro estaciones distintas. Cada estación tenía al menos una subportadora distinta además de la SITC, incluyendo la de sonido en 92 kHz, la de búsqueda en 57 kHz y la de RDS en 57 kHz. Además, el tiempo total acumulado de las pruebas en exteriores se acerca a los 170 días.
- En cada una de las pruebas en condiciones reales el ingeniero de la estación supervisaba regularmente la degradación del canal principal de entretenimiento, y consideró que no habían efectos significativos de degradación.
- No se informó sobre pérdidas de cobertura o de degradación de la señal de audio por parte de los oyentes.
- No se informó sobre degradación del servicio en ninguna de las subportadoras.



## CUADRO 11

## Resumen de las pruebas reales SITC

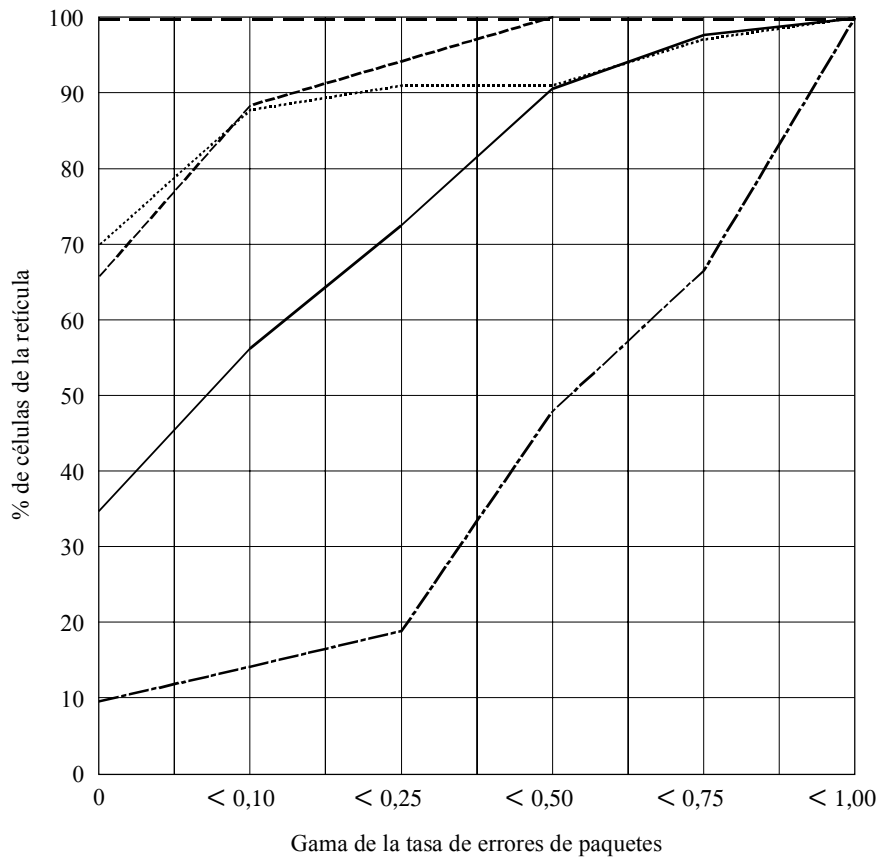
Emplazamiento	Fecha	Estación	Altura de la antena HAAT* (metros)	PIRE (kilovatios)	Duración de la prueba (Días)
Fayetteville North Carolina	Marzo de 1993	WQSM	249	100	3
Washington DC	Abril de 1993	WPGC	152	50	3
Washington DC	Febrero de 1994	WXTR	232	22	14
Minneapolis Minnesota	Octubre de 1994	KBEM	113	2,2	48
Washington DC	Agosto de 1994	WXTR	232	22	43
Atlanta Georgia	Abril de 1995	WRFG	61	21,5	30+
Denver Colorado	Mayo de 1995	KYGO	555	100	30+

\* HAAT (height above the average terrain)

## 7.2 Calidad en cuanto a errores del SITC en las pruebas reales

La Figura 64 ofrece una muestra de los resultados de la calidad en una de las pruebas reales más amplias. Estos resultados se obtienen a partir de datos recopilados a lo largo de la zona de cobertura de la estación radioeléctrica, utilizando un receptor móvil. La estación utilizada para este ensayo tenía 22 kW de potencia radiada aparente (PRA) y una altura de antena sobre la media del terreno de 232 metros. En este resultado la zona de cobertura se divide en retículas de 6,4 kilómetros cuadrados. Se acumulan las tasas de errores de paquetes en cada célula de la retícula visitada por el receptor móvil, sobre la base de un número de paquetes recibidos correctamente mientras que el vehículo se encontraba en esa célula, en comparación con el número total enviado mientras que el vehículo estaba en la célula. La Figura 64 es una representación del porcentaje de células con tasas de error acumulado que oscilan en las gamas representadas en el eje horizontal. Se representan diversos grupos de datos para distintos subconjuntos de células de la retícula separadas una cierta distancia del transmisor.

FIGURA 64  
 Comportamiento en cuanto a errores de paquetes de la célula  
 de la red en función de la distancia



$d$ : distancia respecto al transmisor (km)

- $d < 16$
- .....  $16 < d < 32$
- .-.-  $32 < d < 48$
- $48 < d < 64$
- — —  $d > 64$

APÉNDICE 1

Este apéndice ofrece una comparación de los tres sistemas descritos en los anexos 1 a 3. El cuadro 12 aporta un resumen de conjunto de los tres sistemas

CUADRO 12  
Resumen de los sistemas

		Sistema A (DARC)	Sistema B (HSDS)	Sistema C (SITC)
Parámetros				
	Frecuencia subportadora	76 kHz	66,5 kHz	72,2 kHz
	Anchura de banda	44 kHz (-40 dB)	16 kHz (desde 60 hasta 76 kHz a -60 dB)	16 kHz (-50 dB)
	Velocidad binaria de datos del canal	16 kbit/s	19 kbit/s	18,05 kbit/s
	Velocidad de datos de información	Método A – 6,83 kbit/s Método B – 6,95 kbit/s Método C – 9,78 kbit/s	Paquetes simples – 10,51 kbit/s Pequeños bloques – 8,3 kbit/s	7,6 kbit/s + datos de pequeño retardo
	Método de modulación	LMSK	Modulación de amplitud de doble banda lateral duobinaria con portadora suprimida	DQPSK desplazada $\pi/4$
	Corrección de errores	Código de producto (272, 190)	Paquetes – entrelazados con código de Hamming (12, 8) Pequeños bloques – paquetes con dispersión en el tiempo y Hamming adicional	Reed-Solomon (243, 228) + código convolucional $1/2$
	Detección de errores	14 bits de CRC	16 bits de CRC	Efectuada por la decodificación Reed-Solomon
	Nivel de inyección	varía entre 3 kHz y hasta 7,5 kHz	3,75 kHz a 7,5 kHz nominalmente 7,5 kHz	nominalmente 7,5 kHz
Características adicionales				
	Ahorro de potencia	Sí, en los receptores actuales	Sí, ciclos de trabajo de 0,01% a 100%	
	Capacidad de dirección del receptor	Sí	Sí	Sí
	Validez para distintos tipos de datos	Sí	Sí	Sí
	Posibilidad de servicios de subportadora adicional	No, véase el apéndice 2, punto 9	Sí, véase el apéndice 2, punto 9	Sí, véase el apéndice 2, punto 9
	Acceso a estación múltiple	Sí	Sí, incluyendo la transmisión con desplazamiento en el tiempo para los datos de tipo búsqueda	Sí

CUADRO 12 (continuación)

		Sistema A (DARC)	Sistema B (HSDS)	Sistema C (SITC)
Características de compatibilidad				
	Programa audio, véase el apéndice 2, punto 7, cuadro 10	Véase el anexo 1, punto 3.2	Véase el anexo 2, punto 2.2	Véase el anexo 3, punto 3
	Relación de protección, véase el apéndice 2, punto 6 y punto 10	Véase el anexo 1, punto 3.4	Véase el anexo 2, punto 2.4	Véase el anexo 3, punto 5
	RDS, véase el apéndice 2, punto 8	Véase el anexo 1, punto 3.3	Véase el anexo 2, punto 2.3	Véase el anexo 3, punto 4
	Rec. UIT-R BS.450	(Frecuencia subportadora, véase la NOTA 1)	Completamente	
	Servicios de radionavegación aeronáutica	En estudio	En estudio	En estudio
	Audio en propagación multitrayecto, véase el apéndice 2, punto 7, cuadro 11	Véase el anexo 1, punto 3.2	Véase el anexo 2, punto 2.2	
	Tratamiento de re-radiodifusión	Sí	Sí	Sí
		Sistema A (DARC)	Sistema B (HSDS)	Sistema C (SITC)
Características de calidad				
	Tasas de error (Gaussiano), véase el apéndice 2, punto 2	Véase el anexo 1, punto 3.1	Véase el anexo 2, puntos 3.2, 3.3 y 3.4	
	Tasas de error (multitrayecto y desvanecimiento), véase el apéndice 2, punto 3	Véase el anexo 1, punto 3.1	Véase el anexo 2, puntos 3.2, 3.3 y 3.4	Véase el anexo 3, punto 6
	Tasas de error (ruido impulsivo), véase el apéndice 2, punto 4			
	Retardo de extremo a extremo	36 ms para el método C 9,8 segundos para los métodos A y B	13 ms para los paquetes simples y 3,28 segundos para los pequeños bloques	160 ms para los mensajes de pequeño retardo. Los otros retardos varían, dependiendo de la opción de entrelazado
	Tasa de errores en los mensajes para mensajes de longitud diversa en condiciones de multitrayecto, véase el apéndice 2, punto 3		Véase el anexo 2, punto 3.4	
NOTA 1 – En la Recomendación UIT-R BS.450 figuran directrices en cuanto a las frecuencias subportadoras y los niveles de inyección.				

## APÉNDICE 2

**Comparación de los tres sistemas de datos con subportadora MF****1 Introducción**

Durante 1996 se efectuaron pruebas en Estados Unidos con los tres sistemas de datos con subportadora MF. A continuación se citan los resultados de dichas pruebas. Los ensayos se efectuaron en el NASA Lewis Research Center, en Cleveland, Ohio, por un grupo de pruebas independiente. Los documentos que describen con detalle los resultados son voluminosos y no se repiten aquí. Este Informe ofrece un resumen de algunos de los resultados.

Los sistemas ensayados se corresponden muy de cerca con los sistemas descritos en esta Recomendación. Se efectuaron ciertas modificaciones en los sistemas ensayados respecto a las descripciones que se dan aquí. En primer lugar, el sistema HSDS tenía una codificación de errores directa (FEC) y un entrelazado adicional. Se efectuaron algunas pruebas con esta codificación adicional y en otras se utilizaba la codificación HSDS normal. En segundo lugar, el sistema DARC se hacía funcionar con un nivel de inyección fijo y variable. En el sistema DARC ensayado se utilizó el método B de organización de datos.

Las pruebas se realizaron con varias combinaciones distintas de las diversas subportadoras y de la modulación del canal principal. Algunas pruebas se efectuaron únicamente con los sistemas propuestos (es decir, los sistemas en prueba) utilizando la modulación del canal principal y una señal piloto. Otras pruebas se efectuaron con combinaciones de RDS y otra subportadora analógica a una frecuencia de 92 kHz. Los cuadros 13 y 14 muestran desviaciones para dos grupos en función del sistema propuesto particular en pruebas. Excepto cuando se indica lo contrario, en las pruebas se utilizaron una u otra de las combinaciones indicadas en los cuadros 13 y 14. La realización de los ensayos no se ajustaba estrictamente a la Recomendación UIT-R BS.450, pues se utilizaron múltiples subportadoras en algunas pruebas y se rebasaban los límites de desviación que prevé dicha Recomendación.

NOTA – Los resultados del punto 3 de este apéndice se están evaluando en otros países.

CUADRO 13

**Desviación de cresta para la subportadora del Grupo A (kHz)**

	DARC	SITC	HSDS
Izquierda + derecha	66,00	60,75	60,75
Piloto	6,75	6,75	6,75
Izquierda - derecha	0	0	0
RDS	2,25	2,25	2,25
Sistema en pruebas	7,5 kHz fija o variable de 3,0 kHz a 7,5 kHz	7,50	7,50
Subportadora analógica a 92 kHz	0	5,25	5,25
Desviación de cresta agregada	82,5	82,5	82,5

CUADRO 14

## Desviación de cresta para la subportadora del Grupo B (kHz)

	DARC	SITC	HSDS
Izquierda + derecha	60,75	60,75	60,75
Piloto	6,75	6,75	6,75
Izquierda - derecha	0	0	0
RDS	7,50	7,50	7,50
Sistema en pruebas	7,5 kHz fija o variable de 3,0 kHz a 7,5 kHz	7,50	7,50
Subportadora analógica a 92 kHz	0	0	0
Desviación de cresta agregada	82,5	82,5	82,5

En las pruebas con las subportadoras de los grupos A y B se solía utilizar también alguna modulación del canal principal. Algunas pruebas se efectuaron también con el sistema «propuesto únicamente» en ellas, sólo daba modulación el tono piloto, la componente izquierda + derecha y la subportadora del sistema en pruebas. A menos que se indique lo contrario, se aplicaban las condiciones siguientes:

- la desviación de cresta agregada se fijó en 82,5 kHz ajustando el nivel de modulación de audio del canal principal;
- el sistema DARC funcionaba en un modo de modulación fija;
- el nivel de la señal se fijaba en  $-65$  dBm.

A continuación se describen los resultados de pruebas siguientes:

- tasa de pérdidas de paquetes (PLR) con ruido Gaussiano blanco auditivo (AWGN);
- PLR en multitrayecto;
- PLR en condiciones de ruido impulsivo;
- adquisición del sincronismo;
- interferencia cocanal;
- interferencia de audio propia;
- interferencia RDS;
- interferencia en 92 kHz;
- interferencia de canal adyacente.

## 2 PLR en condiciones de AWGN

La capacidad para recibir mensajes de forma fiable en condiciones de ruido es una característica importante de todo sistema. Ello implica algo más que el mantenimiento en nivel reducido de la BER. Deben recibirse los paquetes completos. En este punto se indica la tasa de pérdidas de paquetes (PLR) en condiciones de AWGN para dos tamaños distintos de paquete. La Figura 65 muestra las tasas de PLR para los tres sistemas en condiciones de AWGN y para un tamaño de paquete de 20 bytes. Se muestra el sistema DARC para dos casos: funcionamiento con desviación fija y con desviación variable. Se efectuaron pruebas con un nivel de señal de  $-65$  dBm. Se añadía ruido para lograr los valores de

la  $C/N_0$  en el eje horizontal de la figura. La  $C/N_0$  se define como la relación entre la potencia total de RF y la densidad espectral del ruido añadido (en una anchura de banda de 1 Hz). Puede convertirse la  $C/N_0$  a intensidad de la señal dB( $\mu$ V) con la ecuación siguiente:

$$C/N_0 + F - 65,25 = S$$

Siendo:

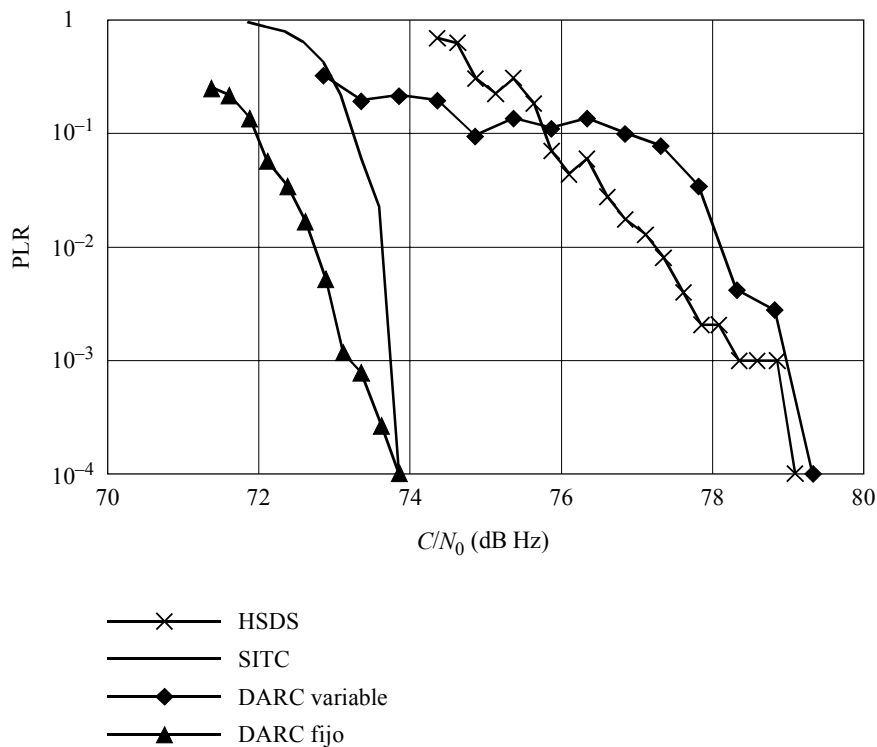
$S$ : intensidad de la señal (dB( $\mu$ V)), suponiendo una impedancia de 75  $\Omega$

$F$ : factor de ruido del receptor (dB)

$C/N_0$ : relación entre la potencia de RF y la densidad espectral de ruido (dB/Hz).

Los ensayos se realizaron con los niveles de modulación del «sistema propuesto únicamente». Dicho de otra manera, no se utilizaron otras subportadoras distintas de las del sistema en pruebas. Se modulaba el canal principal con ruido rosa recortado monoaural (CPN) excepto en el caso del sistema DARC en el que se aplicaba modulación variable. En este último caso, el canal principal estaba modulado en estéreo con un pase de audio específico procedente de una canción de ABBA. Se recogieron datos durante cinco minutos para obtener las tasas de error indicadas. En el gráfico, se representan los valores cero de la PLR medida como 0,0001, pues el cero no puede representarse en una escala logarítmica. Véase que un paquete de 20 bytes perdido en cinco minutos corresponde aproximadamente a una PLR de 0,0001. Las curvas situadas en la parte izquierda inferior del gráfico indican una mejor calidad.

FIGURA 65  
PLR en condiciones de AWGN para paquetes de 20 bytes

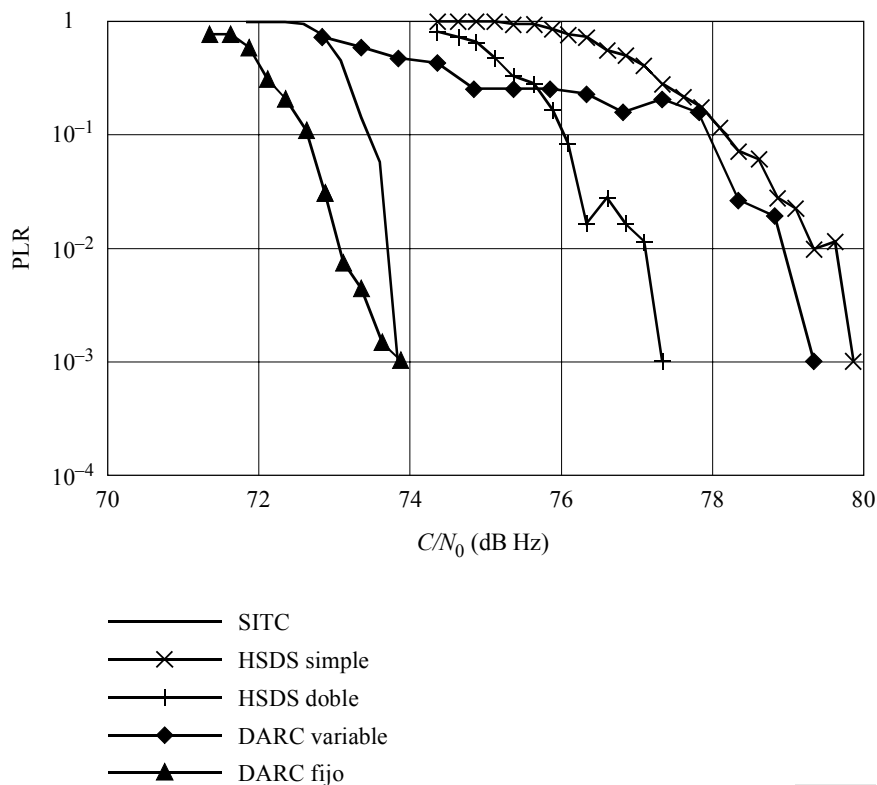


1194-65

La Figura 66 muestra la calidad en términos de PLR para paquetes de tamaño de 220 bytes, incluyendo dos casos del sistema DARC y dos casos del sistema HSDS. La versión de codificación con corrección doble de errores del sistema HSDS también tiene entrelazado adicional. La versión de corrección doble de errores del sistema HSDS se desarrolló especialmente para estas pruebas de sistemas de subportadora de gran velocidad (HSSC). Los datos se tomaron durante 5 minutos para obtener las tasas de errores indicadas. Los valores cero de la PLR medida, se representan como 0,001 en el gráfico, pues el cero no puede representarse en una escala logarítmica. Véase que un paquete de 220 bytes perdido en 5 minutos corresponde aproximadamente a una PLR de 0,001. Todas las demás condiciones son las mismas que las de la Figura 65.

FIGURA 66

PLR en condiciones AWGN para paquetes de 220 bytes



1194-66

### 3 Calidad en términos de la PLR en condiciones de desvanecimiento multirrayecto

En los receptores móviles, la calidad en términos de la tasa de pérdida de paquetes para condiciones de propagación multirrayecto es extremadamente importante. Se efectuaron pruebas de los tres sistemas en cuatro condiciones distintas de propagación multirrayecto. Se simulaba dicho multirrayecto utilizando un par de simuladores de canal con desvanecimiento HP 11759C. Se utilizaban en el modo de Rayleigh con un total de 9 tomas multirrayecto. Estos valores de retardo y atenuación para cada toma se resumen en el cuadro 15, representando los diversos escenarios de propagación multirrayecto establecidos durante la prueba.

En las Figuras 67–70 se ofrecen los resultados de las pruebas de estos tres sistemas. Estas figuras muestran la PLR en función de la  $C/N_0$  para cada uno de los tres sistemas y para cada uno de los cuatro escenarios de propagación multirrayecto. En el caso del sistema DARC, se utilizó un nivel de inyección fijo para una desviación de cresta de 7,5 kHz.

Las mediciones se efectuaron aumentando el ruido hasta la aparición de errores en los mensajes (OME). No obstante, en múltiples casos se producían errores aun sin añadir el ruido. En dicha situación, se estimaba la  $C/N_0$  con una primera determinación del factor de ruido aproximado del receptor utilizado en el sistema sometido a prueba. En consecuencia, los valores de la  $C/N_0$  superiores a 85 dB Hz son valores estimados que tienen menos precisión que los valores de la  $C/N_0$  medidos. Los que están por debajo de 85 dB Hz se basaban en las mediciones reales y se obtenían efectuando el cálculo a partir del nivel del ruido añadido necesario para inducir los OME. Como sólo se medían dichos OME, no puede disponerse de una caracterización plena de la calidad. Dicha caracterización consistiría en una curva similar a la de las Figuras 65 y 66. Estas curvas suelen iniciarse en la parte superior izquierda del gráfico y llegan hasta la parte inferior derecha. En la figuras, los puntos de datos conectados por líneas indican los resultados de una misma prueba. En cuanto a las pruebas con AWGN, se representa el valor medido cero de la PLR como 0,0001 y 0,001 para las pruebas de paquetes de 20 bytes y de 220 bytes, respectivamente. Los puntos de datos múltiples no conectados mediante una línea indican datos tomados en instantes diferentes durante la prueba, pero prácticamente en las mismas condiciones. Las diferencias entre los resultados son debidas, al menos parcialmente, a las variaciones estadísticas. En cuanto a las pruebas con AWGN, las curvas y/o los valores que están próximos a la parte inferior izquierda de los gráficos indican una mejor calidad.



CUADRO 15

Condiciones multitrayecto

	Urbano lento		Urbano rápido		Rural rápido		Obstruido	
Doppler	0,1744 Hz		5,23 Hz		13,08 Hz		5,23 Hz	
Toma N°	Retardo (µs)	Atenuación (dB)	Retardo (µs)	Atenuación (dB)	Retardo (µs)	Atenuación (dB)	Retardo (µs)	Atenuación (dB)
1	0,0	2	0,0	2	0,0	4	0	10
2	0,2	0	0,2	0	0,3	8	1	4
3	0,5	3	0,5	3	0,5	0	2,5	2
4	0,9	4	0,9	4	0,9	5	3,5	3
5	1,2	2	1,2	2	1,2	16	5	4
6	1,4	0	1,4	0	1,9	18	8	5
7	2,0	3	2,0	3	2,1	14	12	2
8	2,4	5	2,4	5	2,5	20	14	8
9	3,0	10	3,0	10	3,0	25	16	5

Las pruebas se efectuaron con un nivel nominal de la señal de -65 dBm. La modulación del canal principal era CPN monoaural. La señal tenía también una señal RDS con una desviación de cresta de 2,25 kHz y una subportadora analógica de 92 kHz con una desviación de cresta de 5,25 kHz. La desviación para el sistema sometido a prueba era de 7,5 kHz. En las pruebas de paquetes 220 bytes del sistema HSDS, se utilizó la opción de corrección doble de errores. Las mediciones de los errores se efectuaron durante 5 minutos. Véase que sin material de programa, los errores se reducían considerablemente.

FIGURA 67

PLR en entorno urbano con desvanecimiento multitrayecto lento

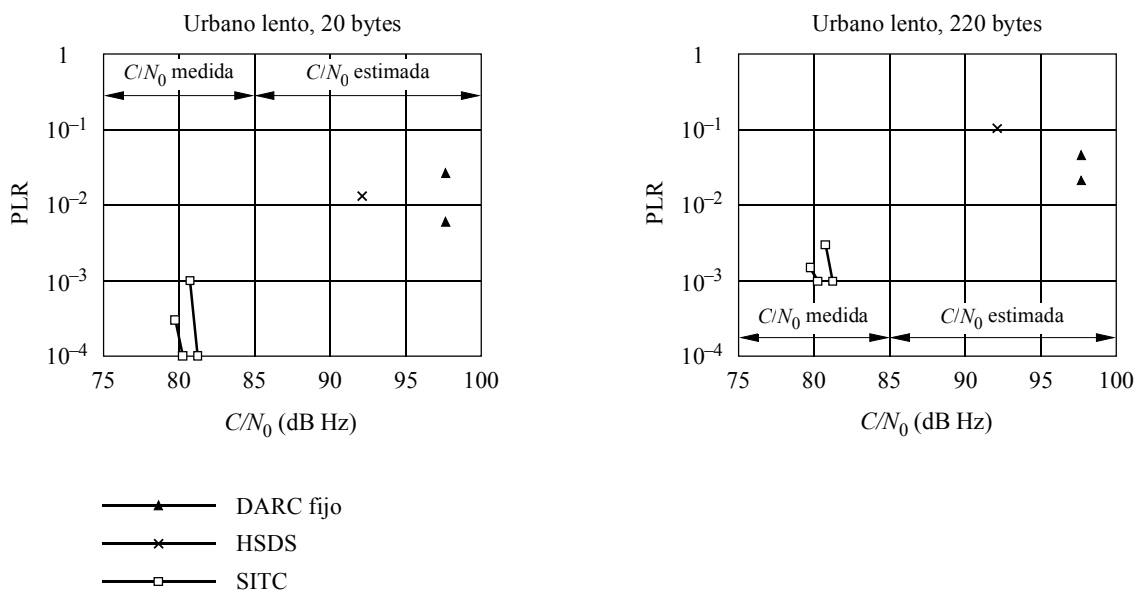
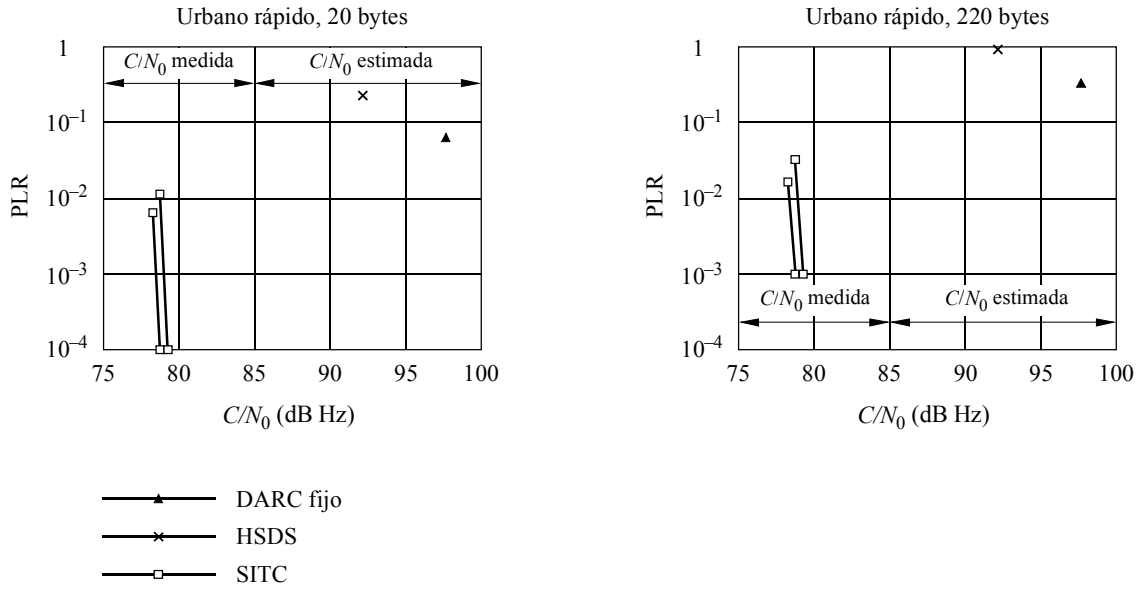
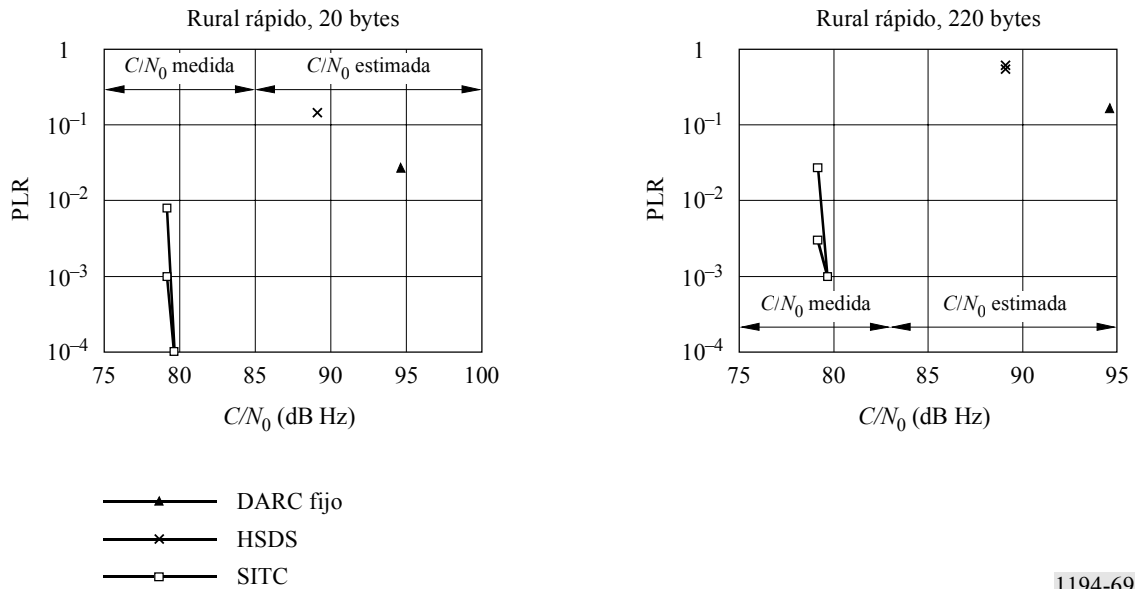


FIGURA 68  
**PLR en entorno urbano con desvanecimiento multitrayecto rápido**



1194-68

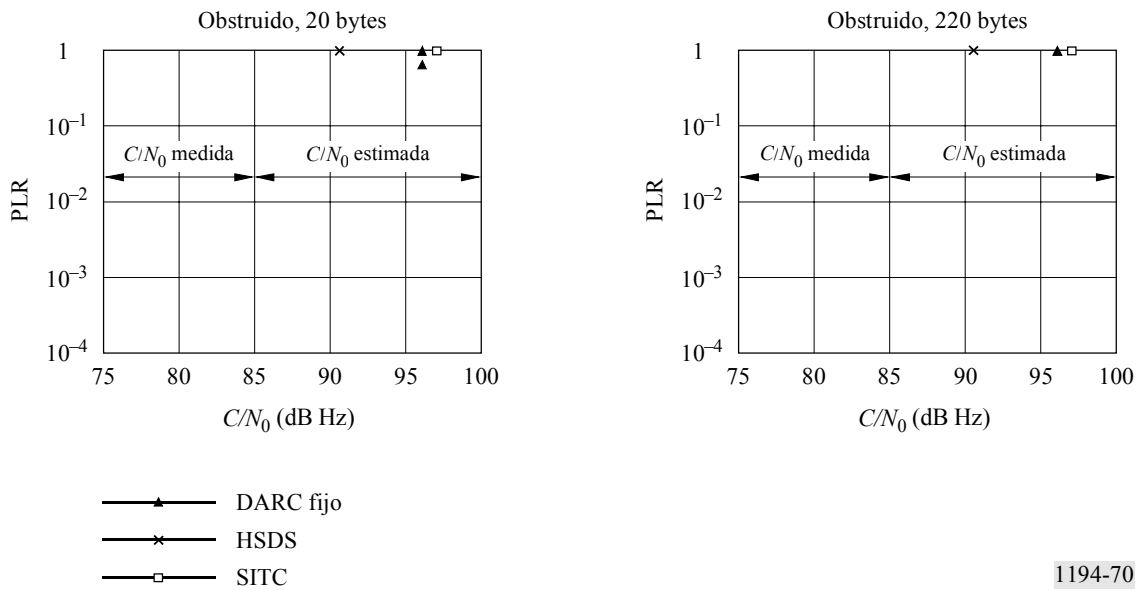
FIGURA 69  
**PLR en entorno rural con desvanecimiento multitrayecto rápido**



1194-69

FIGURA 70

PLR en entorno obstruido con desvanecimiento multirrayecto



#### 4 Ruido impulsivo

El objetivo de esta prueba era caracterizar el comportamiento de los sistemas HSSC en presencia del ruido impulsivo. Se añadía la energía de ruido impulsivo a la señal MF modulada (con una subportadora del grupo A) y se alteraban los parámetros de la onda impulsiva para observar si había algún tipo de efecto en la tasa de errores de mensajes del sistema HSSC. El nivel de la señal se fijaba en  $-65$  dBm y se utilizaba un impulso ancho. El objetivo de la prueba era simular el efecto de las fuentes de ruido impulsivo reales de este tipo, tales como las del encendido de automóviles y de la maquinaria pesada. Las pruebas se efectuaron de la manera siguiente:

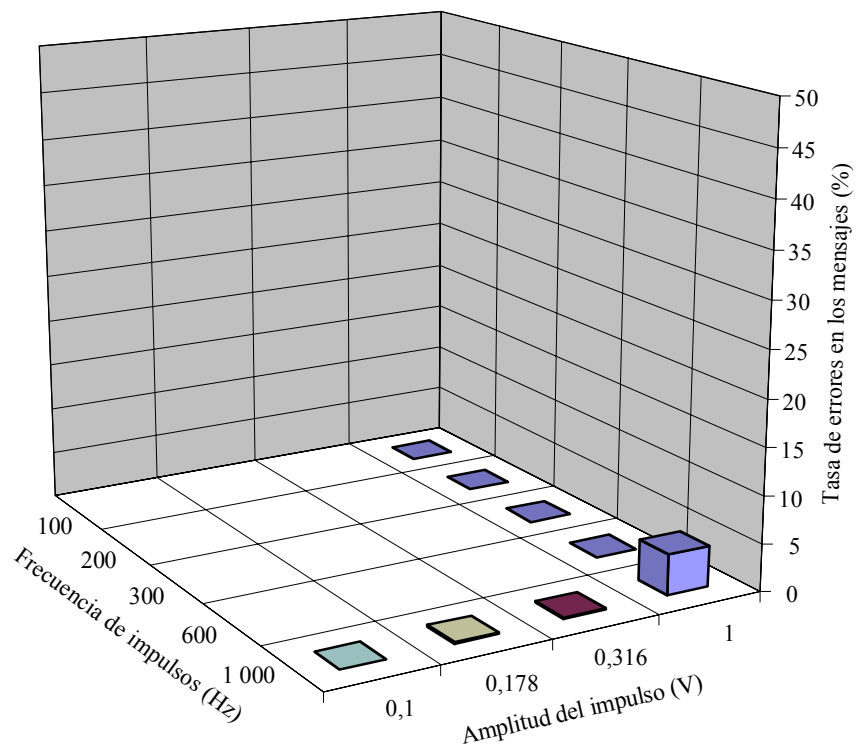
- 1) Se empezaba con una frecuencia de impulsos (frecuencia de repetición) de 100 Hz y una amplitud del impulso de 1,0 Vp-p, y se buscaban los errores en los mensajes del sistema HSSC en frecuencias de repetición de 100, 200, 300, 600 y 1 000 Hz, y sin modulación (señal piloto únicamente) y modulación de CPN monoaural en el canal principal.
- 2) Si se hallaban errores en los mensajes, manteniendo constante la frecuencia de repetición de impulsos (en la frecuencia interferente), se reducía la amplitud del impulso (en incrementos de 5 dB) hasta que se redujese a 0 la tasa de errores en los mensajes.

La calidad variaba muy poco en función de la modulación del canal principal (señal piloto únicamente o CPN). No se observaron errores en los mensajes en las frecuencias de repetición de impulsos de 100 Hz y de 600 Hz. Se observaron errores en los mensajes en las otras frecuencias de repetición de impulsos (200 Hz, 300 Hz y 1 kHz) en los tres sistemas, actuando el HSDS en las mejores condiciones y el SITC en las peores para frecuencias de repetición de impulsos de esta gama. En la Figura 71 (DARC) se representan resultados típicos, así como en la Figura 72 (SITC) y en la Figura 73 (HSDS), para longitudes de mensaje de 220 bytes y modulación en el canal principal con ruido rosa recortado.

En los resultados del HSDS se incluyen también mediciones en frecuencias de repetición de 1,3 kHz y 1,6 kHz (cuyos resultados se incluyen en la Figura 73). Estos resultados representan la calidad degradada más intensamente medida en todas las pruebas, con una tasa de pérdida de mensajes máxima de 47,2%.

Se tomaron otros datos utilizando el sistema SITC, en 198 Hz, 202 Hz, 297 Hz y 303 Hz, y en dichos casos no se observaron errores de mensajes. Estas frecuencias están justamente por encima y por debajo de las frecuencias en las que se degradaba la calidad con los datos originales. Aparentemente, los resultados en 200 Hz y 300 Hz estuvieron degradados debido a la relación armónica entre estas frecuencias de repetición y la estructura de trama del sistema SITC.

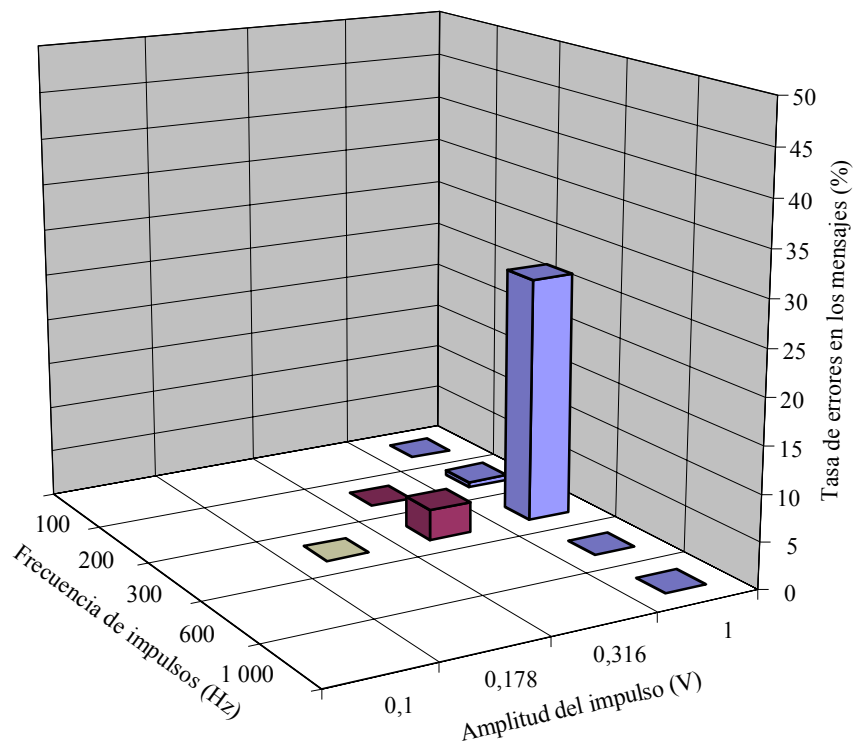
FIGURA 71  
Calidad HSSC con ruido impulsivo - DARC



Longitud del mensaje 220 bytes  
Canal de audio principal modulado con ruido rosa recortado

1194-71

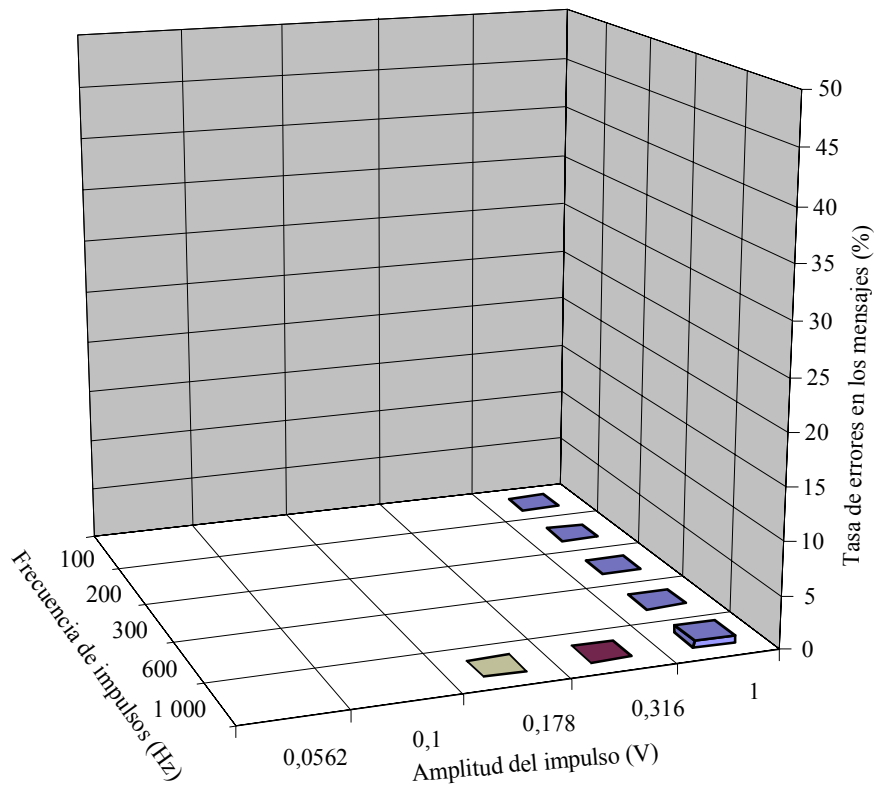
FIGURA 72  
 Calidad HSSC con ruido impulsivo - SITC



Longitud del mensaje 220 bytes  
 Canal de audio principal modulado con CPN

1194-72

FIGURA 73  
Calidad HSSC con ruido impulsivo - HSDS

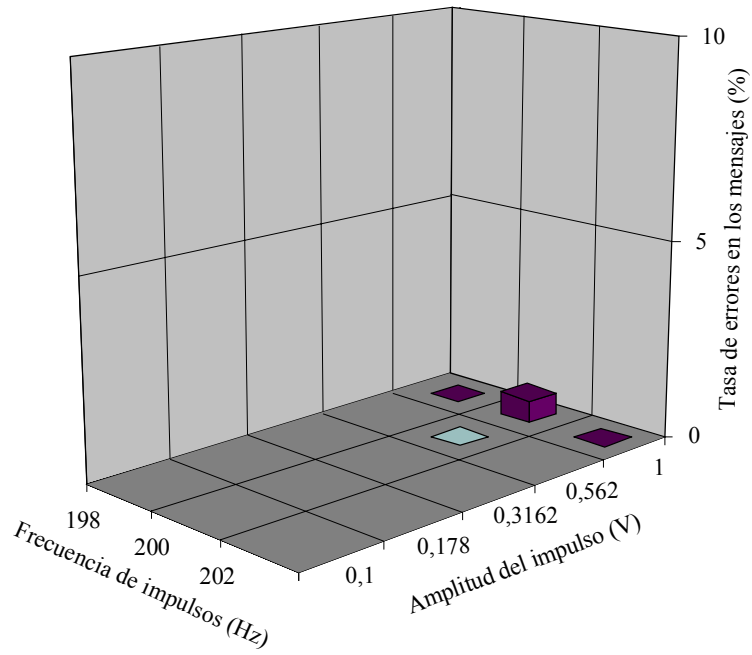


Longitud del mensaje 220 bytes  
Canal de audio principal modulado con CPN

1194-73

Durante las pruebas de calidad con ruido impulsivo, se observó que las frecuencias de repetición de impulsos elegidas para las pruebas eran múltiplos enteros de la frecuencia de trama del sistema SITC. A fin de investigar el tema más profundamente, se efectuaron otras pruebas con frecuencias de repetición de impulsos que estuvieran ligeramente desplazadas de los 200 y 300 Hz. Los resultados de estas pruebas adicionales se representan en la Figura 74 para frecuencias de repetición de impulsos próximas a 200 Hz y en la Figura 75 para frecuencias de repetición próximas a 300 Hz. Véase la escala vertical distinta de la Figura 74. Se tomaron, específicamente, datos adicionales, utilizando el sistema SITC en 198 Hz, 202 Hz, 297 Hz y 303 Hz, y en todos esos casos no se observaron errores de mensajes.

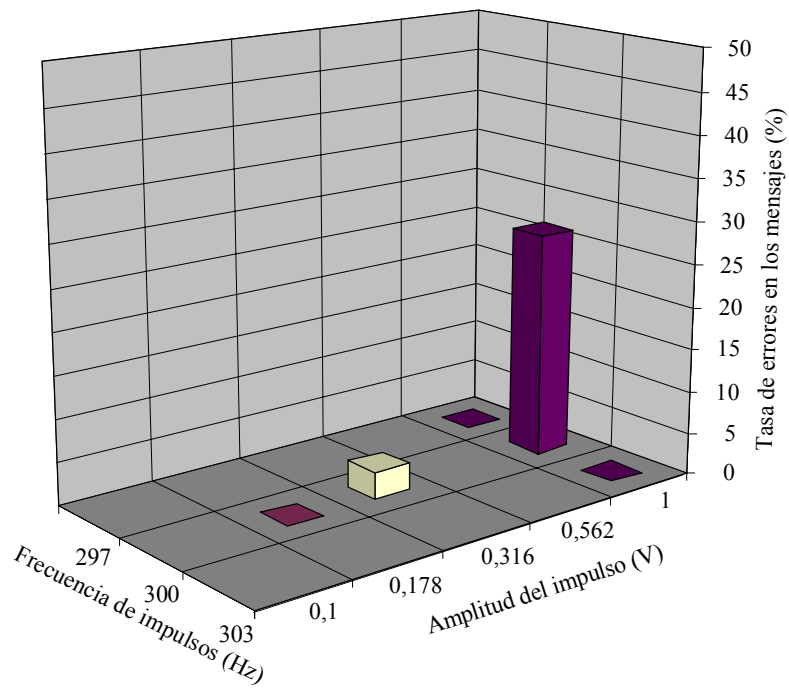
FIGURA 74  
**Calidad HSSC con ruido impulsivo - SITC próximo a 200 Hz**



Longitud del mensaje 220 bytes  
 Canal de audio principal modulado con CPN

1194-74

FIGURA 75  
**Calidad HSSC con ruido impulsivo - SITC próximo a 300 Hz**



Longitud del mensaje 220 bytes  
 Canal de audio principal modulado con ruido rosa recortado

1194-75

## 5 Readquisición del sincronismo y los datos

En esta prueba se medía el tiempo necesario para que los sistemas adquirieran el sincronismo tras un periodo de pérdida de la señal. La prueba se efectuaba aumentando el nivel de ruido hasta que se producía un 90% de PLR para los paquetes de 220 bytes. Ello representa el punto de fallo (POF) del sistema. Esta condición se mantenía durante 30 segundos. A continuación se reducía el ruido en un número especificado de decibelios. Se registraba el tiempo necesario para lograr el sincronismo y empezar de nuevo a recoger datos correctos. La prueba se efectuaba cinco veces en cada condición de ensayo. El cuadro 16 indica los valores que representan un promedio de los cinco resultados. Véase que el sistema HSDS ensayado se había modificado para aplicar la doble corrección de errores y era una versión distinta del HSDS que se había ensayado para la readquisición.

CUADRO 16

### Tiempo de readquisición (segundos)

Reducción de ruido por debajo del POF	DARC	SITC	HSDS
2 dB	2,5	19,0	25,8
4 dB	2,4	17,6	27,1
6 dB	2,0	18,4	26,1

Véase que los tiempos de adquisición medidos aquí corresponden a los prototipos suministrados para las pruebas. Otras versiones del sistema pueden presentar tiempos de adquisición diferentes. Por ejemplo, se midió el tiempo de adquisición en una versión del sistema HSDS que funcionaba con una frecuencia subportadora de 85,5 kHz con un resultado de 2,5 segundos durante otra fase de las pruebas de laboratorio. Los tiempos de adquisición reales pueden ser significativamente inferiores a los de los resultados de las pruebas indicados en el cuadro 16, y deben coincidir con el tiempo entre patrones de sincronismo. No obstante, el tiempo necesario para recibir correctamente datos correctos está también relacionado con la duración de todo entralazado.

## 6 Interferencia cocanal

Las pruebas de interferencia cocanal se efectuaron de dos maneras. En primer lugar, se utilizó una portadora modulada con el sistema sometido a pruebas, como señal no deseada. Las pruebas se efectuaron con el fin de determinar la relación entre señal deseada y no deseada (D/U) necesaria para que la relación señal/ruido (SNR) del canal principal de otra portadora (señal deseada) alcanzase el valor de 45 dB. Estos resultados se compararon con un valor de referencia: la relación D/U utilizando una señal no deseada con una subportadora analógica de 67 kHz y una de 92 kHz, utilizando en cada caso una desviación de cresta de 7,5 kHz. Las diferencias entre los resultados obtenidos utilizando el sistema sometido a pruebas y los valores de referencia figuran en los cuadros 17 y 18 para dos receptores distintos. El cuadro 17 se refiere al receptor móvil N° 1 y el cuadro 18 se refiere a un receptor de gran calidad. Véase que conviene obtener pequeñas diferencias y, como todas ellas son bastante pequeñas, se considera que las diferencias entre sistemas propuestos son de índole menor.

CUADRO 17

### Comportamiento cocanal utilizando el receptor Mobile N° 1

	D/U cocanal para S/N de 45 dB		
	DARC	SITC	HSDS
Valor de la D/U de referencia	25,84	25,81	25,1
Diferencia utilizando una subportadora del grupo A	0,0	0,0	0,0
Diferencia utilizando una subportadora del grupo B	0,0	0,0	0,0
Diferencia utilizando el sistema propuesto únicamente	0,25	0,0	0,0



CUADRO 18

**Comportamiento cocanal utilizando un receptor de gran calidad**

	D/U cocanal para S/N de 45 dB (dB)		
	DARC	SITC	HSDS
Valor de la D/U de referencia	30,84	30,81	29,6
Diferencia utilizando una subportadora del grupo A	0,0	0,0	0,0
Diferencia utilizando una subportadora del grupo B	0,0	0,0	0,0
Diferencia utilizando el sistema propuesto únicamente	0,5	0,0	0,0

El segundo tipo de prueba cocanal examina la repercusión de otra portadora interferente modulada sobre el sistema sometido a prueba. Para este tipo de ensayo se aumentaba el nivel de la portadora interferente hasta la aparición de OME. Los resultados se indican en el cuadro 19. Los valores más pequeños indican un comportamiento mejor.

CUADRO 19

**Valores de la D/U cocanal**

DARC	SITC	HSDS
4,59 dB	7,06 dB	13,6 dB

**7 Interferencia HSSC en la señal analógica principal**

Es importante que el sistema no interfiera con la señal analógica principal. En esta prueba se medía el nivel de la interferencia del sistema en la señal analógica principal. Los ensayos se efectuaron con un nivel de RF de  $-50$  dBm. Se midió la relación S/N en banda de base ponderada sofométricamente. No estaban presentes otras subportadoras en la portadora. Los resultados se presentan en el cuadro 20.

CUADRO 20

**Relación S/N del canal principal (dB)**

	Referencia	DARC fijo	DARC variable	SITC	HSDS
Receptor móvil N° 2 Radio	56,7	56,5	56,7	54,1	51,6
Receptor de consumo Pioneer Radio	60,9	59,4	60,4	59,5	56,4

Dos evaluadores expertos efectuaron también pruebas subjetivas en condiciones de propagación multirrayecto. Se evaluaba cada sistema sobre la base de pasos idénticos de música clásica, música de rock, silencios y conversaciones. Los resultados se resumen en el cuadro 21. Las notas otorgadas iban desde  $-3$  (mucho peor) a  $+3$  (mucho mejor). Los valores «0» indican que se consideraba la interferencia en audio aproximadamente igual a la de referencia (es decir, sin el sistema propuesto). El valor « $-1$ » indicaba que se consideraba a la señal de audio percibida ligeramente peor. Se efectuaron evaluaciones tras escuchar música clásica, música de rock, silencios y conversaciones. Se utilizaban los mismos pasos para todos los sistemas y para la referencia.

CUADRO 21

## Evaluación subjetiva de la interferencia con desvanecimiento multitrayecto

		DARC fijo	SITC	HSDS
Receptor móvil N° 1 Delco Radio	Urbano lento	0	0	0
	Urbano rápido	0	0	0
	Rural rápido	0	0	0
	Obstruido	0	0	0
Receptor móvil N° 2 Ford Radio	Urbano lento	0	-1	-1
	Urbano rápido	0	-1	-1
	Rural rápido	0	-0,5	-1
	Obstruido	0	0	0

## 8 Interferencia HSSC en el RDS

También se ensayó la interferencia causada al RDS. La prueba se efectuó con dos niveles de inyección para la señal RDS. Los resultados se presentan en el cuadro 22 para dos niveles de potencia de RF. En estas pruebas, el canal principal tenía una modulación CPN monoaural y no había ruido añadido en RF. Se utilizaron niveles de modulación del grupo A y del grupo B para las subportadoras.

CUADRO 22

## Tasa de errores de bloque RDS (%)

Desviación RDS	Potencia de la señal de RF	Referencia	DARC	SITC	HSDS
2,25 kHz de cresta	-75 dBm	5	7	6	6
	-65 dBm	5	5	4	6
7,50 kHz de cresta	-75 dBm	2	2	2	2
	-65 dBm	1	1	1	2

## 9 Interferencia HSSC en las subportadoras analógicas de 92 kHz

También se probó la interferencia procedente de los sistemas propuestos en la subportadora analógica de 92 kHz. Los resultados se muestran en el cuadro 23. Véase que el sistema DARC no pretende la compatibilidad con las subportadoras de 92 kHz. No obstante, se muestran los resultados de las pruebas con esta combinación por motivos de integridad. Las mediciones de la relación S/N se efectuaron sobre la base de mediciones RMS de la señal de audio en banda de base sin ponderación espectral. Se utilizaron niveles de modulación del grupo A, haciendo excepción de la subportadora de 92 kHz que tenía una desviación de cresta de 5,25 kHz para los tres sistemas, incluyendo el DARC.

CUADRO 23

**Relación S/N (dB) de la subportadora analógica de 92 kHz**

Potencia de la señal de RF	Referencia	DARC	SITC	HSDS
-75 dBm	41,5	39,5	41,3	41,2
-65 dBm	49,0	43,1	48,7	48,7

**10 Interferencia del canal adyacente**

También se probaron las repercusiones de los sistemas HSSC en las señales de canal adyacente. Se midieron los valores D/U con distintas separaciones de frecuencia, a fin de lograr una relación S/N de 45 dB en el canal principal de audio. Los resultados se presentan en los cuadros 24 y 25 para el receptor móvil N° 1 y para un receptor de consumo, respectivamente. Los valores menores indican una mejor calidad. Los valores de referencia corresponden a una portadora interferente que utiliza una desviación de 7,5 kHz en cada una de las subportadoras analógicas de 67 y 92 kHz, respectivamente.

CUADRO 24

**Relación D/U (dB) requerida para una relación S/N en el canal principal de 45 dB: receptor móvil N° 1 Radio**

Separación de frecuencia	Referencia	DARC	SITC	HSDS
+400 kHz	-40	-40	-40	-40
+200 kHz	0	-1	-1	-1
-200 kHz	5	5	5	5
-400 kHz	-40	-40	-40	-40

CUADRO 25

**Relación D/U (dB) requerida para una relación S/N en el canal principal de 45 dB: receptor de consumo, Radio**

Separación de frecuencia	Referencia	DARC	SITC	HSDS
+400 kHz	-14	-14	-14	-14
+200 kHz	21	21	21	21
-200 kHz	32,5	32,5	32,5	32,5
-400 kHz	-13	-13	-14	-15

También se midieron las repercusiones en otras subportadoras de la portadora deseada interferida. En los cuadros 26 y 27 se muestran los valores de la relación S/N en estas subportadoras analógicas interferidas para el caso del receptor móvil N° 1 y para un receptor de consumo, respectivamente. Se midieron los valores de la relación S/N para los valores de la D/U que figuran en los cuadros 24 y 25, respectivamente. Los valores superiores indican mejor comportamiento, pero únicamente en el caso de valores equivalentes de la D/U.

CUADRO 26

**Relación S/N (dB) para la subportadora de canal  
alterna: receptor móvil N° 1, Radio**

Separación de frecuencia (kHz)	Subportadora analógica	Referencia	DARC	SITC	HSDS
+400	67 kHz	24	24	24	24
	92 kHz	10	7	8	9
+200	67 kHz	15	15	16	18
	92 kHz	24	25	25	26
-200	67 kHz	17	17	17	18
	92 kHz	33	34	34	34
-400	67 kHz	10	13	14	16
	92 kHz	7	6	6	7

CUADRO 27

**Relación señal/ruido (dB) para la subportadora de canal alterna:  
receptor de consumo, Radio**

Separación de frecuencia (kHz)	Subportadora analógica	Referencia	DARC	SITC	HSDS
+400	67 kHz	37	37	37	37
	92 kHz	39	41	41	41
+200	67 kHz	34	34	34	35
	92 kHz	46	46	47	47
-200	67 kHz	36	36	36	36
	92 kHz	52	52	52	52
-400	67 kHz	37	37	37	37
	92 kHz	48	48	48	48