

INFORME UIT-R-BS.1203-1

**RADIODIFUSIÓN SONORA DIGITAL PARA RECEPTORES MÓVILES,
PORTÁTILES Y FIJOS MEDIANTE TRANSMISORES TERRENALES
EN LAS BANDAS DE ONDAS MÉTRICAS Y DECIMÉTRICAS**

(1990-1994)

Este Informe contiene material descriptivo y de base con destino a la Recomendación UIT-R BS.774 titulada «Radiodifusión sonora digital para receptores a bordo de vehículos, portátiles y fijos mediante transmisores terrenales en las bandas de ondas métricas y decimétricas».

1 Introducción

Hace ya bastantes años que ciertas entidades de radiodifusión emplean técnicas digitales para la producción y transmisión de programas radiofónicos. Más recientemente, el abaratamiento de esas técnicas ha permitido su utilización en el mercado de consumo, hecho que ha permitido a un mayor número de usuarios disfrutar de una gran calidad de sonido, aunque mediante un soporte no relacionado con la radiodifusión. Simultáneamente se asiste en numerosos países a una congestión creciente de las bandas de radiocomunicación con modulación de frecuencia. En consecuencia, los servicios de radiodifusión MF, que permiten llevar a los hogares una calidad sonora inigualable, corren el peligro de ver mermadas sus prestaciones ya que, inevitablemente, la congestión elevará los niveles de interferencia tolerables, especialmente para los receptores móviles y portátiles, que no pueden disponer de antenas elevadas y direccionales tal y como la planificación de la cobertura exigiría de ellas.

La modulación de frecuencia puede seguir ofreciendo un excelente servicio a los receptores fijos instalados adecuadamente, pero la solución del futuro para el desarrollo de la radiodifusión sonora pasa por la prestación de un servicio digital completamente nuevo, diseñado desde un principio para satisfacer todas las exigencias de los oyentes en cuanto a recepción. Además, con ello se establecería una cadena digital completa desde los estudios hasta los receptores domésticos.

En contraposición con los sistemas de radiodifusión sonora existentes, el nuevo sistema debe proporcionar una recepción de radiodifusión sonora inigualable en receptores fijos portátiles y móviles. Los requisitos relativos a la recepción móvil implican la utilización de métodos de transmisión completamente nuevos ya definidos y que se exponen seguidamente.

En el presente Informe, se describen los requisitos de la radiodifusión sonora digital destinada a receptores móviles, portátiles y fijos que utiliza transmisores terrenales, así como las técnicas empleadas en el sistema de radiodifusión digital y se contemplan los parámetros de planificación y consideraciones de compartición pertinentes. Asimismo, en este informe, se hace referencia a la parte terrenal y a las características comunes de sistema del concepto de servicio de radiodifusión sonora digital mixta terrenal y por satélite, así como al concepto de difusión híbrida. El concepto de servicio mixto terrenal y por satélite se basa en la utilización de la misma banda de frecuencias por parte de los servicios de radiodifusión terrenal y por satélite con destino al mismo receptor. El concepto de difusión híbrida está fundado en la utilización de un transmisor terrenal de

baja potencia de «relleno», a fin de mejorar la cobertura proporcionada por el satélite. Las técnicas utilizadas en el sistema de radiodifusión sonora digital han hecho viables ambos conceptos, los cuales se describen con más detalle en el Informe UIT-R BO.955.

La mayor parte de la información incluida en este informe está basada en estudios y pruebas realizados en Canadá, Alemania, Francia, Países Bajos, Reino Unido, Suecia y en la UER, en el marco del proyecto Eureka-147, utilizando el concepto de sistema descrito en el Anexo 1-A.

Se han emprendido recientemente actuaciones para explorar la viabilidad de otros sistemas posibles de radiodifusión sonora digital (véase el Anexo 2).

2 Requisitos del sistema y el servicio

Para la definición de un sistema de radiodifusión sonora digital deben tenerse en cuenta los requisitos que siguen. El sistema debe concebirse para la recepción en equipos fijos, portátiles y móviles. El conjunto de requisitos del sistema se aplica a conceptos de difusión terrenal, por cable y por satélite, así como por sistemas mixtos/híbridos terrenales y por satélite.

Los requisitos son los siguientes:

2.1 Niveles de calidad del sonido

Sonido estereofónico de alta calidad, con dos o más canales de una calidad subjetiva indistinguible de la que proporcionan los soportes grabados en forma digital de alta calidad destinados al consumo («calidad CD»)

2.2 Señales de control del sonido

Transmisión de información de control relativa a la representación del sonido (volumen, comprensión de la gama dinámica, matrización, etc.).

2.3 Configuraciones del servicio

- Canal de sonido estereofónico de gran calidad.
- Sonido monofónico de gran calidad.
- Para aplicaciones especiales, posibilidad de adición de canales de sonido ulteriores al sistema básico (para el sistema de radiodifusión sonora estereofónica multicanal universal definido en la Recomendación UIT-R BS.775).
- Servicios de valor añadido, con diferentes capacidades de datos y tiempos de difusión (por ejemplo canal de mensajes de tráfico, datos comerciales, radiobúsqueda, imágenes/gráficos fijos, multiplex vídeo/sonido a 1,5 Mbit/s, futuro sistema de radiodifusión digital de servicios integrados (RDSI).
- Asignación/reasignación flexibles de servicios, sin que resulten afectados los servicios permanentes.

2.4 Difusión del servicio

Utilización en los receptores de un procesamiento de señal común para:

- a) redes locales, sub-nacionales y nacionales en ondas métricas/decimétricas

- b) utilización mixta de servicios terrenales y servicios por satélite nacionales/supranacionales en ondas decimétricas
- c) transmisión por cable.

En algunos países será conveniente realizar el diseño del sistema y la planificación del servicio de forma que pueda utilizarse un receptor común para todas las clases de difusión anteriores.

2.5 Información del servicio

- Datos relativos a los programas de radiodifusión relacionados con cada señal de programa (etiquetado de los programas, control de entrega de los programas, control de los derechos de autor, acceso condicional, encadenamiento dinámico de los programas, servicios para personas con audición deficiente)
- Información sobre el sistema múltiplex (identificación del servicio o de programas simples, selección y encadenamiento)

2.6 Interfaz

- Capacidad de grabación de las señales sonoras (en forma de velocidad binaria reducida) y datos conexos. Esto implica la grabación de la señal de programa completa, incluyendo los datos relativos al programa así como la posibilidad de acceder a pequeños bloques de datos en la señal codificada.
- Capacidad de interfaz de datos con el equipo de tecnología de la información (ITE - Information Technology Equipment) y las redes de comunicación.

2.7 Disponibilidad del servicio

- Recepción en equipos fijo, móvil y portátil.
- Elevada disponibilidad de cobertura en ubicaciones y tiempo.
- Características de fallo aceptables subjetivamente.
- Elevada inmunidad para el multitrayecto (retardos largos y breves) y para el efecto Doppler (en el caso de receptores móviles).
- Posibilidad de transacción entre la extensión de la cobertura para una potencia de emisión determinada, la calidad del servicio y el número de programas radiofónicos y servicios de datos.

2.8 Rendimiento espectral

- Elevada eficacia de utilización del espectro (superior a la de la modulación de frecuencia, optimización de la reutilización de frecuencias y la constitución de redes monofrecuencia, minimización de las limitaciones de compartición con otros servicios).
- Prestación de servicios de programas múltiples dentro de una banda de frecuencias contiguas.

2.9 Complejidad

- Configuración del receptor básico de bajo costo.
- Utilización de antenas de recepción sencillas y no direccionales, idóneas para la recepción en equipos móviles y portátiles.

3 Consideraciones relativas al diseño del sistema

3.1 Características del canal

El diseño de los sistemas de radiodifusión sonora digital terrenales y por satélite depende estrechamente de los factores que afectan a las características de propagación del trayecto correspondiente al receptor móvil. El trayecto de propagación en frecuencias de ondas métricas/decimétricas, está sujeto a una atenuación producida por el ensombrecimiento debido a los edificios y otros obstáculos, así como al desvanecimiento multitrayecto originado por la dispersión difusa del suelo y obstáculos próximos como árboles, etc. Los efectos del ensombrecimiento y del multitrayecto, dependen de la frecuencia de trabajo, del ángulo de elevación hacia el transmisor y del tipo de entorno en el que funciona el receptor, que puede ser un entorno despejado, rural, suburbano, boscoso o urbano denso. En el Anexo 1-C, se proporciona una descripción matemática de un canal de radiodifusión móvil con propagación multitrayecto, junto con resultados experimentales.

Los sistemas de modulación digital convencionales son especialmente sensibles a la propagación multitrayecto ya que ésta puede ser causa de importantes interferencias entre símbolos debidas a las diferencias entre los retardos de trayecto. La interferencia entre símbolos no puede contrarrestarse con el aumento de la potencia de transmisión.

En relación con la anchura de banda necesaria para el canal digital, la propagación multitrayecto puede ser selectiva en frecuencia y variable con el tiempo. Por lo tanto, la característica de errores que puede obtenerse con una modulación digital convencional, está estrictamente limitada por la selectividad de frecuencia y por las variaciones rápidas de la intensidad de campo en el caso de la recepción móvil. Los estudios realizados sobre la distribución estadística de la intensidad de campo (Informe UIT-R BO.955), han demostrado que dicha distribución es logarítmico-normal en zonas amplias, combinándose en zonas pequeñas (generalmente en el orden de varios cientos de longitudes de onda) con distribuciones de Rayleigh (trayectos sin visibilidad directa) o de Rice (que consta de un trayecto directo y de una distribución Rayleigh).

Por consiguiente, en muchos aspectos, el canal Rayleigh en zonas urbanas densas es el menos favorable. Todo nuevo sistema debe diseñarse de forma que pueda funcionar en este entorno de propagación. Se dispone de cierto número de datos de propagación en banda ancha [Cox y Leck, 1975]. Por lo general, en ondas decimétricas, la anchura de banda de correlación para el 90%, es del orden de 30 kHz para la independencia (es decir, una correlación <10%), para separaciones de frecuencias del orden de 3 MHz. Además, la dispersión del retardo en zonas urbanas es del orden de 1-2 μ s aunque rebasa los 3 μ s en el 1% de las ubicaciones en cualquier zona localizada. En terrenos montañosos y ondulados, las dispersiones de retardo pueden ser de varias decenas de microsegundos para una cobertura zonal extensa.

Para un receptor fijo, generalmente, el retardo temporal de cada trayecto será fijo y para un receptor móvil el retardo temporal variará de forma proporcional a la componente de velocidad del receptor en la dirección de cada trayecto de recepción. Por consiguiente, los múltiples trayectos que llegan al receptor con ángulos diferentes tienen asociados desplazamientos Doppler distintos. El efecto Doppler se describe mediante los parámetros «dispersión Doppler» y su transformada de Fourier inversa, que es el tiempo de correlación (coherencia). La dispersión Doppler del canal móvil depende de la velocidad del vehículo y generalmente es igual a $2v/\lambda$, donde v es la velocidad del vehículo y λ la longitud de onda de la portadora. Para una velocidad de vehículo de 100 km/h, una señal de 1500 MHz tiene una dispersión Doppler de 275 Hz aproximadamente y un tiempo de correlación de 3,6 ms. Un vehículo estacionario, nominalmente experimentará una dispersión

Doppler próxima a 0, asociada a un tiempo de correlación muy grande. Sin embargo, la presencia en sus proximidades de otros vehículos en movimiento, originará un campo de multitrayecto no estacionario. El tiempo de correlación define el grado de diversidad temporal que puede lograrse mediante un entrelazado de símbolos simple. Si el intervalo de tiempo en el que se entrelazan los símbolos es grande en comparación con el tiempo de correlación, se logrará una diversidad temporal sustancial. En consecuencia, en lo que concierne al logro de diversidad temporal, la situación de vehículo estacionario o con movimiento lento define el caso más desfavorable, siendo conveniente, entonces, un entrelazado temporal de varias centenas de milisegundos por lo menos.

Sin embargo, ningún grado de entrelazado temporal puede proporcionar una diversidad de tiempo utilizable en el caso de un receptor estacionario. En consecuencia, se requiere también el empleo de una amplia diversidad de frecuencia.

Para receptores portátiles que están situados generalmente en un entorno urbano de interiores, un factor crítico puede ser el grado de penetración en los edificios. En algunos casos, la atenuación producida por los techos y paredes puede ser muy importante (por ejemplo, superior a 20 dB), aunque la penetración a través de las aberturas suavizará los efectos globales. No obstante, puede resultar antieconómica la provisión de márgenes de enlace suficientes desde un satélite, por lo que se necesitará utilizar algunos retransmisores terrenales de baja frecuencia (relleno de cobertura), para proporcionar un servicio a los oyentes situados en edificios comerciales de múltiples plantas y edificios de apartamentos ubicados dentro de zonas de servicio de tipo urbano.

Debe observarse que las características de propagación de los enlaces por satélite pueden diferir sustancialmente de las correspondientes a enlaces terrenales. En el caso de enlaces terrenales, la dispersión del retardo es, generalmente, muy superior a la correspondiente a enlaces por satélite. Análogamente, la anchura de banda de correlación para un enlace terrenal es más pequeña que para un enlace por satélite. Estas diferencias pueden producir algunas divergencias en los parámetros de diseño del sistema para cada aplicación. Por ejemplo, en un sistema terrenal por ondas métricas el símbolo deberá tener una duración mayor que un sistema por satélite o sistema híbrido terrenal/satélite en ondas decimétricas (véase el Anexo 1-A).

3.2 Características del sistema básico

3.2.1 Modulación y codificación del canal

Una forma de contrarrestar los efectos del desvanecimiento selectivo del canal Rayleigh es la utilización de técnicas de espectro ensanchado. Su inconveniente principal es la baja utilización del espectro, generalmente inferior a 0,25 bit/s/Hz que puede lograrse, lo cual es inaceptable en radiodifusión, donde existen importantes limitaciones en el espectro disponible.

3.2.1.1 COFDM (coded orthogonal frequency division multiplex, multiplexación por división en frecuencias ortogonales codificadas)

Se ha desarrollado un nuevo método denominado multiplexación por división en frecuencias ortogonales codificadas (COFDM) [Alard y Lassalle, 1987; Le Floch y otros, 1989] que es muy adecuado para el canal Rayleigh selectivo y que, pese a ser de banda ancha, proporciona una utilización eficaz de las frecuencias. Este sistema de modulación se emplea en el sistema digital A que se describe en el Anexo 1-A.

Se desarrolló la técnica de transmisión COFDM, para el sistema digital A, con el fin de satisfacer los requisitos estrictos de una elevada velocidad binaria de transmisión para receptores fijos, móviles y portátiles. Su principio básico consiste en la distribución de la información que debe transmitirse sobre varias portadoras con velocidades de bit reducidas, de forma que la duración del

símbolo correspondiente pueda ser mayor que la dispersión temporal del canal. Entonces, siempre que se inserte un intervalo de guarda temporal entre símbolos sucesivos, la selectividad de frecuencia del canal no producirá interferencia entre símbolos. Esta técnica no suprime el desvanecimiento selectivo en frecuencia, es decir algunas portadoras resultarán intensificadas por interferencia constructiva en tanto que otras sufrirán los efectos de la interferencia destructiva (esto es, el desvanecimiento selectivo en frecuencia). Para solventar este problema la técnica COFDM establece una vinculación múltiple entre las señales elementales (la información modula una portadora determinada durante un tiempo de símbolo dado) recibidas en distintos puntos del dominio tiempo-frecuencia. Se logra la vinculación mediante la codificación convolucional en el tiempo y el entrelazado de frecuencias en la fuente, junto con el empleo, en los receptores, de un algoritmo de decodificación de Viterbi de máxima verosimilitud.

La diversidad de frecuencia proporcionada por el entrelazado desempeña un papel importante para hacer máxima la eficacia de la decodificación de Viterbi, debido a que las muestras sucesivas presentadas a la entrada del decodificador únicamente están afectadas por desvanecimientos independientes (incorrelados). Aún cuando un receptor esté inmóvil, la diversidad en el dominio de la frecuencia es suficiente para asegurar el comportamiento correcto del sistema. En consecuencia, el multitrayecto proporciona una forma de diversidad la cual en notable contraste con la recepción de la modulación de frecuencia convencional, constituye, de hecho, una ventaja para la recepción de la COFDM. Además, esta ventaja, en cuanto a la robustez de la calidad del sistema, mejora cuando aumenta la anchura de banda del canal de transmisión.

La relación señal/ruido aumentará tan pronto como lo haga la potencia de señal recibida en el caso de ecos que no se combinen destructivamente, es decir, cuando los ecos están separados por un retardo mínimo igual a la inversa de la anchura de banda de la señal.

Por lo tanto, el sistema COFDM combina, de forma constructiva (suma de potencias), los ecos de multitrayecto. Tales ecos pueden ser artificiales («ecos activos»), obteniéndose por retransmisión del mismo bloque de frecuencias. Esto es una forma de diversidad de espacio (en el extremo de transmisión). Ello proporciona cierto número de características exclusivas de la red (véase el § 4.6):

- red simple de un solo transmisor (véase el § 4.6.1);
- red sincronizada de una sola frecuencia de múltiples transmisores principales utilizados para una cobertura zonal extensa (véase el § 4.6.2);
- red no sincronizada de múltiples transmisores de una sola frecuencia utilizados para la ampliación de cobertura o conformación de la cobertura (véase el § 4.6.3);
- red híbrida por satélite/terrenal, que es una red simple cuyo transmisor principal se encuentra a bordo de un satélite y está complementada por transmisores terrenales de baja potencia (véase el Informe UIT-R BO.955).

En una red de una sola frecuencia, los transmisores distribuidos espacialmente contribuyen mediante suma de potencias a la señal recibida. Como las posiciones de esos transmisores no están concentradas en una sola dirección hacia el punto de recepción, esta disposición es muy útil para evitar un ensombrecimiento completo cuando un obstáculo oscurece una nueva dirección del plano horizontal.

En consecuencia, la técnica COFDM utiliza extensamente las diversidades de tiempo frecuencia y espacio.

3.2.2 Codificación de la fuente

Los sistemas actuales de radiodifusión que incorporan métodos de transmisión sonora digital (véanse los Informes UIT-R 795, UIT-R 1073), requieren una capacidad comprendida entre 400 y 900 kbit/s para poder transmitir programas estereofónicos. Sin embargo, a fin de utilizar de forma más eficaz el escaso espectro de radiofrecuencia disponible para la radiodifusión digital, es también necesario reducir la velocidad binaria máxima de la señal digital de la fuente de sonido, conservando, al tiempo, una fidelidad absoluta a la señal de estudio original.

En la Recomendación UIT-R BS.646 y en los Informes UIT-R BS.1068 y UIT-R BS.1199 se describen distintos métodos de codificación de la fuente.

En la Recomendación UIT-R BS.1115 se recomiendan nuevos métodos de codificación de velocidad binaria reducida.

Los métodos de codificación de la fuente utilizados en el sistema de radiodifusión sonora digital descrito en el Anexo 1-A, se corresponden con el proyecto de norma ISO CD 11172.

Se han efectuado numerosas pruebas subjetivas y objetivas con el sistema de codificación de audio denominado ISO/MPEG- Audio Layer II conocido también como MUSICAM. La parte esencial de estas pruebas consistió en la determinación de la calidad de audio subjetiva en velocidades binarias diferentes, para las señales de audio monofónicas o estereofónicas más críticas.

Se han realizado otras pruebas importantes en lo que respecta a la imagen estereofónica de las señales de audio decodificadas y en lo relativo a la conexión en tándem de varios codificadores-decodificadores, es decir codificadores/decodificadores múltiples que utilizan el mismo sistema de codificación. Además de estas pruebas subjetivas, se ha efectuado una evaluación objetiva que incluye la complejidad del codificador y del decodificador, respuesta en frecuencias, retardos de codificación y decodificación, acceso aleatorio y capacidad directa/inversa. A continuación se facilita una lista que proporciona una visión general de las pruebas oficiales realizadas con el sistema de codificación de audio ISO/MPEG-Audio Layer II.

Pruebas subjetivas y objetivas oficiales del sistema ISO/MPEG-Audio Layer II (MUSICAM)

Julio de 1990	Primeras pruebas subjetivas y objetivas de la norma ISO/MPEG realizadas por la Swedish Broadcasting Corporation (SR) en Estocolmo.
Noviembre de 1990	Pruebas de audición de Musicam realizadas por el Communications Research Abril 1991 Centre (CRC), en Ottawa.
Abril-mayo de 1991	Pruebas de verificación de la norma ISO/MPEG Audio Layer I, II y III. Realizadas por la Swedish Broadcasting Corporation (SR) en Estocolmo.
Noviembre de 1991	Prueba de verificación de la «Codificación Estereofónica Conjunta» y segunda verificación de la norma ISO/MPEG-Audio Layer III realizadas por el Inst. für Theor. Nachrichtentechnik, Hannover en cooperación Norddeutschen Rundfunk (NDR) y la Swedish Broadcasting Corporation (SR).
Enero-junio de 1992	Pruebas realizadas por el GTE 10/2 de Radiocomunicaciones (subjetivas y objetivas), para la evaluación de sistemas de codificación de audio con velocidad binaria reducida.

4 Planificación de la radiodifusión sonora digital terrenal

4.1 Aspectos relativos a la planificación de las frecuencias

Para conseguir la independencia necesaria respecto del desvanecimiento multitrayecto, se requiere un bloque mínimo con una anchura de banda de 1,5 MHz aproximadamente, en el cual pueden acomodarse normalmente seis programas estereofónicos de alta calidad como máximo. Un único bloque de frecuencias de 1,5 MHz solamente, brindaría opciones muy limitadas a la planificación cuando se desee la prestación de servicios diferentes en zonas geográficas adyacentes, por ejemplo en las regiones fronterizas entre países vecinos. Por ejemplo, a fin de proporcionar cobertura a la mayoría de la población, la planificación de una red terrenal convencional para la cobertura plena de una zona, exige de 10 a 30 veces el volumen de espectro básico necesario correspondiente a un único transmisor.

Se ha demostrado mediante experimentos que es posible la utilización de una red de transmisores terrenales de una sola frecuencia para un nuevo servicio digital. Como el transmisor es capaz de hacer frente a las señales multitrayecto no conoce, en principio, cual es el transmisor en el que se han originado tales señales. Solo es necesario elegir un intervalo de guarda Δ suficientemente largo para compensar la diferencia entre los tiempos de llegada de las señales procedentes de los diferentes transmisores sincronizados, lo cual debe ser coherente con el hecho de que el período de símbolo global sea lo suficientemente corto para asegurar que se mantiene la coherencia temporal para la recepción móvil. Además, pueden corregirse las deficiencias de cobertura utilizando transmisores «repetidores» locales de bajo costo y potencia reducida en las mismas frecuencias ya utilizadas en la red. Esta característica nueva tiene también aplicación para la provisión de un servicio de difusión en el interior de edificios y de otras zonas fuertemente apantalladas (por ejemplo túneles).

En la práctica siempre que las señales procedentes de transmisores diferentes lleguen con diferencias de tiempo del orden del intervalo de guarda Δ o menor, se combinarán constructivamente en el receptor. Cuando la diferencia de tiempos sea sustancialmente mayor que Δ ($> 1,2\Delta$), las señales se combinarán destructivamente, lo cual producirá una C/I resultante nueva.

En general, todas las bandas de frecuencias de ondas métricas y decimétricas (hasta 1500 MHz) atribuidas en el Reglamento de Radiocomunicaciones a la radiodifusión, sobre una base primaria, son teóricamente idóneas para la radiodifusión sonora digital, aunque se utilizan ya por parte de los servicios de radiodifusión con modulación de frecuencia, de televisión y otros.

Una posibilidad podría ser que en cada país se efectúen reorganizaciones adecuadas de los servicios terrenales existentes en estas bandas para permitir la introducción del nuevo sistema digital.

El sistema de radiodifusión sonora digital (DSB) descrito en el Anexo 1-A, puede ofrecer, al menos, una eficacia espectral tres veces mayor que el sistema de modulación de frecuencia existente, si se le hace funcionar como red de una sola frecuencia.

Preferiblemente, el objetivo final para este nuevo servicio sería el empleo de una banda común de anchura suficiente. Una posibilidad podría ser la realización de una coordinación adecuada de las reorganizaciones de los servicios existentes en la banda II o parte de ella. Ello, eventualmente, permitiría alcanzar este objetivo, siempre que pueda lograrse la continuidad de los programas aunque ello exigiría la convocación de otra conferencia de planificación para la banda II. Si resulta necesario un largo período de transición, una solución provisional sería la liberación de cierta parte o partes de las bandas de radiodifusión disponibles (esto es «posiciones de partida»),

para uso de la radiodifusión sonora digital. Estas bandas de partida podrían, posiblemente, utilizarse en parte o en su totalidad en la solución final. En algunos casos, ya desde el principio se han señalado ciertas preferencias para algunas partes de la banda de ondas métricas con modulación de frecuencia.

Como alternativa o en aquellos países en que la opción de la «posición de partida» en las bandas de ondas métricas/decimétricas no es posible o suficiente, cabría pensar en la nueva atribución de frecuencias en la gama 1452-1492 MHz (banda L).

Para la planificación de frecuencias, supuestas redes monofrecuencia (SFN), desde el punto de vista internacional serán necesarios, al menos, cuatro o cinco bloques de frecuencias de 1,5 MHz, para garantizar la cobertura nacional. El número total de programas de cobertura zonal amplia requeridos influirá también sobre el espectro total necesario.

La planificación de los futuros sistemas de radiodifusión sonora digital deberá tener en cuenta las necesidades de los distintos requisitos de las entidades de radiodifusión, proporcionando capacidad para servicios de radiodifusión de redes integradas, no integradas y locales, así como permitiendo la producción local del material de programas para servicios que se explotan en red durante parte del tiempo y que requieren una cobertura local en otros momentos.

Se alienta a las administraciones a que estudien y proporcionen contribuciones ulteriores relativas a posibilidades de planificación y métodos de distribución de la radiodifusión sonora digital que satisfagan estas necesidades.

4.2 Bandas de frecuencias apropiadas

4.2.1 Bandas de frecuencias posibles desde un punto de vista técnico

Se está tomando en consideración la gama 50-1 500 MHz para el servicio de radiodifusión sonora digital terrenal. Se han efectuado pruebas de cobertura de campo y mediciones de nivel de señal recibido en interiores (algunas de las cuales se describen en el Anexo 1-C) y sus resultados demuestran la viabilidad del establecimiento de ese servicio en dicha gama de frecuencias.

a) Cobertura zonal completa con redes de una sola frecuencia (SFN)

El límite superior de la banda de frecuencias posible viene determinado por la interrelación entre:

- velocidad del vehículo;
- duración del intervalo de guarda y del símbolo útil, que dependen estrechamente de la distancia entre transmisores SFN.

Bajo la hipótesis de distancias medias entre transmisores de 60-70 km en una red monofrecuencia y una velocidad de vehículo máxima del orden de 150 km/h, los análisis preliminares indican que si se requiere un intervalo de guarda igual a 250 μ s, la banda de frecuencias más favorables para un servicio de radiodifusión sonora digital estaría en la gama 50-250 MHz. Sobre la base de estas hipótesis se estima que, desde los puntos de vista técnico y económico, la banda III ofrecería actualmente la mejor solución. Sin embargo, debe resaltarse que no se trata de una limitación estricta. Esto se ha puesto de manifiesto mediante simulaciones por computador, corroborándose por mediciones de campo realizadas en la gama de 1,5 GHz en Canadá, donde se vio que era viable el funcionamiento de redes SFN con separaciones superiores a 60-70 km, utilizando intervalos de guarda considerablemente más cortos que los supuestos anteriormente. En los Anexos 1-C y 1-D, se da cuenta de estos resultados. La utilización de las bandas de ondas decimétricas exigiría valores mayores de la PRA, a fin de conseguir una cobertura

zonal completa, en especial para la recepción móvil. Asimismo, en algunos casos, sería necesaria la utilización de transmisores adicionales para el logro de una cobertura total.

b) Cobertura local y cobertura zonal en una red simple

Para cobertura DAB local y coberturas en zonas limitadas, utilizando redes simples, puede pensarse en la banda de ondas métricas y en la banda de ondas decimétricas por debajo de 1,5 GHz.

4.2.2 Bandas de frecuencias atribuidas actualmente a otros servicios

Las bandas de frecuencias no atribuidas a la radiodifusión se utilizan ampliamente por otros servicios. Incluso en aquellas partes no empleadas extensamente deben tomarse en consideración amplios períodos de transición a fin de desplazar los servicios existentes. En algunos países, puede ser difícil la implantación del servicio del sistema digital A en esas partes de bandas antes del año 2000. A menos de que varíe esta situación, debe pensarse en otras posibilidades para una introducción a corto plazo de la radiodifusión sonora digital y, en especial en algunos países, las bandas de frecuencias de radiodifusión compartidas.

4.2.3 Bandas de frecuencias atribuidas a la radiodifusión

Como existe un consenso general en el sentido de que se establezca en un futuro próximo, (esto es antes del año 2000) la radiodifusión sonora digital, así como en que sería difícil el hallazgo de nuevo espectro para la radiodifusión, la identificación de una banda de frecuencias apropiada debería tener en cuenta las bandas que pueden utilizarse a corto plazo. Además de la banda II de ondas métricas con modulación de frecuencia, tales bandas son la I, III, IV/V y la banda de 1,5 GHz atribuida en la CAMR-92.

4.2.3.1 Banda I

Como, en general, el número de transmisiones de TV de cualquier canal en la banda I es inferior al de otras bandas, la banda I parece gozar de buenas condiciones para la utilización exclusiva de un canal de TV. En muchos países, la banda I está compartida con el servicio móvil terrestre (SMT). La compartición con el servicio móvil terrestre puede resultar difícil porque, en general, se utilizan potencias muy bajas. Es necesario realizar estudios sobre las relaciones de protección.

Con respecto a los efectos de propagación adversos (propagación por la capa E esporádica) y del ruido artificial en la banda I, el empleo de la parte más alta de esa banda parece ser más conveniente que la utilización de la parte más baja.

En algunos casos, será posible la sustitución de un transmisor de banda I. Sin embargo, debe tenerse presente que el contorno de cobertura de un transmisor de banda I de gran potencia no puede reemplazarse por el contorno de un único transmisor de bandas IV/V. La sustitución exigiría el empleo de numerosos transmisores de TV de relleno de cobertura.

Debe también subrayarse que los niveles de ruido artificial en la banda I pueden ser del orden de 10 dB mayores que en la banda III. Esto puede implicar el empleo de mayores potencias radiadas o la ubicación de transmisores de banda I en zonas urbanas para contrarrestar el ruido artificial.

4.2.3.2 Banda II

En muchos países se encuentran en funcionamiento casi todos los transmisores de ondas métricas con modulación de frecuencia planificados en la gama de frecuencias 87,5-103,9 MHz. Aunque las frecuencias de la gama 104,0-107,9 MHz todavía están sujetas a restricciones por otros

servicios (sobre todo el servicio de radionavegación aeronáutica), en algunos países es posible la utilización de la parte superior de la banda de modulación de frecuencia para redes de baja potencia, generalmente. A fin de lograr, en el futuro, una mejor utilización del espectro, parece conveniente sustituir el servicio de ondas métricas con modulación de frecuencia o una parte del mismo por un sistema digital. Esto, empero, requiere cierto grado de reorganización en la banda II. Por consiguiente, en numerosos países, la banda II no ofrece buenas condiciones para el establecimiento inmediato de la radiodifusión sonora digital. Debe subrayarse que es el ruido artificial en vez del ruido térmico quien limita la calidad del sistema en esta banda de frecuencias.

4.2.3.3 Banda III

Esta banda se utiliza ampliamente por transmisores de TV. En algunos países se comparte o se utiliza sobre una base exclusiva por parte del servicio móvil terrestre. La eliminación de un canal de TV afectará a un número considerable de transmisores.

En algunos países europeos, los servicios móviles terrestres utilizan asimismo el canal 12 (223-230 MHz o 222-230 MHz en los sistemas L y K), lo que conlleva restricciones de potencia para los transmisores de TV. Por consiguiente, muy a menudo, en dicho canal solo funcionan transmisores de relleno de cobertura (por ejemplo en Alemania). En otros países (Escandinavia), apenas se utiliza dicho canal todavía por la TV. Se espera que algunos países tendrán la oportunidad de utilizar el canal 12. Debe subrayarse, sin embargo, que la replanificación y transferencia de los transmisores existentes a las bandas IV/V principalmente, acarrearán costes sustanciales en las ubicaciones de recepción y de transmisión.

Una posibilidad ulterior que se está debatiendo en algunos países europeos, es la utilización de la banda de 230 a 240 MHz (empleada actualmente por los servicios móviles militares). Se piensa que, en algunos casos, podría liberarse esta banda para permitir el comienzo, en un futuro próximo, de las transmisiones del sistema digital A.

4.2.3.4 Bandas IV/V

Habida cuenta de las distancias existentes entre los transmisores de radiodifusión, estas bandas no parecen idóneas para el concepto de sistema digital A previsto, al menos en lo que concierne a redes monofrecuencia (SFN) que utilicen las ubicaciones de radiodifusión existentes. Si, empero, se contempla una red más densa, no cabe excluir la consideración de estas bandas. Tampoco debería excluirse la posibilidad de utilización de las bandas IV/V por el servicio de radiodifusión sonora digital si se piensa en una cobertura local en vez de una cobertura zonal completa. También podrán utilizarse las bandas IV/V para el establecimiento, en el futuro, de la TV digital.

4.2.3.5 Banda de 1,5 GHz atribuida en la CAMR-92

En la Conferencia CAMR-92 se efectuaron las siguientes atribuciones de frecuencias al servicio de radiodifusión (sonora) por satélite (BSS(S)):

- Mundial (regiones 1,2 y 3), excepto Estados Unidos, la banda 1 452-14 92 MHz está atribuida al BSS(S) y al BS(S) a título primario, aunque algunos países (principalmente en Europa y Africa) han optado por mantener esta atribución a título secundario hasta el 1 de abril de 2007.
- En Estados Unidos de América y la India, la banda 2310-2360 MHz está atribuida al BSS(S) y al BS(S) complementario a título primario.
- En algunos países en Asia y la Federación Rusa, la banda 2535-2655 MHz, está atribuida mediante una nota de pie de página al BSS(S) y al BS(S) complementario a título primario.

Asociadas a las atribuciones del artículo 8 del RR, hay notas de pie de página que limitan las fechas de introducción, así como el nivel del servicio en algunos países. Por consiguiente, la atribución mundial no está disponible en todos los países según el texto actual del Reglamento. En particular, Estados Unidos de América tiene una atribución alternativa consistente en la banda 1 452-1 492 MHz para los servicios fijo y móvil, a título primario.

Además de las atribuciones del artículo 8, se establecieron varios procedimientos para la introducción de los nuevos servicios sonoros.

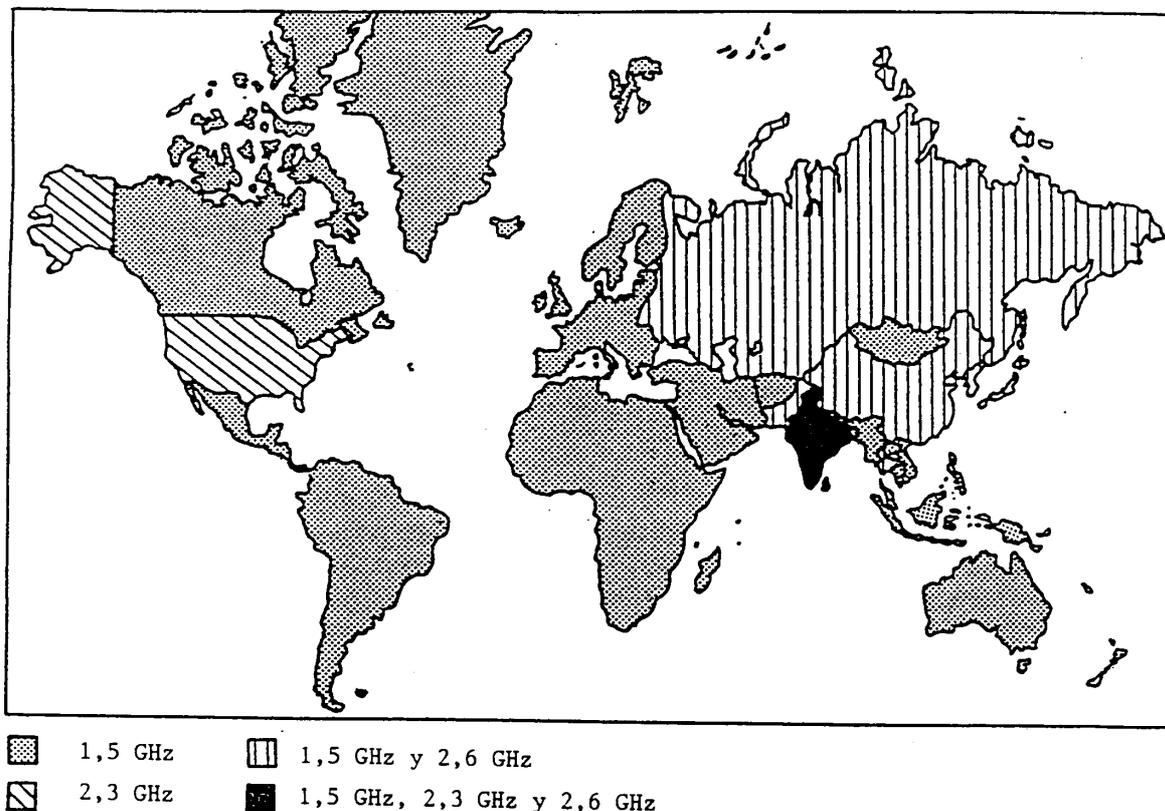
En la Resolución N° 527, se reconoce la posibilidad de implantación de nuevos servicios digitales en las bandas de difusión terrenal por ondas métricas, abriéndose un cauce para un estudio más detallado.

La Resolución N° 528, proporciona detalles sobre los procedimientos de implantación. Examina la necesidad de una conferencia de planificación, limita la gama de frecuencias utilizables en el servicio por satélite antes de la conferencia de planificación a los 25 MHz superiores de la banda apropiada y proporciona detalles sobre el método de cálculo y los criterios de interferencia (que deben determinarse aplicando los procedimientos de la Resolución N° 703, porque no se dispone todavía de procedimientos técnicos formales que pudieran aplicarse).

En la Fig. 1, se representan las diferencias entre las atribuciones realizadas en todo el mundo.

FIGURA 1

Mapa mundial simplificado de las atribuciones de frecuencias realizadas por la CAMR-92 para el servicio de radiodifusión (sonora) por satélite y del servicio de radiodifusión (sonora)



Esto brinda la posibilidad de utilizar la banda de 1,5 GHz para radiodifusión sonora digital terrenal (así como por satélite), con respecto a lo cual deben tenerse en cuenta las siguientes consideraciones:

- La banda 1,5 GHz puede ser viable para los siguientes tipos de cobertura:
 - a) Local: cobertura típica de una ciudad solamente, empleando un transmisor único o un número de transmisores reducido.
 - b) «Desplazamiento laboral»: puede utilizarse el modo II con inserción de un retardo artificial para coberturas locales más extensas siguiendo el concepto de SFN, por ejemplo para dar servicio a los desplazamientos laborales en una urbe metropolitana.
 - c) «Rejilla»: En este caso, las coberturas de los tipos a) y b) anteriores forman nodos de están interconectados mediante autopistas.
 - d) Cobertura zonal extensa utilizando redes SFN sincronizadas temporalmente. Aunque, originalmente, se pensaba que no podría utilizarse fácilmente la banda de 1,5 GHz para proporcionar una cobertura SFN zonal extensa, debido a la amplia red de transmisores que se pensaba sería necesaria, investigaciones más recientes sobre la propagación en la banda de 1,5 GHz (véanse el Anexo 1-C y el Anexo 1-D), indican

que en la gama de 1,5 GHz puede ser posible el logro de una cobertura SFN zonal extensa.

- El grado en el cual puede utilizarse esta banda de frecuencias para la DSB terrenal, dependerá sustancialmente de los siguientes factores:
 - a) calendario según el cual los usuarios existentes de la banda (por ejemplo enlaces fijos) pueden desplazarse a frecuencias alternativas como consecuencia de las disposiciones de las Actas Finales de la CAMR-92 (para el servicio terrenal complementario este proceso debe incluir la coordinación con las Administraciones cuyos servicios puedan resultar afectados).
 - b) utilización futura de la banda para las transmisiones del sistema digital A por satélite. Esto requiere una conferencia de planificación para alojar del modo más eficaz los servicios terrenales y por satélite en esta banda.

4.3 Anchura de banda del sistema

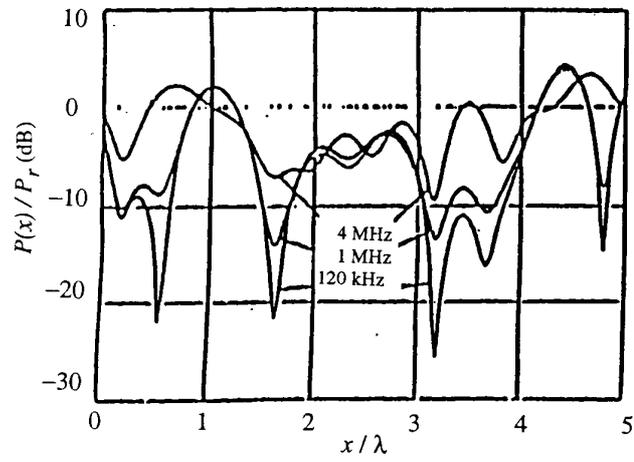
El sistema digital A terrenal debe resolver los problemas de recepción en un canal sujeto a desvanecimiento Rayleigh selectivo. Las señales RF a la entrada del receptor (móvil y doméstico) presentan diferencias en su potencia, fase y retardo temporal. El retardo temporal máximo de las señales de multitrayecto tiene una influencia dominante sobre la respuesta de frecuencias del canal. La «energía total» que el receptor puede extraer del campo electromagnético, depende de la característica de respuesta del canal RF y de la anchura de banda utilizada para la transmisión. Cuanto menores sean la anchura de banda y las diferencias de retardo temporal, mayor será la probabilidad de que la «energía total» presente desvanecimientos profundos, al desplazarse el receptor a través del campo de multitrayecto (véase la Fig. 2). El efecto bien conocido de la intensa degradación que experimenta la calidad de recepción de la modulación de frecuencia en ondas métricas cuando un receptor móvil se desplaza lentamente a través de las calles de una ciudad se debe, en principio, a la reducida anchura de banda del sistema de modulación de frecuencia en ondas métricas. Los mínimos de desvanecimiento pueden rellenarse parcialmente transmitiendo más potencia. Sin embargo, este remedio es limitado debido al aumento de la interferencia que se produce a otras estaciones que funcionan en canales comunes o en canales adyacentes.

A partir de mediciones realizadas en Europa y Canadá, se ha determinado que una anchura de banda del canal RF igual a 1,5 MHz proporcionará una diversidad de frecuencia suficiente para contrarrestar el desvanecimiento plano en diferentes entornos.

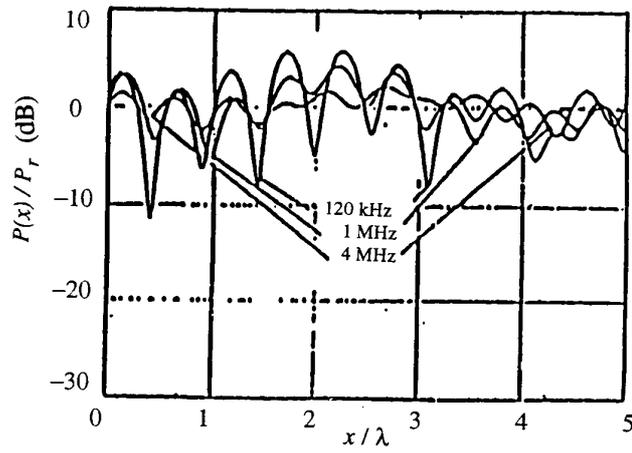
Resulta necesario emplear una banda de guarda entre bloques de frecuencias adyacentes del sistema digital A. El valor de esa banda depende de la selectividad del receptor, configuración de la red y criterio de compartición. Sin embargo, se considera suficiente un valor en torno a los 200 kHz.

FIGURA 2

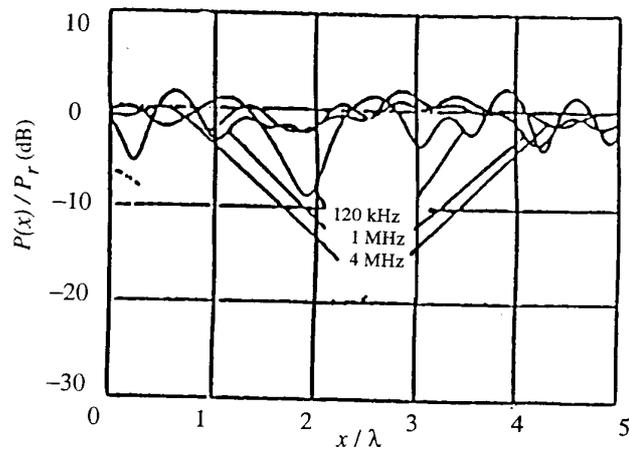
Distribución de la potencia de distintos canales de multitrayecto en función de la ubicación



a) Terreno plano



b) Ciudad



c) Terreno montañoso

4.4 Consideraciones relativas al sistema de transmisión

4.4.1 Polarización

El empleo de la polarización vertical para el sistema digital A proporcionará mayores niveles de señal a baja altura. Por consiguiente, la polarización más adecuada para la radiodifusión terrenal es la polarización vertical. Además, esto permite el mantenimiento de la alineación de polarización para aplicaciones que utilizan receptores móviles y portátiles. Asimismo, es posible la utilización de antenas verticales en el transmisor y en el receptor con diagramas de radiación razonablemente omnidireccionales, como se emplea hoy día extensamente en la radiodifusión convencional con modulación de frecuencia. En el caso de un servicio de radiodifusión mixto terrenal y por satélite, puede utilizarse la polarización circular en el segmento por satélite y la polarización vertical en el segmento terrenal.

En general, los transmisores de TV de alta potencia funcionan con polarización horizontal. El empleo de la polarización vertical por parte del servicio DSB, permitirá el logro de una discriminación de polarización igual a 16 dB (Recomendación UIT-R BT.419) en el caso de compartición, a fin de proteger la recepción de la televisión. Se espera rebasar este valor en más del 50% de las ubicaciones.

4.4.2 Antena de recepción

Para la recepción de un servicio terrenal, la antena receptora más sencilla es el monopolo $\lambda/4$ sobre un plano de tierra. Diseños de antena más complejos pueden permitir mayores ganancias, pero la mayor directividad asociada puede no ser apropiada para todas las circunstancias de recepción. Existe cierto número de aplicaciones de recepción distintas:

- Recepción fija con equipos domésticos: Puede conseguirse una ganancia dependiente de la frecuencia con la utilización de antenas direccionales que permiten, además, una reducción de la interferencia.
- Recepción sobre vehículos: La antena debe montarse preferiblemente en el techo. El diagrama de radiación de ganancia debe ser omnidireccional en el plano horizontal.
- Recepción en equipo portátil: El diagrama de radiación debe ser omnidireccional.
- Recepción en equipo de bolsillo: La antena debería montarse preferiblemente en los cascos de auriculares, para disminuir la absorción producida por el cuerpo.

En el caso de un servicio mixto terrenal y por satélite, que utilice una banda de frecuencias común en torno a 1,5 GHz, es necesario diseñar la antena de recepción de forma que sea máxima la ganancia en la dirección del horizonte y del satélite. En la medida en que esto se tenga en cuenta en el transmisor, podría resultar marginalmente afectada la complejidad de la antena de recepción.

4.4.3 Intensidad de campo mínima utilizable

En el § 2.1.2 del Anexo 1-B, se facilitan los resultados de las mediciones más recientes de calidad de funcionamiento del sistema digital A para canales Gaussiano y Rayleigh. Se ha obtenido que, en la banda de ondas métricas, se necesitan valores de la relación portadora ruido C/N , iguales a 7 dB y 15 dB para una $BER = 10^{-4}$ en un canal Gaussiano y en un canal Rayleigh, respectivamente. En 1,5 GHz se necesita una relación C/N igual a 12 dB en un canal Rayleigh cuando se incluye un margen de 1 dB para degradación por dispersión Doppler con velocidades de vehículos elevadas. Se propone la adición de 2 dB a estos valores como margen de interferencia que permita una utilización más eficaz del espectro, es decir distancias de separación más pequeñas entre transmisores cocanal

interferentes, ya que es posible una relación de protección de -5,2 dB entre la señal deseada en el 99% del tiempo y la señal interferente excedida el 1% del tiempo, para una desviación típica de 5 dB (véase el § 4.5.1.1.2).

Puede calcularse la potencia de ruido del receptor utilizando valores específicos para los factores de ruido del receptor, como se indica más adelante. En lo que concierne a la banda de frecuencias congestionada de la gama de ondas métricas, un receptor DSB requeriría una etapa de entrada lineal y de elevada selectividad, la cual únicamente puede conseguirse aumentando el factor de ruido. Para la banda de ondas métricas, se supone un valor conservativo del factor de ruido igual a 10 dB (2 610 K).

El efecto del ruido artificial puede influir sustancialmente sobre el nivel de la intensidad de campo mínima utilizable requerida por los receptores en las bandas de ondas métricas, sobre todo en un entorno urbano. Los resultados que se describen en el § 3.3 del Anexo 1-C, indican que sería necesario adoptar un margen, incluso en zonas suburbanas, para las bandas I y II, siendo tal margen inferior para la banda III. Por ejemplo, en 100 MHz, se requiere un margen de 20 dB (con referencia a 290 K). En efecto, se ha apreciado que el aumento del ruido artificial tiende a contrarrestar el aumento de la abertura efectiva de la antena receptora, resultando así una intensidad de campo mínima utilizable que es casi independiente de la frecuencia.

En el caso de la banda de 1,5 GHz, el Informe UIT-R BO.955 indica que es posible conseguir un factor de ruido del receptor de 1 dB. Sin embargo, se utiliza un valor más conservador, igual a 3 dB, para tener en cuenta la exigencia de una gama dinámica amplia y la posible selectividad de frecuencia de las primeras etapas de RF para el funcionamiento en entornos terrenal y mixto. Sin embargo, en el caso de radiodifusión por satélite, es muy importante reducir al mínimo la exigencia de potencia transmitida, disminuyendo el factor de ruido del receptor. En 1,5 GHz, la contribución del ruido artificial es prácticamente despreciable. En las pruebas con redes SFN realizadas en Canadá, en 1 468 MHz, que se describen en el Anexo 1-C y que utilizaron un receptor Eureka 147 de segunda generación con un factor de mérito del receptor igual a -26,1 dB, se midió un valor umbral de intensidad de campo igual a 39,5 dB μ V/m.

En el Cuadro 1, se indica la obtención de la intensidad de campo mínima utilizable en función de la ganancia de la antena y su superficie equivalente.

4.4.4 Propagación

En el Anexo 1-C, se facilita información sobre la propagación y las características del canal.

Para el cálculo de las intensidades de campo de una señal de radiodifusión sonora digital, en especial en zonas rurales, pueden utilizarse las curvas de propagación de la Recomendación UIT-R PN.370 (para las bandas I a V).

Debido a la elevada tasa de fallos cuando no se alcanza la relación C/I requerida, es necesario efectuar cálculos para porcentajes muy elevados de tiempo y de ubicaciones para el campo deseado (y para porcentajes muy pequeños para las señales interferentes). En consecuencia, se requiere aplicar correcciones al valor $E(50,50)$ calculado con las curvas de la Recomendación UIT-R PN.370.

En el caso de las señales deseadas, los valores de intensidad de campo correspondientes al 99% del tiempo se obtendrán de las curvas de la Recomendación UIT-R PN.370.

Para una señal interferente procedente de un transmisor que emite un programa distinto o que no está sincronizado con el transmisor deseado, deberán utilizarse las curvas de la Recomendación UIT-R PN.370 para el 1% del tiempo, aún cuando la interferencia sea continua, debido a que la relación de protección es la misma para todos los porcentajes de tiempo.

Debe añadirse un margen a la señal deseada para garantizar la prestación del servicio en un elevado porcentaje de ubicaciones. Todavía no se ha definido el porcentaje de cobertura de ubicaciones necesario, aunque será del orden del 99%. El margen dependerá de la banda de frecuencias y del tipo de terreno. A partir de la Recomendación UIT-R PN.370, se obtiene un valor típico de 19 dB. Sin embargo, medidas recientes efectuadas en Europa han puesto de manifiesto que debido a cierto número de factores tales como la naturaleza de banda ancha de la señal COFDM (1,5 MHz), altura reducida de la antena de recepción y empleo de una antena receptora omnidireccional, el margen puede reducirse a 13 dB en las bandas de ondas métricas. El valor de la desviación típica de la distribución probabilística de la intensidad de campo obtenida mediante mediciones, es sustancialmente inferior al predicho por la Recomendación UIT-R PN.370. Se han presentado resultados (véase el § 3.2.1 del Anexo 1-C) que indican que una estimación conservadora de la reducción que experimenta la desviación típica cuando se compara la COFDM con una transmisión de onda continua, es del orden de 3 dB. Esto supone una reducción de 6 dB en el factor de corrección del porcentaje de ubicaciones del 50% al 99%, es decir 13 dB frente a 19 dB correspondientes al caso de onda continua, (éste resultado se aplica a la recepción móvil con una altura de antena receptora de 1,5 m sobre el suelo).

CUADRO 1

**Obtención de la intensidad de campo mínima utilizable para el sistema digital A
(anchura de banda 1,5 MHz) en 100 MHz y 1 450 MHz**

SISTEMA	100 MHz		1 450 MHz	
Frecuencia de funcionamiento	100 MHz		1 450 MHz	
Polarización	línea vertical		línea vertical	
Protección contra errores en el canal	convolucional (R=1/2)		convolucional (R=1/2)	
Anchura de banda del canal	1,5 MHz		1,5 MHz	
Velocidad de bits útil	1 152 kbit/s		1 152 kbit/s	
Tiempo de símbolo	1 246 µsec		312 µsec	
Intervalo de guarda	246 µsec		62 µsec	
Relación de guarda C/N para BER= 10 ⁻⁴ (incluye los márgenes de realización del sistema y de los equipos)	7 dB (Gaussian)	15 dB (Rayleigh)	7 dB (Gaussian)	12 dB (Rayleigh)
Margen de interferencia	2 dB	2 dB	2 dB	2 dB
Relación C/N mínima necesaria en el receptor	9 dB	17 dB	9 dB	14 dB
RECEPTOR				
Ganancia de la antena de recepción	0 dBi		0 dBi	
Temperatura de ruido de la antena, incluido el ruido artificial	29 000 K		105 K	
Pérdidas en acopladores y filtros	1 dB		1 dB	
Factor de ruido del receptor	10 dB (2 610 K)		3 dB (290 K)	
Factor de mérito del receptor	-45,1 dBK ⁻¹		-27,4 dBK ⁻¹	
INTENSIDAD DE CAMPO MÍNIMA				
Constante de Boltzman	1.38 x 10 ⁻²³ W/Hz/K			
Potencia mínima de entrada al receptor	-112,7 dBW	-104,7 dBW	-130,4 dBW	-125,4 dBW
Abertura de antena efectiva	-1,4 dB/m ²	-1,4 dB/m ²	-24,7 dB/m ²	-24,7 dB/m ²
Densidad mínima de potencia	-111,3 dBW/m ²	-103,3 dBW/m ²	-105,7 dBW/m ²	-100,7 dBW/m ²
Intensidad de campo mínima utilizable para un bloque 1,5 MHz (dBW/m ² + 145,8 dB -> dBµV/m)	34,5 dBµV/m	42,5 dBµV/m	40,1 dBµV/m	45,1 dBµV/m

Además dentro (pero no en la periferia) de una red monofrecuencia, puede aplicarse al presupuesto de la señal deseada una «ganancia de red interna» (véase el § 4.6.2.2).

De forma análoga, para la señal interferente, el margen necesario para tener en cuenta el porcentaje de ubicaciones requerido del 99%, es también 13 dB. Y el margen combinado necesario para dos señales incorreladas con distribución log-normal es: $\sqrt{2} \times 13 = 18$ dB.

El caso de señales que tienen una correlación con las ubicaciones requiere un ulterior estudio. En el Reino Unido se han emprendido estudios de correlación y en [Doc. 10B/89, UIT-R,1990-94], se presentan algunos resultados. Se necesitan urgentemente estudios de la correlación entre las señales deseada y no deseada, alentándose a las Administraciones que presenten los resultados de tales estudios.

En zonas edificadas puede ser más apropiado que el empleo de las curvas de la Recomendación UIT-R PN.370, la utilización del modelo de propagación de Okumura (véase el Informe UIT-R PN.567) o un modelo basado en información morfológica del terreno más precisa.

Se han efectuado mediciones en Canadá para la evaluación de la propagación en la gama de 1 500 MHz (no incluida en las curvas de la Recomendación UIT-R PN.370), cuyos resultados se describen en el Anexo 1-C.

Es necesario revisar y desarrollar un modelo de propagación adecuado para los sistemas de radiodifusión que utilizan técnicas de emisión digitales de banda ancha para la radiodifusión sonora digital que requieren disponibilidades de servicio para el 99% de las ubicaciones. El modelo debe ser válido para todas las bandas de radiodifusión, comprendidas las nuevas bandas atribuidas en la CAMR-92. Se ha cursado esta petición a las Comisiones de Estudio de Radiocomunicaciones competentes.

4.4.5 Presupuesto del enlace

Suponiendo que la intensidad de campo deseado debe rebasarse en el 99% de las ubicaciones dentro de la zona de cobertura, puede deducirse la PRA necesaria para el sistema digital A múltiplex, utilizando los valores medianos y la desviación típica de la Recomendación UIT-R PN.370 y empleando el margen indicado en el § 4.4.4 anterior, teniendo en cuenta, asimismo, la altura de la antena receptora de 1,5 m aproximadamente (margen adicional de unos 10 dB).

A partir del Cuadro 1, pueden deducirse los valores de intensidades de campo mínima utilizable de 30,5 dB μ V/m y 38,5 dB μ V/m, respectivamente para los canales Gaussiano y Rayleigh (véase el § 4.4.3), suponiendo que el nivel de ruido artificial es inferior en 10 dB a su valor de 100 MHz (véase el § 3 del Anexo 1-C) y que la abertura efectiva es 6 dB inferior que su valor en 100 MHz. En el Cuadro 2, se muestra el cálculo de los requisitos de PRA para algunas coberturas de un único transmisor representativas, pudiéndose apreciar la relación existente entre los valores típicos de alturas de antena, potencias de transmisión y radios de servicio. Debe subrayarse que las curvas de propagación de la Recomendación UIT-R PN.370 se basan en una irregularidad del terreno (Δh) de 50 m, mientras que una base razonable para la coordinación y el diseño del servicio inicial para una planificación de cobertura detallada, requeriría la adición o sustracción de márgenes a fin de tener en cuenta el terreno real.

CUADRO 2

PRA para un transmisor COFDM que utiliza el modelo de propagación de la Recomendación UIT-R PN.370 en 200 MHz

Altura efectiva de la antena del transmisor	300 m	75 m	75 m
Altura de la antena del receptor	1,5 m		
Δh	50 m		
Frecuencia de transmisión	200 MHz		
Valor efectivo (corregido) de la intensidad de campo mínima utilizable por bloque de 1,5 MHz, incluidos márgenes para el 99% de las ubicaciones y una altura de antena de 1,5 m			
Canal Gaussiano (G) 30,5 + 13 + 10 Canal Rayleigh (R) 38,5 + 13 + 10	53,5 dB μ V/m (G) 61,5 dB μ V/m (R)		
Distancia entre el transmisor y el receptor (radio de servicio)	30 km	15 km	30 km
PRA por bloque de 1,5 MHz	260 W(G) 1 640 W(R)	260W(G) 1 640 W(R)	7 kW(G) 40 kW(R)

Como en el caso de la planificación de televisión, la banda de frecuencias utilizada para el servicio determina el número de transmisores necesarios para la cobertura de una cierta zona. En la banda de ondas decimétricas, la atenuación es mayor y requiere una red más densa y/o la utilización de potencias mayores, así como más estaciones de relleno de cobertura.

En la banda I, la propagación por la capa E esporádica puede producir una importante interferencia a larga distancia, sobre todo en las frecuencias más bajas. Por lo tanto, es preferible la utilización del canal más elevado en la banda I.

Puede ser necesario un margen ulterior para compensar las pérdidas de penetración en edificios. En el § 3.4 del Anexo 1-C, se proporcionan resultados de mediciones para evaluar la magnitud de este margen.

4.5 Consideraciones sobre la compartición para la planificación

4.5.1 Intra-servicio

4.5.1.1 Relaciones de protección

Para el sistema digital A se utilizarán los valores indicados en el Anexo 1-A (Sistema DAB).

4.5.1.1.1 Relaciones de protección para una señal deseada del sistema digital A

Se han efectuado pruebas con adición simultánea de interferencia y ruido blanco. En cada caso, se midió la relación C/I que produce una pérdida concreta de la calidad de relación C/N en un punto de fallo específico definido como una BER de 10^{-4} , para una diferencia de frecuencias determinada. Se eligieron los valores de degradación de la calidad de C/N iguales a 1 dB y 3 dB. La BER en el punto de fallo definido es algo inferior al valor de la BER para el que se produce la degradación de audio.

Se encontró que las diferencias entre los resultados correspondientes a modos DSB diferentes no eran significativas, por lo que las mediciones se efectuaron únicamente para la señal del Modo II.

4.5.1.1.2 Señal del sistema digital A interferida por una transmisión de un sistema digital A diferente

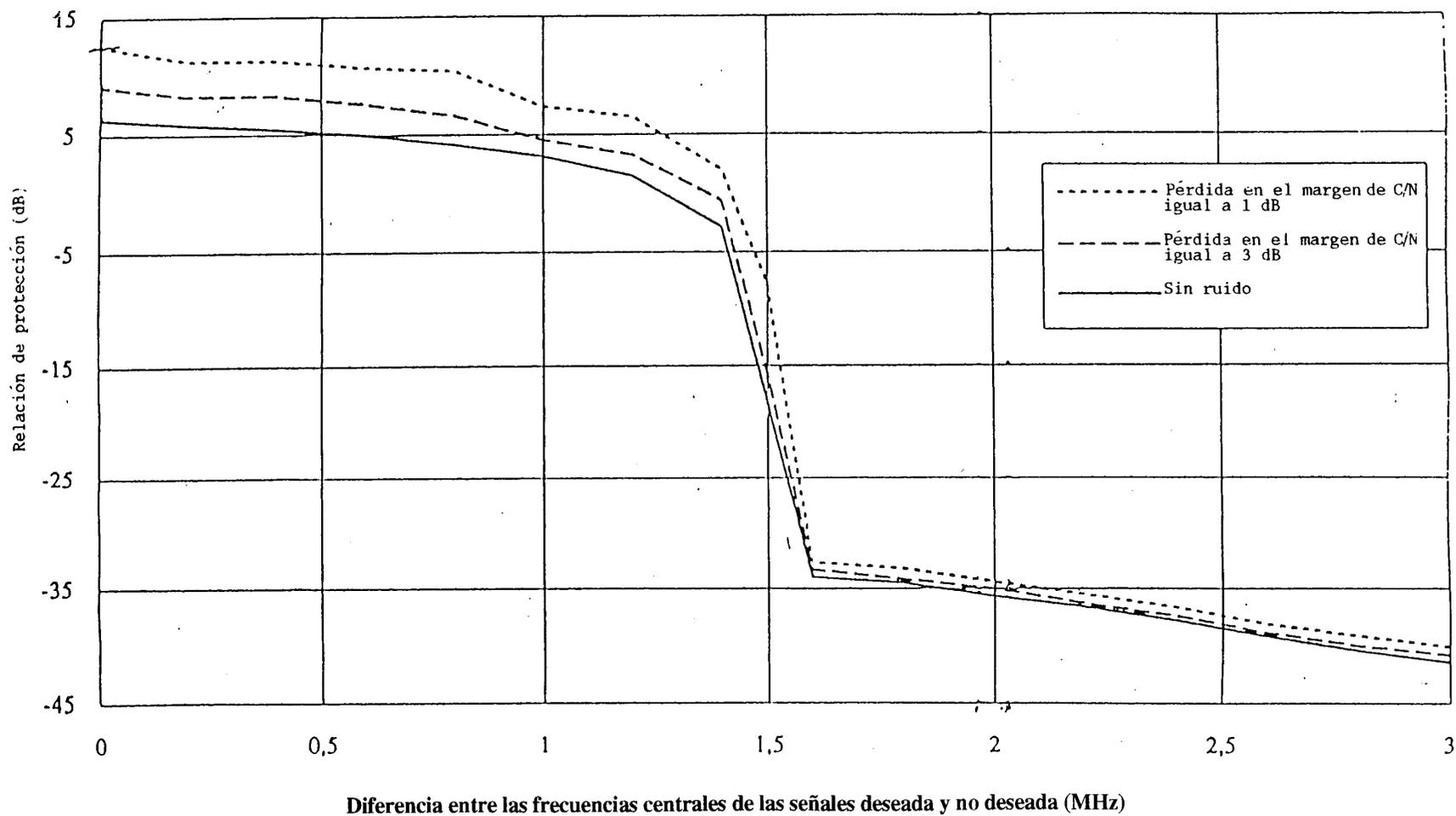
Se han realizado mediciones para determinar la relación de protección de radiofrecuencia requerida por el sistema digital A contra la interferencia procedente de una segunda transmisión de un sistema digital A. En la Fig. 3, se presentan los resultados de estas mediciones en función de la separación entre las frecuencias centrales de los canales. Las mediciones indican que una señal interferente cocanal del sistema digital A produce el mismo efecto que ruido Gaussiano blanco de la misma potencia. En particular, la relación de protección cocanal es igual a 7 dB, lo que se corresponde precisamente con el valor necesario de la C/N para una $BER = 10^{-4}$ en un canal con ruido blanco gaussiano. La forma de la curva de relación de protección representada en la Fig. 3, se corresponde con el flanco de la curva del filtro del canal (es decir la porción de la potencia interferente situada dentro del filtro del canal). Más allá de una separación de 1,6 MHz entre los centros de los canales, la curva se corresponde con el rechazo fuera de banda del filtro.

Como se ha visto en el § 4.4.3, una forma más conveniente de tener en cuenta la interferencia cocanal entre múltiplex DSB distintos, es la adopción de un margen para la intensidad de campo mínima a fin de tener en cuenta la interferencia. De este modo, cuando se aplican las curvas de propagación de la Recomendación UIT-R PN.370, pueden tenerse en cuenta adecuadamente las contribuciones de ruido e interferencia como se indica seguidamente.

Hasta ahora, el análisis de la disponibilidad del servicio, para los sistemas de radiodifusión analógica, se efectuaba separadamente para las perturbaciones de ruido e interferencia, definiendo de modo de modo específico los contornos de cobertura limitada por ruido y de cobertura limitada por interferencia. En el caso de los nuevos sistemas de radiodifusión digital, se ha visto que la interferencia procedente de una emisión digital cocanal es equivalente al aumento del nivel de ruido en el receptor. Esto proporciona un nuevo nivel de flexibilidad al diseño del sistema y permite una variedad de posibles distribuciones del ruido y de la interferencia en el presupuesto del enlace.

FIGURA 3

Relación de protección de radiofrecuencia requerida por el sistema digital A contra la interferencia debida a una transmisión de otro sistema digital A distinto

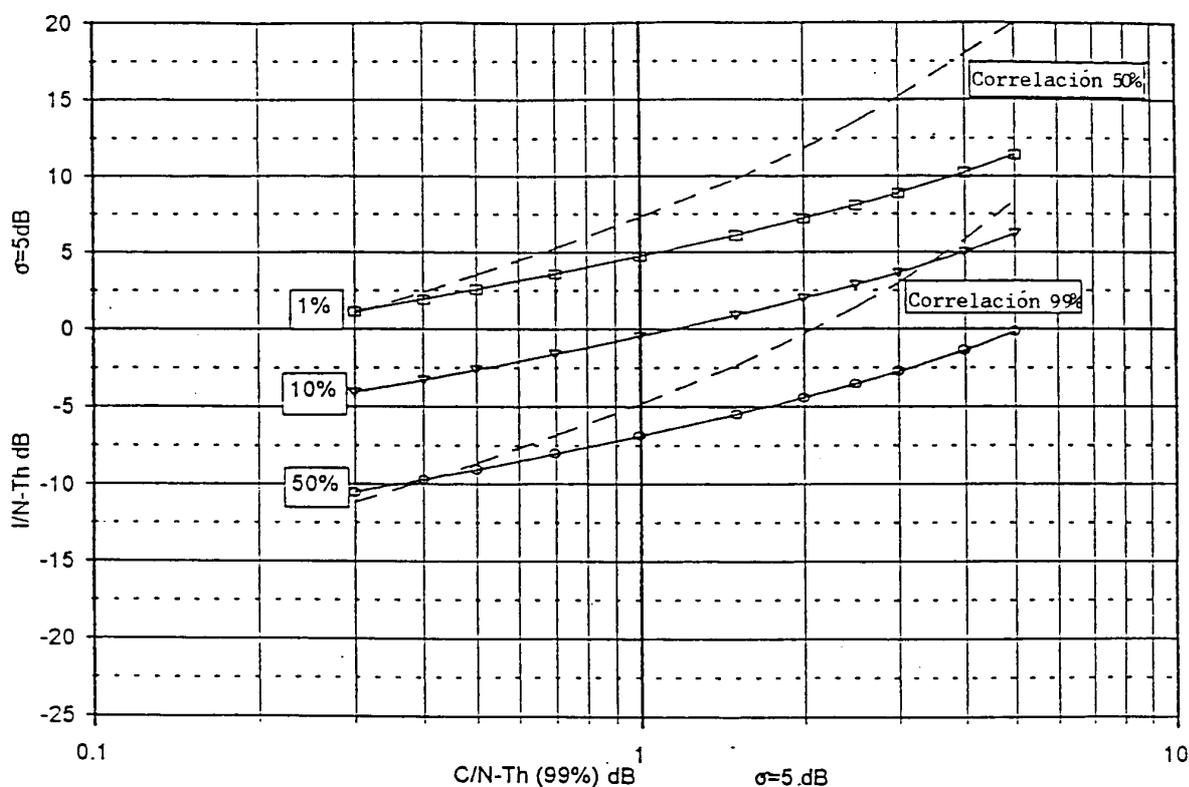


En [Doc. 10B/87, Canadá, UIT-R, 1990-94], se deducen las ecuaciones necesarias para calcular la adición estocástica del ruido y de la interferencia en el receptor. Esas ecuaciones constituyen una convolución numérica de dos curvas de distribución gaussiana que puede instrumentarse en un computador para generar curvas que proporcionan la correspondencia entre el margen incluido en el presupuesto de enlace de C/N para proporcionar una disponibilidad del servicio ($C/(N + I) > Th$), para un porcentaje dado de ubicaciones y de tiempo (supuesta una variación temporal actualizada en el caso de recepción móvil), para tener en cuenta la interferencia y el requisito de restricción de interferencia real (que no se rebase la relación I/N para un porcentaje de tiempo determinado).

En la Fig. 4, se representa el nivel de la relación I/N normalizada (con respecto al umbral de funcionamiento del sistema), que no puede rebasarse durante el porcentaje de tiempo dado, en función del margen previsto en el presupuesto del enlace como margen de interferencia. Los valores requeridos de las relaciones C/N y $C/(N + I)$ están definidos para el 99% del tiempo. Las desviaciones típicas de las señales deseada e interferente se han hecho iguales a 5 dB, lo que parece ser representativo de los resultados de las mediciones de propagación disponibles hasta ahora.

FIGURA 4

Nivel normalizado de la relación I/N excedido durante 1% del tiempo necesario para mantener el valor de la relación $C/(N + I)$ por encima del umbral (Th) de funcionamiento del sistema durante el 99% (dispersión del desvanecimiento reducida)



La línea de trazos más inferior de la Fig. 4, representa la regla para el reparto del ruido y la interferencia en el caso de procesos de desvanecimiento totalmente correlacionados para la señal deseada y la interferente. En este caso, como ambas están totalmente correlacionadas, se define el nivel

de la relación I/N para el mismo porcentaje de tiempo que la relación C/N (esto es, el 99% del tiempo). La línea de trazos más alta proporciona el valor medio de la relación I/N para el caso de correlación total.

Por ejemplo, si se incluye en el presupuesto del enlace un margen de 2 dB, el valor normalizado de la relación I/N no excedido en el 1% del tiempo es igual a 7,2 dB para el caso de incorrelación total. En realidad, como existirá cierto grado de correlación entre los desvanecimientos de las señales deseada e interferente, este nivel admisible de interferencia sería algo superior a 7,2 dB. En realidad, la diferencia entre las dos medias de las funciones de distribución correlada e incorrelada es igual a 19,5 dB para un margen de 2 dB en el presupuesto de la relación C/N . Esto representa la gama de posible mejora entre el caso totalmente incorrelacionado y el caso completamente correlacionado.

Una vez obtenido de la figura este valor de la relación I/N , puede deducirse fácilmente el valor usual de la relación C/I :

$$C/I = (C/N - Th) - (I/N - Th) = 2 \text{ dB} - 7,2 \text{ dB} = -5,2 \text{ dB}$$

Por consiguiente, se observa que cuando se conocen las desviaciones típicas de los dos procesos de desvanecimiento de las portadoras deseada e interferente, la disponibilidad de servicio requerida y el margen del presupuesto de la C/N del enlace para interferencia, puede calcularse el nivel de la relación I/N que debe excederse durante un porcentaje de tiempo determinado. Puede entonces deducirse el valor de la relación C/I requerida para el caso de un desvanecimiento totalmente incorrelado de las señales deseada e interferente.

Los resultados de este ejemplo dependen estrechamente del valor supuesto de las desviaciones típicas de los dos procesos de desvanecimiento de las portadoras deseada e interferente. Es muy importante que en las mediciones de propagación se reflejen con gran precisión éstas desviaciones típicas.

4.5.1.2 Análisis de compartición

4.5.1.2.1 Servicios terrenales

[Se completará.]

4.5.1.2.2 Servicios mixtos por satélite/terrenales

En el § 2.2 del Informe UIT-R BO.955, se describe el concepto de servicio mixto por satélite/terrenal. Este concepto se basa en la utilización de una misma banda de frecuencias por parte de los servicios de radiodifusión terrenales y por satélite con destino a los mismos receptores fijos, móviles y portátiles. Tiene la posibilidad de lograr una utilización muy eficaz del espectro. En la aplicación de este concepto surge una limitación específica cuando la cobertura de una estación terrenal está situada cerca del borde de la zona de cobertura de un satélite que tiene asignada la misma frecuencia.

En Canadá se ha realizado un estudio [Doc. 10B/70, UIT-R, 1990-94], en el que se ha investigado la separación geográfica necesaria entre una estación terrenal y el borde de una de satélite. En este estudio, se supone que el satélite geoestacionario funciona en el mismo canal que el servicio terrenal y utiliza el mismo tipo de modulación. Se supone, asimismo, que la interferencia producida por el satélite en el servicio terrenal afecta al receptor en forma de ruido gaussiano blanco aditivo incorrelado por lo que, en consecuencia, se suma al nivel de ruido térmico del receptor. Se ha visto que, utilizando el diagrama de referencia copolar CARR-83 para la antena transmisora del satélite, el aumento aparente del ruido en el receptor es menor que 1 dB para un receptor situado

fuera de un ángulo relativo visto desde el satélite igual a $\phi/\phi^\circ = 1,4$, donde ϕ° es la abertura de haz para potencia mitad. El aumento aparente de ruido es igual 3 dB para $\phi/\phi^\circ = 1,2$ y 7 dB y $\phi/\phi^\circ = 1$. En cuanto a distancias físicas, el ejemplo muestra que un aumento aparente del ruido de 3 dB corresponde a una distancia de unos 500 km. desde el borde de un haz del satélite de 1° . Evidentemente, puede reducirse esta distancia si en el satélite se utiliza la conformación de haz, lo que producirá una caída progresiva más rápida de ese haz.

Si el servicio DSB terrenal debe conservar su cobertura en éstas condiciones de aumento del ruido aparente en los receptores, han de aplicarse algunas medidas. La más simple e inmediata sería el aumento de la potencia de emisión del sistema terrenal local en la misma cuantía que el incremento de ruido pero esto podría provocar una interferencia adicional en servicios T-DSB adyacentes. Otra solución sería la adición de estaciones de extensión de cobertura y de relleno para recuperar la cobertura que existiría sin la interferencia procedente del satélite. Otra posibilidad es la de aceptar la reducción del servicio en las zonas marginales. En el caso concreto en que se reciba el servicio S-DSB con un ángulo próximo a la vertical local (por ejemplo desde una órbita elíptica de gran inclinación), sería relativamente fácil la utilización de antenas receptoras con diagramas verticales conmutables, que permitirían la reutilización de las frecuencias con distancias de separación mucho más pequeñas.

Muchas administraciones están estudiando la prestación de servicios de radiodifusión digital tanto terrenal como por satélite en la misma zona geográfica. En el receptor puede producirse una gran diferencia de señales entre los servicios por satélite y los servicios terrenales. Esta gran diferencia de señales también podría aparecer con la implantación de servicios terrenales. Puede minimizarse este problema siempre que los receptores posean una amplia gama dinámica y factores de ruido reducidos.

4.5.2 Entre servicios

4.5.2.1 Relaciones de protección

Se utilizarán para el sistema digital A los valores descritos en el Anexo 1-A (sistema DAB).

4.5.2.1.1 Interferencia producida al sistema digital A

4.5.2.1.1.1 Sistema digital A interferido por una señal de ondas métricas con modulación de frecuencia

Los resultados se muestran en la Fig. 5.

Sin embargo, para la planificación práctica puede ser necesario un margen adicional.

4.5.2.1.1.2 Sistema digital a interferido por una señal de televisión con modulación de amplitud y banda lateral residual

- a) Señal I-PAL que incluye una señal NICAM y una portadora de sonido con modulación de frecuencia.

El material de prueba de vídeo y de audio para la señal I-PAL fue la diapositiva de la UER «niños con juguetes» y ruido rosa. En la Fig. 6 se muestran los resultados.

- b) Señal B/G-PAL que incluye una señal estereofónica con modulación de frecuencia o portadoras de sonido de modulación de frecuencia y NICAM 728. Se aplicaron las mismas condiciones experimentales que en el caso anterior. Los resultados se muestran en la Fig. 7.
- c) Señal D/K SECAM incluyendo portadoras de sonido con modulación de frecuencia.

Se aplicaron las mismas condiciones experimentales que en el caso anterior. Los resultados se muestran en la Fig. 8.

- d) L-SECAM incluida una portadora de sonido con modulación de amplitud.

Se aplicaron las mismas condiciones experimentales que en el caso anterior. Los resultados se representan en la Fig. 9.

4.5.2.1.1.3 Sistema digital A interferido por señales de radio móvil privada, transmisiones con modulación de frecuencia en banda estrecha

Los resultados se representan en la Fig. 10.

4.5.2.1.1.4 Sistema digital A interferido por una señal interferente de onda continua

Los resultados se representan en la Fig. 11.

4.5.2.1.2 Interferencia producida por el sistema digital A a otros servicios

4.5.2.1.2.1 Relaciones de protección para una señal deseada de ondas métricas con modulación de frecuencia interferida por el sistema digital A

Los resultados se representan en la Fig. 12. Estos resultados son válidos para interferencia continua. El criterio de calidad utilizado fue una relación señal audio frecuencia/interferencia igual a 50 dB, medida como se indica en la Recomendación UIT-R BS.641. Para interferencia troposférica es aplicable un valor de la relación de protección igual a 29 dB.

4.5.2.1.2.2 Relaciones de protección para una señal deseada de televisión con modulación de amplitud y banda lateral residual interferida por una señal del sistema digital A

4.5.2.1.2.2.1 Relaciones de protección cocanal

Las pruebas pusieron de manifiesto que los efectos de la interferencia eran independientes del modo de transmisión del sistema digital A.

- a) Señales I-PAL o B/G-PAL interferidas por el sistema digital A.

Se efectuó una evaluación subjetiva de la relación *C/I* necesaria para los grados del UIT-R 3 (interferencia troposférica) y 4 (interferencia continua), para distintas diferencias de frecuencias en el canal de TV. El material de imagen comprendía las diapositivas de prueba de la UER «Formal Pond» y «Boats». Los resultados se representan en la Fig. 13.

- b) Señal L-SECAM interferida por el sistema digital A.

Se aplicaron las mismas condiciones experimentales que en el caso anterior. Los resultados se muestran en la Fig. 14.

- c) Señal de sonido TV-MF (monoaural) interferida por el sistema digital A.

Los resultados representados en la Fig. 15 corresponden a una relación señal/ruido de 40 dB (ponderada según la Recomendación UIT-R BS.468). Se refieren a la potencia de la portadora de imagen y se aplican al caso de interferencia troposférica.

- d) Señal de sonido TV-NICAM interferida por el sistema digital A.

Los resultados representados en la Fig. 16 corresponden a una BER de 10^3 en el receptor. Se refieren a la potencia de la portadora de imagen y son aplicables al caso de interferencia troposférica.

- e) Señal de sonido TV-MA interferida por el sistema digital A.

Las mediciones han demostrado que se necesita una relación de 50 dB (relativa a la portadora de imagen), para obtener una relación señal audio/ruido igual de 48 dB (ponderada según la Recomendación UIT-R BS.468), en el caso en que la señal del sistema digital A recubra completamente la señal de sonido con modulación de amplitud.

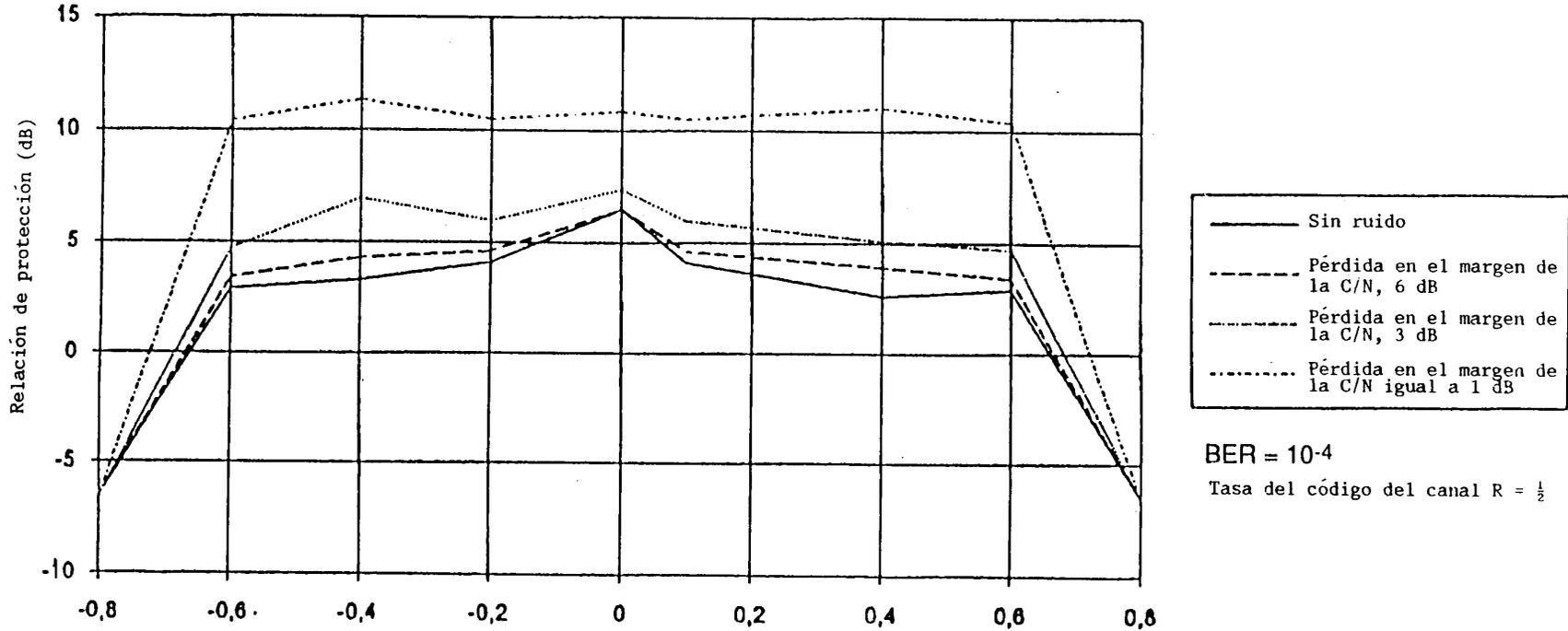
4.5.2.1.2.2.2 Relaciones de protección de canal adyacente

Cierto número limitado de medidas indican que no pueden despreciarse completamente las relaciones de protección para los canales adyacentes superior e inferior de TV. El valor de la relación de proporción depende de la separación de frecuencias entre el conjunto del sistema digital A y las portadoras de imagen o de sonido deseadas.

Se han medido valores comprendidos entre +6 dB y -16 dB para el canal adyacente inferior y valores comprendidos entre -10 dB y -30 dB para el canal adyacente superior, en el caso de una señal deseada PAL. Para el sistema L-SECAM cabe esperar valores similares para el canal adyacente inferior, si bien los valores para el canal adyacente superior serán algo mayores debido a la protección requerida por la portadora de sonido con modulación de amplitud en el sistema L-SECAM.

FIGURA 5

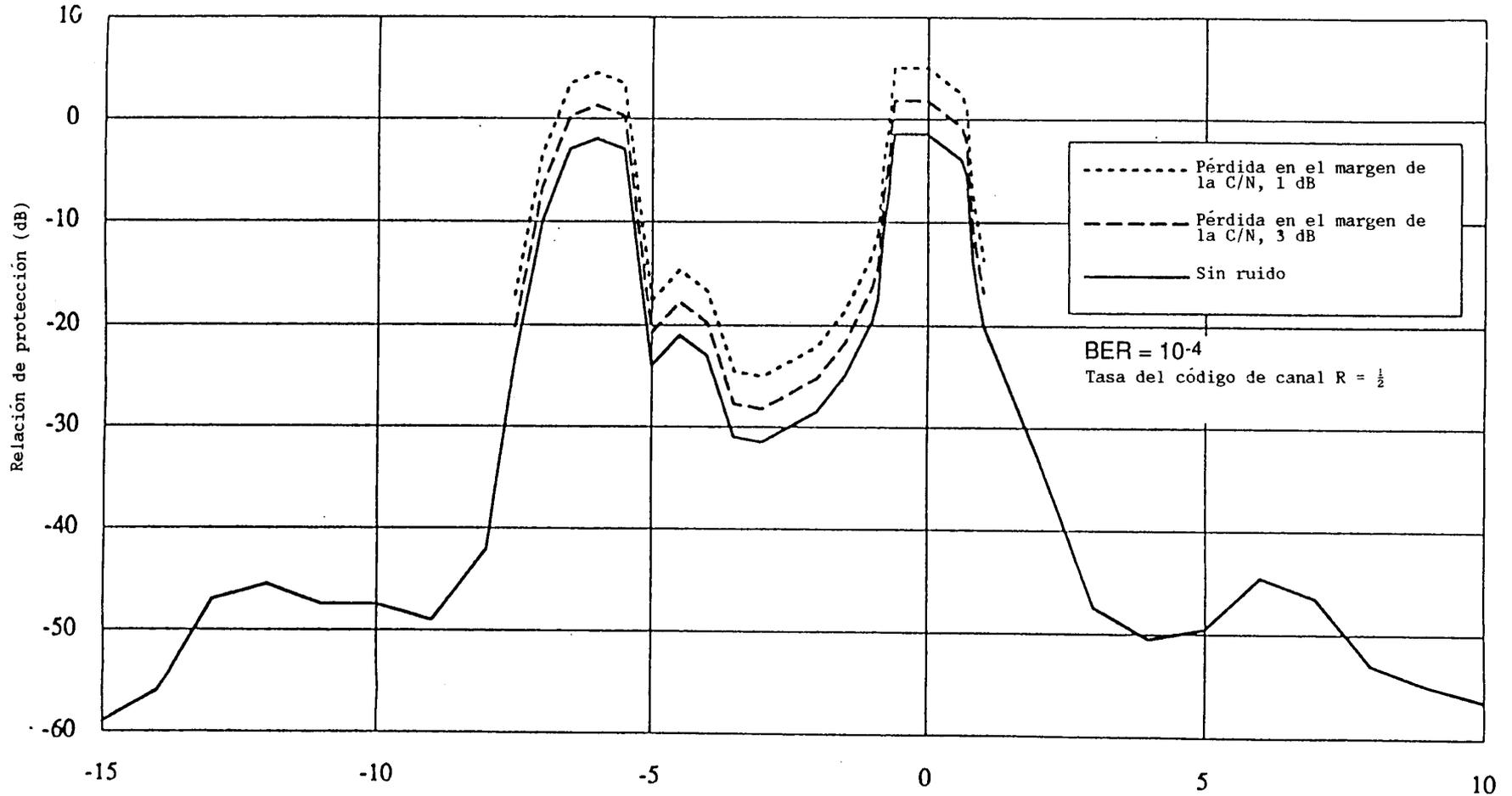
Relación de protección de radiofrecuencia necesaria para el sistema digital A contra la interferencia producida por una señal de radiodifusión con modulación de frecuencia



Diferencia entre las frecuencias centrales de la señal interferente con modulación de frecuencia y la señal del sistema digital A (MHz)

FIGURA 6

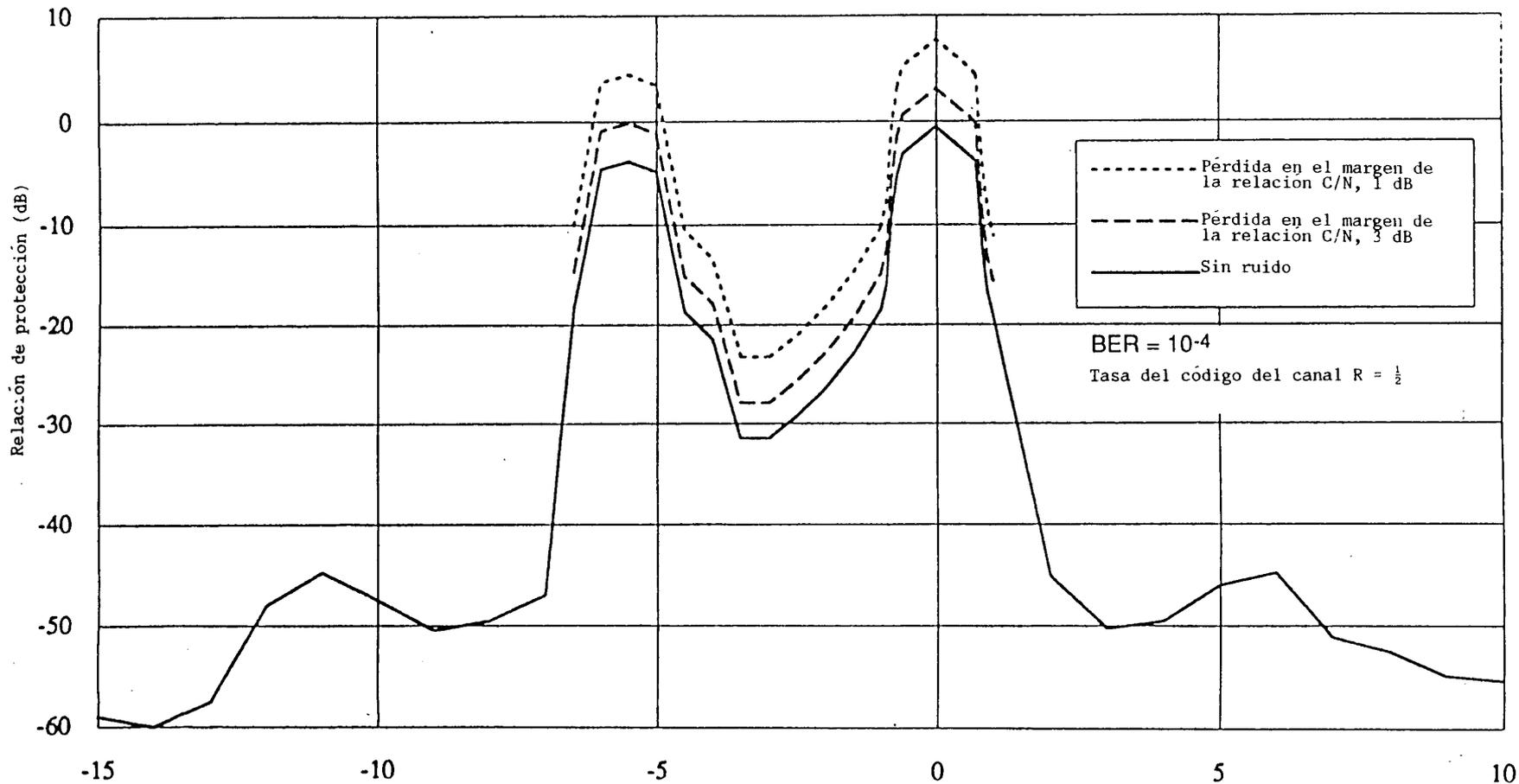
Relación de protección de radiofrecuencia necesaria para el sistema digital A contra la interferencia procedente de transmisiones de televisión I-PAL



Diferencia entre las frecuencias de la portadora de imagen de la señal de TV no deseada y la frecuencia central del sistema digital A (MHz)

FIGURA 7

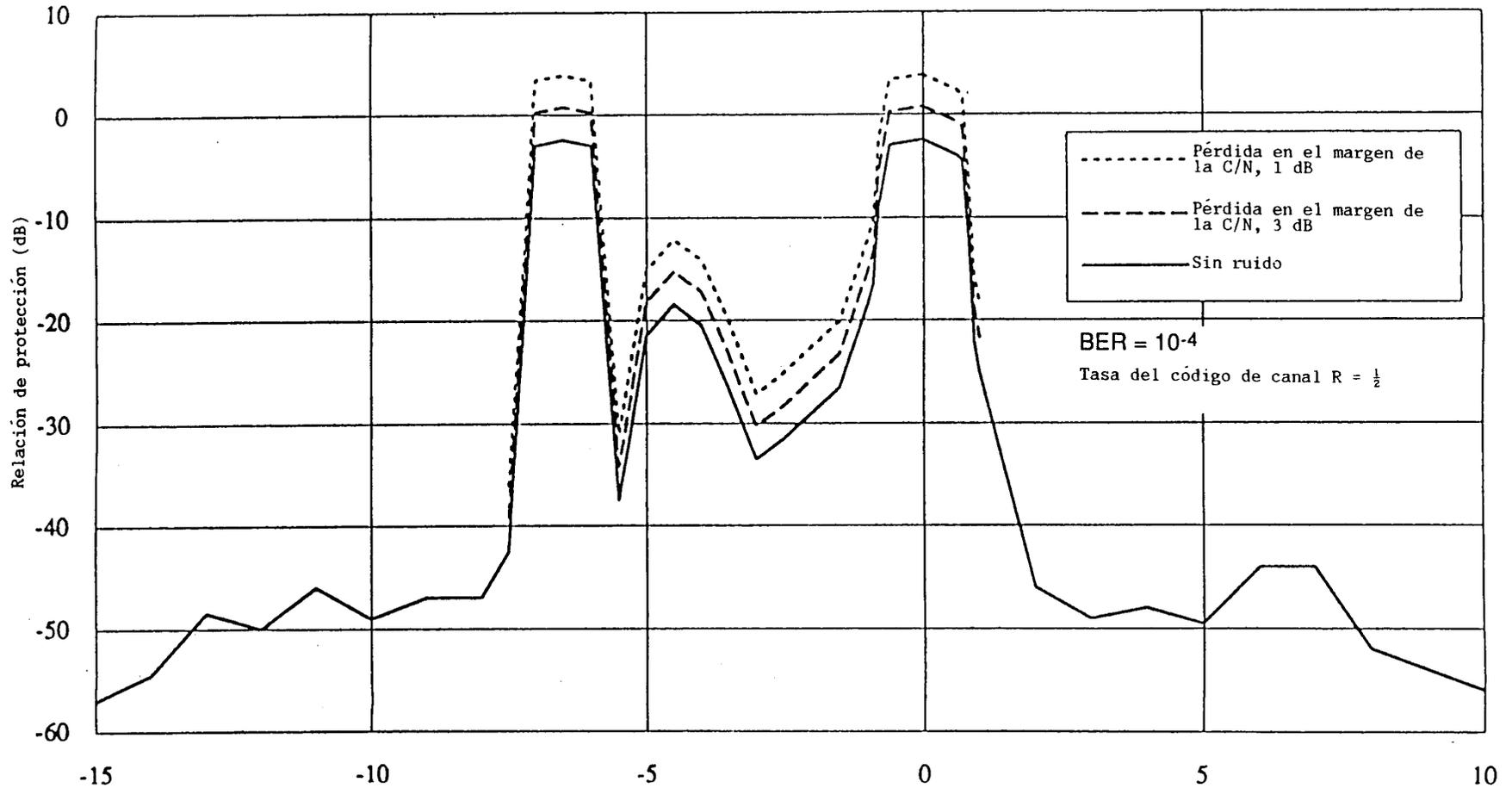
Relación de protección de radiofrecuencia necesaria para el sistema digital A contra la interferencia procedente de transmisiones de televisión B/G-PAL



Diferencia entre la frecuencia de la portadora de imagen de la señal de TV no deseada y la frecuencia central del sistema digital A (MHz)

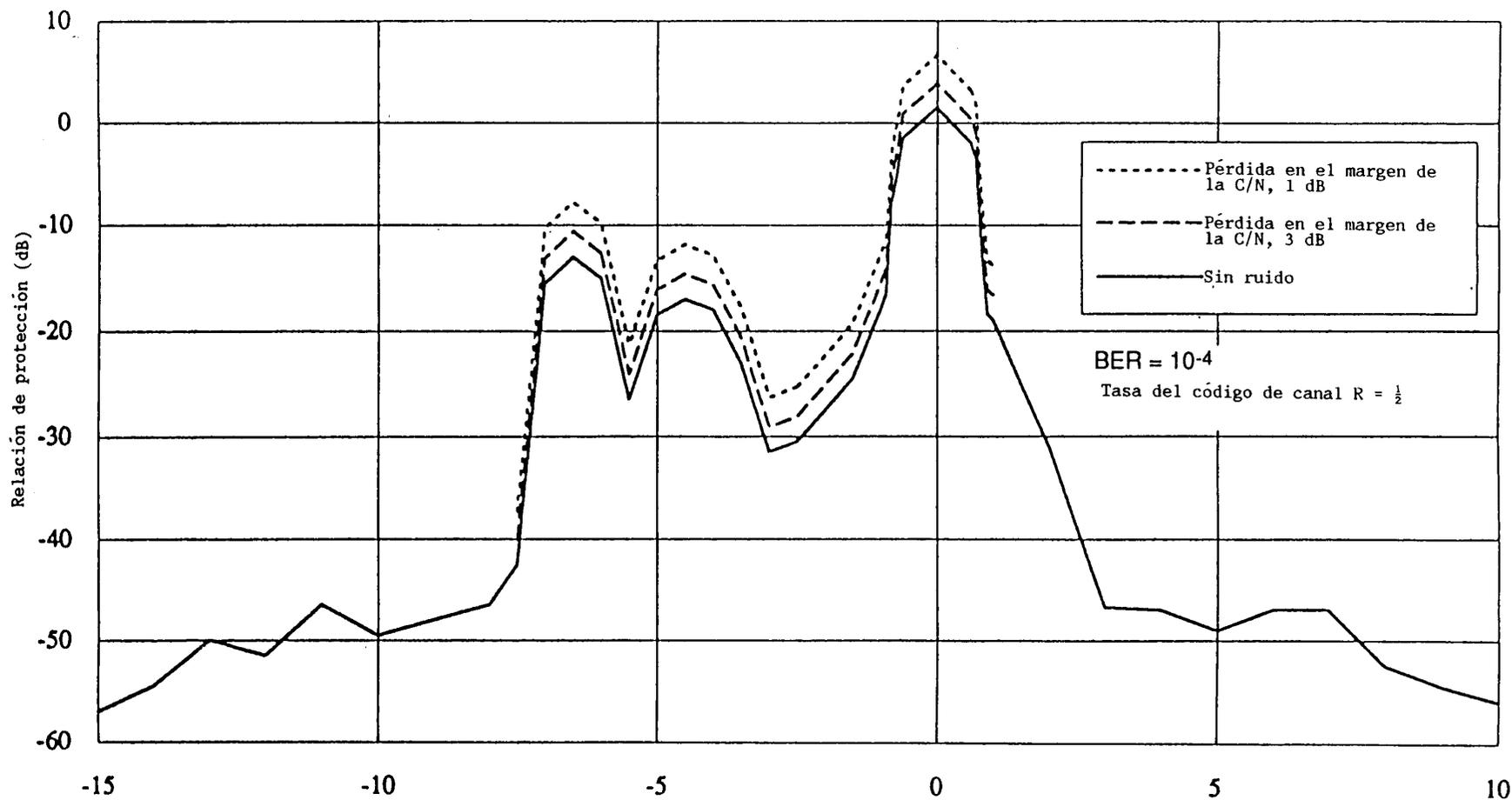
FIGURA 8

Relación de protección de radiofrecuencia necesaria para el sistema digital A contra la interferencia producida por transmisiones de televisión D/K-SECAM



Diferencia entre la frecuencia de la portadora de imagen de la señal TV no deseada y la frecuencia central del sistema digital A (MHz)

FIGURA 9
 Relación de protección de radiofrecuencia necesaria para el sistema digital A contra la interferencia procedente de transmisiones de televisión L-SECAM



Diferencia entre la frecuencia de la portadora de imagen de la señal de TV no deseada y la frecuencia central del sistema digital A (MHz)

FIGURA 10

Relación de protección de radiofrecuencia necesaria para el sistema digital A contra la interferencia procedente de sistemas de radio móvil privada del Reino Unido con transmisiones de modulación de frecuencia de banda estrecha

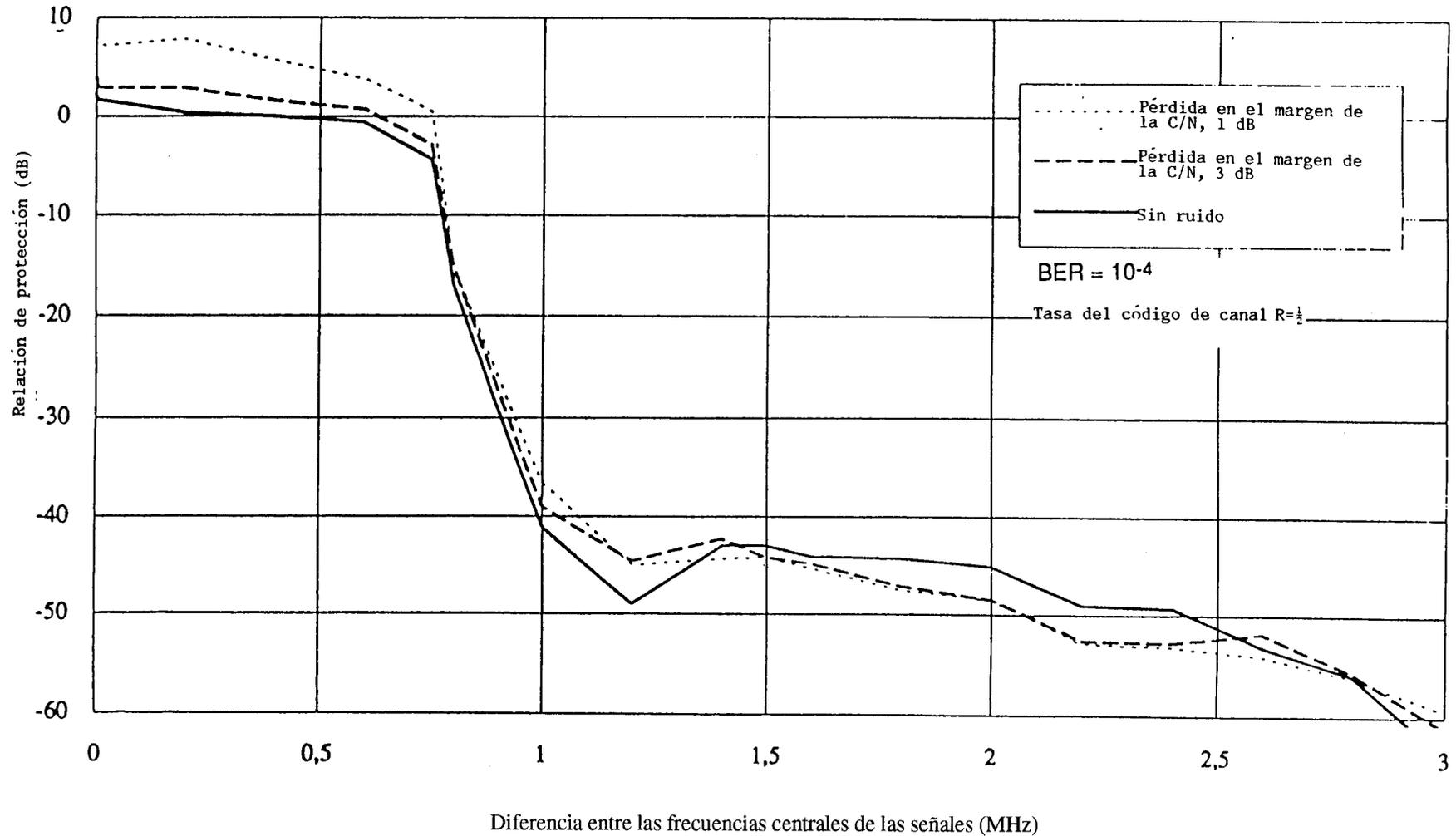
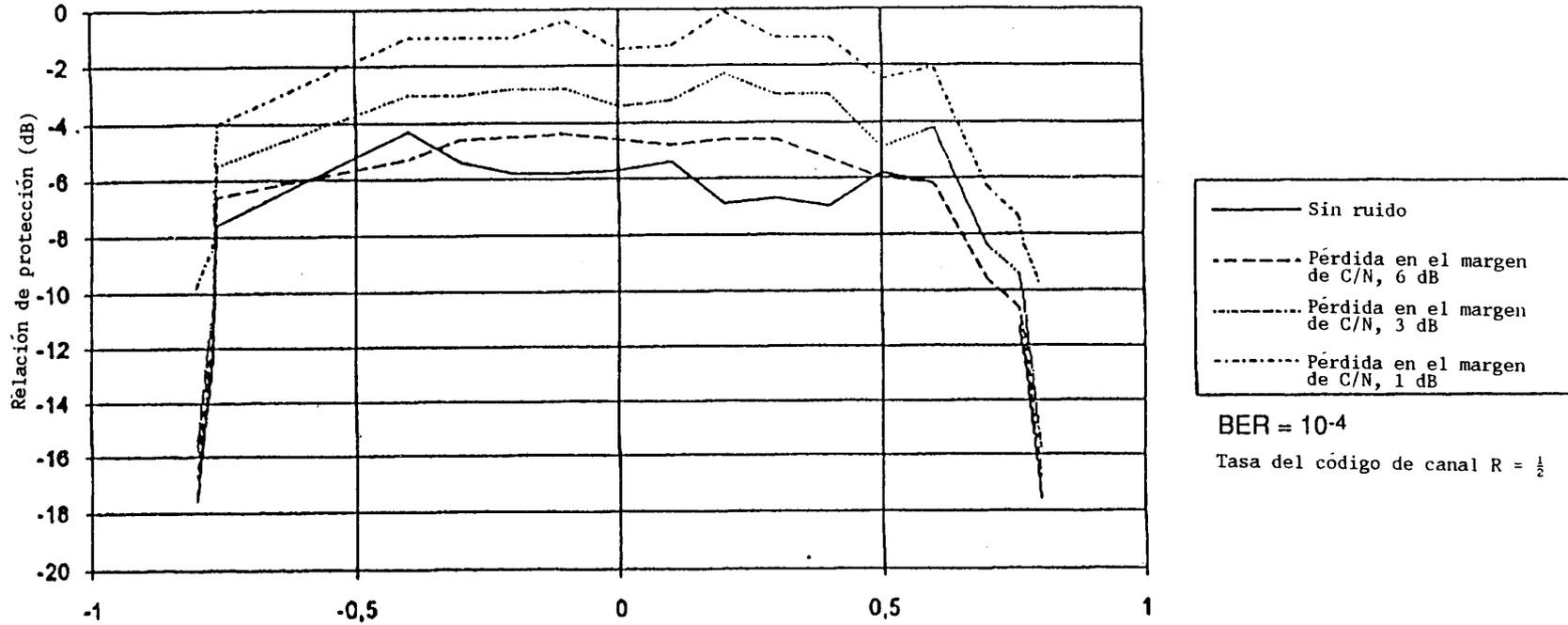


FIGURA 11

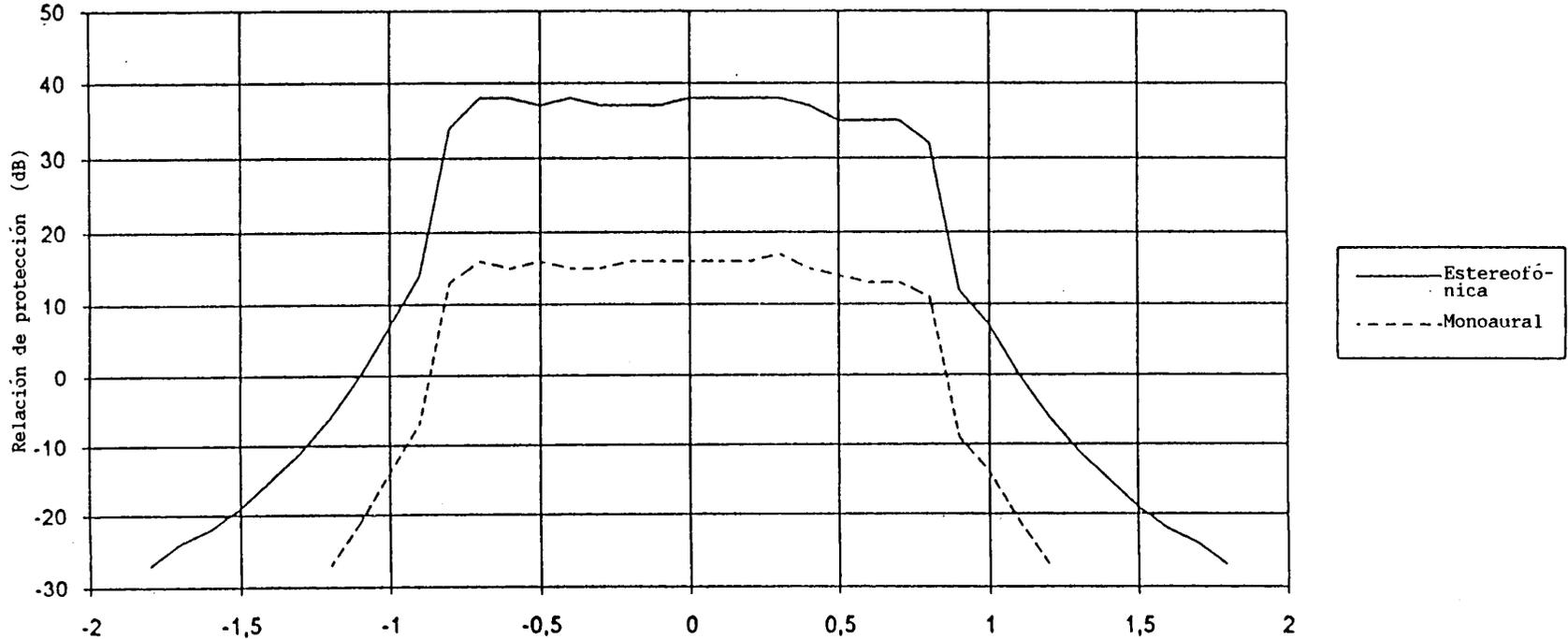
Relación de protección de radiofrecuencia necesaria para el sistema digital A contra la interferencia producida por una señal de onda continua



Diferencia entre la frecuencia de la señal interferente de onda continua y la frecuencia central del sistema digital A (MHz)

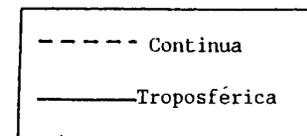
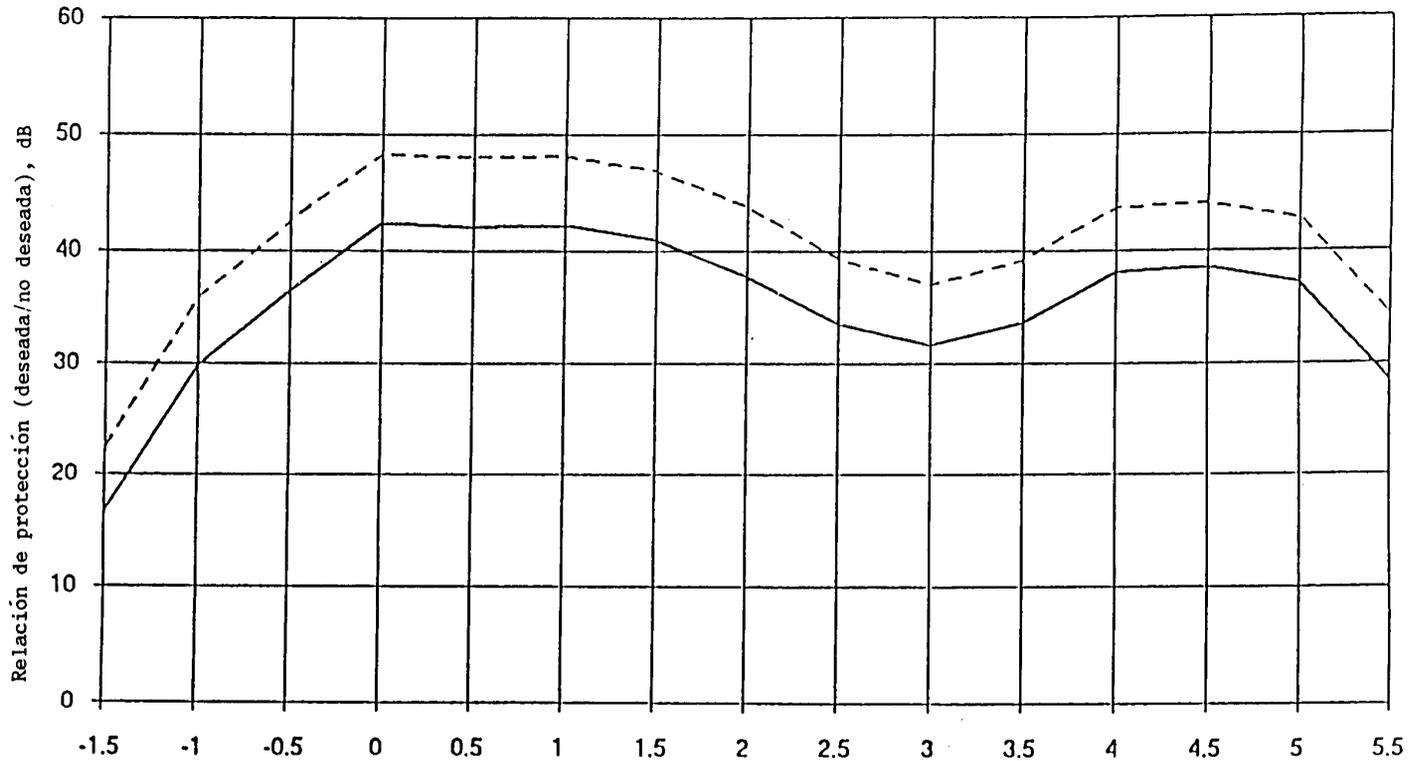
FIGURA 12

Relación de protección de radiofrecuencia necesaria para una señal de radiodifusión con modulación de frecuencia de banda ancha contra la interferencia producida por el sistema digital A (interferencia continua)



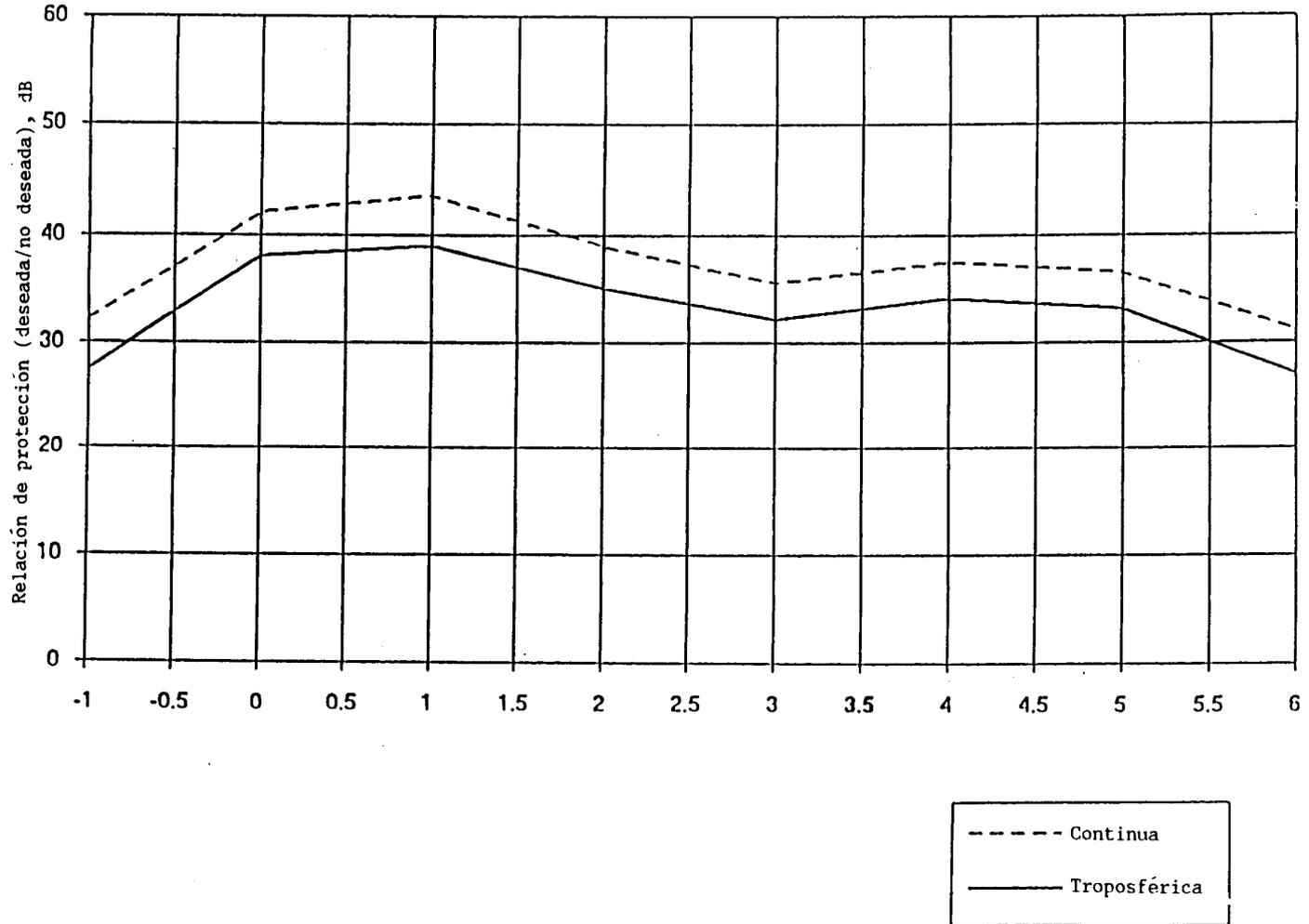
Diferencia entre la frecuencia del sistema digital A y la señal con modulación de frecuencia (MHz)

FIGURA 13
Señal I-PAL o B/G-PAL interferida por el sistema digital A



Diferencia entre la frecuencia central del sistema digital A y la frecuencia de la portadora de imagen (MHz)

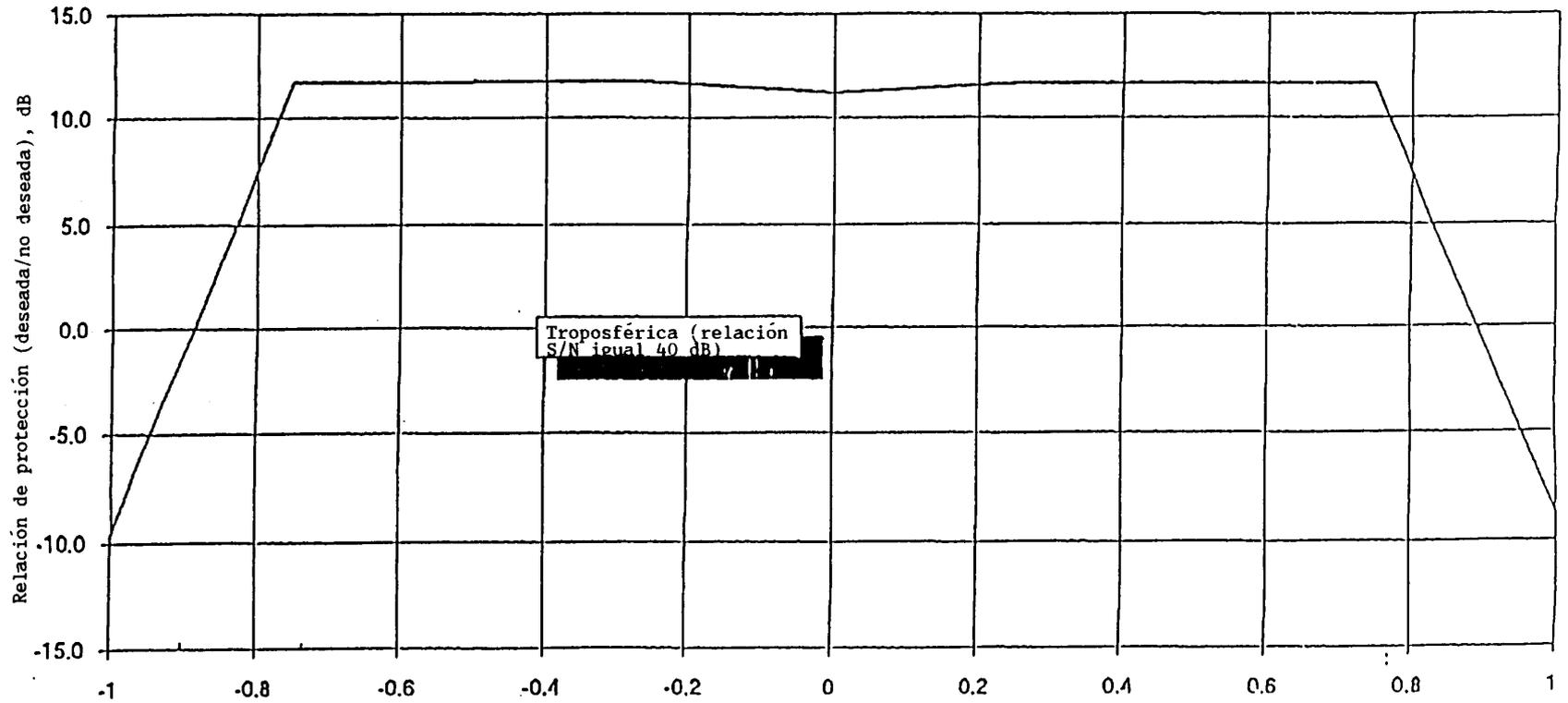
FIGURA 14
Señal L-SECAM interferida por el sistema digital A



Diferencia entre la frecuencia central del sistema digital A y la frecuencia de la portadora de imagen (MHz)

FIGURA 15

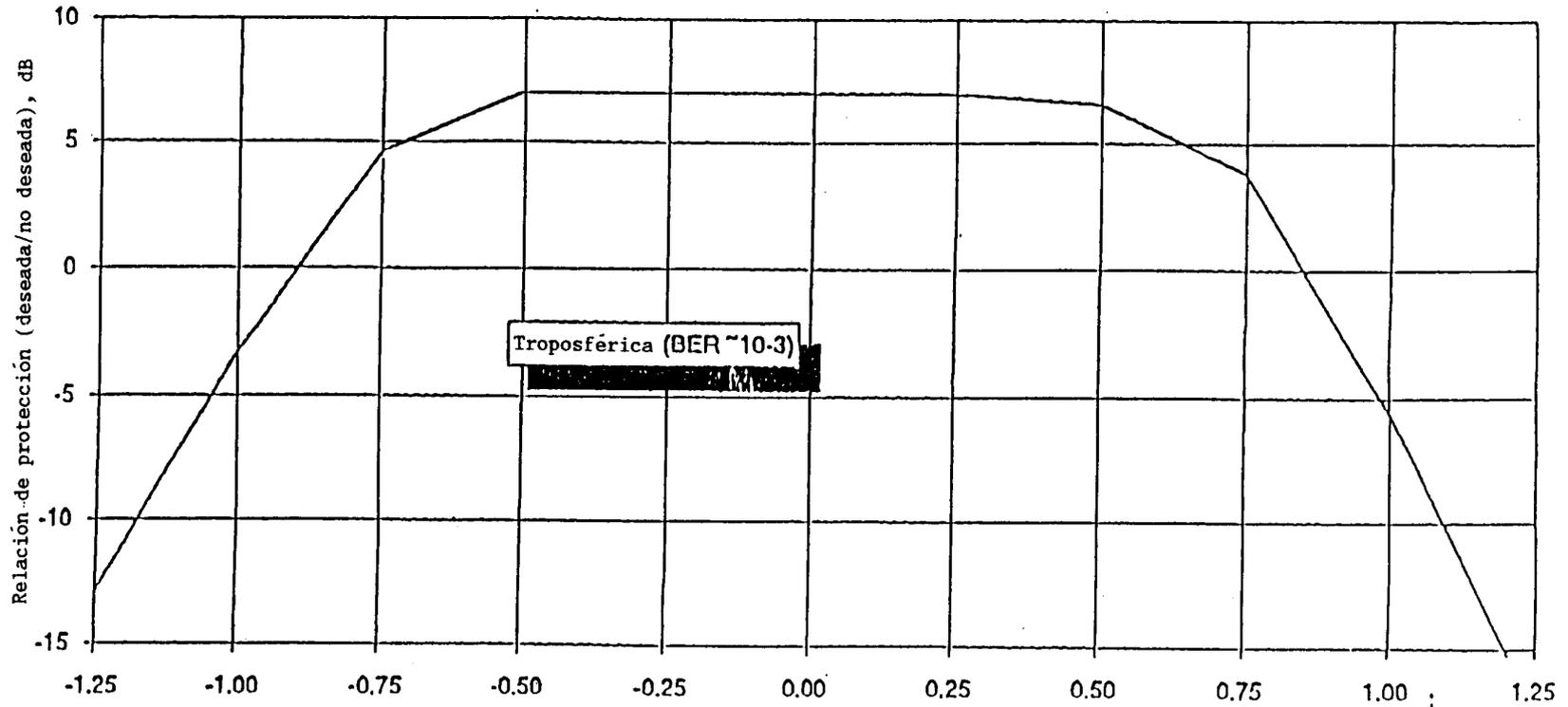
Señal de sonido de TV-MF (monoaural) interferida por el sistema digital A



Diferencia entre la frecuencia central del sistema digital A y la frecuencia de la portadora con modulación de frecuencia (MHz)

FIGURA 16

Señal de sonido de TV-NICAM interferida por el sistema digital A



Diferencia entre la frecuencia central del sistema digital A y la frecuencia de la portadora NICAM (MHz)

4.5.2.2 Análisis de compartición

4.5.2.2.1 Compartición entre el sistema digital A y la televisión

El Informe UIT-R BT.1087 trata de la protección del servicio de televisión contra la interferencia procedente de otros servicios. Si no se dispone de información más detallada, pueden también emplearse los mismos criterios para la compartición con la radiodifusión sonora digital.

En el § 4.5.2.1, se proporcionan las relaciones de protección para la radiodifusión sonora digital.

Sobre la base de estos valores y utilizando la polarización ortogonal, los estudios realizados en la UER han puesto de manifiesto que:

- a) no es posible la compartición del mismo canal desde la misma ubicación;
- b) solamente es posible la utilización del canal N para la radiodifusión sonora digital en un punto en el que se radia un programa de televisión en los canales adyacentes $N + 1$ o $N - 1$, si:
 - no existe interferencia con ninguna de las señales de televisión del canal N ;
 - no hay interferencia con la transmisión de TV en el mismo emplazamiento en el canal $N + 1$ o $N - 1$ (no se dispone todavía de las relaciones de protección pertinentes, sin embargo no debe pasarse por alto la protección de los canales de sonido para el canal adyacente inferior);
- c) la compartición geográfica puede determinar unas distancias de separación entre el transmisor de radiodifusión sonora digital y los puntos de recepción de TV de 100 a 250 km. aproximadamente, según los valores de la PRA (1 a 10 kW), altura efectiva de la antena (75 a 300 m) y bandas de frecuencias (ondas métricas/decimétricas).

En el caso c) anterior, debe tenerse en cuenta que pueden reducirse las distancias de separación con una planificación cuidadosa. Asimismo, pueden reducirse las distancias de separación empleando antenas direccionales en la estación transmisora de radiodifusión sonora digital y, en consecuencia, utilizando estaciones de relleno adicionales.

Las bandas de TV terrenal están utilizadas con gran densidad. En muchos países, se registra una necesidad creciente de canales de TV para coberturas local y regional. Con miras a consideraciones de compartición ulteriores, será también necesario prestar una atención especial a los problemas que se plantean en los bordes de la banda, así como a la situación en la que se utiliza un canal de TV por parte de otros servicios como los servicios móviles dentro de la banda de videofrecuencia y/o servicios auxiliares a la radiodifusión en los intervalos entre canales de ondas decimétricas que transportan señales de TV del sistema G. Existirá la necesidad de más espectro en relación con los sistemas de TV digital.

A menos que en las bandas de TV puedan desalojarse del espectro un número suficiente de transmisores de televisión, no parece posible el funcionamiento, en todo un país, de un sistema de radiodifusión sonora digital que funcione en un único canal.

En algunos países podría ser posible una solución intermedia que suponga el funcionamiento en un solo canal en zonas limitadas, empleando en otras zonas canales distintos. Sin embargo, pueden ser prohibitivamente grandes los márgenes de tiempo necesarios para la transferencia de un servicio de televisión existente a un canal (o incluso a una banda) a otro nuevo.

Debe tenerse presente que, cuando se establezca la radiodifusión sonora digital en una banda de TV, el receptor debe ser lo suficientemente resistente para que no resulte afectado por las señales de televisión en frecuencias próximas, que probablemente tendrán un nivel sustancialmente mayor que el de las señales deseadas que se reciben del servicio de radiodifusión sonora digital.

4.5.2.2.2 Compartición con los servicios fijos en 1 500 MHz

A fin de realizar la planificación para la atribución de servicios DSB y servicios fijos, es necesario estimar las separaciones geográficas requeridas entre los sistemas de radiodifusión sonora digital terrenales y los sistemas de comunicaciones de punto a multipunto (P-MP) que funcionan cerca de 1500 MHz.

Separaciones geográficas necesarias entre los servicios DSB y de punto a multipunto

Se han calculado las separaciones geográficas necesarias para obtener los valores de las intensidades de campo interferente que figuran en el Cuadro 3 para diversos conjuntos de valores supuestos de los parámetros de transmisión del sistema DSB. Las separaciones se han calculado para ubicaciones PRÓXIMA, CENTRAL Y LEJANA a fin de encontrar que emplazamiento es el más sensible.

CUADRO 3

Intensidad de campo admisible procedente del servicio DSB en estaciones P-MP

Emplazamiento a proteger	Altura de la antena m	Ganancia de la antena hacia el DSB dBi	Pérdidas de acoplamiento/ línea dB	Intensidad de campo admisible dB μ V/m
PRÓXIMA	10	-6	1	37
CENTRAL	150	10	3	23
LEJANA	10	17	1	14

De modo análogo, se han determinado para las ubicaciones PRÓXIMA, CENTRAL Y LEJANA las separaciones geográficas necesarias para proporcionar una intensidad de campo interferente P-MP igual a 24 dB sobre 1 μ V/m, a fin de comprobar cual de ellas produce la máxima interferencia. Para cada conjunto de parámetros de transmisión DSB, se añaden a continuación los radios de las zonas de servicio DSB a esas distancias de separación, a fin de obtener las separaciones necesarias entre la estación CENTRAL del servicio P-MP y el transmisor DSB.

En el Cuadro 4 se resumen las separaciones necesarias entre transmisores DSB terrenales y estaciones CENTRALES del servicio P-MP en 1500 MHz, para la protección de ambos servicios bajo las hipótesis utilizadas en este estudio. Los parámetros de funcionamiento del servicio DSB que figuran en el cuadro, se han seleccionado arbitrariamente y no se ha previsto que se interpreten como parámetros de funcionamiento propuestos. Con otras hipótesis o condiciones de funcionamiento, resultarían otras separaciones mínimas.

En conclusión, este estudio ha suministrado un ejemplo de las separaciones de distancia necesarias bajo ciertas hipótesis cuando los sistemas de punto a multipunto y de radiodifusión sonora digital utilizan la misma banda de frecuencias. En la práctica, las separaciones requeridas pueden ser

distintas ya que dependerán de los parámetros de funcionamiento de los equipos utilizados de hecho en cada servicio.

4.6 Conceptos relativos a la cobertura y a la red

Existen mercados para servicios multinacionales, nacionales, subnacionales y locales de diferentes envergaduras. Eventualmente, todos ellos pueden atenderse mediante la radiodifusión sonora digital. Los servicios de mayor extensión es decir los que proporcionarán coberturas a grupos de países se establecerán de forma más eficaz por satélite. En consecuencia, parece probable que las zonas de cobertura más extensa a las que pueda prestar servicio la radiodifusión sonora digital sean las correspondientes a redes nacionales.

Por lo tanto, los requisitos de los servicios de radiodifusión sonora digital abarcarán de servicios nacionales a servicios locales, pasando por servicios subnacionales. En la mayoría de los casos, una característica común será el requisito de disponibilidad de varios servicios con las mismas necesidades de cobertura que pueden satisfacerse adecuadamente con el concepto de sistema de radiodifusión sonora digital.

CUADRO 4

Parámetros ejemplo de transmisores DSB		Separación resultante (1) entre el Tx DSB y la estación central de P-MP
PRA kW	AEASS (2) m	km
1000	300	325
100	300	245
10	150	160
1	75	100

- (1) Las separaciones de esta columna garantizan la cumplimentación de los objetivos de interferencia en todas las estaciones CENTRAL y PRÓXIMAS. Aún cuando en algunas ubicaciones LEJANAS no se cumplen del todo los objetivos de interferencia, ésto solamente puede ocurrir cuando las estaciones LEJANAS reciban señales deseadas muy intensas, por lo que no experimentarían interferencia. Por ejemplo, la inscripción situada bajo el asterisco contiene los emplazamientos más vulnerables para estaciones LEJANAS y, en este caso, los objetivos de interferencias no se cumplen totalmente para estaciones LEJANAS situadas dentro de una distancia de 25 km de la estación CENTRAL.
- (2) Altura efectiva de la antena sobre el suelo medio.

La solución óptima para los servicios terrenales nacional y subnacional exigirá el empleo de transmisores en diversas ubicaciones funcionando en forma de red de una sola frecuencia (SFN). Para tales transmisores será necesario un bloque de frecuencias. En el caso de servicios locales o subregionales, se prevé que pueda prestarse la cobertura bien desde una sola estación principal, posiblemente con algunas estaciones retransmisoras de baja potencia, o con una red SFN pequeña.

Como no es posible la utilización del mismo bloque de frecuencias para la transmisión de programas diferentes en zonas contiguas, se sigue que, en la mayor parte de Europa, se necesitarán

como mínimo cuatro o cinco de esos bloques de frecuencias para proporcionar coberturas de red nacionales con redes SFN. La subdivisión en regiones de los países individuales requerirá, casi con toda certidumbre, el empleo de bloques de frecuencias adicionales.

Cuanto menor sea el tamaño de las zonas servidas por cada red SFN, mayor será el número de bloques de frecuencias necesario, hasta aproximarse al límite que imponen las condiciones de la planificación de red convencional.

Sin embargo, dentro de los límites de la distancia de reutilización de bloques, cerca de las fronteras, es posible que en un país pueda utilizar, para sus servicios locales e incluso posiblemente para sus servicios regionales, los bloques de frecuencias empleados en zonas vecinas para los servicios nacionales.

De todo lo anterior se desprende que, en principio, pueden contemplarse tres clases principales de redes de radiodifusión de audio digital, a saber:

- a) Redes planificadas según los principios convencionales y que admiten la transmisión de programas distintos por transmisores individuales que utilizan frecuencias diferentes.
- b) Redes SFN con sincronización de tiempo, en las que se transmite el mismo programa empleando múltiples transmisores que funcionan en la misma frecuencia, estando las emisiones sincronizadas en el tiempo mediante el empleo de una red de distribución. Este tipo de red SFN se utilizaría para la provisión de una cobertura zonal amplia con un programa común. Un requisito de planificación más difícil es el que se produce habitualmente cuando los transmisores de un país o de una región transportan un programa común durante una gran parte del tiempo pero, en algunas ocasiones, por ejemplo para servicios informativos locales, deben transmitir programas diferentes. Este tipo de flexibilidad puede ser difícil de conseguir y requiere ulterior estudio.
- c) Redes SFN no sincronizadas en el tiempo, en las que se transmite el mismo programa por transmisores que funcionan en la misma frecuencia. En este caso, los transmisores efectúan una redifusión del programa mediante repetidores por lo que no se requiere una red de distribución. Este tipo de red SFN se utilizará para extensión/conformación de cobertura y para relleno de nulos de cobertura.

4.6.1 Redes convencionales

Es interesante comparar el número necesario de «canales» requeridos por la modulación digital utilizando la calificación convencional para una cobertura zonal amplia con el correspondiente a la planificación de MF, teniendo presente que los sistemas digitales requieren relaciones de protección inferiores.

La planificación de la cobertura de MF se basa en una relación de protección cocanal igual a 37 dB, al menos, durante el 99% del tiempo en el 50% de las ubicaciones en el borde de la zona de cobertura. Este valor mínimo de la relación de protección se conseguirá en un porcentaje de ubicaciones mayor, puesto que la distancia desde el transmisor disminuye. De forma similar, para un porcentaje de tiempo inferior (por ejemplo 90%) se recibirá esta calidad mínima en más del 50% de las ubicaciones, incluso en el límite nominal de la cobertura.

Aunque el valor de la relación de la proporción cocanal de 37 dB utilizado para la planificación de la modulación de frecuencia es elevado, el sistema es bastante resistente a la interferencia creciente. Aún es posible la inteligibilidad, por ejemplo, para la recepción en vehículos de programas hablados, siempre que la relación señal/interferencia sea superior a 5 dB. Para los sistemas digitales, las relaciones de protección para una calidad de inteligibilidad más elevada son mucho más estrictas, debido a las características de fallo de los sistemas digitales.

Por este motivo, la reducción del número de «canales» requerida por una red de sistema digital con respecto a una red de modulación de frecuencia probablemente será inferior a la implicada por la diferencia entre las relaciones de protección requeridas para una recepción de elevada calidad en los dos sistemas. Además, el plan de frecuencias de ondas métricas con modulación de frecuencia existente se basa en la recepción doméstica, supuesta una antena direccional a una altura de 10 m, mientras que cualquier sistema de radiodifusión sonora digital nuevo debería también garantizar una elevada calidad para las condiciones más críticas de la recepción móvil (es decir con una antena no direccional situada a menor altura).

Se necesitará experiencia práctica a fin de determinar el número real de «Canales» necesarios para una red del sistema digital ampliado. Debe reconocerse que, incluso dentro de una red de éste tipo, utilizando la planificación convencional es posible la conservación de espectro empleando estaciones retransmisoras que utilicen los mismos canales que sus estaciones de cabecera asociadas (y cualquier SFN) siempre que se prevea una disposición de suministro de programas adecuada.

4.6.2 Red monofrecuencia sincronizada (SFN)

4.6.2.1 Aspectos relativos a una SFN (que utiliza el sistema digital A)

Una característica fundamental del sistema digital A es su aptitud para funcionar satisfactoriamente en zonas en las que hay elevados niveles de propagación multitrayecto, sobre todo en el caso de la recepción móvil.

Esto se consigue en gran parte gracias a la incorporación de un intervalo de guarda en el dominio del tiempo. Siempre que el valor máximo del tiempo de retardo multitrayecto no supere el valor de este intervalo de guarda, todas las componentes de señal recibida se sumarán constructivamente, en forma de suma de potencias. Cuando los tiempos de retardo superen el intervalo de guarda, el efecto constructivo de cualquier multitrayecto disminuye aumentando el efecto de la interferencia.

El efecto de la contribución interferente es similar al del ruido o al de la interferencia procedente de otra transmisión digital que transporta programas diferentes.

El valor de la relación de la protección necesaria para evitar la interferencia producida por tales señales dependerá del tipo de codificación de la señal, aunque será del orden de los 10 dB. Desde el punto de vista del procesamiento de la señal dentro del receptor, una señal de multitrayecto es indistinguible de otra, adecuadamente sincronizada, cuya transmisión transporte exactamente la misma información.

Por consiguiente, se deduce que pueden emplearse múltiples transmisores en una red del sistema digital A funcionando en un solo bloque de frecuencias en una zona extensa sin interferencias mutuas bajo la condición de que los tiempos de retardo de todas las señales recibidas con niveles significativos no rebasen excesivamente el intervalo de guarda.

Este es el principio general de la «Red de una sola frecuencia».

De esta forma puede verse que la SFN tiene una elevada eficacia espectral, que en la práctica podría llegar a ser el triple de la de una red de modulación de frecuencia convencional, supuesto que se transmiten por la red programas idénticos.

Las señales transmitidas por el sistema digital A con transmisores individuales que funcionen en una red de una sola frecuencia deberán ser:

- aproximadamente sincrónicas en tiempo (con una exactitud de algunos microsegundos para el modo I);

- nominalmente coherentes en frecuencia;
- de idéntico contenido del múltiplex del sistema digital A.

Como prerequisite, las distintas señales de programas radiofónicos procedentes de diferentes estudios deberán ponerse en sincronismo temporal en el punto de multiplexación (esto es, el multiplexor) cuando se combinen distintos programas radiofónicos en un sistema digital A.

Sincronización temporal

La sincronización temporal supone la compensación de las diferencias entre los retardos de transmisión nominales que se producen en el trayecto de transmisión comprendido entre el estudio y el transmisor del sistema digital A. Esta compensación deberá mantenerse en todo momento y puede exigir la transmisión de información de temporización junto con las señales. Una solución posible es el empleo de líneas de transmisión especializadas.

Otra posibilidad sería la utilización de un satélite de distribución del servicio fijo (FSS) para la distribución de la señal múltiplex sincrónica a todos los transmisores del sistema digital A. Este método podría ser preferible desde el punto de vista económico en el caso de distribución de señales múltiplex del sistema digital A completas en redes SFN extensas. En el caso en que los puntos de recepción del satélite estén muy separados, será necesario efectuar una compensación del retardo en cada transmisor para corregir los efectos de las distintas longitudes del trayecto descendente.

Coherencia de frecuencia

El efecto Doppler impone limitaciones a la inestabilidad de frecuencia admisible de las portadoras de la señal del sistema digital A. La precisión debería ser superior a una parte de 10^8 aproximadamente, si se desea mantener la calidad de funcionamiento. Esto podría lograrse de una forma muy parecida a como se realiza el desplazamiento de precisión de los transmisores de televisión hoy día, es decir subordinando los osciladores locales a una frecuencia de referencia.

Coherencia del múltiplex

El modo más sencillo de cumplir el requisito de identidad de bits en el múltiplex es realizar la multiplexación del sistema digital A en un punto nodal común, que coincide con el centro de una red en estrella. Se llama especialmente la atención al hecho de que no se requiere sincronización temporal antes del nodo, si bien después del nodo deben controlarse los retardos relativos entre transmisores.

4.6.2.2 Ganancia de red interna en una SFN

Debido a la tolerancia al multitrayecto del sistema digital A existe, dentro de ciertos límites del retardo temporal, una adición mutua de las señales de todos los transmisores pertenecientes a la red. Se denomina a este efecto ganancia de red de la SFN. Tiene dos componentes una aditiva y otra estadística.

En el § 3.2.4 del Anexo 1-C, se facilitan resultados de mediciones efectuadas en el Reino Unido con una SFN experimental, indicándose el grado de ganancia de red interna.

La parte aditiva es sencillamente la consecuencia del hecho de que puede haber más de una señal útil, por lo que pueden sumarse las intensidades de campo. La parte estadística se debe a la variación con las ubicaciones de los diferentes campos. Como la desviación típica global de la señal resultante es menor que la de una sola señal, puede reducirse el margen necesario para lograr una probabilidad de cobertura del 90% o el 99%. Estudios teóricos indican que en una SFN puede ser posible una ganancia de red interna densa de hasta 16 dB. Sin embargo, este valor supone la

existencia de contribuciones iguales de tres fuentes por lo menos, teniendo cada una de las cuales un factor de corrección por ubicaciones del 50% al 99% igual a 19 dB. Como ya se ha expuesto en el § 4.4.4 y se indica en el § 3.2 del Anexo 1-C, parece apropiada una reducción de este factor a 13 dB, lo cual disminuye a 11 dB la ganancia de red teórica.

Con respecto a la ganancia de red deben hacerse algunas precisiones.

Debe tenerse en cuenta que no todos los transmisores contribuirán a la señal útil. En función de los parámetros del sistema digital A y de la distancia a la fuente, algunas señales pueden contener una componente interferente. Tales componentes provocan una autointerferencia que reduce la ganancia de la red.

En segundo lugar aparece una limitación más importante con el borde de la zona de cobertura. En algunas ubicaciones específicas que sustenten transmisores en el mismo emplazamiento, tal borde puede ser inexistente por lo que la ganancia de la red tendería a cero.

La topografía del terreno puede imponer restricciones ulteriores. Para determinar la ganancia de la red resulta entonces más apropiado realizar cálculos detallados que tengan en cuenta la situación real (incluida la topografía).

4.6.2.3 Pérdidas de cobertura producidas por ensombrecimiento

Si existen lagunas en la cobertura de una SFN o es necesario ajustar contornos de cobertura, por ejemplo a las fronteras de un país, ello puede realizarse utilizando retransmisores de baja potencia que empleen el mismo bloque de frecuencias, siempre que los retardos con respecto a la fuente principal sean menores que el intervalo de guarda.

Si es posible lograr cierto aislamiento entre las antenas de recepción y de transmisión, los transmisores de relleno pueden funcionar como reemisores convencionales, utilizando la misma frecuencia a su entrada y a su salida. Sin embargo, esto solamente puede ser práctico en frecuencias elevadas. Como en las zonas urbanas los grandes edificios producen sombras que proporcionan el aislamiento necesario, esta técnica «reflectores activos» puede ser de gran interés aquí. Básicamente el reemisor es un amplificador. El límite superior de la amplificación viene determinado por el aislamiento necesario entre las antenas de recepción y de transmisión.

Una alternativa al relleno de lagunas de cobertura podría ser el aumento de las potencias de ciertos transmisores de la red. Además de las implicaciones en el coste, esta solución incrementaría también la interferencia en servicios cocanal de otras zonas. Ello podría impedir la realización práctica de una red de radiodifusión sonora digital de alta potencia. Por otro lado, el empleo de transmisores de relleno de cobertura contribuye a la conservación del espectro.

4.6.2.4 Distribución de las señales DAB a los transmisores de radiodifusión que funcionan en una SFN

4.6.2.4.1 Distribución por medios terrenales

4.6.2.4.1.1 Distribución de la señal COFDM en forma de señal video en banda de base

En principio, la señal FI producida por el modulador «OFDM» podría aplicarse directamente al canal FI de un enlace de microondas. Sin embargo, esta solución resultaría muy afectada por la inestabilidad de frecuencia de los osciladores locales utilizados en los enlaces de microondas. Las no linealidades de amplitud podrían también afectar a la transmisión de la señal DSB pudiendo ser este fenómeno dominante en transmisión por fibras ópticas con modulación directa.

Una solución mejor es la conversión con reducción de frecuencia de la FI a la banda de videofrecuencias (por ejemplo 2-5 MHz), aplicando seguidamente la señal a un equipo de transmisión TV-MF convencional. La señal FI del codificador del sistema digital A modulará

entonces en frecuencia el enlace de microondas del mismo modo en que lo hace una señal de TV. Cualquier error debido a la transposición de frecuencias en el trayecto del enlace radioeléctrico quedará suprimido por la demodulación de MF.

Este método se utiliza habitualmente para la alimentación de los transmisores de relleno de cobertura y proporciona el sistema digital A un nivel de calidad de funcionamiento virtualmente exento de degradaciones.

Un posible perfeccionamiento del método es la multiplexación, en la misma banda de videofrecuencias de una frecuencia piloto utilizada para la sincronización del oscilador local del sistema digital A.

La señal COFDM podría también transmitirse en forma digital. Sin embargo, se requeriría una velocidad mínima de unos 20 Mbit/s. Teniendo en cuenta las técnicas de reducción de velocidad binaria ello conduciría a uno de los dos métodos que se presentan en el punto siguiente.

4.6.2.4.1.2 Distribución digital de la señal múltiplex en banda de base digital

4.6.2.4.1.2.1 Distribución de la señal múltiplex digital con la codificación de canal («C»)

En este caso, la señal múltiplex de banda de base se somete a una codificación convolucional («C»), según la especificación del sistema digital A y se distribuye a los diferentes emplazamientos de los transmisores en los que se realiza la codificación OFDM.

La ventaja principal de este método es que se reduce al mínimo la capacidad de transmisión a espensas de cierta complejidad en cada punto de transmisión. Además, como la codificación OFDM que se realiza en el transmisor es totalmente independiente de la configuración del múltiplex, ello garantiza una transparencia completa de esta solución frente a las evoluciones del servicio.

Una segunda ventaja es que el trayecto de distribución queda protegido por el mismo código de convolución que el utilizado para la transmisión, por lo que los errores presentes en este trayecto tendrán efectos reducidos.

El inconveniente principal es que la velocidad de bits rebasa ligeramente el umbral de 1 920 kbit/s establecido por el primer nivel jerárquico de las redes de telecomunicaciones europeas. Esto puede ser muy importante en cuanto a los aspectos de costes y disponibilidad de la red, al menos en el caso de transmisión de un solo bloque de programas.

4.6.2.4.1.2.2 Distribución de un múltiplex de transmisión de las señales digitales resultantes de la codificación de la fuente

En este escenario, todas las señales múltiplex del sistema digital A se distribuyen a los diferentes transmisores en forma de código de fuente, es decir no se efectúa la codificación de canal completa. Por consiguiente, es necesario aplicar algún tipo de protección contra errores.

Con esta solución, la velocidad de bits se mantiene por debajo de 1920 kbit/s. El valor real depende de la configuración del sistema.

En el transmisor debe de construirse una señal COFDM completa que se ajuste a la especificación DAB, teniendo en cuenta la asignación de recursos a los diversos servicios. Esto ofrece posibilidades de remultiplexión de transmisión la cual puede ser necesaria para diversas organizaciones de red (puede requerirse una protección contra errores especializada). En cada transmisor es preciso utilizar un codificador de canal completo.

Si dos transmisores reciben datos distintos debe prestarse una atención especial a los errores de transmisión: la utilización de códigos convolucionales en cada transmisor puede provocar ráfagas largas de datos incompatibles. Debe evitarse la aparición de esas situaciones no deseadas empleando un sistema de protección contra errores lo suficientemente robusto en el trayecto de distribución.

Esta solución puede ser la mejor a largo plazo, aunque podría tener dificultades de aplicación.

4.6.2.4.2 Distribución de las señales múltiplex del sistema digital a mediante enlaces por satélite

4.6.2.4.2.1 Distribución de la señal COFDM en forma de señal vídeo en banda de base

Véase el § 4.6.2.4.1.1.

4.6.2.4.2.2 Señal vídeo en banda base del sistema digital a combinada con una señal de TV

Otra posibilidad consiste en combinar una señal video de TV con una señal de pseudovideo del sistema digital A y entregar la señal suma al modulador de frecuencia de un enlace por satélite. En este caso, la frecuencia central del sistema digital A deberá ser de unos 7 a 8 MHz. Esta compartición de un transpondedor puede ser atractiva desde el punto de vista económico, aunque las implicaciones de explotación derivadas de la combinación de señales de servicios diferentes requiere ulterior estudio.

4.6.2.4.2.3 Modulación digital de la señal múltiplex del sistema digital A

Si se utiliza la modulación digital directa en vez de la modulación de frecuencia puede reducirse al mínimo la anchura de banda de una señal múltiplex del sistema digital A que incluya una codificación de canal apropiada (protección contra errores). Esta anchura de banda puede ser del orden de 2 a 3 MHz para la modulación cuaternaria. En la anchura de banda de un único transpondedor de TV, podrían alojarse un máximo de 15 señales de este tipo. Como la transmisión de cada señal es nominalmente independiente de las demás, no se requiere ningún enlace ascendente común (como sucedería con la explotación SCPC). Cada operador de la red puede tener su propia estación del enlace ascendente situada en sus propios locales evitándose, en consecuencia, los enlaces terrenales con las estaciones centrales de los enlaces ascendentes.

4.6.3 Red no sincronizada de una sola frecuencia

En contraposición al caso de la transmisión de radiodifusión sonora analógica convencional, donde se proporciona el servicio empleando un único transmisor de alta potencia situado generalmente en el centro de la zona de servicio y, eventualmente, con algunas estaciones remisoras que utilizan canales distintos para la cobertura de zonas problemáticas, se propone un nuevo concepto denominado «transmisión distribuida» para proporcionar la intensidad de campo requerida en la totalidad de la zona de servicio utilizando varios transmisores que funcionan en el mismo canal. Este concepto proporciona la máxima calidad de funcionamiento cuando se emplea la técnica de modulación COFDM, ya que ésta permite la adición constructiva de la potencia de los ecos producidos por esos transmisores que funcionan en el mismo canal.

Una forma de aplicar este concepto es el empleo de una red de una sola frecuencia (SFN) que guarda una relación estrecha con la utilización de una malla regular de transmisores sincronizados en el mismo canal. El concepto que aquí se describe difiere ligeramente en el sentido de que los transmisores no necesitan estar sincronizados sobre la misma temporización, por lo que no se requiere una infraestructura de transmisión en paralelo para transportar la señal a los repetidores del mismo canal. En especial, se propone este concepto con objeto de ampliar la cobertura de un transmisor principal empleando repetidores en el mismo canal los cuales reciben la señal por ondas. El concepto puede también utilizarse para conformar la cobertura mediante la selección de los emplazamientos donde se situarán esos repetidores. Debido a la limitación de la cobertura de

cada transmisor y a la naturaleza de la propagación, puede reducirse sustancialmente la potencia de cada transmisor, mejorándose asimismo la disponibilidad de la señal en el receptor a esa distancia reducida mediante un incremento marginal de la potencia de transmisión. Por último, la recepción de la señal desde múltiples transmisores proporciona un cierto nivel de redundancia que coadyuva a una mejora ulterior de la disponibilidad de la señal (es decir proporciona una ganancia de red).

En condiciones normales de explotación, el repetidor extrae la señal de la onda incidente y la retransmite sin ningún retardo. Puede ser útil realizar algún ajuste ulterior del retardo para mejorar la cobertura. La utilización de retardos negativos con respecto al retardo de propagación, como en el caso de una SFN sincronizada, implica que debe llevarse la señal a los puntos de retransmisión utilizando una infraestructura en paralelo (por ejemplo satélites, fibras ópticas, enlaces de microondas, etc.). El empleo de retardos positivos implica la utilización de líneas con memoria en el repetidor para retardar la señal ulteriormente tras haberla extraído de la onda incidente.

En el caso de ecos activos producidos por los repetidores que funcionan en el mismo canal y por el transmisor principal y dependiendo de la situación del receptor pueden recibirse algunos de esos ecos activos antes o después que la señal principal. De hecho, en una ubicación concreta, pueden recibirse dos ecos activos con la misma potencia exactamente y según que el receptor se desplace hacia un repetidor u otro (uno de ellos puede ser el transmisor principal) una de los ecos será más intenso que el otro. Cada uno de esos ecos activos puede también deberse a reflexiones producidas en el entorno del receptor. Por consiguiente, en la mayoría de las ubicaciones, la presencia de ecos activos producidos por los repetidores que funcionan en el mismo canal provocará aparentemente condiciones de propagación multitrayecto más intensas sobre una ventana temporal más amplia en los receptores y a menos que dichos receptores puedan sacar partido de esas condiciones de funcionamiento como ocurre con la modulación COFDM la recepción sería más difícil.

En el caso de la COFDM, el incremento del período de símbolo necesario para tener en cuenta los efectos de los ecos activos y pasivos produce un aumento del número de portadoras ortogonales en la anchura de banda del canal. Este incremento provoca tres efectos:

- a) la recepción resulta más susceptible a las degradaciones producidas por el desplazamiento Doppler en el caso de un vehículo en marcha (hay una relación lineal entre la velocidad máxima para la cual es posible una recepción adecuada en un vehículo y el período de símbolo y, en consecuencia, el período de guarda, para una eficacia espectral determinada;
- b) la tolerancia del ruido de fase del oscilador local del receptor debe ser más estricta para permitir una demodulación de la señal adecuada; y
- c) aumenta la complejidad del algoritmo FFT en tiempo real utilizado para la demodulación de la señal de multiportadora (en función de $M \log_2 N$ siendo N el número de portadoras).

Debe encontrarse una transacción adecuada entre el tamaño del intervalo de guarda y, en consecuencia, la flexibilidad para la ubicación de repetidores en el mismo canal hasta una determinada distancia del transmisor principal y la susceptibilidad de la transmisión para el desplazamiento Doppler y el ruido de fase del oscilador local del receptor, así como la complejidad de los receptores. Tal transacción que afecta tanto a parámetros técnicos como a aspectos globales del sistema, debe instrumentarse antes del establecimiento de los parámetros de la modulación. Un instrumento idóneo para el análisis de esa transacción es el programa de computador que se describe en el punto siguiente.

En el Anexo 1-D, se recogen simulaciones por computador de este concepto en las que se ponen de manifiesto las ventajas y limitaciones asociadas a la utilización de esta metodología.

La forma habitual de proporcionar cobertura a una zona de servicio, esto es el empleo de un único transmisor ubicado generalmente en el centro de la zona, se ha utilizado extensamente para la radiodifusión sonora convencional. Con la aparición de las tecnologías, se ha desarrollado una nueva metodología denominada «concepto de transmisión distribuida». Este concepto tiene gran eficacia en lo que respecta a la reducción de la potencia de transmisión total necesaria y puede proporcionar una mejor disponibilidad del servicio hasta el borde de la zona de servicio.

Puede sacarse el máximo partido del concepto de transmisión distribuida cuando se emplea la técnica de modulación COFDM. Esta técnica permite la adición constructiva de la potencia de los ecos activos generados por los reemisores que funcionan en el mismo canal por lo que mejora la disponibilidad de la señal. Se logra explotar al máximo este concepto cuando se utilizan antenas omnidireccionales en todos los transmisores, aunque ello impone una limitación adicional a la anchura del intervalo de guarda (se requiere típicamente un valor de $142\ \mu\text{s}$ para situar los reemisores a una distancia de 50 km del transmisor principal, para una superficie de cobertura de 70 km de radio).

Otro aspecto importante del concepto de transmisión distribuida es que puede perfilarse cuidadosamente la zona de cobertura, a fin de reducir la necesidad de potencia y producir una caída progresiva de la señal más rápida en el borde de la zona de cobertura. Esto permite reducir la distancia de separación entre zonas de cobertura adyacentes que emplean la misma frecuencia por lo que supone una mejora de la eficacia espectral global.

ANEXO 1-A

Sistema digital A

1 Introducción

Se ha diseñado el sistema digital A para proporcionar una radiodifusión sonora digital multiservicio y de alta calidad para recepción en equipos fijos, móviles y portátiles. Se ha concebido el sistema de forma que pueda funcionar en frecuencias de hasta 3 000 MHz, empleando redes de distribución terrenales, por satélite, híbridas (terrenales y por satélite) y por cable. Se ha previsto, asimismo, que el sistema sea flexible, que proporcione una red de radiodifusión digital de servicios integrados (RDSI) y que pueda sustentar una amplia gama de posibilidades de codificación de la fuente y del canal, con datos relativos a los programas de radiodifusión y servicios de datos independientes, de conformidad con los requisitos de sistema y de servicio amplios y flexibles estipulados en las Recomendaciones UIT-R BS.789 y UIT-R BS.774 que se basan en este informe y en el Informe UIT-R BO.955.

El sistema es una técnica de radiodifusión sonora y de datos robusta y muy eficaz desde el punto de vista de la utilización del espectro y de la potencia. Utiliza técnicas digitales avanzadas para la supresión de la redundancia y de la información perceptualmente despreciable de la señal de audio de origen y aplica, seguidamente, una redundancia estrictamente controlada a fin de corregir los errores de la señal transmitida. Seguidamente, se dispersa la información transmitida en los dominios del tiempo y de la frecuencia, de forma que se obtiene en el receptor una señal de gran calidad, aún cuando se den condiciones de funcionamiento de importante propagación multitrayecto estacionaria o móvil. Se logra una utilización eficaz del espectro entrelazando las señales de los múltiples programas. Una característica especial de reutilización de frecuencia, permite la ampliación de las redes de radiodifusión prácticamente ilimitada, utilizando transmisores adicionales que funcionan todos en la misma frecuencia radiada.

En la Fig. 17 se representa un diagrama conceptual de la parte de emisión del sistema.

El sistema digital A ha sido desarrollado por el consorcio EUREKA 147 (DAB) denominándose sistema DAB EUREKA. La UER lo ha apoyado activamente con miras a la introducción en Europa de los servicios de radiodifusión sonora digital en 1995. Desde 1988 se vienen efectuando con éxito pruebas y demostraciones amplias del sistema en Europa, Canadá, Estados Unidos de América y otros países. En este Anexo se denominará «Sistema» al sistema digital A. Las especificaciones completas del sistema están disponibles en forma de Norma de Telecomunicaciones Europeas.

2 Utilización de un modelo estratificado

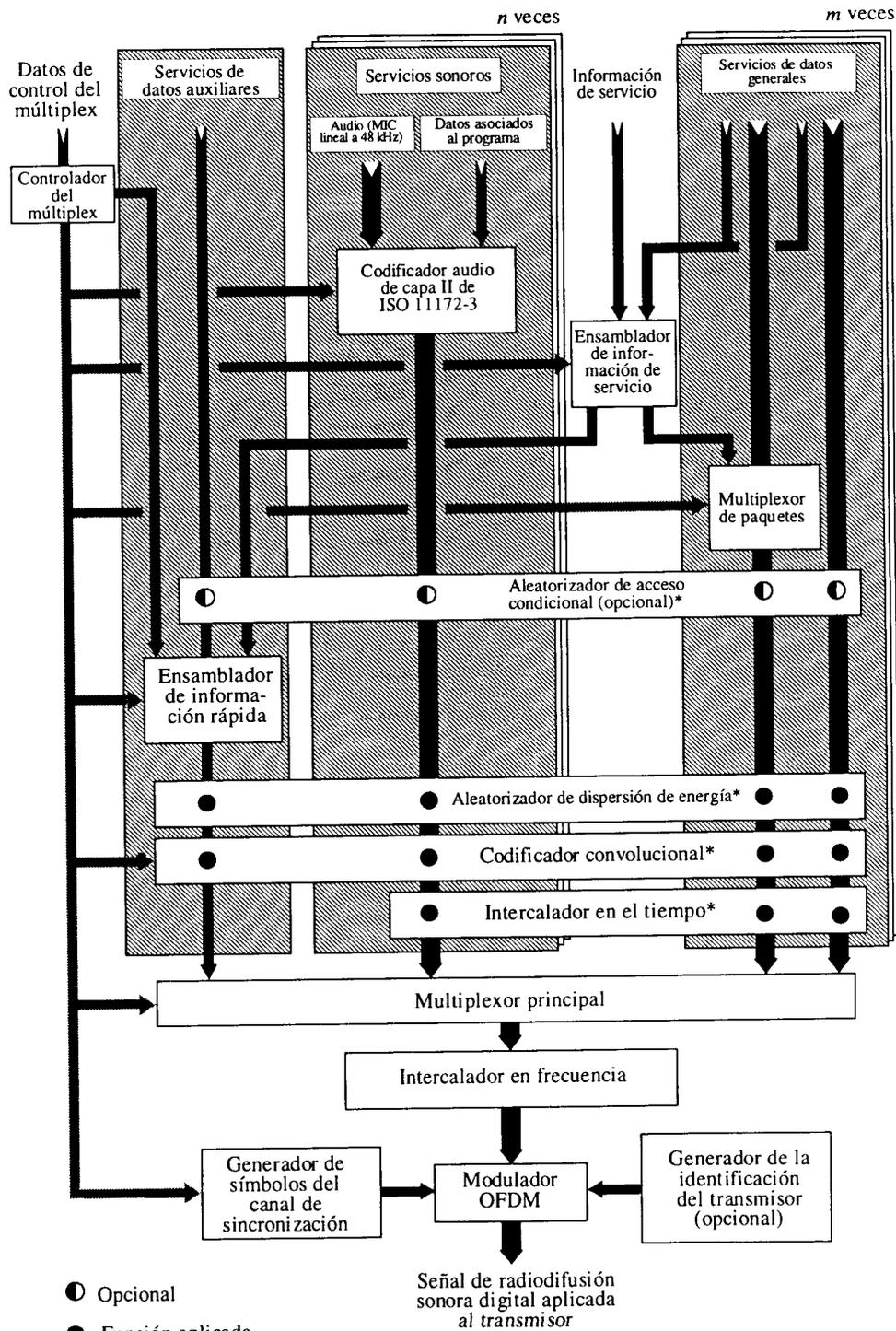
El sistema se ajusta al modelo de referencia básico de interconexión de sistemas abiertos (ISA) de la ISO, descrito en la norma ISO 7498 (1984). En la Recomendación UIT-R BT.807, así como en el Informe UIT-R BT.1207, se recomienda la utilización de este modelo, proporcionándose en dicha Recomendación una interpretación adecuada para el empleo del modelo ISA en los sistemas de radiodifusión estratificados. De acuerdo con estas directrices se describirá el sistema en relación con las capas del modelo. En el Cuadro 5 se ilustra la interpretación aplicada aquí.

Pueden facilitarse con más sencillez las descripciones de muchas de las técnicas utilizadas en conexión con el funcionamiento del equipo en el transmisor o en el punto central de una red de distribución en el caso de una red de transmisores.

La finalidad fundamental del sistema es la de proporcionar programas sonoros al radioyente, de forma que en la descripción que sigue se comenzará por la capa de aplicación (utilización de la información de radiodifusión) y se proseguirá en sentido descendente hacia la capa física (medios utilizados para la transmisión radioeléctrica).

FIGURA 17

Diagrama conceptual de la parte de transmisión del sistema



- Opcional
- Función aplicada

* Estos procesadores funcionarán independientemente en cada canal de servicio.

OFDM: Múltiplex por división de frecuencia ortogonal (Orthogonal frequency division multiplex)

CUADRO 5

Interpretación del modelo estratificado de ISA

Nombre de la Capa	Descripción	Características específicas del sistema
Capa de aplicación	Utilización práctica del sistema	Facilidades del sistema Calidades de audio Modos de transmisión
Capa de presentación	Conversión para la presentación	Codificación y decodificación de audio Información del servicio Presentación de audio
Capa de sesión	Selección de datos	Selección de programas Acceso condicional
Capa de transporte	Agrupación de datos	Servicios de programas Múltiplex de servicio principal Datos auxiliares Asociación de datos
Capa de red	Canal lógico	Tramas de audio de ISO Datos asociados a los programas
Capa de enlace de red	Formato de la señal transmitida	Tramas de transmisión Sincronización
Capa física	Transmisión física radioeléctrica	Dispersión de energía Codificación convolucional Entrelazado temporal Entrelazado de frecuencia Modulación OFDM 4-MDPD Transmisión radioeléctrica

3 Capa de aplicación

Esta capa concierne a la utilización del sistema en el nivel de aplicación. Se ocupa de las facilidades y de la calidad de audio que proporciona el sistema y que pueden ofrecer a sus oyentes las entidades de radiodifusión, así como de los diferentes modos de transmisión.

3.1 Facilidades ofrecidas por el sistema

El sistema proporciona una señal que transporta un múltiplex de datos digitales que contienen simultáneamente diferentes programas. La señal múltiplex contiene datos de programas de audio y datos auxiliares constituidos por datos asociados a los programas (PAD - Programme Associated Data), información de configuración del múltiplex (MCI - Múltiplex Configuration Information) e información de servicio (SI - Service Information). La señal múltiplex puede también transportar servicios de datos generales no necesariamente relacionados con la transmisión de los programas sonoros.

En particular, los usuarios del sistema pueden disponer de las siguientes facilidades:

- a) señal de audio (es decir el programa), proporcionada por el servicio de programa seleccionado;
- b) aplicación facultativa de funciones del receptor; por ejemplo, control de la gama dinámica, que puede utilizar datos auxiliares transportados con el programa;

- c) representación visual en forma de texto de información seleccionada transmitida en el SI. Esta información puede referirse al programa seleccionado o a otros programas disponibles para selección facultativa.
- d) opciones disponibles para la selección de otros programas, otras funciones del receptor y otra SI;
- e) uno o más servicios de datos generales, por ejemplo un canal de mensaje de tráfico (TMC - Traffic Message Channel).

El sistema incluye facilidades para el acceso condicional, pudiendo equiparse un receptor con salidas digitales para las señales de audio y de datos.

3.2 Calidad de audio

Para cumplir las necesidades de las entidades de radiodifusión pueden elegirse, sin rebasar la capacidad del múltiplex, el número de servicios de programas y, para cada uno de ellos, el formato de presentación (por ejemplo señal estereofónica, monoaural, sonido ambiente, etc.), la calidad de audio y el grado de protección contra errores (y por lo tanto la robustez).

En lo que concierne a la calidad de audio, se dispone de la siguiente gama de posibilidades:

- a) calidad muy alta, con un margen de procesamiento de audio;
- b) calidad transparente subjetivamente, suficiente para la radiodifusión de máxima calidad;
- c) calidad elevada, equivalente a la calidad de un buen servicio de modulación de frecuencia;
- d) calidad media, equivalente a una buena calidad de servicio de modulación de amplitud;
- e) calidad de grado conversacional.

El sistema proporciona la calidad de recepción total dentro de los límites de cobertura del transmisor. Más allá de esos límites, la recepción se degrada de una manera subjetivamente progresiva.

3.3 Modos de transmisión

El sistema tiene tres modos de transmisión posibles que permiten el empleo de una amplia gama de frecuencias de transmisión por debajo de 3 GHz. Se han previsto esos modos de transmisión para afrontar los efectos de la dispersión Doppler y dispersión de retardo, en el caso de recepción móvil en presencia de ecos de multitrayecto.

En el cuadro que sigue, se facilitan datos sobre los retardos de ecos constructivos y la gama de frecuencias nominales para la recepción móvil. La degradación por ruido en la frecuencia más elevada y en la condición de multitrayecto más crítica, lo que es poco frecuente en la práctica es igual a 1 dB a la velocidad de 100 km/h.

Parámetro	Modo I	Modo II	Modo III
Duración del intervalo de guarda	246 μ s	62 μ s	31 μ s
Retardo del eco constructivo inferior a:	300 μ s	75 μ s	37,5 μ s
Gama de frecuencias nominal (para recepción móvil) inferior a:	375 MHz	1,5 GHz	3 GHz

De este cuadro se desprende que el empleo de frecuencias altas impone una mayor limitación al retardo máximo del eco. El modo I es el más adecuado para una red terrestre de una sola frecuencia (SFN), porque permite las mayores separaciones entre transmisores. El modo II es el más idóneo para aplicaciones de radiodifusión local que requieren un transmisor terrenal y para transmisiones híbridas por satélite/terrenales hasta 1,5 GHz. Sin embargo, también puede utilizarse el modo II para redes SFN de tamaños medio a grande (por ejemplo en 1,5 GHz) insertando, de ser necesario, retardos artificiales en los transmisores y/o utilizando antenas de transmisión directivas. El modo III resulta más apropiado para la transmisión por satélite y la transmisión terrenal complementaria para todas las frecuencias inferiores a 3 GHz.

También el modo III es el preferible para transmisiones por cable hasta 3 GHz.

4 Capa de presentación

Esta capa concierne a la conversión y presentación de la información de radiodifusión.

4.1 Codificación de la fuente de audio

El sistema utiliza el método ISO/IEC MPEG - Audio Layer II contenido en la norma ISO 11172-3 para la codificación de la fuente de audio. Este sistema de compresión con codificación de sub-bandas se denomina también sistema MUSICAM.

El sistema acepta cierto número de señales audio MIC muestreadas a una velocidad de 48 kHz con los datos asociados al programa (PAD). El número de fuentes de audio posibles depende de la velocidad de bits y del perfil de protección contra errores. El codificador de audio puede funcionar en las velocidades de 32, 48, 56, 64, 80, 96, 112, 128, 160 o 192 kbit/s por cada canal monoaural. En el modo estereofónico o de canal doble, el codificador genera una velocidad de bits igual al doble de la correspondiente a un canal monofónico.

Las entidades de radiodifusión pueden hacer uso de las posibilidades derivadas de las distintas velocidades de bits dependiendo de la calidad intrínseca requerida y/o del número de programas sonoros que vayan a suministrar. Por ejemplo, el empleo de velocidades de bits mayores o iguales que 128 kbit/s para señales monoaurales o mayores o iguales que 256 kbit/s para un programa estereofónico, proporciona no solamente una calidad muy alta sino también cierto margen de procesamiento que es suficiente para los múltiples procesos de codificación/decodificación ulteriores, incluido el post-procesamiento de audio. Para la radiodifusión de elevada calidad se prefiere una velocidad de bits de 128 kbit/s para programas monoaurales o 256 kbit/s para programas estereofónicos lo que proporciona una calidad de audio totalmente transparente. Incluso la velocidad de bits de 192 kbit/s por programa estereofónico cumple generalmente las exigencias de la UER para los sistemas de reducción de velocidad binaria de las señales de audio digital.* Una velocidad de bits de 96 kbit/s para transmisión monoaural proporciona una buena calidad de sonido y una velocidad de 48 kbit/s puede brindar aproximadamente la misma calidad que una radiodifusión con modulación de amplitud normal. Para algunos programas hablados puede ser suficiente una velocidad de bits de 32 kbit/s cuando se requiere el máximo número de servicios dentro del múltiplex del servicio.

En la Fig. 18, se representa un diagrama de bloques de las unidades funcionales del codificador de audio. Las muestras de la señal MIC de audio se aplican a la entrada del codificador. Un codificador es capaz de procesar los dos canales de una señal estereofónica aunque podría,

* Véase el Doc. GIPM 10-CMTT/1-7(Rev.1) (UER): "Requisitos de los sistemas reductores de velocidad de bits para audio digital para emisión de radiodifusión y distribución primaria".

facultativamente, funcionar con una señal monoaural. Un banco de filtros polifásico divide la señal de audio en 32 señales de sub-bandas y produce una representación filtrada y sub-muestreada de la señal de audio de entrada. Las muestras filtradas se denominan muestras de sub-bandas. Un modelo perceptual del oído humano origina un conjunto de datos que efectúan el control del cuantificador y del codificador. Estos datos pueden ser distintos, en función de la realización física real del codificador. Una forma posible de obtención de estos datos de control del cuantificador es la utilización de una estimación del umbral de enmascaramiento. Las muestras sucesivas de cada señal de sub-bandas se agrupan en bloques. Seguidamente se determina, para cada bloque, la amplitud máxima alcanzada por cada señal de sub-bandas, indicándose por un factor de escala. A partir de las muestras de sub-bandas, el módulo de cuantificación y codificación produce un conjunto de palabras de código. Estos procesos se desarrollan en las tramas de audio ISO que se describirán en la capa de red.

4.2 Decodificación de audio

En el receptor la codificación se efectúa de una forma directa y económica mediante una técnica de procesamiento de señal sencilla que exige únicamente operaciones de multiplexión, expansión y filtrado inverso. En la Fig. 19, se representa un diagrama de bloques de las unidades principales del decodificador.

FIGURA 18

Diagrama de bloques del codificador de audio del sistema básico

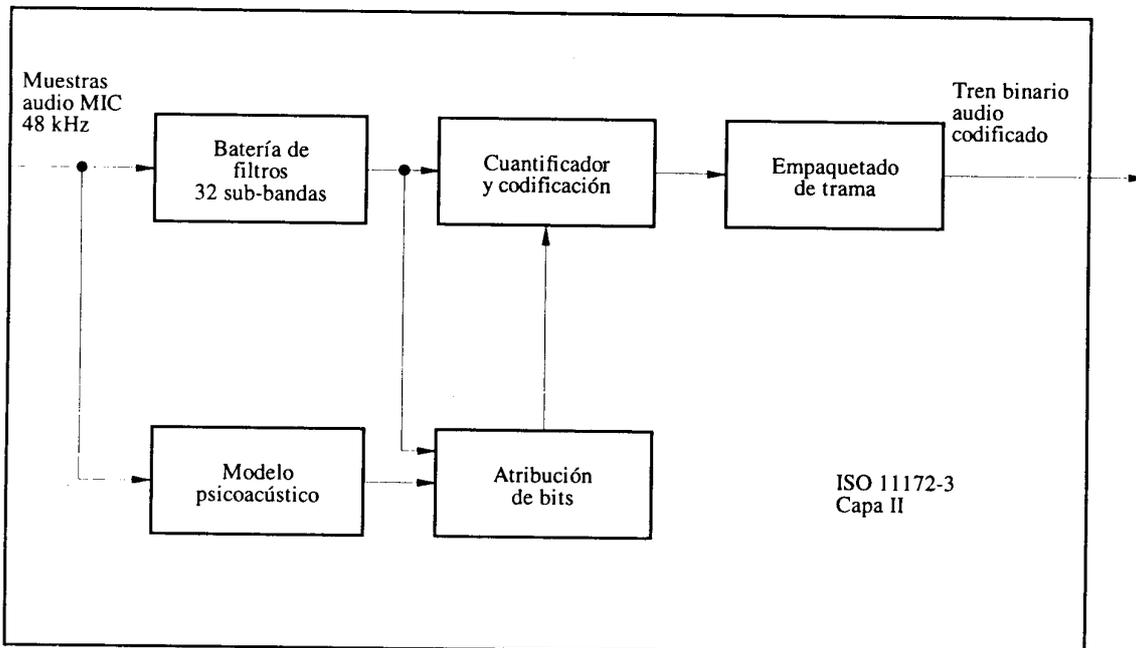
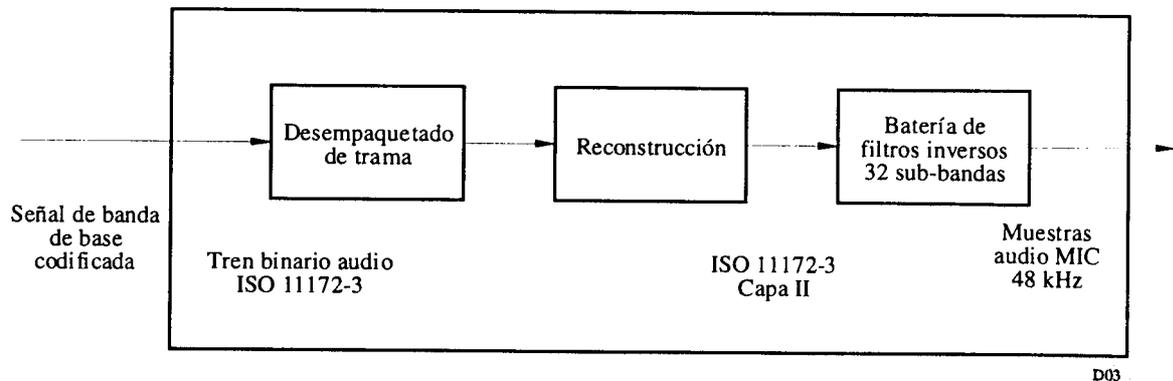


FIGURA 19

Diagrama de bloques del decodificador de audio del sistema básico



La trama de audio ISO se aplica al decodificador ISO/MPEG-Audio Layer II que efectúa el desempaquetado de los datos de la trama a fin de recuperar los distintos elementos de información. La unidad de reconstrucción reconstruye las muestras de sub-bandas cuantificadas y un banco de filtros inversos transforma las muestras de sub-bandas a fin de producir señales de audio MIC uniformes digitales a la velocidad de muestreo de 48 kHz.

4.3 Presentación de audio

Las señales audio pueden presentarse de forma monoaural o estereofónica. Alternativamente, los canales de audio pueden agruparse de forma cuadrifónica. Pueden encadenarse los programas a fin de suministrar simultáneamente el mismo programa en lenguas distintas. A fin de satisfacer a los oyentes en condiciones de audición de alta fidelidad o de ruido ambiente, la entidad de radiodifusión puede, facultativamente, transmitir una señal de control de gama dinámica (DRC - Dynamic Range Control), que puede utilizar el receptor inmerso en un entorno de ruido para comprimir la gama dinámica de la señal audio reproducida. Obsérvese que esta técnica puede ser también beneficiosa para los oyentes con audición deficiente.

4.4 Presentación de la información de servicio

Puede disponerse con cada programa transmitido por el sistema de los siguientes elementos de información de servicio (SI) para su representación visual en el receptor:

- etiqueta del programa básico (esto es nombre del programa);
- fecha y hora;
- referencias mutuas con el mismo programa o programas similares (por ejemplo en otra lengua) en curso de transmisión por otro conjunto o que se están difundiendo por un servicio de modulación de amplitud o de modulación de frecuencia;
- etiqueta de servicio ampliado para servicios conexos con los programas;
- información del programa (por ejemplo, nombres de los actores);
- lenguaje;
- tipo de programa (por ejemplo, informativo, deportivo, musical, etc);
- identificador del transmisor;

- canal de mensaje de tráfico (TMC, que puede utilizar un sintetizador de voz en el receptor).
Para uso interno de las entidades de radiodifusión pueden incluirse, asimismo, datos a la red del transmisor.

5 Capa de sesión

Esta capa se ocupa de la selección de información de radiodifusión y del acceso a la misma.

5.1 Selección del programa

El canal de información rápida (FIC - Fast Information Channel) transporta información relativa a los contenidos actual y futuro de la señal múltiplex, a fin de que el receptor puede acceder a cualquiera de los servicios individuales o a la totalidad de los mismos con un retardo global mínimo. Esta información es el MCI expresado en forma de datos legibles por los equipos. Los datos del MCI no están entrelazados en el tiempo, de forma que el MCI no está sujeto al retardo inherente al proceso de entrelazado temporal aplicado a los servicios de audio y de datos generales. Sin embargo, a fin de asegurar su robustez, esos datos se repiten frecuentemente. Cuando esté a punto de cambiar la configuración del múltiplex se envía anticipadamente en el MCI la nueva información, junto con la indicación del momento en que se producirá el cambio.

El usuario de un receptor puede efectuar la selección de los programas sobre la base de la información de texto que transporta el SI, utilizando el nombre de servicio del programa, la identidad del tipo de programa o la lengua. La selección se realiza seguidamente en el receptor utilizando los elementos correspondiente del MCI.

Si se dispone de fuentes alternativas de un servicio de programa elegido y no puede mantenerse un servicio digital original, pueden utilizarse los datos de encadenamiento transportados en el SI (es decir la «referencia mutua») para identificar un servicio alternativo (por ejemplo un servicio de modulación de frecuencia) y efectuar la conmutación al mismo. Sin embargo, en tal caso el receptor deberá volver a conmutar al servicio original tan pronto como la recepción sea posible.

5.2 Acceso condicional

Se han previsto la sincronización y el control del acceso condicional.

El acceso condicional puede aplicarse de forma independiente a los componentes del servicio (transportados en el MSC o en el FIC), a los servicios o a todo el múltiplex.

6 Capa de transporte

Esta capa concierne a la identificación de grupos de datos en forma de servicios de programas, a la multiplexión de datos para esos servicios y a la asociación de los elementos multiplexados.

6.1 Servicios de programa

Un servicio de programa comprende, generalmente, una componente de servicio de audio y, facultativamente, componentes de servicios de audio adicionales y/o de datos suministradas por el proveedor del servicio. La capacidad total del múltiplex puede asignarse a un solo proveedor del servicio (por ejemplo, radiodifusión de cinco o seis servicios de programas sonoros de alta calidad) o puede repartirse entre varios proveedores del servicio (por ejemplo, radiodifusión colectiva de unos 20 servicios de programas de calidad media).

6.2 Múltiplex de servicio principal

Como se muestra en la Fig. 17, con fines de protección de errores, se aplica la codificación convolucional (véase el § 9.2) y el entrelazado temporal a los datos representativos de cada uno de los programas difundidos (datos de audio digital con algunos datos auxiliares o también datos generales). El entrelazado temporal mejora la robustez de la transmisión de datos en un entorno variable (por ejemplo, recepción en un receptor móvil) e impone un retardo de transmisión predecible. Seguidamente, los datos entrelazados y codificados se suministran al multiplexor de servicio principal en el que, cada 24 ms, se transfieren secuencialmente los datos a la trama múltiplex. El tren de bits combinados a la salida del multiplexor que tiene una capacidad bruta de 2,3 Mbit/s se denomina canal de servicio principal (MSC - Main Service Channel). En función de la tasa de código elegida (que puede diferir de una componente de servicio a otra) esa capacidad proporciona una velocidad de bits neta variable entre 0,8 y 1,7 Mbit/s aproximadamente, en una anchura de banda de 1,5 MHz. El multiplexor de servicio principal es el punto en el que confluyen los datos sincronizados procedentes de todos los servicios de programa que utilizan el múltiplex.

Los datos generales pueden enviarse en el MSC en forma de tren no estructurado o, cuando se combinan varias fuentes, pueden organizarse en forma de múltiplex de paquetes. La velocidad de datos puede ser cualquier múltiplo de 8 kbit/s sincronizado con el múltiplex de sistema, siempre que no se rebasa la capacidad del múltiplex total, teniendo en cuenta la demanda de servicios de audio.

El canal de información rápida (FIC - Fast Information Channel) es externo al MSC y no es objeto de entrelazado temporal.

6.3 Datos auxiliares

Dentro del múltiplex del sistema hay tres zonas donde pueden insertarse datos auxiliares:

- a) el FIC, que tiene una capacidad limitada en función del volumen de información esencial MCI incluida;
- b) existe una previsión especial para un volumen de moderado del PAD transportable dentro de cada canal audio;
- c) los demás datos auxiliares se tratan como un servicio separado dentro del MSC. En el MCI, se indica la presencia de esta información.

6.4 Asociación de datos

El MCI proporciona una descripción precisa transportada por el FIC, de los contenidos actual y futuro del MSC. En el FIC pueden transportarse también elementos esenciales del SI que afectan al contenido del MSC (por ejemplo, para la selección de programas). Los textos más amplios como la lista de los programas diarios deben transportarse separadamente como un servicio de datos generales. Así el MCI y el SI contienen contribuciones procedentes de todos los programas en curso de difusión.

El PAD transportado dentro de cada canal de audio contiene fundamentalmente la información directamente relacionada con el programa sonoro, por lo que no puede enviarse en un canal de datos separado que podría estar sujeto a un retardo de transmisión diferente.

7 Capa de red

Esta capa concierne a la identificación de grupos de datos como programas.

7.1 Tramas de audio ISO

Los procesos de señal en el codificador de la fuente de audio se desarrollan a lo largo de tramas de audio ISO, cuya duración es de 24 ms. En cada trama de audio ISO se codifican y se multiplexan con las muestras de sub-bandas, la asignación de bits, que varía de trama a trama y los factores de escala. La unidad de empaquetamiento de tramas (véase la Fig. 2) ensambla el tren de bits reales que emergen por la salida de datos de la unidad de cuantificación y codificación y añade otra información tal como información de cabecera, palabras de control de redundancia cíclica (CRC) para detección de errores y el PAD, todas las cuales se transmitirán conjuntamente con la señal audio codificada. Cada canal de audio contiene un canal PAD de capacidad variable (generalmente 2 kbit/s como mínimo), que puede utilizarse para transportar información íntimamente ligada al programa sonoro. Como ejemplos típicos pueden citarse la indicación de tipo de programa como lírico, vocal/musical así como la información de control de gama dinámica (DRC).

La trama de audio resultante transporta datos que representan una duración de la señal de audio estereofónica (o monoaural) igual a 24 ms más el PAD para un solo programa y se ajusta al formato ISO 11172-3 Layer II, de forma que puede denominarse trama ISO. Esto permite la utilización en el receptor de un decodificador ISO/MPEG Audio Layer II.

8 Capa de enlace de datos

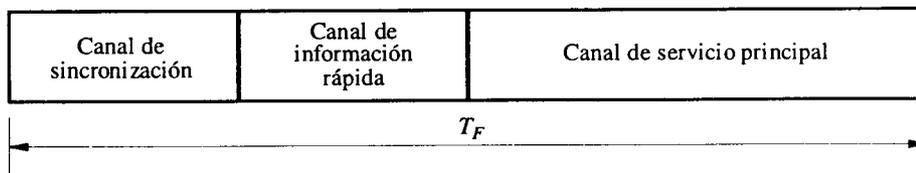
Esta capa proporciona medios para la sincronización del receptor.

8.1 Trama de transmisión

A fin de facilitar la sincronización del receptor se dota a la señal transmitida de una estructura de trama regular (véase la Fig. 20). La trama de transmisión comprende una sucesión de símbolos fija. El primer elemento es un símbolo nulo, previsto para proporcionar una sincronización gruesa (cuando no se transmite ninguna señal RF). Este símbolo va seguido de un símbolo de referencia fijo a fin de proporcionar una sincronización fina, así como las funciones de control automático de ganancia, AGC, control automático de frecuencia, AFC y referencia de fase en el receptor. Estos símbolos constituyen el canal de sincronización. Los símbolos siguientes se destinan al FIC y los símbolos restantes proporcionan el MSC. La duración total de la trama T_F es 96 ms o 24 ms en función del modo de transmisión, como se indica en el Cuadro 6:

FIGURA 20

Estructura de la trama múltiplex



CUADRO 6

Parámetros de transmisión del sistema

	Modo I	Modo II	Modo III
T_F	96 ms	24 ms	24 ms
T_{NULL}	1,297	324 μ s	168 μ s
T_S	1,246 ms	312 μ s	156 μ s
t_s	1 ms	250 μ s	125 μ s
Δ	246 μ s	62 μ s	31 μ s
N	1536	384	192

Se utiliza la notación siguiente:

T_F : duración de la trama total

T_{NULL} : duración del símbolo nulo

T_S : duración del símbolo global

t_s : duración del símbolo útil

Δ : duración del intervalo de guarda

$$T_S = t_s + \Delta$$

N : número de portadoras radiadas.

A cada servicio de audio del MSC se le asigna un intervalo de tiempo fijo en la trama.

9 Capa física

En esta capa se establecen los medios necesarios para la transmisión radioeléctrica (es decir el método de modulación y la protección contra errores asociada).

9.1 Dispersión de energía

Para conseguir la dispersión de energía apropiada de la señal transmitida, se efectúa la aleatorización de las fuentes individuales conectadas al múltiplex.

9.2 Codificación convolucional

A fin de garantizar una recepción fiable, se aplica la codificación convolucional a cada una de las fuentes de datos conectadas al múltiplex. El proceso de codificación consiste en la adición de redundancia deliberada a las ráfagas de datos de la fuente (utilizando una longitud obligada igual a 7). Esto proporciona ráfagas de datos «brutas».

En el caso de una señal audio, se proporciona mayor protección a alguno de los bits de codificación de la fuente que a otros, según una pauta preseleccionada denominada perfil de protección desigual contra errores (UEP - Unequal Error Protection). La tasa de codificación media definida como la relación entre el número de bits de codificación de fuente y el número de bits codificados tras la codificación convolucional puede tomar un valor comprendido entre 1/3 (nivel de protección máximo) y 3/4 (nivel de protección mínimo). Pueden aplicarse tasas de código medio distintas a fuentes de audio diferentes, siempre que se mantengan el nivel de protección requerido y la velocidad de bits de los datos de codificación de la fuente. Por ejemplo, el nivel de protección para

los servicios de audio transmitidos por redes de cable puede ser inferior que el nivel correspondiente a los servicios transmitidos mediante canales de radiofrecuencia.

Los servicios de datos generales se codifican de forma convolucional, empleando una selección de tasas uniforme. Los datos del FIC se codifican con una tasa constante igual a 1/3.

9.3 Entrelazado temporal

Con objeto de proporcionar una protección ulterior al receptor móvil se aplica un entrelazado temporal de profundidad igual a 16 tramas a los datos codificados convolucionalmente.

9.4 Entrelazado de frecuencia

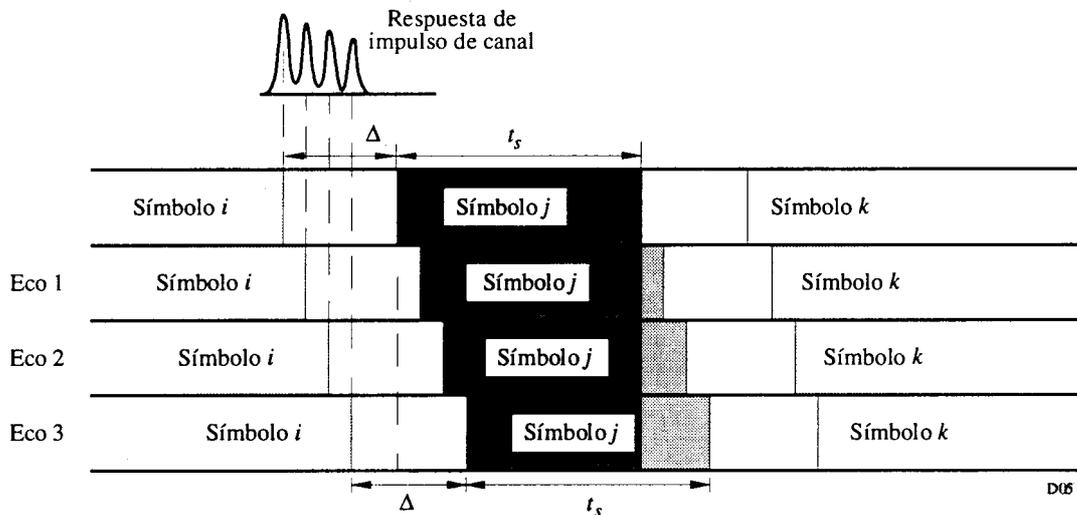
Cuando hay propagación multitrayecto, algunas portadoras experimentan una intensificación debida a señales constructivas, en tanto que otras sufren interferencia destructiva (desvanecimiento selectivo en frecuencia). Por consiguiente, el sistema proporciona un entrelazado de frecuencia realizado mediante una reordenación del tren de bits digitales entre las portadoras, de forma que un desvanecimiento selectivo no afecte a muestras de fuente sucesivas. Con el receptor estacionario, la diversidad en el dominio de la frecuencia es la medida primordial que permite garantizar una recepción satisfactoria.

9.5 Modulación OFDM-4 MDPD

El sistema utiliza una modulación del tipo múltiplex por distribución de frecuencia ortogonal (OFDM- Orthogonal Frequency Division Múltiplex) 4-MDPD. Esta técnica de modulación satisface los requisitos estrictos necesarios para la radiodifusión digital de elevada velocidad de bits destinada a receptores fijos, portátiles y móviles, sobre todo en entornos de multitrayecto.

El principio básico consiste en dividir la información que debe transmitirse en un gran número de corrientes de bits, cada una de las cuales tiene individualmente una velocidad de bits reducida. A continuación, esos flujos de bits modulan portadoras individuales. La duración del símbolo correspondiente resulta superior a la dispersión de retardo del canal de transmisión. En el receptor cualquier eco más breve que el intervalo de guarda no producirá interferencia entre símbolos, sino que contribuirá positivamente a la potencia recibida (véase la Fig. 21). El grupo de N portadoras se denomina, colectivamente, conjunto.

FIGURA 21
Contribución constructiva de los ecos



En presencia de propagación multirrayecto, algunas portadoras experimentan una intensificación por señales constructivas en tanto que otras sufren una interferencia destructiva (desvanecimiento selectivo en frecuencia). En consecuencia, en el sistema se efectúa una reordenación en tiempo y en frecuencia de los elementos del tren de bits digitales, de tal forma que las muestras de señal sucesivas queden afectadas por desvanecimientos independientes. Con el receptor estacionario, la única forma de garantizar una recepción satisfactoria es la utilización de diversidad en el dominio de la frecuencia ya que la diversidad temporal proporcionada por el entrelazado temporal no proporciona ningún tipo de ayuda a un receptor estacionario. A nivel de sistema, la propagación multirrayecto constituye una forma de diversidad espacial, considerándose como una ventaja sustancial en marcado contraste con la modulación de frecuencia convencional o los sistemas digitales de banda estrecha donde la propagación multirrayecto puede destruir completamente un servicio.

Todo sistema que pueda obtener ventajas del multirrayecto será tanto más robusto cuanto mayor sea la anchura de banda de transmisión del canal. Se eligió para el sistema una anchura de banda global de 1,5 MHz, para conseguir las ventajas de la técnica de banda ancha así como permitir una flexibilidad de planificación. En el Cuadro 6 se indican también el número de portadoras COFDM dentro de esta anchura de banda para cada modo de transmisión.

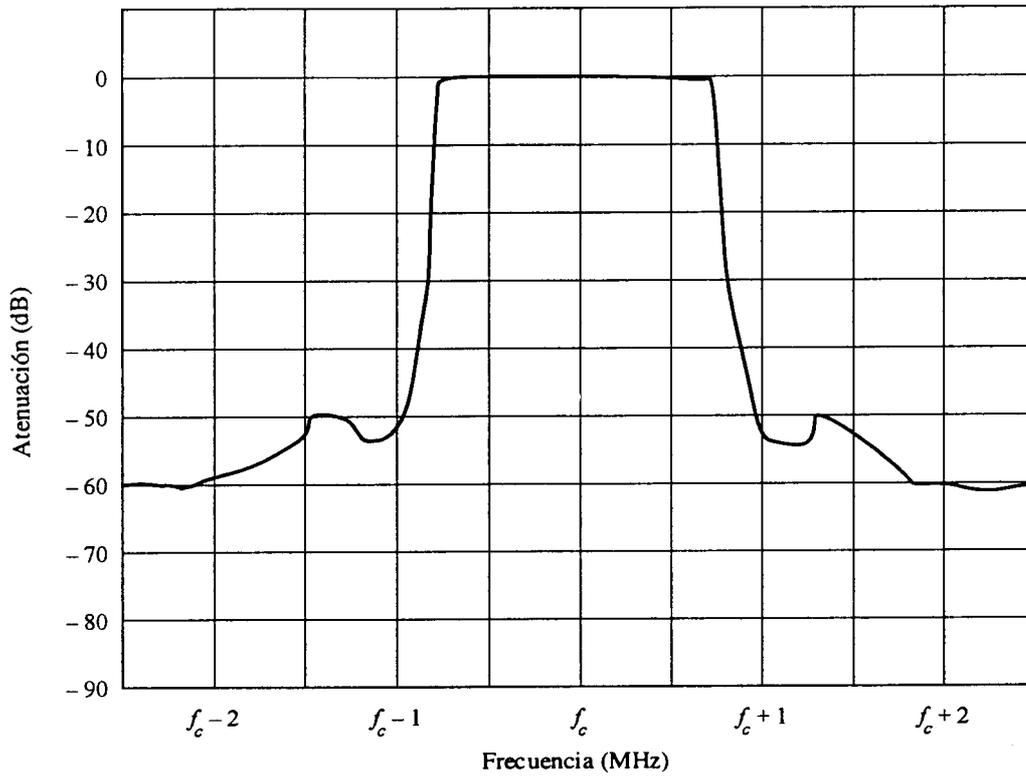
Una ventaja ulterior de la utilización de la COFDM es que pueden obtenerse elevadas eficacias espectrales y de potencia con redes de una sola frecuencia para una cobertura zonal extensa, así como para redes densas en zonas urbanas. Puede hacerse funcionar en la misma frecuencia cualquier número de transmisores que proporcionen los mismo programas, lo que comporta así mismo una reducción global de las potencias de funcionamiento necesarias. Como consecuencia adicional se reducen sustancialmente las distancias entre zonas de servicio diferentes.

Como los ecos contribuyen a la señal recibida, todos los tipos de receptores (esto es portátiles, domésticos y móviles) pueden utilizar antenas simples y no direccionales.

9.6 Espectro de la señal RF

En la Fig. 22 se representa el espectro del conjunto del sistema.

FIGURA 22
Ejemplo de espectro de la señal RF



f_c : Frecuencia central del canal

ANEXO 1-B

Evaluaciones experimentales del sistema (sistema digital A)

1 Experimentos iniciales

1.1 Rennes y Ginebra - 1988

En junio de 1988, el CCETT instaló el primer transmisor COFDM en ondas decimétricas en Rennes, con las siguientes características:

- frecuencia de transmisión	749 MHz
- altura de la antena de transmisión	140 m
- número de canales de sonido estereofónico*	16
- ganancia de la antena en la dirección de la zona de servicio principal	12 dBi
- potencia por cada canal de sonido estereofónico a la entrada de la antena de transmisión	1 W
- PRA total	256 W
- PRA por canal de sonido estereofónico	16 W
- anchura de banda total	7 MHz
- número total de portadores útiles	448
- periodo de símbolo útil	64 μ s
- intervalo de guarda	16 μ s
- diferencia máxima de longitudes de trayecto para la cual se combinan constructivamente dos señales	6 km

La señal de radiodifusión se recibía en un vehículo equipado para pruebas móviles. Los primeros ejercicios de prueba desarrollados con éxito en condiciones reales se efectuaron en colaboración con el IRT, en julio de 1988, durante los preparativos para la primera demostración pública por parte de la UER del denominado sistema COFDM/MASCAM de radiodifusión de audio digital experimental, en septiembre de 1988 en la Conferencia CAMR ORB-88 en Ginebra [Dosch y otros 1988].

Estas pruebas mostraron que si bien existía una amplia zona de servicio en la cual la recepción era perfecta en algunos lugares de la zona urbana, el ensombrecimiento intenso degradaba

* Solamente se puso en funcionamiento un canal con un programa sonoro. Se aplicó a los quince canales restantes una señal constituida por una configuración de estructura fija. Utilizando la tecnología de codificación de fuente más reciente puede transmitirse un total de 24 canales de sonido estereofónico con la misma velocidad de bits útil total de 5,6 Mbit/s.

la recepción, existiendo algunos puntos negros donde la señal experimentaba una atenuación superior a 30 dB.

En aquel momento emergió la idea de la utilización de la técnica de relleno de lagunas, si bien se suscitaron dos cuestiones importantes:

- ¿Cuál es la separación máxima (dB) que puede lograrse entre una antena receptora direccional y una antena transmisora instalada en un entorno urbano para una separación geográfica en la gama de 50 a 100 m?
- ¿Cómo se comportará el receptor COFDM cuando se desplace desde la zona cubierta por el transmisor principal a la zona atendida por la estación de retransmisión?

Para aclarar estos y otros puntos, se instaló una pequeña red monofrecuencia con dos estaciones transmisoras con las características indicadas en el Cuadro 7. Utilizando esta red monofrecuencia completa en ondas decimétricas se han efectuado numerosos ejercicios y mediciones de prueba, cuyos resultados permiten extraer las siguientes conclusiones preliminares:

- en ondas decimétricas, pueden utilizarse equipos sencillos y económicos para una estación de retransmisión con una ganancia del amplificador de 70 dB como mínimo;
- a pesar del intervalo de guarda relativamente breve empleado en ese primer sistema experimental (16 μ s) el comportamiento del receptor COFDM fue excelente, incluso en algunas situaciones específicas en las que se recibieron dos señales de igual potencia con una diferencia de retardos que rebasaba, en alguno microsegundos, el intervalo de guarda de los símbolos COFDM.

Hoy día, salvo escasas zonas de pequeño tamaño, se da servicio perfectamente a la totalidad de la ciudad de Rennes y a una amplia zona de los alrededores con una potencia total transmitida por canal de sonido estereofónico de 1,1 W solamente.

CUADRO 7

Características de dos transmisores de relleno de cobertura instalados en Rennes

	<i>Estación 1</i>	<i>Estación 2</i>
Ganancia de la antena de recepción	14 dBi	14 dBi
Altura de la antena de transmisión	50 m	60 m
Ganancia de la antena de retransmisión	9 dBi	9 dBi
Aislamiento entre la entrada de la antena de retransmisión y la salida de la antena de recepción	86 dB	90 dB
Ganancia global del amplificador	55 dB	70 dB
Pérdidas en los cables	5 dB	5 dB
Potencia por cada canal de sonido estereofónico a la entrada de la antena de retransmisión	2 mW	40 mW
PRA total	250 mW	5 W
PRA por cada canal de sonido estereofónico	16 mW	313 mW

1.2 Sur de Londres y París - 1991

La primera red en ondas decimétricas con una categoría en cierto modo superior a la de un simple experimento ha demostrado la viabilidad de la técnica de relleno de lagunas como una alternativa al incremento en un factor de 100 o más de la potencia del transmisor principal.

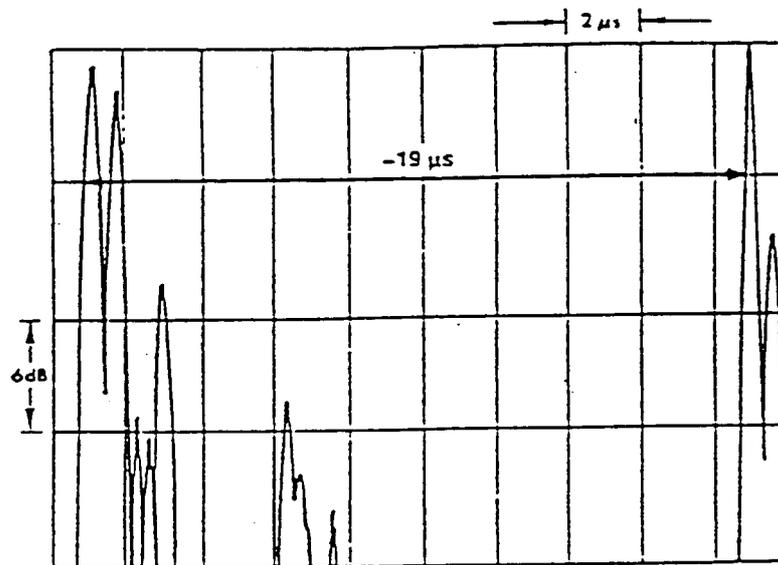
En el Reino Unido se han realizado también pruebas [Shelswell y otros, 1991], utilizando el mismo sistema experimental instalado en la estación transmisora de Crystal Palace en el Sur de Londres en la frecuencia de 531 MHz. El terreno urbano en la zona de servicio es más ondulado que en Rennes, por lo que fue necesario utilizar el relleno de lagunas en zonas ensombrecidas por el propio terreno (en lugar de edificios) cerca del nivel del suelo. Incluso se daban esas condiciones en ubicaciones donde la señal de la estación principal era sumamente intensa con alturas de recepción para las que había visión directa desde el transmisor. Sin embargo, la aplicación de la técnica de relleno de lagunas fue totalmente satisfactoria, ya que proporcionó un buen servicio con diferencias entre los retardos de ecos inferiores al 125%, aproximadamente, del intervalo de guarda.

En octubre de 1991, se instaló en París una red DAB experimental en frecuencias de ondas decimétricas con el objetivo de una cobertura completa de la ciudad y sus suburbios. Los primeros resultados indican que puede utilizarse para los servicios locales DAB un canal adyacente a un canal de TV L/SECAM sin interferencia apreciable.

Cabe pensar en reservar este tipo de redes con carácter primario para fines de cobertura regional como en el caso de las frecuencias de ondas métricas, haciendo uso del concepto de radiodifusión con red de una sola frecuencia (SFN).

FIGURA 23

Ejemplo de respuesta impulsiva del canal con dos señales de fuentes diferentes



1.3 Ottawa, Toronto, Montreal y Vancouver - 1990

Utilizando un transmisor terrenal temporal explotado en 798 MHz se demostró en Canadá la viabilidad y posibilidades de la radiodifusión de audio digital (DAB) con el sistema EUREKA 147 COFDM-MUSICAM mediante un programa completo de pruebas prácticas y de laboratorio, así

como demostraciones estáticas y a bordo de vehículos a escala nacional (Ottawa, Toronto, Montreal y Vancouver).

A continuación se indican las conclusiones del proyecto general:

- Las pruebas han demostrado que el servicio de radiodifusión sonora digital es viable, que la tecnología funciona y lo que es más importante que hay demanda de público y necesidades industriales para este nuevo servicio.
- La respuesta de los medios, de la industria y del público fue entusiasta. La reacción a este nuevo concepto de servicio radioeléctrico y la calidad del producto proporcionado por el sistema COFDM/MUSICAM prototipo fue muy positiva.
- Todos los participantes del programa de pruebas quedaron muy impresionados por la excelente calidad de funcionamiento del sistema de radiodifusión de sonido MUSICAM-COFDM en el laboratorio y en el terreno práctico.
- En el laboratorio el comportamiento del sistema MUSICAM-COFDM fue un reflejo fiel de sus especificaciones.
- Las pruebas de audición mostraron que el proceso MUSICAM parece ser transparente con relación a la calidad de audio básica. De una manera permanente se prefirió el material de audio procesado con la técnica MUSICAM (con velocidad de 128 kbit/s por cada canal monofónico) a la modulación de frecuencia de alta calidad.
- Del análisis de los datos recopilados durante las pruebas prácticas, se concluye que, en general, puede predecirse la calidad del funcionamiento del sistema a partir del nivel de potencia recibida únicamente.
- A pesar de las potencias de transmisión relativamente pequeñas utilizadas (teniendo en cuenta que en la banda de TV en ondas decimétricas se transmitía el equivalente de 16 señales estereofónicas) la cobertura real lograda era sorprendentemente amplia y relativamente libre de lagunas, confirmando así la eficacia de potencia del sistema y su aptitud para contrarrestar los efectos del desvanecimiento multitrayecto.
- Se confirmaron la eficacia y viabilidad del concepto de relleno de lagunas con la transmisión cocanal.
- En general, se piensa que podría obtenerse una cobertura casi perfecta con algunos ajustes de menor importancia en el extremo del transmisor y con la adición de algunos transmisores cocanales de baja potencia para relleno de cobertura.
- Las estadísticas relativas al entorno de multitrayecto de las ciudades visitadas indican que sería preferible utilizar un intervalo de guarda superior a 24 μ s en vez del intervalo de guarda de 16 μ s empleado en el sistema prototipo de pruebas.

1.4 Las Vegas, Birmingham, Berlín y San Francisco - 1991

En el año 1991 se realizaron demostraciones de escala global del sistema de radiodifusión de audio digital en la NAB'91 en Las Vegas (Nevada, Estados Unidos), el radio Festival en Birmingham (Reino Unido), la IFA en Berlín (República Federal de Alemania) y en Radio 91 en San Francisco (California, Estados Unidos de América).

Se realizaron demostraciones tanto estáticas como móviles en un vehículo especialmente acondicionado. Se transmitieron simultáneamente 9 programas estereofónicos, junto con un programa de modulación de frecuencia para efectuar comprobaciones. Por ejemplo, en Las Vegas el transmisor principal estaba situado en el techo del Hilton Hotel de las Vegas, ubicándose una estación de relleno de cobertura en el techo del Hotel Golden Nugget en el centro de la ciudad. Unos

1500 participantes realizaron un viaje de pruebas en autobús. Globalmente, la demostración fue muy satisfactoria, comprobándose con claridad la superioridad del sistema DAB Eureka sobre la modulación de frecuencia.

2 Experimentos posteriores

2.1 Pruebas realizadas por el grupo ad hoc conjunto UER/EUREKA 147 para evaluación del sistema digital A

En noviembre de 1992, el Grupo AD HOC conjunto UER/EUREKA 147 para evaluación del sistema digital A, efectuó diversas pruebas de laboratorio utilizando equipos proporcionados por el proyecto EUREKA-147.

2.1.1 Pruebas prácticas del sistema

Se radió una señal DAB empleando la red monofrecuencia (SFN) de CCETT en la banda I de Rennes o utilizando la SFN de la BBC en banda III del sur de Londres. Se realizaron diversos experimentos a fin de medir la cobertura de los transmisores individuales y la cobertura global de todos los transmisores. Se puso así de manifiesto la viabilidad de funcionamiento de una SFN, comprobándose, además, que se lograba una transferencia imperceptible de señal entre transmisores y que la cobertura de la red total era mayor que la suma de las coberturas de sus partes constituyentes.

2.1.2 Características de funcionamiento RF del sistema digital A

Se realizaron pruebas de evaluación en RF del sistema digital A en el Modo I en 226 MHz y en el Modo II en 1 500 MHz, para una amplia gama de condiciones representativas de recepciones fija y móvil. Se midió la BER en función de la C/N en un canal de datos en las siguientes condiciones:

$$D = 64 \text{ kbit/s}, \quad R = 0,5$$

$$D = 24 \text{ kbit/s}, \quad R = 0,375$$

siendo:

D : velocidad de datos de la fuente y ,

R : velocidad media del código de canal.

2.1.2.1 BER en función de la relación C/N (en 1,5 MHz) para un canal Gaussiano en 226 MHz

Se añadió a la entrada del receptor ruido blanco gaussiano aditivo, a fin de fijar el valor de la relación C/N . Los resultados se representan en la Fig. 24. Por ejemplo, para $R = 0,5$ pueden compararse entre sí los resultados de las mediciones con los obtenidos mediante simulación por computador para determinar la calidad de funcionamiento inherente del sistema. Puede verse que para una tasa de errores de bits (BER) igual a 10^{-4} , el margen de realización es inferior a 0,5 dB.

2.1.2.2 BER en función de la relación C/N (en 1,5 MHz) para un canal Rayleigh en 226 MHz

Se efectuaron mediciones de la BER en función de la relación C/N en un canal de datos ($D = 64 \text{ kbit/s}$, $R = 0,5$), utilizando un simulador de desvanecimiento del canal.

Los resultados se muestran en la Fig. 25. Para el caso de un canal Rayleigh con un perfil rural y un receptor desplazándose a 130 km/h, pueden compararse los resultados de las mediciones (curva b) con los de una simulación por computador (curva a). La diferencia es inferior a 3 dB para

una BER igual a 10^{-4} . La curva c), representa el comportamiento urbano típico para una velocidad relativamente baja pero en un canal muy dispersivo en frecuencia. La curva d), representa el comportamiento de una red representativa de una sola frecuencia en condiciones adversas en que se reciben las señales con retardos de hasta 600 μ s (correspondiente a un exceso de longitud de trayecto de 180 km).

2.1.2.3 BER en función de la relación C/N (en 1,5 MHz) para un canal Rayleigh en 1 500 MHz

Se efectuaron mediciones de la BER en función de la relación C/N en un canal de datos utilizando un simulador de canal con desvanecimiento. Los resultados se muestran en la Fig. 26.

2.1.2.4 Disponibilidad del servicio audio

Las evaluaciones provisionales de la calidad de sonido indican que no hay una degradación perceptible siempre que la BER sea inferior a 10^{-4} .

2.2 Experimentos actuales

2.2.1 Pruebas de propagación/cobertura en Trois Rivières - Canadá

Como continuación de las mediciones de propagación y cobertura de Toronto - Barrie (véase el Anexo 1-C), se instaló un dispositivo de pruebas en el emplazamiento del transmisor CKTM-TV/CBMT-1 situado al Norte de Trois Rivières, Quebec. La finalidad de este programa de mediciones prácticas era estudiar ulteriormente las características de propagación y cobertura en la banda de 1,5 GHz e incrementar la información obtenida de las pruebas de Barrie. Los objetivos de estas pruebas eran la determinación de las estadísticas de cobertura en el interior y en las proximidades de la zona de cobertura esperada (esto es de 10 a 100 km. desde el transmisor) y caracterizar la variación de la intensidad del campo en la región en la que puede producirse interferencia entre dos canales DAB de la misma frecuencia (es decir de 100 a 200 km del transmisor). Asimismo se midió la recepción en puntos fijos a lo largo de dos trayectos a distancias de 62 km y 130 km del transmisor, aproximadamente a fin de valorar la variabilidad temporal de la intensidad de campo para trayectos por encima y por debajo del horizonte radioeléctrico, respectivamente. Se utilizó una gama de parámetros de transmisión para determinar la relación entre esos parámetros y la cobertura y propagación en la banda de 1,5 GHz. Las mediciones prácticas comenzaron a últimos de julio, esperándose que concluyan a finales de octubre de 1993.

2.2.2 Medidas prácticas de una red SFN en Montreal - Canadá

A continuación del programa de mediciones de Trois Rivières se establecerá en el triángulo Montreal - Rigaud - St. Sauveur una red SFN experimental de tres ubicaciones. Se ha elegido cuidadosamente la configuración de los tres emplazamientos de forma que pueda utilizarse como una red SFN de tres puntos, cada uno de los cuales transmita la señal de forma sincrónica en el tiempo o como una configuración de ampliación de cobertura en la que la ubicación de Mt. Royal actúe como transmisor principal y cualquiera de las otras dos o ambas sirvan como intensificadores de cobertura, en cuyo caso los dos reemisores (esclavos) no transmitirían la señal del sistema digital A en sincronismo con el transmisor principal de Mt. Royal. En la estructura de red SFN se distribuirá la señal del sistema digital A a los transmisores St. Sauveur y Rigaud a través de enlaces fijos (se piensa utilizar enlaces por fibra óptica, microondas y satélite) retardándose adecuadamente las señales que se entreguen en Mt. Royal y Rigaud para proporcionar sincronización temporal. Para el sistema digital A, se emplearán equipos EUREKA-147 de tercera generación que utilizarán parámetros de transmisión del Modo II, en particular un intervalo de guarda igual a 64 μ s que es el

doble del intervalo de guarda utilizado en las pruebas de la red SFN Toronto-Barrie. Los objetivos principales de estas pruebas son:

- evaluar, medir y comprobar las características de cobertura así como las configuraciones de red válidas para un sistema digital A en la banda L;
- estudiar técnicas de extensión de cobertura como un método posible de duplicar la cobertura de un transmisor de modulación de frecuencia de alta potencia (para las comparaciones de cobertura se utilizará una estación de modulación de frecuencia de alta potencia ubicada en el emplazamiento del transmisor Mt. Royal);
- identificar el solape de cobertura necesario para conseguir una elevada disponibilidad de cobertura, por ejemplo 90% - 99% y evaluar la eficacia de la utilización de diversidad de espacio con transmisión cocanal;
- verificar que el intervalo de guarda es suficiente para alojar esos espacios entre transmisores.

En el Cuadro 8 se muestran los parámetros de transmisión pertinentes para las tres ubicaciones.

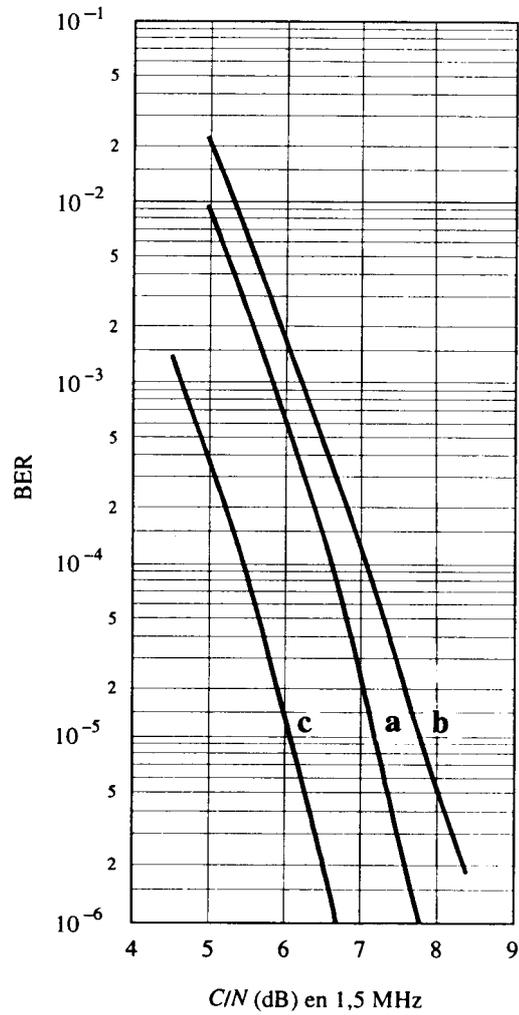
CUADRO 8

Parámetros de transmisión para la red SFN

Emplazamiento	Mt. Royal	Rigaud	St. Sauveur
Elevación del terreno (m)	226,6	220	386
Altura de la antena sobre el suelo (m)	221 ó 311	55	29
Abertura del haz horizontal de la antena	Omni	Omni	120°
Ganancia isótropa de la antena (dBi)	13	13	18
Potencia del transmisor (W)	160	160	160
p.i.r.e. (kW)	3,2	3,2	10,0

FIGURA 24

Proporción de bits erróneos en 1,5 MHz
y en un canal gaussiano, 226 MHz, Modo I

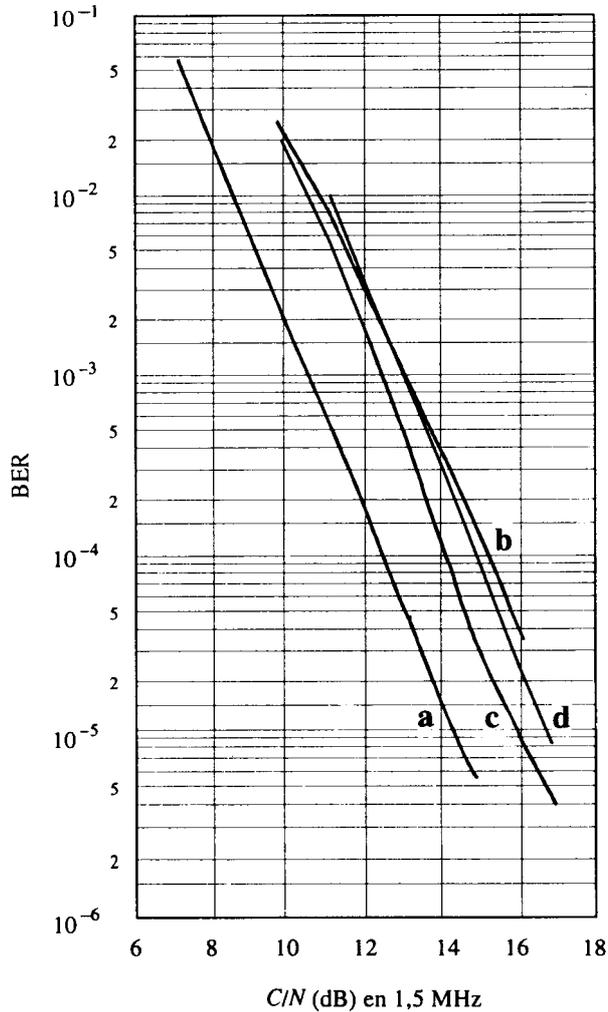


Curvas **a**: $R = 0,5$ (simulación por soporte lógico)
b: $R = 0,5$
c: $R = 0,375$

D07

FIGURA 25

Proporción de bits erróneos en 1,5 MHz
y en un canal Rayleigh, 226 MHz, Modo I



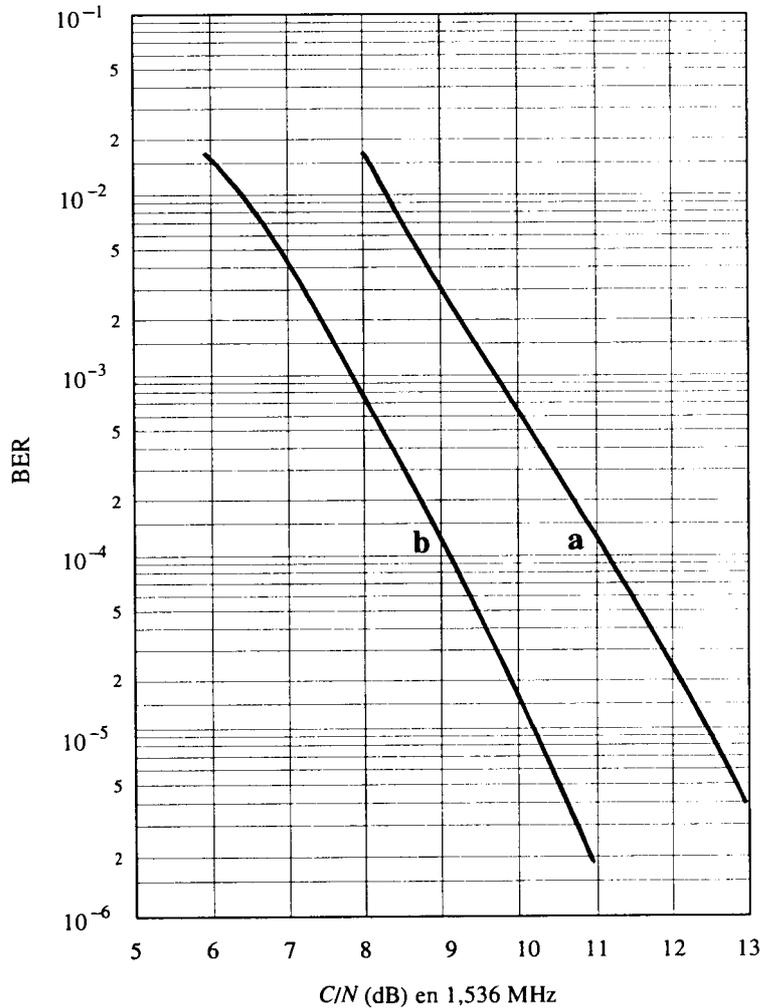
Curvas **a**: $R = 0,5$, rural, 130 km/h
(simulación por soporte lógico)
b: $R = 0,5$, rural, 130 km/h
c: $R = 0,5$, urbano, 15 km/h
d: $R = 0,5$, red de una sola frecuencia,
130 km/h

D08

Se ha previsto el comienzo de las pruebas de esta configuración triple para últimos de noviembre o primeros de diciembre de 1993. A continuación de esas pruebas, se transformará el transmisor de Mt. Royal en una estación experimental «semi-permanente» para realizar demostraciones del sistema digital A, utilizando seis canales con programación real. Se ha previsto que, a primeros de 1994, comience la explotación de una segunda estación de demostración en Toronto con ocasión del Segundo Simposio Internacional sobre el sistema digital A que se celebrará en el mes de marzo.

FIGURA 26

Proporción de bits erróneos en 1,5 MHz
y en un canal Rayleigh, 1 500 MHz, Modo II



Curvas **a**: $R = 0,5$, urbano, 15 km/h
b: $R = 0,375$, urbano, 15 km/h

D09

2.2.3 Red del sistema digital A en ondas métricas de París

Desde agosto de 1993 está funcionando en París una red de una sola frecuencia. Esta red (constituida por dos transmisores) funciona en la banda I (47 - 68 MHz). La CSA (órgano de Reglamentación francés para la radiodifusión), ha concedido una autorización para la explotación de la red durante un periodo de dos años. Se han modificado las asignaciones de frecuencias de algunos enlaces móviles a fin de utilizar la parte de banda comprendida entre 64, 75 y 68 MHz (la banda 64,75 - 65 MHz forma también parte del canal 4 de la televisión Francesa). Se han efectuado cálculos para predecir la protección de los canales de TV utilizados alrededor de París en la banda I.

Parámetros del sistema

Los parámetros del sistema son los siguientes:

Bloque de frecuencias	1,536 MHz
Modulación	COFDM
Longitud del símbolo	156 μ s en el Modo III 312 μ s en el Modo II
Intervalo de guarda	31 μ s en el Modo III 62 μ s en el Modo II
Tasa de la codificación convolucional	0,34 a 0,74
Velocidad de bits útil para una tasa de código 0,5	1 152 kbit/s
Eficacia espectral para una tasa de código de 0,5	0,75

Parámetros de transmisión

Como en la contribución presentada en Los Ángeles, se trata del mismo emplazamiento de transmisión con las siguientes características:

Potencia activa máxima	250 W
Potencia activa lineal	80 W (reducción de potencia respecto a saturación 5 dB)
Ganancia de la antena de transmisión	17 dBi (abertura de haz igual a 45°)
PRA máxima	2,2 kW
Altura de recepción	101 m (sobre el nivel del mar)
Antena de recepción	$\lambda/4$ monopolo (0 dBi)

En el § 2.2 del Anexo 1-C, se facilitan resultados ulteriores de este experimento.

Experimento de París

Al comienzo de noviembre de 1993, se inició la explotación en París de un transmisor del Sistema Digital A experimental, en la banda de 1,5 GHz.

El experimento de París en 1,5 GHz es principalmente una prueba de cobertura de la zona urbana en función de la potencia radiada aparente (PRA) del Sistema Digital A.

Características de la señal

La señal de radiodifusión es coherente con las características EUREKA 147 (Sistema Digital A):

Anchura de banda del bloque DAB	1 536 MHz
Modo II	
Intervalo de guarda	62 μ s
Transmisión de un bloque DAB	
frecuencia central	1 472 MHz

Puede utilizarse el Modo II en lugar del Modo III.

Se utilizan receptores (prototipo) del Sistema Digital A de tercera generación.

El método de codificación «MUSICAM» cumple la norma ISO/IEC 11172-3 Layer II.

Emplazamiento de transmisión

Torre Eiffel (centro de París)	
PRA	1,5 kW
Diagrama de radiación	Omnidireccional
Altura de la antena sobre el suelo	300 m

El codificador del Sistema Digital A está situado en la planta baja de la Torre. Los amplificadores de RF están instalados en la parte superior de la Torre próximos a las antenas, a fin de evitar pérdidas elevadas en la línea de alimentación.

Estudios ulteriores

Se efectuarán mediciones de intensidad de campo empleando un vehículo de medidas. Tales mediciones proporcionarán información relativa a la cobertura en 1,5 GHz.

2.2.5 Pruebas prácticas de alta potencia en Londres

El Reino Unido estableció en septiembre de 1993, en Londres, una red de una sola frecuencia (SFN) de alta potencia que funciona en banda III. La red está formada por cuatro estaciones de 1 kW de PRA separadas entre sí unos 25 km. y utiliza equipos DAB EUREKA 147 de tercera generación. Aunque los principios básicos de las SFN son firmes, se utilizarán los resultados de esta prueba para perfeccionar los parámetros de predicción utilizados en los programas de predicción de cobertura basados en el empleo de datos del terreno que se utilizan en el Reino Unido. Además se emprenderán mediciones ulteriores de pérdidas de penetración en edificios y se examinarán coeficientes de correlación. Se insertarán retardos en un trayecto de transmisión, a fin de estudiar los efectos de la interferencia a larga distancia. También se aprovechará la oportunidad para experimentar diversos métodos de distribución de la señal DAB a los transmisores.

El transmisor central de la red SFN es también capaz de radiar hasta una PRA de 10 kW y se empleará para estudiar las diferencias entre la utilización de una sola estación de alta potencia y una red de transmisores de baja frecuencia.

ANEXO 1-C

Características de propagación/canal aplicables y resultados experimentales conexos

1 Modelo del canal de radiodifusión

En el caso crítico de un receptor móvil, el canal de radiodifusión puede representarse mediante una función de las variables frecuencia y tiempo. En el dominio de la frecuencia, en un instante dado t , la respuesta del canal es la Transformada de Fourier de la respuesta impulsiva del canal $h(\tau, t)$ donde τ indica el retardo temporal del canal en el instante t .

Consideremos ahora el dominio del tiempo. Para una frecuencia dada f o una banda muy estrecha en torno a f , la intensidad de campo tiene una variación aleatoria definida por:

- la distribución Rayleigh

$$S(r) = \frac{r}{P} \exp\left(-\frac{r^2}{2P}\right) \quad \text{if } r \geq 0$$

donde P es la potencia media del campo recibido en una zona reducida;

- el espectro Doppler cuya transformada de Fourier es igual a la autocorrelación de la variación de la intensidad de campo

$$\gamma(\eta) = \frac{P}{\pi \sqrt{\left(\frac{v}{c}f\right)^2 - \eta^2}} \quad \text{if } -\frac{v}{c}f < \eta < \frac{v}{c}f$$

donde v/c es la relación entre la velocidad del móvil y la velocidad de la luz y $(v/c) f$ representa la frecuencia Doppler máxima.

En la Fig. 27, se combinan la respuesta en frecuencia y la variación temporal del canal, obteniéndose una representación bidimensional del canal sobre la cual se ha dibujado un enlosado de cuadrados de distinto tamaño:

- los cuadrados pequeños indican la zona frecuencia-tiempo en la que el canal puede considerarse localmente invariable;
- los cuadrados grandes muestran la mínima zona de separación para lo cual dos cuadrados pequeños son estadísticamente independientes.

El tamaño de los cuadrados pequeños depende de la dispersión de retardo del canal en el eje de frecuencias y de la máxima frecuencia Doppler en el eje de tiempos. En el eje de frecuencias, la longitud es una fracción reducida de la inversa de la dispersión temporal del canal, ya que en el eje de tiempos, la longitud es mucho menor que la inversa de la frecuencia Doppler máxima.

El tamaño de los cuadrados grandes viene definido a partir de la función de correlación cruzada de dos frecuencias separadas ΔF entre sí :

$$\rho(\Delta F, \Delta T) = \frac{J_0^2\left(2\pi \frac{v}{c} f \Delta T\right)}{1 + (2\pi \Delta F T_0)^2}$$

donde:

$J_0(x)$: función Bessel de orden 0;

ΔT : desplazamiento temporal entre las frecuencias f y $f + \Delta F$ respectivamente;

T_0 : dispersión de retardo media.

Para obtener independencia en el eje de frecuencias debe cumplirse, cualquiera que sea la velocidad del vehículo, la siguiente condición:

$$\frac{1}{1 + (2\pi \Delta F T_0)^2} < 1$$

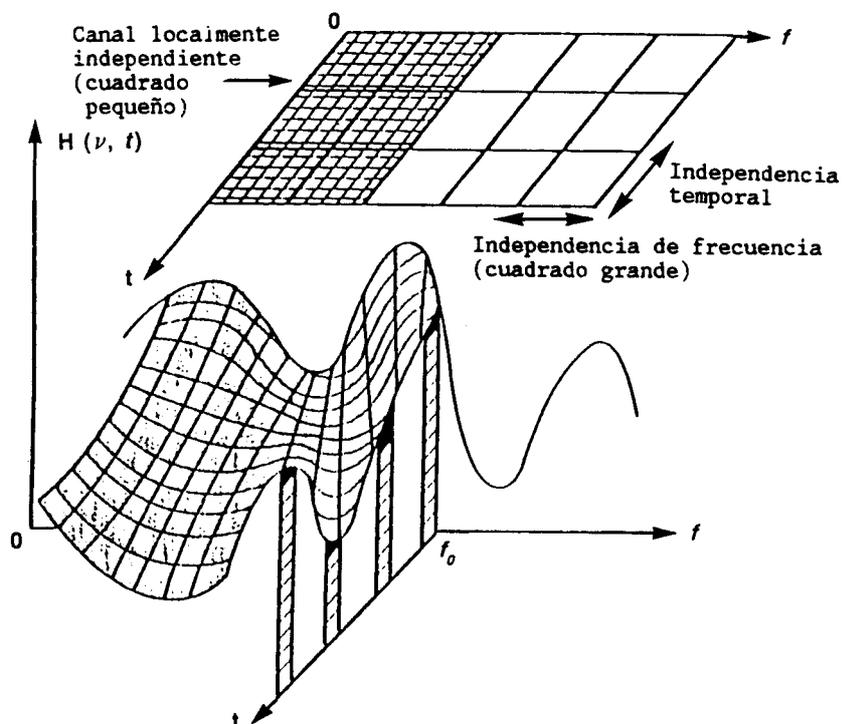
Así para $\rho < 0,1$ la longitud del cuadrado grande en el eje de frecuencias es de $1/2 T_0$ aproximadamente.

Con relación al eje de tiempos, la independencia únicamente es función de la frecuencia Doppler máxima. La longitud del cuadrado grande, en el eje de tiempos, viene dada por el primer cero de $J_0(x)$ esto es:

$$\Delta T = \frac{2,5}{2\pi} \frac{c}{v} \frac{1}{f}$$

FIGURA 27

Respuesta de tiempo/frecuencia del canal para recepción móvil



2 Resultados experimentales en la banda 1 452-1 492 MHz para radiodifusión sonora digital

Se describen aquí los resultados de las pruebas realizadas en la banda 1 452-1 492 MHz asignada por la CAMR-92 a la radiodifusión sonora digital, a fin de evaluar las características de propagación y realizar una comparación con los modelos de propagación. Se incluye también información sobre las pruebas prácticas de la red SFN realizadas en la banda 1 452-1 492 MHz.

2.1 Resultados de medidas prácticas en Canadá

La Canadian Broadcasting Corporation (CBC), la Canadian Association of Broadcasting (CAB), el Department of Communications (DOC) y su Communications Research Centre (CRC), han realizado conjuntamente estudios y pruebas prácticas a fin de evaluar las propiedades de la banda L (frecuencias en la gama de 1 500 MHz) como banda de frecuencias idónea para el servicio de radiodifusión sonora digital terrenal.

Las pruebas se efectuaron en Ottawa y Montreal, en el periodo junio-agosto 1991. Se utilizó una portadora no modulada de 1 497 MHz para realizar mediciones de cobertura y se empleó una señal RF con espectro plano de 7 MHz de anchura, generada por una secuencia pseudoaleatoria de bits para evaluar la influencia de la anchura de banda del canal sobre el desvanecimiento selectivo. Se transmitieron esas señales con una potencia radiada aparente (PRA) igual a 8 kW. La altura efectiva de la antena de transmisión sobre el nivel medio del terreno (AENMT), fue igual a 68 m en Ottawa y a 230 m en Montreal. Utilizando una antena receptora omnidireccional experimental (monopolo vertical) en 1,5 GHz, se efectuaron mediciones para la evaluación de la cobertura, de los efectos de la anchura de banda del canal sobre el desvanecimiento selectivo en frecuencia y la recepción en interiores. Las mediciones en interiores se realizaron con un medidor de intensidad de campo y las mediciones móviles en exteriores se ejecutaron utilizando una furgoneta especial equipada con un sistema de medición complejo que muestreaba y registraba automáticamente la intensidad de campo en intervalos de longitud igual a 1 octavo de la longitud de onda (esto es 2,5 cm). Esta elevada velocidad de muestreo facilitó la caracterización del desvanecimiento selectivo.

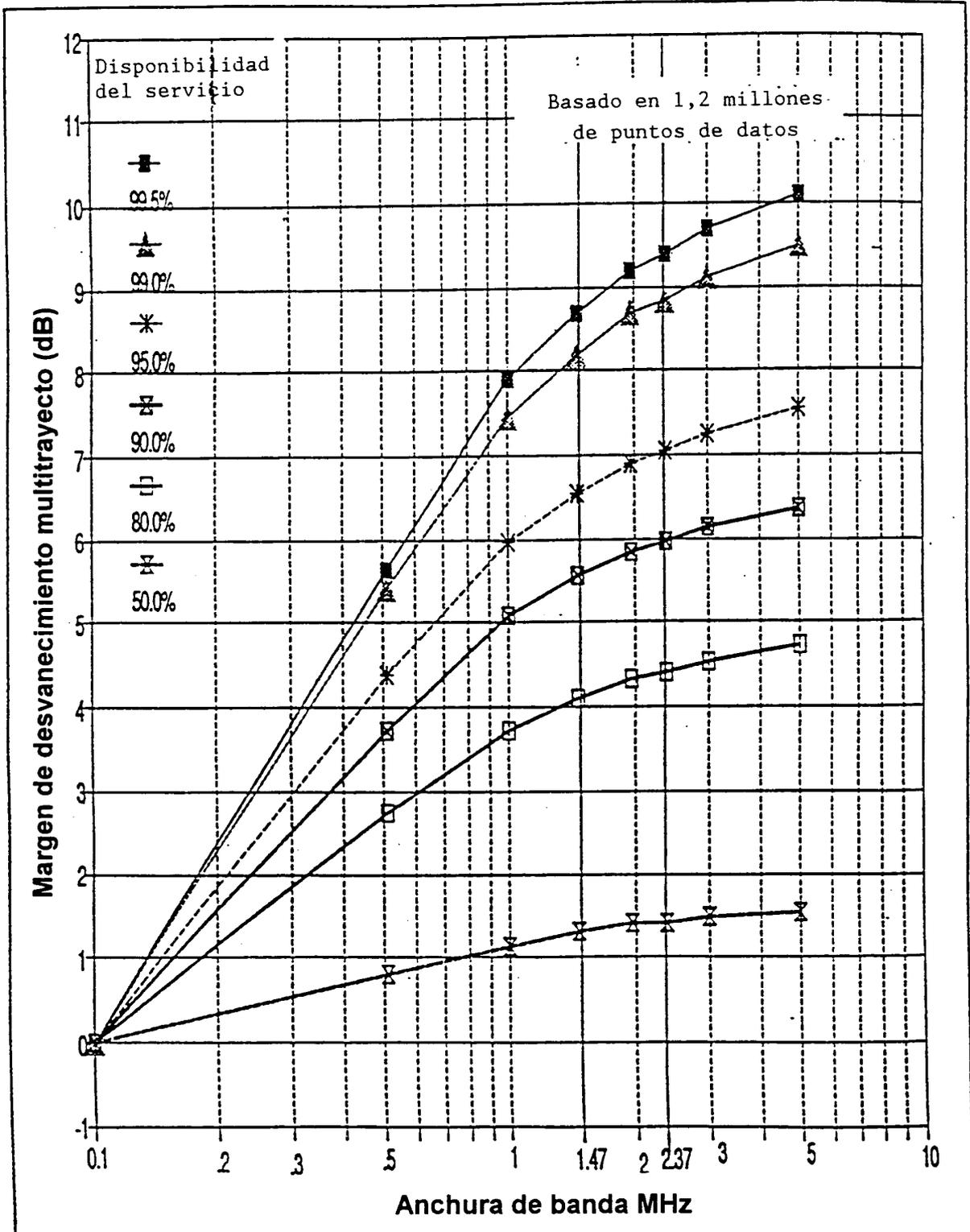
Con miras a la comprobación de la planificación, se efectuaron predicciones de cobertura utilizando el programa de computador para la predicción de la propagación en ondas métricas/decimétricas del CRC (PREDICT), que está fundado en una combinación de diversos modelos de predicción y factores de ajuste y que utiliza datos topográficos del terreno. Se seleccionaron rutas de medición en diferentes entornos (por ejemplo, zonas urbana densa, urbana, suburbana y rural) incluyendo, en especial, posibles puntos dudosos tales como lagunas de cobertura predichas, lagunas sospechadas, pasos subterráneos, túneles y mediciones en el límite de cobertura previsto. En total se registraron 1680 segmentos de 800 m, con un total de unos 53 millones de puntos de medición. En el diseño del procedimiento de pruebas y análisis se tuvo en cuenta el comportamiento esperado de los sistemas de radiodifusión sonora digital actuales.

2.1.1 Efecto de la anchura de banda del canal

La información relativa a la mejora de la disponibilidad del servicio reside en la separación, en decibelios, entre las curvas de distribución acumulativa de las diferentes anchuras de banda para porcentajes específicos de la disponibilidad del servicio. Estas separaciones pueden presentarse en forma de un nuevo gráfico (Fig. 28) que muestra el incremento del margen contra el desvanecimiento multitrayecto cuando la anchura de banda del canal aumenta de 100 kHz a 5 MHz, para distintos entornos de multitrayecto. Puede interpretarse el margen de desvanecimiento como el ahorro de potencia de transmisión con respecto a la necesaria para un sistema con una anchura de banda de canal igual a 100 kHz, para un objetivo equivalente de disponibilidad del servicio.

FIGURA 28

Mejora del margen de desvanecimiento multitrayecto, zona urbana densa



De la Fig. 28 se desprende que, para objetivos de disponibilidad del servicio inferiores al 50%, la mejora en el margen de desvanecimiento se mantiene igual a 1,5 dB aproximadamente para una zona urbana densa. Se observan mejoras sustanciales para objetivos de disponibilidad del servicio iguales o superiores al 90%. Puede dividirse cada curva en dos regiones; la primera se extiende desde 100 kHz hasta un valor de la anchura de banda que corresponde a un codo de la curva y la segunda que va desde la posición del codo hasta el valor de anchura de banda igual a 5 MHz. El criterio seguido para la localización coherente de la posición del codo es determinar en la curva de disponibilidad de servicio del 99%, el punto que corresponde a una reducción del margen de desvanecimiento leído a 5 MHz igual a 1 dB.

Se aplicó este método de cálculo del efecto de la anchura de banda sobre el margen de desvanecimiento multitrayecto a 11 zonas. Los resultados se resumen en el Cuadro 9, que muestra la mejora de los márgenes de desvanecimiento multitrayecto cuando aumenta la anchura de banda del canal de 100 kHz a 5 MHz. para objetivos de disponibilidad de servicio del 90% y 99%.

CUADRO 9

Márgenes de desvanecimiento multitrayecto para disponibilidades de servicio del 90% y 99%

Tipo de entorno	Posición Del codo	Mejoras típicas del margende desvanecimiento (dB)			
		100 kHz hasta el codo		Desde el codo hasta 5 MHz	
	(MHz)	90%	99%	90%	99%
Urbano denso	1,8	5,4	8,6	0,5	1,0
Urbano	1,6	4,5	7,0	0,6	1,0
Suburbano	1,9	4,1	8,1	0,6	1,0
Rural	1,7	3,7	6,0	0,7	1,0
Rural, despejado	1,1	1,2	1,8	0,7	1,0

Las curvas del objetivo de disponibilidad del servicio del 90% muestran, generalmente, una mejora del orden de 4 dB entre 100 kHz y el codo (1,1 a 1,9 MHz), manteniéndose la mejora por debajo de 0,7 dB desde el codo hasta el valor de anchura de banda de 5 MHz.

Parece que una elección adecuada de la anchura de banda del canal sería un valor en torno a los 2 MHz. Por debajo de 2 MHz, el desvanecimiento multitrayecto aumenta abruptamente, en tanto que por encima de 2 MHz, la mejora del margen de desvanecimiento generalmente no es muy significativa.

Se analizaron también los mismos resultados en otro sentido. En este caso, se efectuó el análisis de los datos con miras a detectar el efecto de la anchura de banda de la señal sobre la intensidad de campo de la señal recibida en distintos entornos (rural, suburbano y urbano) en zonas pequeñas y grandes, con objeto de conseguir más información sobre la cuantía de la potencia adicional necesaria para aumentar el porcentaje de cobertura en ubicaciones del 50% al 99%, como se indica en el § 4.4.4 del Informe para la banda de 1,5 GHz.

Debe resaltarse que el terreno en el que se efectuaron estas mediciones (es decir la ciudad de Ottawa) es relativamente liso y no se corresponde con el grado de ondulación del terreno Δh de 50 m supuesto en la Recomendación UIT-R PN.370, por lo que la variabilidad resultante es inferior al valor indicado en la Recomendación UIT-R PN.370.

Las zonas extensas se han representado por rutas largas de 800 m que corresponden a 4000λ y las zonas pequeñas se representan por rutas de 12,5 m que corresponden a $62,5\lambda$. Una zona extensa se caracteriza por la existencia de ensombrecimiento debido a las características de terreno y a las obstrucciones artificiales. En una zona pequeña, el efecto del ensombrecimiento es relativamente constante, por lo que la causa dominante de la variación de la intensidad de campo es el multitrayecto.

Un receptor móvil está sujeto a desvanecimiento debido a los efectos del ensombrecimiento y del multitrayecto. Una señal de banda estrecha resulta muy afectada por el multitrayecto, por lo que para la estimación de la disponibilidad del servicio prestado a un receptor móvil no pueden despreciarse las grandes variaciones que experimenta la intensidad de campo. Sin embargo, el desvanecimiento multitrayecto afecta menos a una señal de banda ancha. En el contexto de un servicio DSB a receptores móviles, es interesante estudiar los efectos de estos dos factores (esto es el ensombrecimiento y el multitrayecto) que contribuyen a las variaciones de la señal.

La Fig. 29, que representa una señal de onda continua tal y como la contemplaría un receptor móvil en una zona urbana, constituye un ejemplo de los datos utilizados. Se representa la intensidad de campo relativa (normalizada respecto de la media) en función de la ubicación del receptor a lo largo de la ruta de medición. Puede verse que en la zona extensa el multitrayecto produce desvanecimientos rápidos y muy profundos, a la vez que la variación mucho más lenta de la envolvente de la señal pone de manifiesto la presencia de un ensombrecimiento debido a edificios altos.

Una vista ampliada de la señal recibida en función de la ubicación, presentada como una zona reducida, demuestra que la propagación por trayectos múltiples provoca grandes variaciones en la señal debido a las compensaciones de señales que se producen entre las diversas componentes dispersas de la señal. Esta variación de la intensidad de campo de la señal resultante corresponde normalmente a una distribución de Rayleigh.

En las Figs. 29 y 30, se ilustra el efecto de la anchura de banda de la señal. En dichas figuras, se muestra la variación de la señal recibida en un entorno urbano sobre una zona extensa, así como en una sección reducida de esta zona. Se presentan también las funciones de distribución acumulativa (FDA) correspondientes. La línea de trazo interrumpido, dibujada como referencia, es la función de distribución acumulativa gaussiana teórica y la línea de trazo continuo, representa la distribución acumulativa de los niveles de señal medidos. En las Figs. 29 y 30, se representan los resultados correspondientes a una señal de onda continua y a una señal de 1,47 MHz de anchura, respectivamente.

De esas figuras se desprende que la señal de 1,47 MHz de anchura presenta un desvanecimiento multitrayecto muy inferior al de la señal de onda continua y que la FDA de la señal de banda ancha se ajusta más a la FDA gaussiana de referencia que la FDA de la señal de onda continua.

Otra medida de la influencia de la anchura de banda es la desviación típica (SD) de los niveles de señal recibidos. En el Cuadro 10 se presentan valores de la SD obtenidos mediante mediciones en una zona pequeña, para distintas anchuras de banda de señal y diferentes entornos.

La diferencia entre las desviaciones típicas de la señal de onda continua y la señal de 1,47 MHz de anchura es de unos 4 dB para entornos urbanos y de unos 3 dB para entornos suburbano y rural. No se disponía de mediciones de onda continua para verificar este último valor, si bien la tendencia general sugiere que es una estimación razonable. Estos resultados demuestran que en una zona pequeña una señal de onda continua no sigue una distribución gaussiana (o log-normal, cuando la intensidad de campo se expresa en unidades lineales) y que cuando aumenta la anchura de banda de la señal, la componente Rayleigh debida al multitrayecto se va reduciendo progresivamente, de forma que la señal resultante se aproxima a la distribución gaussiana. Las estadísticas de variación de la intensidad de campo en zonas pequeñas son útiles para la planificación de la disponibilidad del servicio local a receptores móviles, pero no pueden emplearse para la planificación de la cobertura global.

FIGURA 29

Variación de señal relativa (dB) para una señal de onda continua y función de distribución acumulativa correspondiente para recepción en una unidad móvil en una zona extensa y en una zona reducida

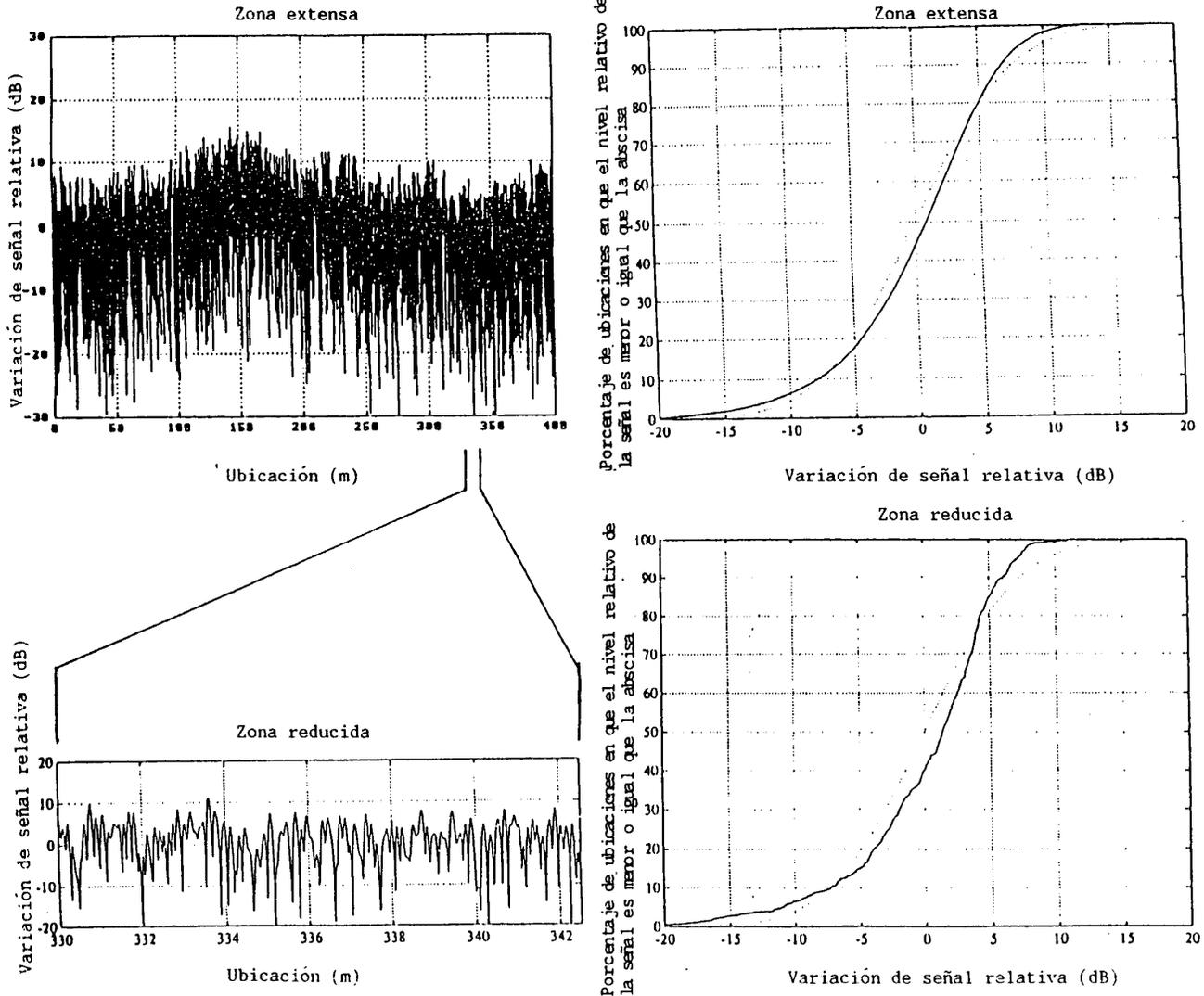
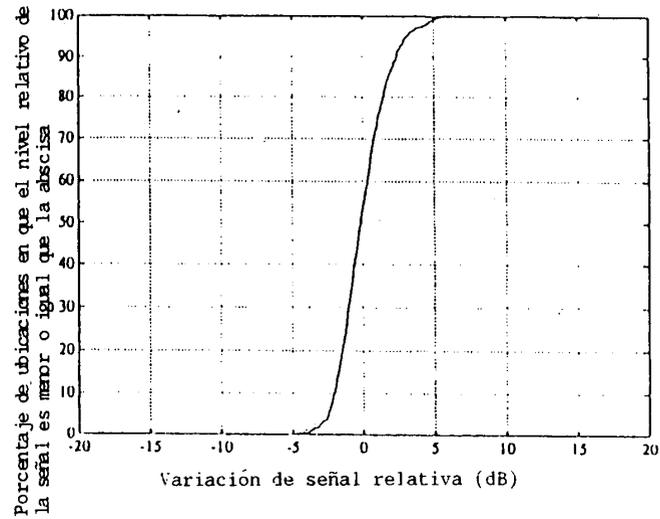
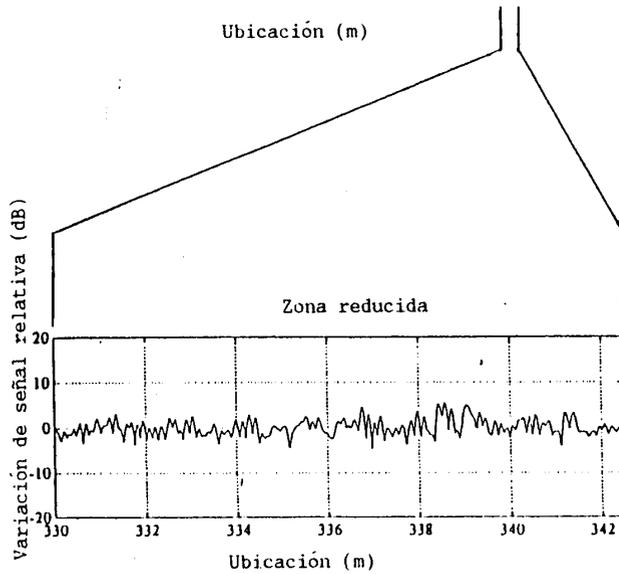
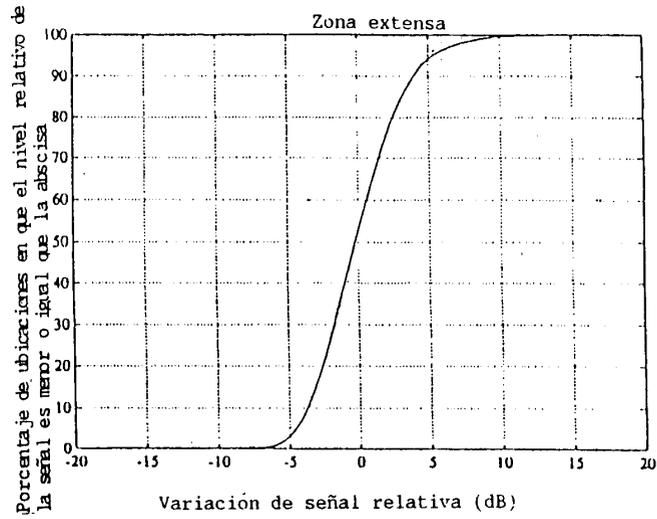
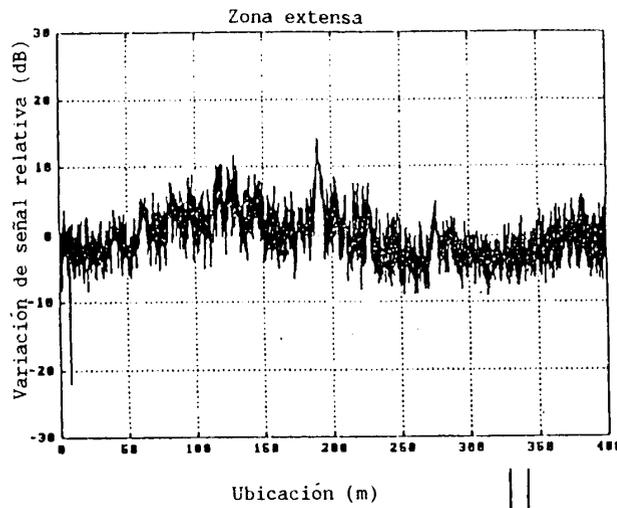


FIGURA 30

Variación de señal relativa (dB) para una señal 1,47 MHz y función de distribución acumulativa correspondiente para recepción en una unidad móvil en una zona extensa y en una zona reducida



CUADRO 10

Desviación típica (dB) para una zona pequeña, para distintos entornos y diferentes anchuras de banda de la señal

Entorno	Banda estrecha		Banda ancha	
	CW	30 kHz	1,47 MHz	3,00 MHz
Urbano	5,4	4,3	1,6	1,3
Suburbano	N/A	3,6	1,7	1,4
Rural	N/A	3,4	1,3	1,3

En el Cuadro 11, se indica la influencia de la anchura de banda de la señal sobre la desviación típica en una zona extensa. Las señales de banda estrecha resultan aún muy afectadas por el multitrayecto, siendo los valores de sus desviaciones típicas superiores en unos 3 dB a los correspondientes a las señales de banda ancha. Las desviaciones típicas de las señales de banda ancha son más representativas de la componente de ensombrecimiento que de la componente de multitrayecto como sucede en zonas pequeñas. Esto se justifica por la buena concordancia entre las curvas de FDA teóricas y medidas en zona extensa, como se ve en la Fig. 30.

CUADRO 11

Desviación típica (dB) en una zona extensa para distintos entornos y diferentes anchuras de banda de señal

Entorno	Banda estrecha		Banda ancha	
	CW	30 kHz	1,47 MHz	3,00 MHz
Urbano	6,2	5,3	3,2	3,1
Suburbano	N/A	6,2	4,6	4,3
Rural	N/A	5,8	4,6	4,2

Puede concluirse que, en el caso de recepción en equipos móviles y portátiles, además de la componente de ensombrecimiento, el desvanecimiento multitrayecto contribuye al aumento de la variación de la señal provocando una desviación típica mayor que la que existiría en ausencia del multitrayecto. El aumento de la anchura de banda de la señal a 1,47 MHz, coadyuva a la disminución de la influencia del multitrayecto haciendo que la desviación típica de la señal recibida en una zona extensa se acerque al valor predicho por la Recomendación UIT-R PN.370, que está basado en niveles recibidos de señales de bandas estrechas promediados en zonas pequeñas.

2.1.2 Resultados de las mediciones de cobertura

2.1.2.1 Introducción

En el verano de 1991, se efectuaron mediciones de propagación en Ottawa, Canadá en 1 497 MHz con el objetivo, entre otros, de evaluar las capacidades de cobertura en esta gama de frecuencias para la radiodifusión sonora digital.

Se ha comprobado la cobertura medida teniendo en cuenta las características de los sistemas de radiodifusión sonora digital que funcionan en la frecuencia de 1 497 MHz con la cobertura

calculada para esa frecuencia. Asimismo, se compararon los resultados de cobertura con la cobertura prevista de un sistema de radiodifusión con modulación de frecuencia en 100 MHz, empleando los mismos parámetros del transmisor.

2.1.2.2 Contornos de cobertura calculados para 1 497 MHz y para el servicio de radiodifusión con modulación de frecuencia

Se utilizó el programa de predicción para la generación de esos contornos con miras a la comparación. El programa, desarrollado en el Communications Research Centre (CRC) del Department of Communications en Ottawa, es un programa de predicción de la propagación en ondas métricas/decimétricas. Tiene en cuenta el perfil del terreno y los factores climáticos y estacionales (tales como la vegetación arbórea) para calcular las reflexiones y las distintas pérdidas de trayecto producidas por difracción y dispersión troposférica. El programa proporciona valores de intensidad de campo para distintos acimutes en torno al transmisor, para porcentaje de tiempo elegido.

Para cada uno de los contornos medidos se generó un contorno predicho equivalente con la misma intensidad de campo (39 dB μ V/m) y para los mismos porcentajes (50% o 90%).

Se utilizó también el programa de predicción para calcular la cobertura de la radiodifusión con modulación de frecuencia correspondiente a valores similares de la potencia del transmisor y de la elevación de la antena. De este modo, es posible comparar la cobertura esperada de un sistema DSB en 1,5 GHz (Contorno de 39 dB μ V/m) y la cobertura correspondiente de un sistema convencional con modulación de frecuencia.

2.1.2.3 Conclusiones

En general, los contornos medidos en 1 497 MHz son similares a los que genera el programa de predicción. Pueden explicarse las pequeñas discrepancias entre ambos contornos por la falta de valores medidos en ciertas regiones y la exactitud de la base de datos utilizada en el programa de predicción. La base de datos topográficos que emplea el programa tiene una precisión de 500 m y sería necesario disponer de datos exactos relativos a los edificios y a los árboles para mejorar la exactitud de la predicción. Para la predicción de la cobertura de un sistema de radiodifusión sonora digital con fines de planificación, puede utilizarse el programa de predicción con algunos perfeccionamientos que lo hagan más idóneo para las frecuencias de la banda L.

La comparación entre la cobertura de modulación de frecuencia (54 dB μ V/m en 100 MHz) con la cobertura de la DSB (39 dB μ V/m en 1 497 MHz) muestra la similitud entre ambas zonas de cobertura. Por consiguiente, puede concluirse que, dentro de un radio de 40 km, el sistema DSB en 1,5 GHz producirá una cobertura tan buena como un sistema de modulación de frecuencia en 100 MHz para los mismos parámetros del transmisor. Sin embargo, se requieren más pruebas para verificar que la propagación en la banda de 1,5 GHz proporcionará una cobertura similar a la de la MF para distancias mayores, cuando se utilicen parámetros de transmisión similares.

2.1.3 Resultados de las mediciones de recepción en interiores

Se analizaron las mediciones efectuadas para determinar la atenuación entre una señal recibida en el interior y en el exterior. En primer lugar se dividieron los datos en dos grupos. El primer grupo lo formaban las medidas tomadas en las plantas altas del edificio para las que había un trayecto de propagación libre de obstáculos entre el exterior del edificio y el transmisor. El nivel de referencia tomado para la señal recibida en el exterior, correspondiente a las plantas altas, fue el nivel de señal medido en el techo del edificio. El segundo grupo lo formaban las medidas tomadas en plantas bajas del edificio desde las cuales existía un trayecto de propagación obstruido hacia el

transmisor. El nivel de referencia de la señal exterior para las mediciones efectuadas en plantas bajas fue el nivel de la señal medida en la planta baja, en el exterior del edificio.

Para cada grupo de medidas se determinó el factor de atenuación exterior/interior como la diferencia entre el nivel de señal recibida en el exterior y la medición interior. Seguidamente, se clasificaron estos factores según el tipo de ubicación de cada edificio, marcándose como con ÓPTIMO, MEDIO y PÉSIMO. Estos tipos de ubicación se describen como sigue:

- ÓPTIMO: Ubicación próxima a una ventana, con un trayecto de propagación hacia el transmisor no obstruido.
- MEDIO: Ubicación en torno al perímetro del edificio, a cierta distancia de las ventanas pero visible desde estas.
- PÉSIMO: Ubicación en el interior del edificio carente de visión directa con las ventanas. Esta categoría comprende pisos sin ventanas, así como la planta baja y el sótano.

El examen de estos factores de atenuación produjo resultados similares en función del tipo de construcción en cemento o madera del edificio. Por consiguiente, se efectuó una clasificación ulterior de los datos según el tipo de construcción. Para cada tipo de ubicación se calcularon la media y la gama de atenuación indicándose en el cuadro que sigue los valores obtenidos.

En el curso de las mediciones, se observaron variaciones de 5 a 8 dB en el nivel de señal recibido debidas al tráfico existente en las proximidades del receptor (personas y objetos). En las mediciones exteriores, se apreció una variación similar, debida al tráfico de peatones y de vehículos.

La señal exterior recibida fue superior a 59 dB μ V/m en las zonas urbana y urbana densa y superior a 54 dB μ V/m en la zona residencial. Estos valores son superiores en 20 y 15 dB (atenuación media de los dos tipos de edificios medidos) al umbral del receptor de radiodifusión sonora digital.

CUADRO 12

Valores medidos de los factores de atenuación en edificios

Tipo de edificio	Ubicación	Atenuación (dB)		
		Ubicación Optima	Ubicación Media	Ubicación Pésima
Edificio de cemento	Planta alta			
	Media	8,1	21,0	31,9
	Gama	3 - 13	11 - 28	25 - 42*
	Planta baja			
	Media	8,4	17,1	32,0
	Gama	3 - 15	8 - 28	-
Edificio de madera	Planta baja			
	Media	9,0	16,0	-
	Gama	-	15 - 17	-

(1) Se midieron 42 dB en una planta sin ventanas reservada para equipo mecánico. Esta planta no estaba habitada, por lo que no es una ubicación de recepción típica.

Conclusiones

Se obtuvo una atenuación media por edificios en la frecuencia de 1500 MHz, comprendida entre 15 y 20 dB, en función del tipo de edificio. Los edificios de zonas residenciales suburbanas con una construcción de estructura de madera y un material de recubrimiento exterior, producían una atenuación media de 15 dB. Los edificios comerciales y de apartamentos situados en zonas urbanas o densamente edificadas, produjeron una atenuación media de 20 dB. Sería necesario utilizar contornos de servicio de $54 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ (zonas residenciales o rurales) y $59 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ (zonas urbanas o urbanas densamente edificadas), para la recepción satisfactoria, en interiores, de la radiodifusión sonora digital en 1500 MHz (sobre la base de utilización de un receptor con un umbral de $39 \text{ dB}\mu\text{V/m}$). En la zona de pruebas de Montreal, se alcanzaron esos valores a distancias superiores a 20 km desde una estación de radiodifusión existente con una PRA igual a 8 kW.

2.1.4 Comparaciones con modelos de propagación

2.1.4.1 Curvas de datos medidos

Para las dos ciudades de prueba (Ottawa y Montreal), se elaboraron curvas de la intensidad de campo, en función de la distancia, para el 50% y el 90% de las ubicaciones agrupando los datos en bandas de distancias con incrementos de 1 km desde el transmisor y promediando las intensidades de campo en cada banda. Seguidamente se utilizaron estas curvas para efectuar comparaciones con los distintos modelos de propagación existentes: modelo de espacio libre, modelo de la Recomendación UIT-R PN.370, modelo de Okumura y modelo Predict del CRC. Debe observarse que la parte inicial de las curvas representa la disminución de nivel asociada con la progresión desde una zona de visión directa a una zona obstruida o ensombrecida. En Ottawa, entre 2 y 5 km, el trayecto de medición variaba de una zona abierta a una zona residencial, con árboles altos que obstruían el trayecto hacia el transmisor. En Montreal, entre 19 y 24 km, el trayecto de medición variaba con una zona de visión directa a ubicaciones situadas tras un pequeño montículo, que producían una zona de sombra intensa. Para otras distancias, en general, las curvas representan situaciones de propagación correspondientes a una mezcla promediada de entornos (urbano, suburbano y rural).

2.1.4.2 Curvas para el espacio libre

Se calculó la pérdida correspondiente a espacio libre mediante la fórmula normalizada:

$$\text{Pérdida espacio libre} = 32,4 + 20 \log f + 20 \log d = 95,9 + 20 \log d$$

donde:

f : frecuencia (= 1497 MHz)

d : distancia (km).

Se obtiene la curva de intensidad de campo en condiciones de espacio libre restando la pérdida de espacio libre de la intensidad de campo equivalente para una pira de 41,1 dBW ($211,8 \text{ Db } \mu\text{V/m}$).

2.1.4.3 Curvas del UIT-R

Las curvas para el 50% de ubicaciones se obtuvieron a partir de la Fig. 9 de la Recomendación UIT-R PN.370-5 (1990). Para obtener curvas para el 90% de las ubicaciones, se aplicó a las curvas correspondientes al 50% una corrección igual a -12 dB extraída de la Fig. 12 de la citada Recomendación.

Como las curvas son aplicables para frecuencias inferiores a 1000 MHz y para alturas de la antena receptora de 10 m, se les aplicó una corrección para tener en cuenta la frecuencia (1,5 GHz) y la altura del receptor (1,5 m), basada en una contribución de Canadá.

Los factores de corrección dependen de la distancia desde el transmisor y varían de 9 a 7 dB para la altura del receptor y de 1 a 2 dB para la frecuencia.

2.1.4.4 Curvas de Okumura

Las curvas de Okumura se extrajeron del artículo de esta Autor «Field Strength and Its Variability in VHF Land-Mobile Radio Service» publicado en la «Review of the Electrical Communication Laboratory. Vol. 16, n° 9-10, Sep-Oct 1968». Las curvas para zona urbana se han deducido de la Fig. 41(d). Los factores de corrección para zonas urbana, casi despejada y despejada, se extrajeron de las Figs. 20 y 22. El ajuste para el 90% de las ubicaciones se obtuvo a partir de las Figs. 37 a) y 37 b). Las curvas de Okumura se han deducido de múltiples mediciones realizadas en Japón. No se basan en ningún modelo teórico.

2.1.4.5 Conclusiones

La comparación entre las curvas obtenidas por mediciones y las curvas de la Recomendación UIT-R PN.370 (Fig. 31), pone de manifiesto que la curva de la Recomendación corregida para el 50% de ubicaciones, proporciona una aproximación razonable de la intensidad de campo para distancias inferiores a los 2/3 del horizonte radioeléctrico (30,6 km para Ottawa y 63,2 km para Montreal) para cada sistema. Cerca del horizonte radioeléctrico y rebasado éste el valor medido de la intensidad de campo es superior al valor predicho por la curva de la Recomendación. Cuando se efectúa la corrección del modelo de la Recomendación UIT-R PN.370 para el 90% de las ubicaciones, el ajuste con los datos medidos no es correcto.

Empleando el modelo de Okumura, representado en la Fig. 32, se observa una buena correlación entre los datos medidos y el modelo para zona suburbana en distancias menores a la del horizonte radioeléctrico. En las cercanías del horizonte radioeléctrico y más allá del mismo, los datos medidos son superiores a los previstos por el modelo suburbano y se aproximan a la curva del modelo Okumura para terreno casi despejado. Como ocurre con el modelo de la Recomendación UIT-R PN.370, los datos medidos no concuerdan con las predicciones del modelo Okumura suburbano para el 90% de las ubicaciones.

Estos resultados ponen de manifiesto que se requieren estudios ulteriores para desarrollar un modelo de propagación fiable que contemple la gama total de parámetros de transmisión que utilizará la radiodifusión digital.

2.1.5 Pruebas prácticas de una red SFN en 1 452-1 492 MHz

2.1.5.1 Experimento canadiense Toronto-Barrie

En Canadá se estableció una instalación de transmisión de pruebas de un sistema de radiodifusión sonora digital (DSB) con dos emplazamientos que funcionaba en la banda 1 452-1 492 MHz, a fin de efectuar mediciones y demostraciones de cobertura/propagación y características del canal, así como de configuraciones de transmisor/red viables para la DSB terrenal en esta gama de frecuencias.

La instalación de pruebas estaba constituida por dos conjuntos de transmisión situados en emplazamientos de radiodifusión existentes ubicados, respectivamente, en la Torre CN de Toronto y en la estación de CKVR-TV en Barrie. Los dos emplazamientos distan entre sí 82,6 km y emitían dos señales, una portadora única para mediciones de cobertura y una señal COFDM (Eureka-147 de

segunda generación) de 3,5 MHz para las pruebas de la red SFN. Se difundían ambas señales en la frecuencia 1468,75 MHz.

Se seleccionó el emplazamiento de Barrie por el entorno rural de sus alrededores, caracterizado por unas condiciones de terreno variadas y complejas, así como por la posibilidad de variar la altura de transmisión.

Los alrededores de Toronto comprenden entornos de tipo urbano de gran densidad de edificación, urbano, suburbano y rural.

En el Cuadro 13 se resumen los parámetros del transmisor de Barrie.

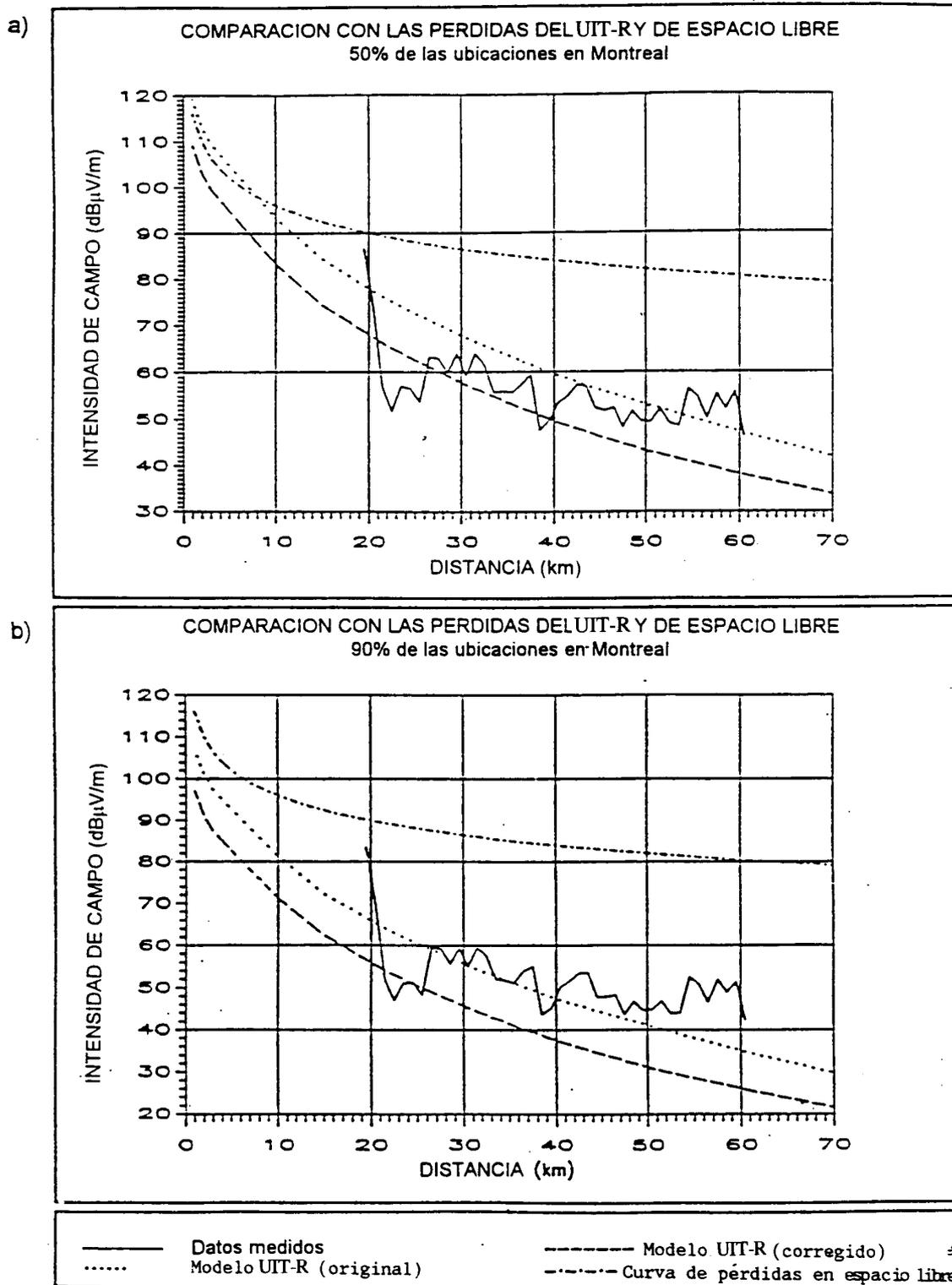
La antena podía situarse en dos posiciones sobre la torre, a 97 m y 230 m, respectivamente. A fin de evitar unas pérdidas excesivas en el alimentador de antena se situó el amplificador de potencia (HPA) en la torre, junto a la antena. Aunque el HPA podía transmitir en saturación una potencia de 240 W, se le aplicó una reducción de potencia a fin de que su potencia de salida fuera 160 W, que es el valor utilizado como potencia de salida en las pruebas de la COFDM. Para las mediciones de propagación se utilizó una portadora no modulada, a fin de optimizar la capacidad para medir intensidades de campo reducidas (del orden del 15-20 dB μ V/m).

Para las medidas de las intensidades de campo, se seleccionaron 6 recorridos de prueba. Se eligieron esos recorridos de manera que se aproximaran a radiales con acimutes de 120°, 160°, 170°, 180°, 184° y 200°, respectivamente. En las Figs. 33 y 34, se facilitan ejemplos de los perfiles topográficos de algunos de esos radiales. Los valores de la ondulación del terreno Δh , calculada de conformidad con la Recomendación UIT-R PN.370, son iguales a 45,1, 90,4, 90,3, 59,9, 76,9 y 79,9 m, respectivamente. Esto proporciona un valor de Δh igual 73,7 m, que es mayor que el valor de Δh utilizado para la generación de las curvas de predicción de la Recomendación UIT-R PN.370. Para cada uno de los radiales, se recogieron datos para distancias comprendidas entre 5 y 80 km desde el transmisor, aproximadamente.

FIGURA 31

Comparaciones entre los datos medidos y el modelo UIT-R y curva de intensidad de campo en espacio libre para Montreal (p.i.r.e. = 41,1 dBW, AENMT = 235,5 m)

- a) para el 50% de las ubicaciones
- b) para el 90% de las ubicaciones

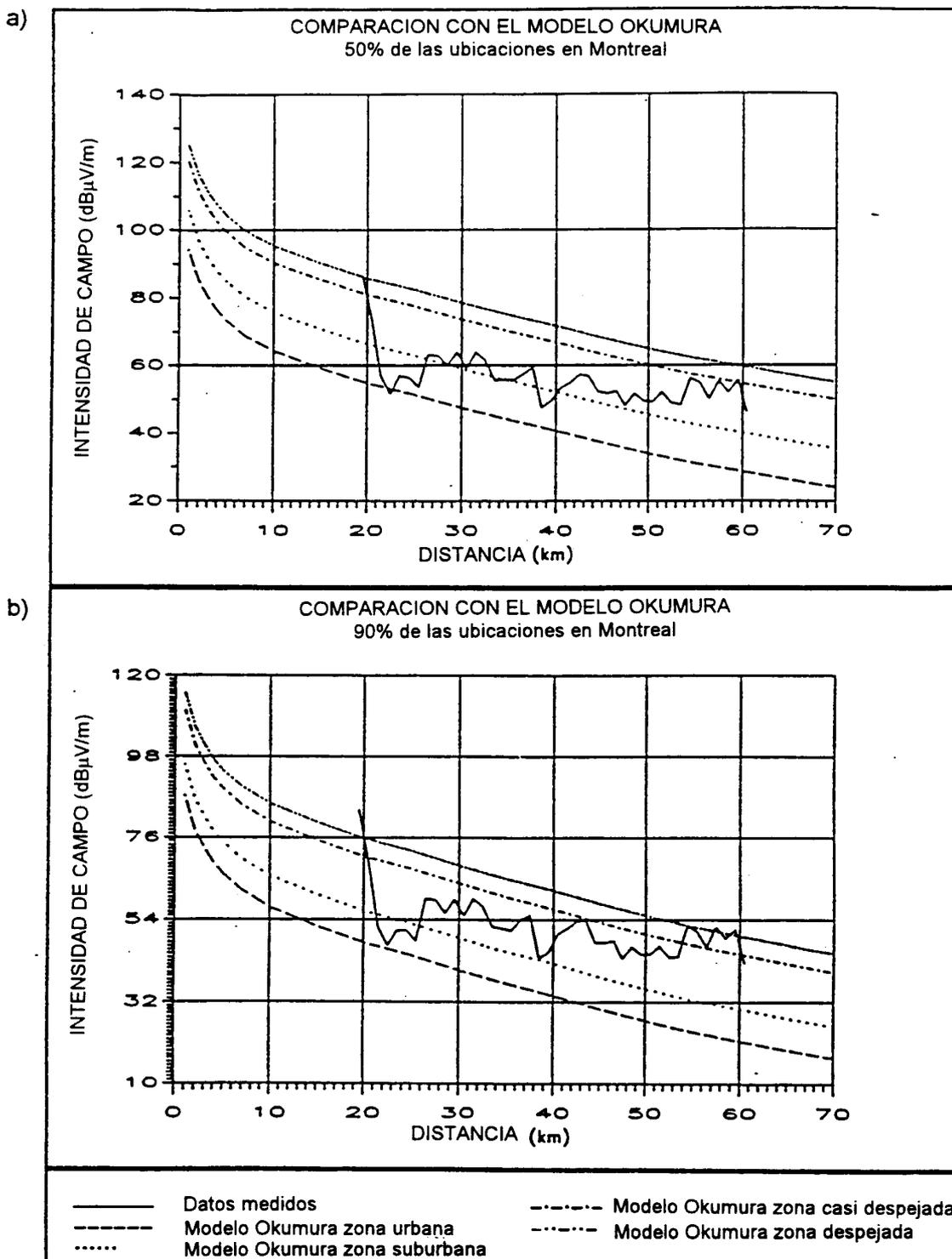


— Datos medidos
..... Modelo UIT-R (original)
- - - Modelo UIT-R (corregido)
- · - · Curva de pérdidas en espacio libre

FIGURA 32

Comparación entre los datos medidos y la predicción de los distintos modelos Okumura en Montreal (p.i.r.e. = 41,1 dBW, AENMT = 235,5 m)

- a) para el 50% de las ubicaciones
- b) para el 90% de las ubicaciones



CUADRO 13

Emplazamiento del transmisor (Barrie)	Lat. 44°21'05" N Long. 79°41'55" W		
Frecuencia del transmisor	1468,75		MHz
Potencia del transmisor	160		W
Polarización	Lineal-Vertical		
Abertura angular del haz de la antena (-3dB)	CASO A	CASO B	
Plano E	4,0	4,0	Grados
Plano H	40	120	Grados
Ganancia de la antena	22,5	18	dBi
Altura de la antena (sobre el suelo)	97	230	Metros
PRA	42,4	37,9	dBW
	17,4	6,2	kW

FIGURA 33

Acimut 170 - $\Delta h = 90,3$ m

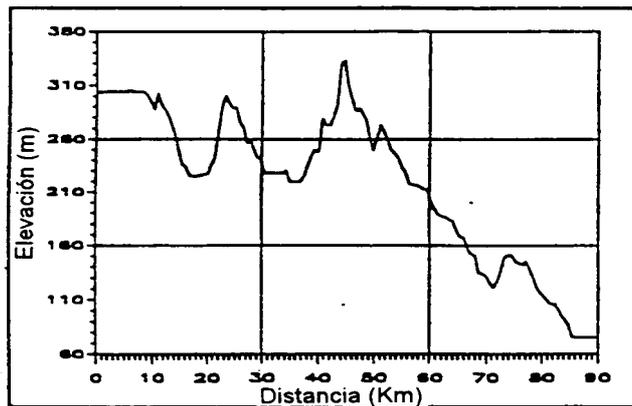
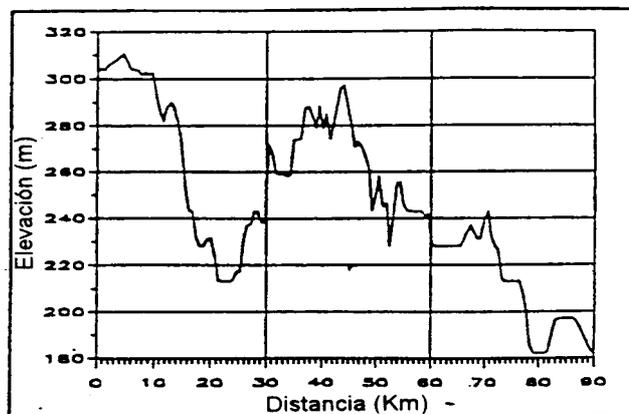


FIGURA 34

Acimut 184 - $\Delta h = 76,9$ m



Para las pruebas de la red SFN, se instaló en la torre CN de Toronto un segundo transmisor, que funcionaba en la misma frecuencia que el de Barrie (es decir 1 468,75 MHz). En el Cuadro 14, se recogen las características correspondientes a la instalación de la torre CN.

CUADRO 14

Ubicación del transmisor (Torre CN)	Latitud: 43°38'33" N Longitud: 79°23'15" W	
Frecuencia del transmisor	1 468,75	MHz
Potencia del transmisor	160	W
Polarización	Lineal-Vertical	
Abertura angular del haz de la antena (-3 dB)		
Plano E	4	Grados
Plano H	60	Grados
Ganancia de la antena	21	dBi
Altura de la antena (sobre el suelo)	364	m
PRA	12,4	kW

2.1.5.2 Resultados preliminares de las mediciones de propagación

Como se ha indicado en el § 2.1.5.1, se efectuaron pruebas a lo largo de seis rutas que se corresponden aproximadamente con seis radiales de acimutes comprendidos entre 120° y 200°. En los resultados que se facilitan aquí, se han combinado los datos procedentes de la totalidad de esos radiales, ajustados para tener en cuenta la variabilidad de la PRA producida por las variaciones de la ganancia de la antena con el acimut. Este ajuste no producía una corrección sustancial, ya que todos los radiales, salvo dos (120° y 200° para la antena de 40° únicamente), estaban fuera de la abertura angular del haz de 3 dB. Para la estimación de la distancia de cobertura del sistema DAB a lo largo de estos radiales, se adoptó como valor umbral de la intensidad de campo 39,5 dBµV/m para esta configuración específica del receptor y generación del equipo físico Eureka 147.

En las Figs. 35 y 36, se comparan las intensidades de campo recibidas para las dos alturas de antena de transmisión de 97 m y 230 m, para el 50% y 90% de las ubicaciones, respectivamente.

FIGURA 35

(Línea inferior: 97 m sobre el suelo)

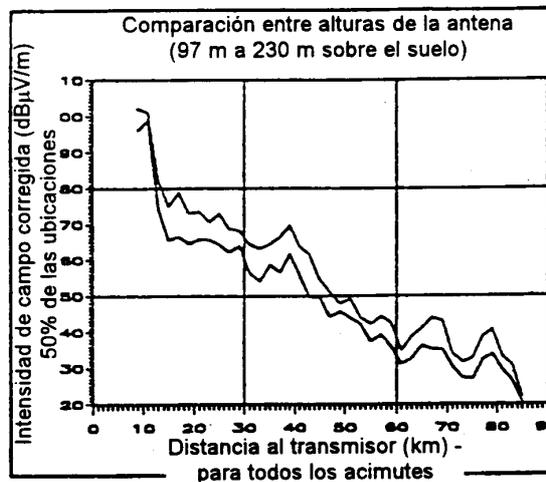
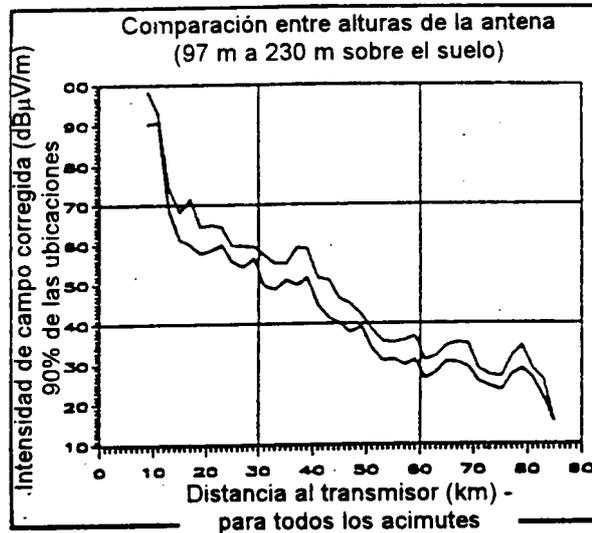


FIGURA 36
(Línea inferior: 97 m sobre el suelo)



Los resultados de la Fig. 35, que corresponden al 50% de las ubicaciones, muestran una mejora de la intensidad de campo igual a 6,3 dB. Esta mejora es igual a 5,4 dB para el 90% de las ubicaciones, como se ve en la Fig. 36.

A título comparativo el modelo del UIT-R indica una diferencia de 9-10 dB.

2.1.5.3 Pruebas de una SFN

2.1.5.3.1 Mediciones de la calidad de la red SFN en rutas críticas

A fin de evaluar con más detalle la calidad de funcionamiento de la red SFN, se seleccionaron dos rutas de estudio críticas (SR). Se analiza a continuación una de esas rutas.

La SR 404-8 representa, en lo relativo a recubrimiento de cobertura y retardos diferenciales, las rutas generales norte-sur cubiertas por la red SFN. La ruta estudiada con detalle comienza en la intersección de las autopistas 404 y 7 (a 23 km de Toronto y a 61,2 km de Barrie) y termina en la intersección de las carreteras 8 y 32 (a 62 km de Toronto y 26,5 de Barrie). En la Fig. 37, se representa el valor de la intensidad de campo medida a lo largo de la ruta para la transmisión SFN de Toronto/Barrie, así como para la transmisión de Toronto únicamente.

(Nota 1: las dos curvas están desplazadas 1 km, aproximadamente).

La recepción fue continua en la totalidad de este recorrido sin interrupciones de señal (100% de las ubicaciones). La transición de la transmisión de Toronto a la transmisión de Barrie y recíprocamente, fue progresiva, sin discontinuidades.

Observaciones respecto de la intensidad de campo representada en la Fig. 37:

- El punto A está situado a 37,3 km de Toronto y a 54,3 de Barrie: El nivel de señal combinada es de 10 a 20 dB superior al umbral del receptor. Barrie está fuera del intervalo de guarda, pero no produce interferencia.

- El punto B dista 42 km de Toronto y 43 Km de Barrie: El nivel de señal combinada está entre 5 y 10 dB por encima del umbral. Para la señal de Toronto únicamente, el nivel es 5 dB inferior al umbral. Las dos señales son casi coincidentes dentro del intervalo de guarda.
- El punto C dista 48 Km de Toronto y 38 km de Barrie: El nivel de señal combinada se encuentra a 7-15 dB sobre el umbral. Para la señal de Toronto únicamente, ese nivel está a 5 dB por debajo del umbral. La señal de Toronto se encuentra, aproximadamente, 5 μ s fuera del intervalo de guarda.
- El punto D dista 52 km de Toronto y 34,5 km de Barrie: El nivel de la señal combinada se encuentra a 5-8 dB por encima del umbral. Para la señal de Toronto únicamente, ese nivel está a 7 dB por debajo del umbral. La señal de Toronto se encuentra, aproximadamente, 18 μ s fuera del intervalo de guarda, como se muestra en la Fig. 38.

FIGURA 37

Perfil de la intensidad de campo a lo largo de la autopista 404

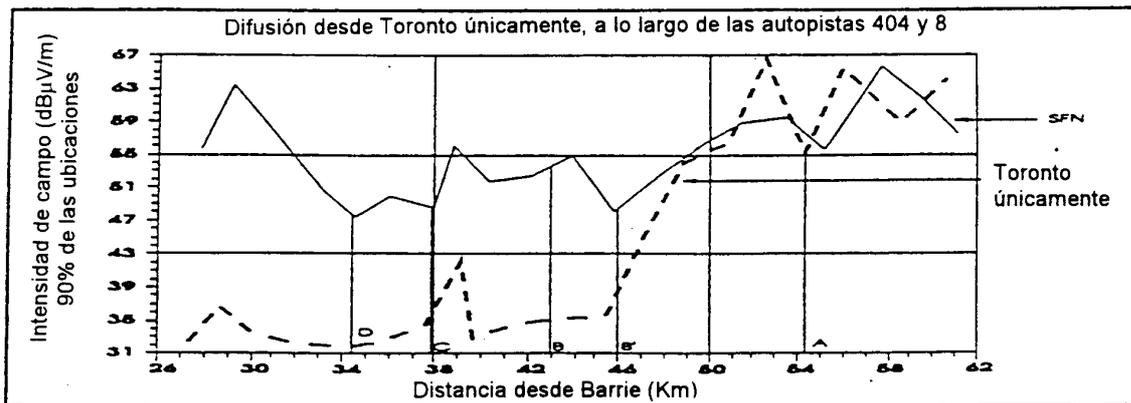


FIGURA 38



De la Fig. 37 se desprende que a unos 46 km de Barrie o 38 km de Toronto (punto B'), la señal de Toronto está por debajo del umbral, aunque se ve incrementada por la señal de Barrie que se recibe como un eco constructivo lo cual demuestra el efecto positivo de la red SFN en el borde de la zona de cobertura individual de cada transmisor. El efecto SFN extiende la cobertura de Toronto dentro de la de Barrie.

Otra observación deducible de los puntos C y D, es que los ecos situados fuera del intervalo de guarda no producen necesariamente interferencia ni pérdida de recepción.

Los resultados correspondientes a la ruta SR 404-8 anterior, indican que es posible lograr una cobertura continua y de variación progresiva con una red SFN con transmisores separados unos 80 km, en la gama de frecuencias de 1,5 GHz.

2.1.5.3.2 Resultados detallados de la cobertura de la red SFN

A fin de determinar la cobertura obtenida con esta configuración y compararla con los resultados de cobertura predicha, se efectuaron mediciones de campo adicionales en la red Toronto-Barrie. En la Fig. 39, se representan, mediante líneas de trazos gruesos, las rutas utilizadas para las mediciones detalladas de cobertura. Se efectuaron mediciones a lo largo de 270 km. La zona explorada corresponde, aproximadamente, a la parte central de la zona de cobertura entre los emplazamientos de los transmisores de Toronto y de Barrie, basada en la experiencia de cobertura del sistema de modulación de frecuencia existente. Esta zona corresponde a la de la región donde es más difícil el logro de una buena cobertura de modulación de frecuencia desde Toronto. Este hecho se comprobó también con los resultados de cobertura prevista de la red SFN representados, asimismo, en la Fig. 39. Las zonas coloreadas en gris claro en la Fig. 39 corresponden a las ubicaciones previstas, para las cuales la intensidad de campo producida por los transmisores de Barrie o de Toronto no sería suficiente para la recepción DAB. Como puede observarse en la Fig. 39, las rutas de exploración elegidas corresponden al área prevista de cobertura de la SFN para el caso más desfavorable.

Se efectuó la exploración de cobertura mediante la comprobación de la recepción DAB mientras el vehículo se desplazaba a velocidades de crucero normales. Cuando se producían interrupciones, se registraron los puntos correspondientes al inicio y al final de la interrupción empleando un receptor GPS. Se midieron dos tipos de interrupciones: interrupciones de baja señal producidas cuando el nivel de la señal recibida era inferior al nivel umbral del receptor, que corresponde aproximadamente a una intensidad de campo de 42 dB μ V/m e interrupciones producidas por la interferencia procedente de la señal cocanal retardada desde el transmisor de Toronto o de Barrie. Se produjo el segundo tipo de interrupción cuando el retardo diferencial del eco procedente del transmisor de Barrie o de Toronto era superior al intervalo de guarda y tenía una amplitud suficiente para producir la interrupción, aún cuando la señal recibida estuviera por encima del umbral. Se empleó equipo DAB Eureka 147 de segunda generación que utilizaba un intervalo de 32 μ s.

Interrupciones de pequeña señal

Las zonas coloreadas en gris oscuro en la Fig. 39 representan los lugares en que se perdió la señal de audio debido a un valor insuficiente de la intensidad de campo. Se midieron en total 46 zonas cuyos tamaños variaban de 100 m a 2 km.

El total de las zonas medidas con interrupciones o recepción intermitente y servicio no fiable representa el 6,6% de la zona de cobertura medida. El grado de correlación entre las coberturas predichas (coloreadas con gris claro en la Fig. 39) y las coberturas medidas (coloreadas con gris oscuro), es razonablemente bueno.

Interrupciones por interferencia

En la Fig. 40, se representan las ubicaciones en que se perdió la señal de audio debido a la interferencia. Esto ocurría cuando el eco activo procedente del transmisor de Barrie o de Toronto (dependiendo de la señal a la que estaba sincronizado el receptor), tenía un retardo lo suficientemente grande para que rebasara el intervalo de guarda y tuviera una amplitud suficiente para producir la interrupción. En la Fig. 40, se representan dos grupos de líneas que indican los lugares donde los ecos activos eran constructivos para dos valores del intervalo de guarda. Las líneas más interiores corresponden al intervalo de guarda de 32 μ s empleado en los equipos Eureka 147 de segunda generación y las líneas exteriores corresponden al intervalo de guarda de 64 μ s que se empleará en la próxima fase de pruebas de la red SFN. Se representan por líneas rectas las ubicaciones donde se produjeron los cortes ya que este tipo de corte se mantenía normalmente para distancias iguales o menores a 100 m. Se observaron en total 33 cortes de este tipo, subdividiéndose en 17 y 16 entre las dos zonas situadas a distancias de 25 km y 34 km de Toronto y de Barrie, respectivamente. Como era de esperar, no se midieron interrupciones dentro de la zona abarcada por el intervalo de guarda de 32 μ s. El 70% de las interrupciones se produjo dentro de la zona abarcada por el intervalo de guarda de 64 μ s, por lo que se eliminarán si se utiliza este modo de explotación.

Los resultados de la exploración de cobertura detallada indican que puede conseguirse una disponibilidad de cobertura móvil superior al 90% en una red SFN simple con dos emplazamientos, empleando antenas direccionales y con separaciones entre transmisores superiores a 80 km. Por consiguiente, es de esperar que puedan conseguirse redes SFN con disponibilidades de cobertura de hasta el 99% con una ingeniería adecuada proporcionada con sistemas de relleno de lagunas y extensores de cobertura, cuando sea necesario, con un mayor intervalo de guarda y con un diseño del receptor mejorado.

2.1.5.4 Conclusiones

De las medidas efectuadas se extrae la conclusión de que los transmisores de una red SFN, con modulación COFDM en 1,5 GHz, pueden estar separados entre sí 85 km o posiblemente más, distancia muy superior a los valores determinados bajo la hipótesis de que no resultan admisibles los ecos situados fuera del intervalo de guarda del sistema.

Las pruebas de red SFN descritas aquí se realizaron con un intervalo de guarda (GI) igual a 32 μ s, siendo muy positivos los resultados obtenidos para una separación entre transmisores igual a 83 km. Aunque este valor del intervalo de guarda no puede contrarrestar todas las situaciones que aparecieron en las pruebas, se observó que en la mayoría de los casos investigados bastaría con un intervalo de guarda mayor, próximo a los 64 μ s propuestos para el Modo II.

Se requieren más mediciones para conocer mejor el comportamiento de la red SFN en 1,5 GHz para elevadas disponibilidades del servicio y con más de dos transmisores, incluyendo la posible utilización de sistemas de relleno de lagunas y extensores de cobertura.

Se concluye, asimismo, que es posible proporcionar cobertura con elevada disponibilidad en 1,5 GHz en zonas de radio superior a 40 km, incluso para condiciones de terreno difíciles, utilizando un único transmisor, con una PRA similar a los valores empleados en las bandas de ondas métricas. Sobre la base de los resultados de mediciones de cobertura inicial, promediados en los seis radiales emanantes de Barrie, se encontró que la cobertura se extendía más allá de los 50 Km para el 90% de las ubicaciones y para una PRA de transmisión igual a 17 kW, que representan 2 kW aproximadamente por canal estereofónico.

Por último, estas pruebas han demostrado que el concepto SFN resulta muy eficaz para aumentar la disponibilidad del servicio con gran eficacia espectral y de utilización de la potencia. En teoría, sería posible la cobertura, con una disponibilidad del 90% al 99%, de una zona con una superficie aproximada igual a 80 x 160 km empleando dos transmisores omnidireccionales con PRA en la gama de 10 kW, radiando la misma frecuencia en la gama de 1,5 GHz, mediante un sistema DSB como el COFDM, que puede hacer uso de la adición constructiva de los ecos activos.

FIGURA 39

Interrupciones medida y predicha debidas a intensidad de señal baja

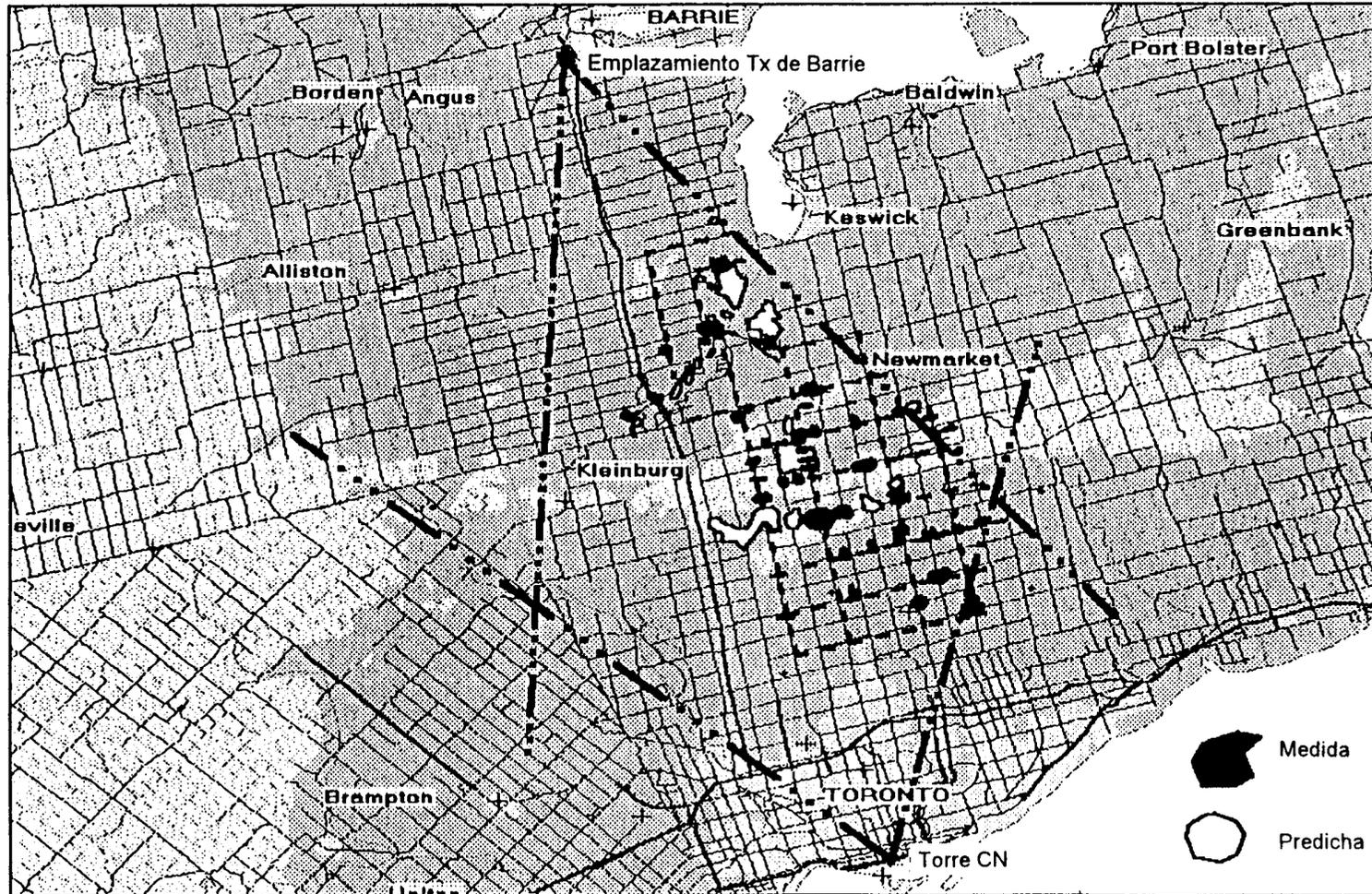
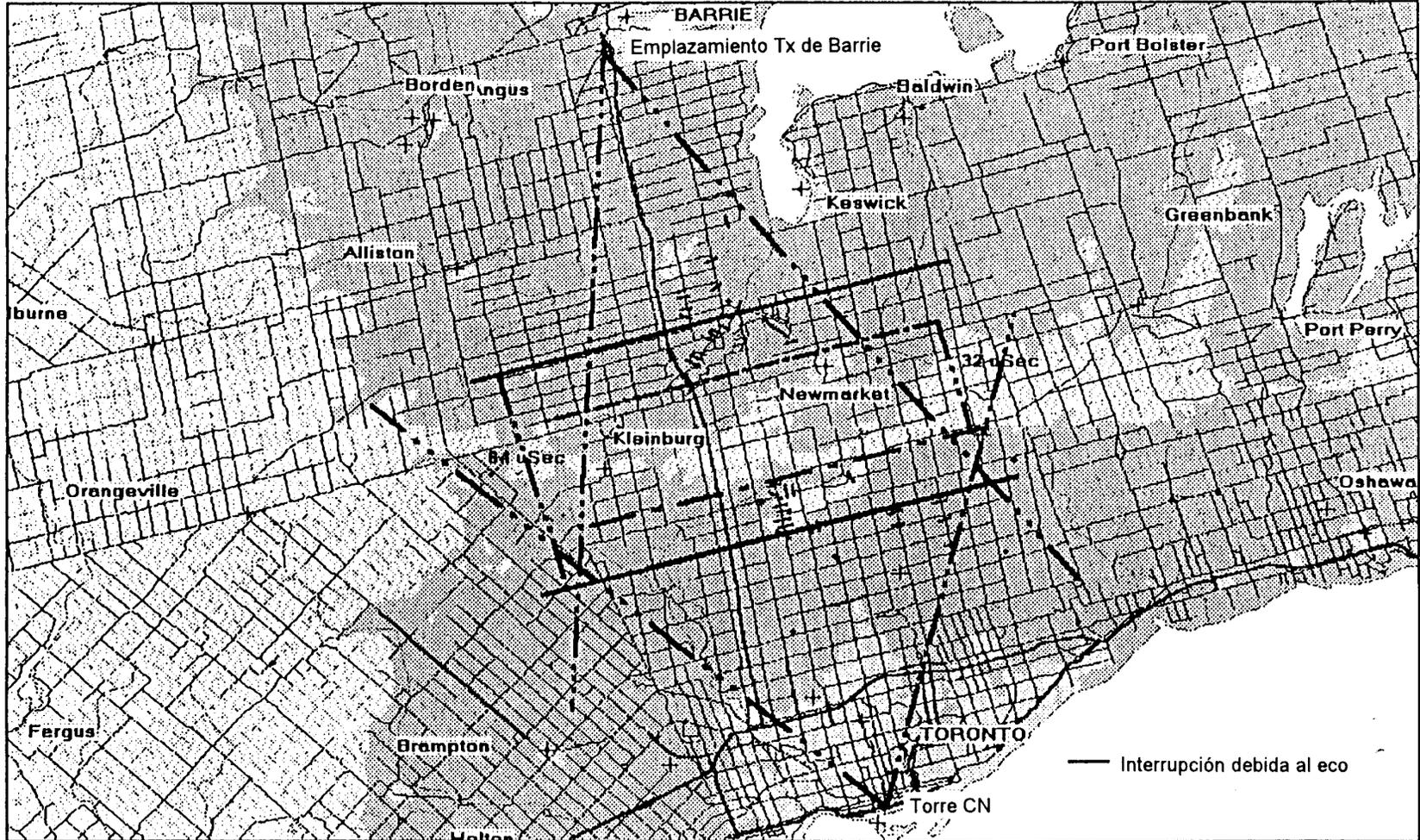


FIGURA 40

Interrupciones debidas a la interferencia (ecos fuera del intervalo de guarda)



2.1.6 Medidas recientes de caracterización del canal de banda ancha en 1,5 GHz

2.1.6.1 Introducción

A fin de ir preparando el camino para la utilización de la atribución efectuada por la CAMR-92 de la banda 1452-1492 MHz para la radiodifusión sonora digital, es necesario conocer mejor las características del canal. Se ha emprendido en Canadá un programa de mediciones destinado a la captura y recopilación de información sobre el canal, con una acentuación inicial en la transmisión terrenal. En este punto se describen algunos resultados iniciales relativos a las características de multitrayecto del canal de 1,5 GHz.

2.1.6.2 Equipo y metodología utilizados para las mediciones

Los resultados presentados aquí se han obtenido a partir de datos capturados con un dispositivo de medición de la respuesta impulsiva de un canal móvil. El transmisor estaba constituido por un generador de una secuencia pseudoaleatoria (PN, secuencia de 511 bits con una velocidad de reloj de 5 MHz), dotado de una referencia tiempo/frecuencia muy estable (de rubidio), seguido de circuitos convertidores-elevadores de frecuencia, amplificador de potencia y una antena con polarización vertical. El sistema receptor se instaló en una furgoneta convencional y estaba constituido por una antena amplificador de bajo nivel de ruido, un circuito convertidor-reductor de frecuencia y una referencia de rubidio. Las señales de salida del receptor en banda de base, en fase y en cuadratura, se muestrean a 10 MHz y se digitalizan con 8 bits. En cada punto de medición se tomaron bloques formados por 4096 muestras complejas, los cuales se utilizaron posteriormente para el cálculo de la respuesta impulsiva instantánea. En cada recorrido de medición, se realizaron medidas en intervalos de 5 cm (aproximadamente un cuarto de onda). Para cada bloque se efectuaron varias repeticiones de la secuencia pseudoaleatoria (cuatro repeticiones en el caso del tamaño de bloque de 4096 muestras), lo que permite mejorar la relación señal/ruido de los datos en el tratamiento subsiguiente. Las muestras se procesaron en el laboratorio empleando una técnica de correlación que utilizaba una copia almacenada de la forma de onda de la secuencia pseudoaleatoria, obteniéndose como resultado un conjunto de respuestas impulsivas instantáneas. Se obtuvo la secuencia almacenada empleando una conexión directa entre el transmisor y el receptor, por lo que se incluyen los efectos del filtro y del sistema así como de otros equipos. Cada ejercicio de medición proporcionaba típicamente 2048 respuestas impulsivas instantáneas en una distancia de unos 100 m. El sistema de medición proporcionaba una relación de sensibilidad de potencia de multitrayecto (MPSR) superior a 30 dB para señales de entrada iguales o mayores que -100 dBm. La MPSR es la relación entre la potencia de cresta de la respuesta impulsiva más intensa y la potencia de cresta del ruido más intenso en la correlación. Las crestas de ruido pueden ser debidas al ruido del receptor o a los lóbulos laterales ocasionados por el proceso de correlación mutua. Para señales de entrada con un nivel mayor que -100 dBm, este último proceso es el dominante e impone un límite inferior al nivel de las componentes de multitrayecto que pueden distinguirse. Este nivel es muy inferior al nivel que produciría un efecto significativo sobre la calidad de funcionamiento de un sistema de comunicaciones.

Una vez calculadas las respuestas impulsivas (en forma de perfiles potencia-retardo), se examinaron visualmente, utilizando una herramienta informática diseñada para esta finalidad, despreciándose los registros que presentaban problemas evidentes como una relación señal/ruido muy baja (MPSR inferior a unos 20 dB), antes de proseguir el análisis. A continuación, se calcularon los distintos parámetros de multitrayecto en el dominio del tiempo para cada perfil de respuesta impulsiva, agrupándose conjuntamente los ficheros de datos correspondientes a entornos de medición similares para la preparación de estadísticas resumen.

Hasta la fecha, se han efectuado mediciones utilizando los emplazamientos de transmisión en tres zonas:

- Barrie - Ontario: p.i.r.e. = 6,2 kW; abertura angular de haz = 120°; altura de la antena = 230 m. (sobre el suelo)
- Trois Rivières-Québec: p.i.r.e. = 5 kW, abertura angular de haz = 120°; altura de antena = 200 m. (sobre el suelo)
- Ottawa - Ontario: p.i.r.e. = 180 W, abertura angular de haz = 360°; altura de la antena = 61 m. (sobre el suelo)

En las pruebas de Barrie, las ubicaciones de medición comprendían una gama de entornos suburbanos y rurales con particular acentuación de estos últimos. En esta zona, la mayor parte del terreno es boscoso y muy ondulado. En el caso de Trois Rivières, hubo más mediciones en zona urbana, realizadas en ciudades pequeñas de unos 50 000 habitantes. La mayoría de las mediciones reales se efectuaron en un amplio valle surcado de un río y con numerosos campos despejados. El río discurre, aproximadamente, de este a oeste, estando rodeado de colinas hacia el norte y de tierras llanas hacia el sur. En la zona de colinas se efectuó un número reducido de mediciones. En el caso de Ottawa, las ubicaciones de medición estaban situadas en zonas suburbanas y urbanas densamente edificadas, correspondientes a una zona metropolitana de unos 800 000 habitantes.

2.1.6.3 Resultados

Los datos que aquí se presentan constituyen un subconjunto de los indicados en el Informe UIT-R PN.1144 para la caracterización de canales móviles terrestres de banda ancha. En cada caso, se toma el punto de datos para una ubicación representativa de la función de distribución acumulativa (FDA) del parámetro correspondiente (se toma generalmente el punto del 80% o el 90% del tiempo). A continuación, se definen los parámetros utilizados en los Cuadros y sus abreviaturas:

- **Retardo en exceso medio** (T_D), primer momento del perfil de densidad de potencia de la respuesta impulsiva, calculado tomando como punto de referencia el retardo correspondiente al trayecto de visión directa. El valor TD_{90} representa el punto de la curva de FDA correspondiente al 90%, es decir únicamente el 10% de las respuestas impulsivas medidas tienen retardos superiores a este valor.
- **Dispersión del retardo** (S), raíz cuadrada del segundo momento central del perfil de densidad de potencia de la respuesta impulsiva (es decir desviación típica). S_{90} es el punto correspondiente al 90% de la FDA de dispersión del retardo.
- **Ventana de retardo** (W_q), longitud de la zona central de la respuesta impulsiva que contiene un cierto porcentaje q de la energía total, tal que la energía fuera de la ventana se divide en dos partes iguales anterior y posterior a la ventana,
- **Intervalo de retardo** (l_p), intervalo comprendido entre el instante en que la amplitud de la respuesta impulsiva rebasa por primera vez un umbral determinado p y el instante en que cae por debajo de ese umbral por última vez. La referencia del umbral es la cresta máxima de la respuesta impulsiva, indicándose en decibelios; por ejemplo, l_{12} = intervalo de retardo para un umbral a 12 dB por debajo de la cresta.

La nomenclatura utilizada aquí se corresponde con la del Informe UIT-R PN.567, donde se definen también las relaciones matemáticas entre estos parámetros. En el cuadro resumen que figura a continuación, se muestra la diferencia $TD_{90} - TD_{10}$ en lugar del propio retardo en exceso medio. Se ha denominado a esta magnitud «fluctuación» media del retardo en exceso [de Weck, Merki y Lorenz, 1988], la cual tiende a ser elevada en aquellas zonas en las que está intermitentemente bloqueado el trayecto directo hacia el transmisor. En el cálculo del retardo medio y de la dispersión

del retardo, se determinan los límites de integración mediante un nivel de corte, que es igual a cierto margen por encima del umbral de ruido (donde el «ruido» está constituido por el ruido del receptor y los lóbulos laterales de la correlación). Para estas medidas, se estableció un nivel de corte 3 dB por encima del umbral de ruido estimado.

Los tipos de entornos utilizados para la caracterización de las ubicaciones de medición se basan en los sugeridos en el Informe UIT-R PN.567 y se reproducen a continuación:

<i>Categoría</i>	<i>Descripción</i>
1	Ríos, lagos y mares
2	Zonas rurales despejadas, por ejemplo, campos y brezales con escasos árboles
3	Zonas rurales similares a las anteriores pero con algunas zonas de bosque, por ejemplo parques
4	Zonas rurales forestales o boscosas
5	Zonas suburbanas, urbanizaciones con poca densidad de edificios y localidades industriales modernas
6	Zonas suburbanas, urbanizaciones de mayor densidad de edificios
7	Zonas urbanas con edificios de hasta cuatro pisos, pero con algunos espacios abiertos entre ellos
8	Zonas urbanas con mayor densidad en las que algunos edificios pueden tener más de cuatro pisos
9	Zonas urbanas densas en las cuales la mayoría de los edificios tienen más de cuatro pisos e incluso algunos pueden considerarse como «rascacielos». Esta categoría está limitada al centro de unas pocas ciudades grandes.

En el Cuadro 15 se hace referencia a estas categorías en la columna encabezada por «tipo de zona».

2.1.6.4 Análisis y conclusiones

Del examen de los datos preliminares se desprende que la banda de 1,5 GHz tiene unas características bastante similares a las de las frecuencias más bajas de las bandas de ondas decimétricas para las cuales se dispone de más datos. Los datos cuantitativos son también parecidos a los notificados para 900 MHz por varios investigadores [COST 207, 1989]. Los resultados disponibles hasta la fecha indican que las características del multitrayecto del canal de radiodifusión terrenal en 1,5 GHz no impondrán limitaciones a las señales COFDM que utilizan intervalos de guarda mayores o iguales que 32 μ s. Esta conclusión se desprende del análisis de los datos correspondientes a la ventana de retardo y al intervalo de retardo.

2.2 Resultados de mediciones de campo en Europa

2.2.1 Introducción

En septiembre de 1993, el CCETT efectuó numerosas mediciones de intensidad de campo en banda ancha empleando una única antena transmisora situada en la torre de transmisión de France Telecom en Rennes, Francia, a fin de mejorar las predicciones de propagación y de cobertura para la radiodifusión sonora digital en zonas urbanas y rurales. El experimento se realizó utilizando equipos prototipo del Sistema Digital A de tercera generación en la gama de frecuencias de 1 500 MHz.

CUADRO 15
Resumen de los datos de mediciones en 1,5 GHz (retardos en μ s)

	Tipo de zona	Retardo medio	Dispersión del retardo		Ventana del retardo						Intervalo de retardo					
		TD90 - TD10			80% FDA			90% FDA			80% FDA			90% FDA		
		S80	S90	W90	W75	W50	W90	W75	W50	I9	I12	I15	I9	I12	I15	
Barrie Ontario	5,6	1,70	1,43	1,98	1,8	0,6	0,3	4,1	1,2	0,4	0,7	0,8	1,2	0,8	1,4	3,8
	4	1,76	2,72	4,29	3,4	1,4	0,7	5,5	2,0	1,0	1,2	1,6	2,6	1,6	2,4	3,5
	2,3	2,10	2,35	4,76	2,1	1,5	0,8	4,9	1,7	1,3	1,6	1,9	2,1	1,9	2,1	2,9
Ottawa Ontario	9	1,52	3,18	4,09	5,7	3,1	1,6	9,8	3,7	2,0	3,3	4,4	6,3	4,2	5,6	14,2
	7,8	2,09	2,65	3,75	4,8	3,2	1,9	5,8	4,1	2,6	3,3	4,4	5,2	5,1	5,5	13,2
	6	2,57	4,07	5,62	10,8	5,0	2,5	14,4	10,0	3,3	4,3	10,0	11,1	9,7	14,4	16,0
	5	3,76	5,14	5,69	9,5	3,0	2,2	12,8	9,6	5,1	2,8	3,1	9,5	3,3	10,7	13,3
Trois Rivières Québec	7,8	4,43	4,23	5,2	10,4	6,4	3,6	17,8	8,0	5,0	6,2	8,6	18,0	8,5	18,3	21,8
	5,6	3,06	3,81	6,29	6,6	1,8	0,7	22,9	8,9	1,9	1,1	1,9	1,9	1,9	8,0	8,0
	4	1,55	1,91	4,05	3,1	1,8	0,6	9,7	2,7	1,2	1,0	2,1	3,1	2,2	3,2	3,9
	2,3	0,96	1,28	2,25	2,2	0,9	0,4	3,6	1,7	0,7	0,8	1,2	2,0	1,4	2,4	3,0

2.2.2 Parámetros transmisión y del sistema

Los parámetros de transmisión y del sistema fueron:

- Parámetros del sistema
 - Bloque de frecuencias: 1,536 MHz
 - Modulación: COFDM
 - Duración del símbolo: 156 μ s para el Modo III
312 μ s para el Modo II
 - Intervalo de guarda: 31 μ s para el Modo III
62 μ s para el Modo II
 - Tasa de codificación convolucional: 0,34 a 0,74
 - Velocidad de bits útil para una tasa de código de 0,5: 1 152 kbit/s
 - Eficacia espectral para una tasa de código de 0,5: 0,75

- Parámetros de transmisión:
 - Potencia activa máxima: 250 W
 - Potencia activa lineal: 80 W (reducción con respecto a saturación 5 dB)
 - Ganancia de la antena de transmisión: 17 dBi (abertura 45°)
 - PRA máxima: 2,2 kW
 - Altura de la antena: 101 m (sobre el suelo)
 - Antena de recepción: $\lambda/4$ monopolo (0 dBi)

2.2.3 Métodos de medición

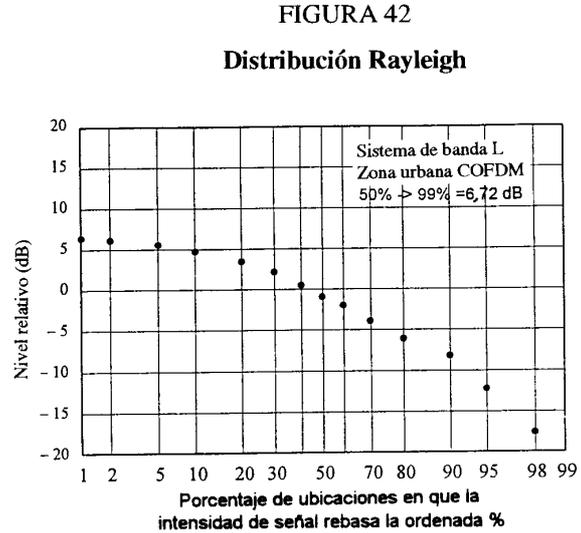
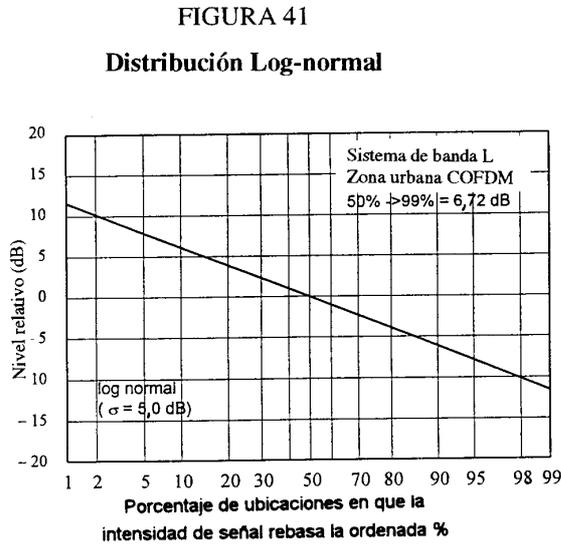
Se efectuaron mediciones en 8 rutas. En cada caso se midieron, a lo largo de la ruta, la distancia y el nivel de potencia. Las distancias consideradas fueron «distancias recorridas», las cuales se obtuvieron mediante un transductor de distancia. Evidentemente, tales distancias difieren de las distancias entre el transmisor y el receptor. Se efectuó una medida cada metro mediante el accionamiento de un dispositivo conectado al transductor de distancia.

2.2.4 Métodos de tratamiento de las medidas

Se calcularon las elevaciones del terreno a partir de las mediciones de distancia y de los datos del Instituto Geográfico Nacional. El método de predicción utilizado fue el modelo de radiodifusión de Okumura, modificado por el CCETT. Se modificó el modelo de radiodifusión de Okumura a fin de tener en cuenta la diferencia entre los canales de banda ancha y de banda estrecha. Utilizando los datos obtenidos en las mediciones se calcularon los diagramas de la distribución y las desviaciones típicas.

2.2.5 Resultados

En primer lugar, a fin de clarificar los resultados posteriores, se representan en las Figs. 41 y 42 las distribuciones teóricas Log-normal y Rayleigh, respectivamente.



En las Figs. 43 a 48, se representan los resultados pertinentes. Se refieren a la ruta del eje Plelan. Las curvas de las Figs. 43 a 46 corresponden, respectivamente, a zonas urbanas y rurales analizadas independientemente según los distintos modelos de predicción. En cada una de estas dos figuras se representan las cuatro curvas siguientes:

- a) curva de nivel de potencia. Los valores de medición representados en la curva son todos los recibidos en la entrada de la antena;
- b) perfil de elevación;
- c) curva de predicción del 50%;
- d) curva de predicción del 99% obtenida de c) mediante la aplicación de un margen de 12 dB

En relación con las Figs. 43 a 48, es interesante observar la estrecha correlación existente entre la curva del nivel de potencia y el perfil de elevación.

En las Figs. 44 y 47 y 45 y 48, se representan diagramas de la distribución evaluados para zonas extensas (300 m) y zonas pequeñas (50 m) para entornos rurales y urbanos de la ruta a lo largo del eje de Plelan. Se han dibujado las curvas de la distribución teniendo en cuenta los puntos representativos de mediciones del nivel de potencia. Cada curva del haz es el resultado del tratamiento de todos los puntos incluidos en el intervalo de medición. La finalidad de estos análisis es la de efectuar una comparación entre estos diagramas y las distribuciones Log-Normal y de Rayleigh (con referencia a las Figs. 41 y 42).

EJE PLELAN (URBANO)

FIGURA 43
Curvas urbanas para el eje Plelan

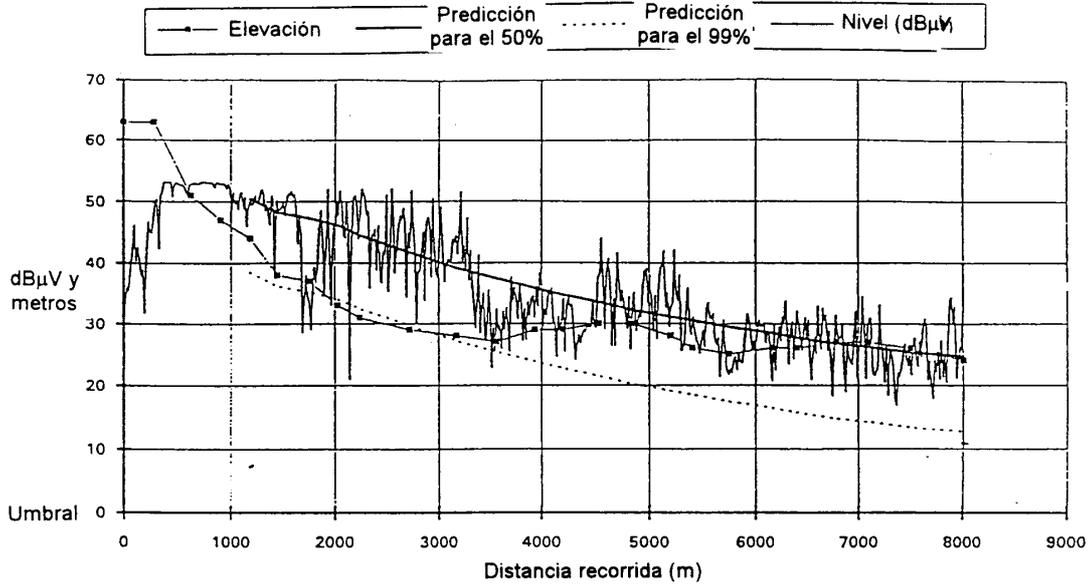


FIGURA 44
Zona urbana extensa en el eje Plelan

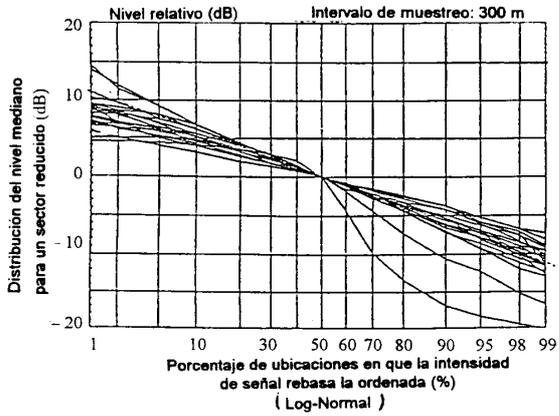
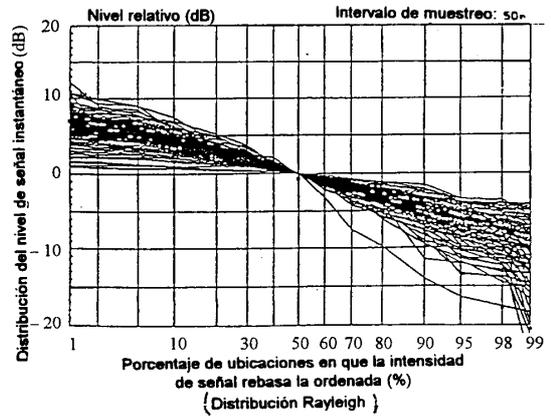


FIGURA 45
Zona urbana reducida en el eje Plelan



EJE PRELAN (RURAL)

FIGURA 46
Curvas rurales para el eje Pielan

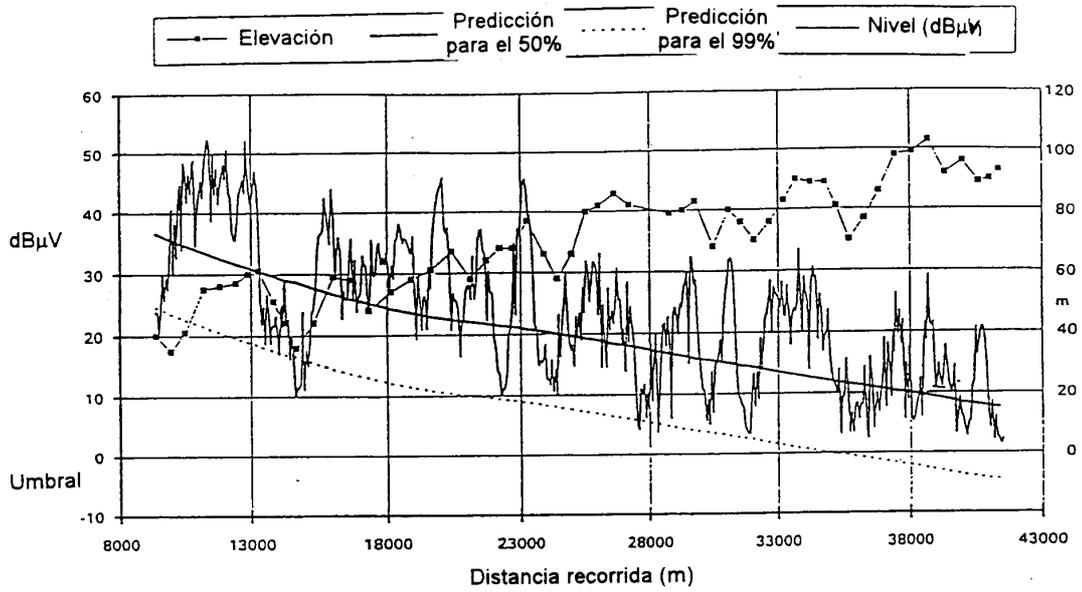


FIGURA 47
Zona rural extensa en el eje Pielan

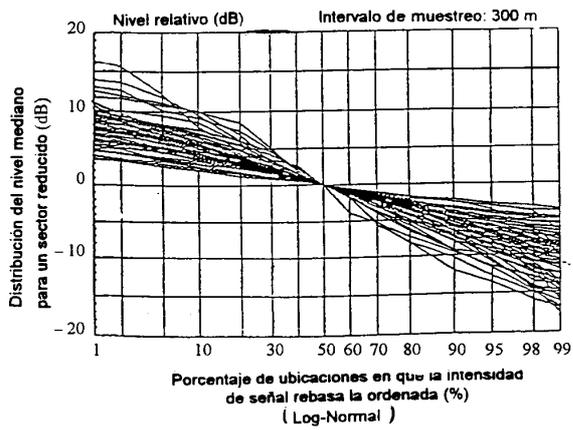
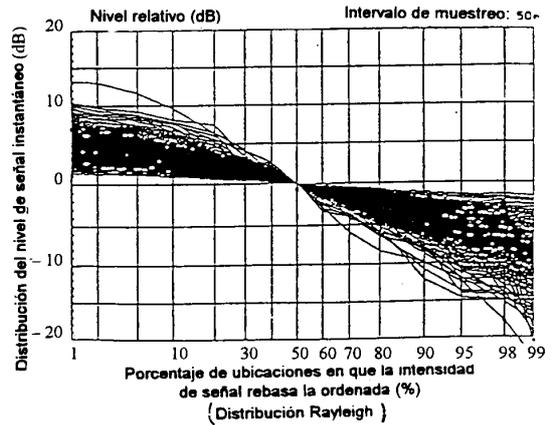


FIGURA 48
Zona rural reducida en el eje Pielan



2.2.6 Conclusiones

Las conclusiones son:

- Se ha contrastado la utilización del modelo CCIR en una zona extensa (intervalo de 300 m) comparándolo con la ley Log-Normal, obteniéndose los siguientes valores:

$$\sigma = 5,1 \text{ dB}$$

margen para una variación del porcentaje de emplazamientos del 50% al 99% $\approx 11,3$ dB.

- Como era de esperar, debido a la naturaleza de banda ancha de la señal, el empleo del modelo Rice-Nagakami en zonas pequeñas (intervalo de 50 m) no se ajusta bien a los resultados de las mediciones. Los resultados de mediciones para estas zonas pequeñas se predicen mejor mediante la distribución log-normal. La desviación típica de este ajuste log-normal es 4,7 dB y el margen para una variación del porcentaje de emplazamientos del 50% al 99% es $\approx 10,6$ dB.

3 Resultados experimentales por debajo de 1 000 MHz

3.1 Generalidades

En el § 4.2, se indican bandas de frecuencias posibles para servicios T-DAB. En el Reino Unido la ocupación del espectro ha mostrado un interés primordial en las Bandas III y I de radiodifusión. Los resultados que se exponen en el § 3.2 que sigue, se obtuvieron de una red monofrecuencia experimental, constituida por seis transmisores de baja frecuencia en una zona próxima al sur de Londres. Las pruebas se efectuaron fundamentalmente en 211 MHz, si bien se equipó a dos estaciones con transmisores que funcionaban en 64 MHz.

Se registraron las señales en un vehículo de exploración utilizando una antena montada en el techo del mismo (a una altura sobre el suelo de 1,5 m aproximadamente) Se empleó un sistema de captura de datos de intensidad de campo controlado por computador.

3.2 Variaciones de la intensidad de campo con las ubicaciones

3.2.1 Comparaciones entre las desviaciones típicas de la intensidad de campo para señales de onda continua y señales T-DSB con una anchura de banda de 1,75 MHz

A fin de comparar la variabilidad con las ubicaciones de las señales de banda ancha y las transmisiones de banda estrecha sobre las que se basa la Recomendación UIT-R PN.370, se efectuaron mediciones sucesivas de señales de onda continua y señales DSB (con una anchura de banda de 1,75 MHz) a lo largo de dos rutas. Tales rutas tenían longitudes respectivas de 3 y 8 km, midiéndose, para cada una de ellas, las transmisiones procedentes de tres fuentes separadas. Para una de estas fuentes se efectuaron también comparaciones en una tercera ruta de 10,5 km de longitud. Se encontró que, para cada conjunto de mediciones, la distribución con las ubicaciones era efectivamente log-normal, al menos en la gama de ubicaciones del 1% al 99%.

En el Cuadro 16, se muestran los resultados expresados en función de las desviaciones típicas.

Estos resultados ponen de manifiesto la reducción sustancial de la desviación típica en un factor de 0,6 debida a distintas causas, entre ellas la pequeña altura de la antena y el diagrama de antena omnidireccional.

CUADRO 16

Comparación entre las desviaciones típicas de la variación con las ubicaciones de señales de onda continua y señales DSB de 1,75 MHz de anchura de banda

Tx	Ruta	Desviación típica (dB)		Relación DSB/onda continua (dB)
		CW	DSB	
A	1	9,2	5,7	0,62
	2	9,5	6,5	0,65
B	1	7,0	4,5	0,64
	2	8,0	4,5	0,56
	3	9,7	6,5	0,67
C	1	9,7	4,5	0,47
	2	9,7	5,5	0,57
	Medias	9,0	5,4	0,60

3.2.2 Comparaciones entre señales DSB de anchuras de banda diferentes en tres tipos de entornos

En el Cuadro 17, se indican los resultados de mediciones de desviaciones típicas en 211 MHz en zonas de 0,5 km², situadas entre 6 y 12 km del transmisor. Se efectuaron las mediciones con señales DSB de anchuras de banda de 1,75 MHz y 3,5 MHz, clasificándose las zonas en tres tipos de entornos distintos. En el Cuadro 17 se muestran las desviaciones típicas y las diferencias entre los niveles rebasados en el 50% y el 99% de las ubicaciones.

CUADRO 17

Variaciones del nivel de señal para distintos entornos y anchuras de banda

Entorno	Anchura de banda 1,75 MHz		Anchura de banda 3,5 MHz	
	Desviación típica (dB)	Variación 50%-99% (dB)	Desviación típica (dB)	Variación 50%-99% (dB)
Urbano denso	5,5	12,9	5,6	13,1
Urbano	5,2	12,0	5,0	11,7
Suburbano	6,0	13,9	6,2	14,5
Media	5,6	12,9	5,6	13,0

Los resultados indican que las diferencias entre las dos anchuras de banda, o los tipos de entorno son despreciables. Aunque las desviaciones típicas son ligeramente mayores que para las mediciones de banda ancha del Cuadro 16, las diferencias globales entre los valores correspondientes a las ubicaciones del 50% y del 99% de las ubicaciones, son totalmente coherentes con las distribuciones log-normal que tengan las desviaciones típicas especificadas.

3.2.3 Comparaciones entre las variaciones con las ubicaciones en las Bandas I y III

Se efectuaron exploraciones comparativas en una zona entre las intensidades de campo procedentes de dos transmisores que funcionaban en 211 MHz. Se repitieron luego estas medidas para la frecuencia de 64 MHz. En el Cuadro 18, se recogen los valores de las desviaciones típicas obtenidas.

CUADRO 18
**Comparación entre las variaciones con las ubicaciones
para las Bandas I y III**

Transmisor	Desviación típica (dB)	
	64 MHz	211 MHz
A	4,1	4,7
B	4,6	4,8
Media	4,4	4,8

Esta comparación, algo limitada, junto con algunas mediciones adicionales, indica, como cabría esperar, que la variabilidad del nivel de la señal es ligeramente mayor en frecuencias más altas. No obstante, la diferencia es lo suficientemente pequeña para sustentar la hipótesis de la Recomendación UIT-R PN.370 de que no se requiere ninguna diferenciación con fines de planificación.

3.2.4 Efectos de múltiples fuentes sobre los niveles de la señal

En el § 4.6.2.2, se trata de la «ganancia de red interna» disponible en una red monofrecuencia que utiliza el sistema digital A. Esta ganancia se debe a la adición mutua de señales procedentes de los transmisores de la red y comprende dos términos, uno aditivo y otro estadístico.

Debido a las potencias reducidas utilizadas en la primera SFN experimental del Reino Unido, el efecto acumulativo de múltiples transmisiones en cualquier zona significativa se limitó, en general, a dos fuentes. Los resultados del Cuadro 19, se obtuvieron para seis zonas. En cada zona, se obtienen los valores medios y las desviaciones típicas de las intensidades de campo para dos transmisores contribuyentes individualmente y después para un funcionamiento simultáneo de los mismos. En cinco de las zonas, las intensidades de campo medias de las señales contribuyentes se mantenían entre sí dentro de un intervalo de 2 dB.

CUADRO 19

Variaciones del valor mediano y de la desviación típica (sd) de la intensidad de campo en una SFN

Zona	SD del Tx1 (dB)	SD del Tx2 (dB)*	Diferencia entre las medianas (dB)	SD de ambos Txs (dB)	Aumento de la relación F/S* mediana (dB)
1	6,7	6,7	1,5	4,3	3,3
2	4,7	6,1	1,6	5,1	1,8
3	4,2	5,5	1,9	4,3	1,3
4	5,7	3,7	0,7	4,2	1,8
5	5,7	4,9	0,8	5,3	4,2
6	5,8	4,6	9,3	4,2	1,0
Media	5,5	5,2		4,6	

Los resultados muestran que en todas las zonas (incluso en la zona 6, en la que hay una gran diferencia en el valor mediano), la presencia de las dos fuentes aumenta el nivel medio, al menos en 1 dB. Análogamente, el valor medio de la desviación típica se reduce en 0,8 dB, aproximadamente, lo que corresponde a un aumento de unos 2 dB en el nivel de porcentaje de ubicaciones del 99%. Sin embargo debe resaltarse que:

- la desviación típica no siempre es inferior que la correspondiente al Tx2 solamente, pese a que éste produce un valor mediano de intensidad de campo más alto.
- la mejora de cobertura es algo inferior a la que se deduce del estudio teórico utilizando el método log-normal para la combinación de señales citado en el segundo párrafo del § 4.6.2.2.

Los resultados promediados de las mediciones indicados en el Cuadro 19, salvo en la zona 6, indican un incremento de la intensidad de campo mediana de unos 2,5 dB asociado con una reducción de la desviación típica, que corresponde a un aumento ulterior de unos 2 dB en el nivel del 99%, por lo que la ventaja global es igual a 4,5 dB. El método log-normal (descrito en el Informe UIT-R BS.945), predice para una diferencia entre los niveles medianos igual a 1,5 dB y desviaciones típicas de 5,5 dB, una «ganancia de red» para el 99% de las ubicaciones igual a 6,5 dB.

3.3 Influencia del ruido artificial sobre la intensidad de campo mínima utilizable

El § 4.4.5 del Informe, se ocupa del nivel de intensidad de campo mínima utilizable el cual determina, a su vez, la PRA necesaria para un transmisor que funciona en 100 MHz. En el Cuadro 1 (véase el § 4.4.3 del texto principal), se indica el método de cálculo de la intensidad de campo.

Debe observarse que el efecto creciente del ruido artificial puede afectar sustancialmente al valor de la intensidad de campo mínima utilizable. Los valores del Cuadro 2 se obtienen de la intensidad de campo mínima utilizable indicada en el § 4.4.3, en el supuesto de un receptor con un factor de ruido de 10 dB en 100 MHz (Temperatura equivalente de ruido = 2 610 K).

* En todos los casos la intensidad de campo mediana más alta corresponde al transmisor Tx2, por lo que los valores del incremento se refieren a este transmisor.

Con el fin de evaluar los niveles de ruido artificial, se efectuaron en el Reino Unido diversas mediciones en cuatro frecuencias entre 58 MHz y 215 MHz en seis poblaciones/ciudades. En cada caso se dividieron las zonas de medición en las siguientes categorías: urbana densa, urbana, suburbana y rural. El número de mediciones en zona rural fue algo menor que para las demás zonas.

Se efectuaron las mediciones utilizando un vehículo equipado con una antena montada en el techo y un receptor de captura de datos controlado por computador en condiciones de vehículo parado y en marcha. En el primer caso, se obtuvieron unos 2.000 registros, aproximadamente, en cada ubicación con un ritmo de 70 muestras/s.

Para las mediciones móviles la tasa de muestreo fue de unas 50000 mediciones/km. Como las frecuencias de medición estaban dentro del espectro atribuido a los servicios de radio móvil privada (PMR), se efectuaron, en primer lugar, escuchas en cada zona, realizándose cuando era necesario pequeños ajustes a la frecuencia de medición para evitar esas transmisiones. En el Cuadro 20, se facilitan los resultados de las mediciones, expresados en dB con respecto al ruido térmico, supuesta una temperatura de 290 K (expresada en dBW/Hz). Para cada frecuencia y entorno, los resultados indican los niveles rebasados en el 10% y 50% de las ubicaciones.

Estos resultados muestran el incremento esperado del nivel con la densidad de edificación así como (con la excepción de los resultados aparentemente anómalos en 106 MHz), la tendencia esperada de aumento de los niveles cuando se reduce la frecuencia.

Evidentemente, incluso en la banda III, deberá preverse un mayor margen para superar el ruido artificial en las zonas urbana y urbana densamente edificada. Sin embargo, es práctica común al efectuar la planificación de las redes de radiodifusión, asegurar que en esas zonas se proporcionan intensidades de campo muy por encima de los valores mínimos nominales para el servicio específico. Un requisito más realista podría ser efectuar la compensación del ruido artificial para el 99% de las ubicaciones suburbanas.

El Cuadro 20 podrían tal vez despreciarse los valores correspondientes a la zona rural, debido al número insuficiente de muestras disponibles.

Para la distribución log-normal la variación del 1% es 1,8 veces superior al valor de la diferencia entre el 10% y el 50% sumada al valor correspondiente al 50%.

Para las frecuencias de las bandas I y III, esto implica que para el 1%, los incrementos debidos al nivel de ruido artificial suburbano sobre el ruido térmico son:

- 27 dB para 58 MHz;
- 17 dB para 67 MHz;
- 9,5 dB para 215 MHz.

Para un receptor de factor de ruido = 10 dB (9 dB sobre el ruido térmico) el margen necesario para compensar el ruido artificial, supuesta una ley de adición de suma en potencias, es de 3 dB en 215 MHz. Para 100 MHz se ha obtenido, por interpolación, un valor igual a 20 dB.

Es necesario realizar ulteriores estudios para explicar el motivo de los resultados aparentemente anómalos en 106 MHz y las grandes diferencias encontradas entre los resultados a 58 MHz y 67 MHz. Sin embargo, se piensa que los resultados correspondientes a 215 MHz proporcionan una representación fiable de los niveles de la Banda III.

Se han realizado también mediciones del ruido artificial en la Banda I en zonas urbanas de París densamente edificadas. Se efectuaron mediciones móviles cada 10 cm por diversas rutas. La longitud total de esas rutas fue del orden de los 100 km. Se midió el ruido con un receptor

sintonizado a 67 MHz con un filtro de 1 MHz de anchura de banda. Cada ruta se dividió en secciones de 50 m, extrayéndose de cada sección el ruido rebasado en el 1% de las ubicaciones.

Se calculó para todas las rutas en función de distribución acumulativa (FDA) para el 1% de las ubicaciones. Si consideramos el punto del 99% de esa FDA, se estima que el nivel de ruido artificial es 32 dB superior al del ruido térmico.

CUADRO 20
Resultados de las mediciones del nivel de ruido artificial

CATEGORÍA	Frecuencia (MHz)	Nivel respecto al ruido térmico (dB)		
		10% de las ubicaciones	50% de las ubicaciones	10%-50% (dB)
Urbana densa	58	+28,5	+23,5	5
Urbana	58	+23,5	+17,5	6
Suburbana	58	+23	+17	6
Rural	58	+7	+7	0
Urbana densa	67	+26,5	+21	5,5
Urbana	67	+20	+17	3
Suburbana	67	+14	+10	4
Rural	67	+9	+8	1
Urbana densa	106	+23	+20	3
Urbana	106	+23	+19	4
Suburbana	106	+18	+15	3
Rural	106	+12	+11	1
Urbana densa	215	+14	+11	3
Urbana	215	+11,5	+8,5	3
Suburbana	215	+7	+4	3
Rural	215	+1	+1	0

3.4 Mediciones de pérdidas de penetración en edificios en 211 MHz y 64 MHz

Si bien pueden planificarse, en primer lugar, los servicios T-DSB para la recepción en vehículos, se requiere también que proporcionen recepción satisfactoria en el hogar, sin necesidad de utilizar antenas fijas, es decir, recepción en equipos portátiles. A fin de determinar el margen necesario para tener en cuenta en la planificación las pérdidas de penetración en edificios, se efectuaron mediciones en 23 habitáculos construidos en ladrillo.

En cada casa se efectuaron mediciones en cada habitación para alturas comprendidas entre 0,5 m y 1,5 y 2 m aproximadamente. El número de mediciones dependía del tamaño de la habitación y del volumen del mobiliario, aunque se efectuaron, generalmente, unas tres mediciones por metro cuadrado para cada altura. Se efectuaron mediciones similares en las habitaciones del primer piso (por encima de la planta baja). Seguidamente, se efectuaron mediciones en distintas ubicaciones fuera del edificio para alturas comprendidas entre 1,5 y 2 m sobre el suelo, obteniéndose el valor mediano de las intensidades de campo en el exterior del edificio. Además de los 23 conjuntos de mediciones anteriores, se obtuvieron resultados para tres apartamentos de una sola planta, dos de los cuales estaban contruidos en ladrillo y el otro en cemento. En este caso, se obtuvo la referencia exterior manteniendo la antena receptora fuera de las ventanas.

Se efectuaron las mediciones con una señal transmitida en la frecuencia 211 MHz con una anchura de banda de 1,75 MHz. Se repitieron las mediciones en cinco edificios con una frecuencia de transmisión de 64 MHz.

En el Cuadro 21, se recogen los valores de las pérdidas medias de penetración obtenidas como diferencia entre el valor mediano de la intensidad de campo exterior y los valores medianos de la intensidad de campo dentro de la casa. En algunos casos se recibían en el edificio intensidades de campo similares procedentes de más de un transmisor. En tales casos, los valores indicados en el cuadro corresponden a todos los transmisores en funcionamiento pertinentes.

CUADRO 21

Valores medios y desviaciones típicas de las pérdidas de penetración de señales en recintos domésticos

Mediciones en la planta baja	Pérdida media (dB)		Desviación típica (dB)	
	211 MHz	64 MHz	211 MHz	64 MHz
Intensidad de campo máxima en las habitaciones	5,0	6,2	3,2	4,5
Intensidad en el conjunto de la planta baja	7,9	8,7	3,0	3,8
Intensidad de campo mínima en las habitaciones	10,0	11,1	3,7	3,5
Mediciones en la primera planta				
Intensidad de campo máxima en las habitaciones	-0,7	-0,3	4,4	5,0
Intensidad en el conjunto de la primera planta	2,8	3,7	3,4	4,0
Intensidad de campo mínima en las habitaciones	5,7	7,2	4,3	4,5

Del cuadro anterior se desprende que los valores medios y desviaciones típicas son mayores en frecuencias más bajas, aunque se trata de una muestra más reducida. Con fines de planificación, probablemente, es suficiente considerar que las pérdidas son independientes de la frecuencia en las bandas de radiodifusión de ondas métricas.

La comparación con los resultados obtenidos en 1,5 GHz, descritos en el punto 2.1.3 de este Anexo, indica que los valores medios de las pérdidas en la planta baja para ondas métricas son, aproximadamente, la mitad (en dB) que los correspondientes a 1,5 GHz. Sin embargo, los primeros resultados corresponden a edificios de ladrillo y los últimos a edificios de cemento y esto podría influir sobre la comparación.

ANEXO 1-D

Simulaciones por computador de los conceptos de cobertura

1 Programa de computador para la síntesis y predicción de la cobertura DSB

El programa de predicción de cobertura para la COFDM denominado COFDMCOV, desarrollado en Canadá, permite al usuario realizar la síntesis y la predicción de la cobertura de una estación DSB que utiliza un único transmisor o emplea el concepto de la transmisión distribuida. El programa se ha escrito en lenguaje C y funciona en un entorno de DOS. La plataforma recomendada es un PC 486, con una velocidad de reloj igual a 33 MHz, como mínimo. El usuario interactúa con el programa con ayuda de un interfaz gráfico de utilización sencilla. Se realiza la selección de las características, funciones u opciones utilizando un ratón, menús desplegables y ventanas superpuestas.

Para realizar el estudio de un supuesto práctico, el usuario debe especificar ciertos parámetros de entrada. Dichos parámetros se han agrupado en tres categorías, a saber:

a) Parámetros del sistema

- frecuencia de portadora (valor usual = 1 472 MHz)
- período de símbolo (valor usual = 320 μ s)
- intervalo de guarda (valor usual = 64 μ s)
- velocidad de bits útil (valor usual 1 200 kbit/s)
- eficacia espectral (valor usual = 0,8 bit/s/Hz, correspondiente a una anchura de banda de canal igual a 1,5 MHz)
- margen del sistema y del equipo (valor usual = 6 dB, correspondiente a un margen de 1 dB para el intervalo de guarda, 1 dB para el desplazamiento Doppler, 2 dB para la realización física y 2 dB para la contribución de la interferencia)
- relación E_b/N_0 : Valor mínimo de la relación energía por bit/densidad espectral de ruido necesaria en el receptor para garantizar un funcionamiento adecuado. Esta relación corresponde al umbral de explotación del sistema. El valor usual es 7,5 dB
- modelo de propagación:
 - espacio libre
 - Recomendación UIT-R PN.370, F (50,50)
 - Recomendación UIT-R PN.370 ampliada (F = 1,5 GHz, altura de antena RX = 1,5 m)
 - Okumura-Hata

b) Parámetros del receptor:

- ganancia de la antena (valor usual = 0 dBi)
- temperatura de ruido de la antena (valor usual = 105 K)
- pérdidas en acopladores/filtros (valor usual = 1 dB)
- factor de ruido del receptor (valor usual = 1 dB)
- altura de la antena de recepción (valor usual = 1,5 m)
- algoritmo de sincronización del receptor COFDM con respecto al intervalo de guarda:

centro - potencia total ponderada máxima

centro - eco medio ponderado linealmente

centro - eco máximo

izquierda - eco máximo

izquierda- primer eco de intensidad mayor que -20 dB con respecto a la potencia de señal total y 10 dB por encima de la potencia de ruido.

c) Parámetros del transmisor

- potencia radiada aparente para cada transmisor (PRA en W)
- altura efectiva de la antena sobre el nivel medio del terreno para cada transmisor (HENMT en metros)
- diagrama de radiación de la antena para cada transmisor (omnidireccional, dipolos cruzados de abertura amplia, perfilado)
- posición de los retransmisores con respecto al transmisor principal
- latitud y longitud del transmisor principal

Una vez establecidos los parámetros anteriores, se efectúa el análisis, como se explica a continuación. En la pantalla del monitor de vídeo aparece una zona geográfica de L km de longitud y W km de anchura. Se asignan al transmisor principal, ubicado usualmente en el centro, las coordenadas $X, Y = 0, 0$. Se sitúan los retransmisores en los puntos especificados con respecto al transmisor principal. La zona representada en la pantalla se divide en una matriz virtual de puntos de cálculo con una resolución máxima de 120×120 (14 400 puntos). Cada punto de cálculo representa un emplazamiento de recepción.

En cada punto, se efectúa la predicción de la señal recibida desde cada uno de los transmisores, utilizando el modelo de propagación seleccionado. Empleando uno de los cinco algoritmos de sincronización del receptor disponibles, se realiza el análisis de las señales de multitrayecto, a fin de determinar si los ecos son constructivos o destructivos. En la versión actual únicamente se toman en cuenta las señales procedentes de los transmisores por trayectos directos, sin la generación de ecos pasivos. Tras la predicción y ponderación de ecos activos, según su situación con respecto al intervalo de guarda, se procede a su suma en potencia. Esto representa el caso en que se considera que todos los trayectos de propagación estén correlacionados. En la realidad tales trayectos solamente mantendrán una correlación parcial, debido a la influencia de los alrededores del receptor. Se considera que el caso de correlación total es el caso más desfavorable, en cuanto a la disponibilidad de la señal. A partir de esta adición, se efectúa el cálculo de la relación portadora/ruido (C/N), comparándose su valor con la C/N mínima requerida por el receptor (es decir el umbral de explotación). Se evalúa un margen, en dB, superior o inferior al umbral de explotación. Seguidamente, se dibujan en la pantalla una serie de líneas cerradas que indican zonas para las que se obtienen márgenes de 0, 10, 20, 30, y 40 dB. La zona interior al contorno 0 dB es igual a la zona de cobertura de la estación.

El usuario puede modificar a voluntad cualquiera de los parámetros de entrada y la situación de los retransmisores, para estudiar su influencia sobre la cobertura en un tiempo muy breve. Por ejemplo puede modificarse el número y situación de los retransmisores así como su PRA, HENMT y diagrama de radiación, hasta conseguir la forma de cobertura deseada.

2 Simulaciones de cobertura de una red SFN no sincronizada en 1,5 GHz

Se describen aquí dos ejercicios de cálculo de cobertura, como ejemplo de los resultados que pueden obtenerse utilizando el programa de computador, así como para insistir en dos puntos

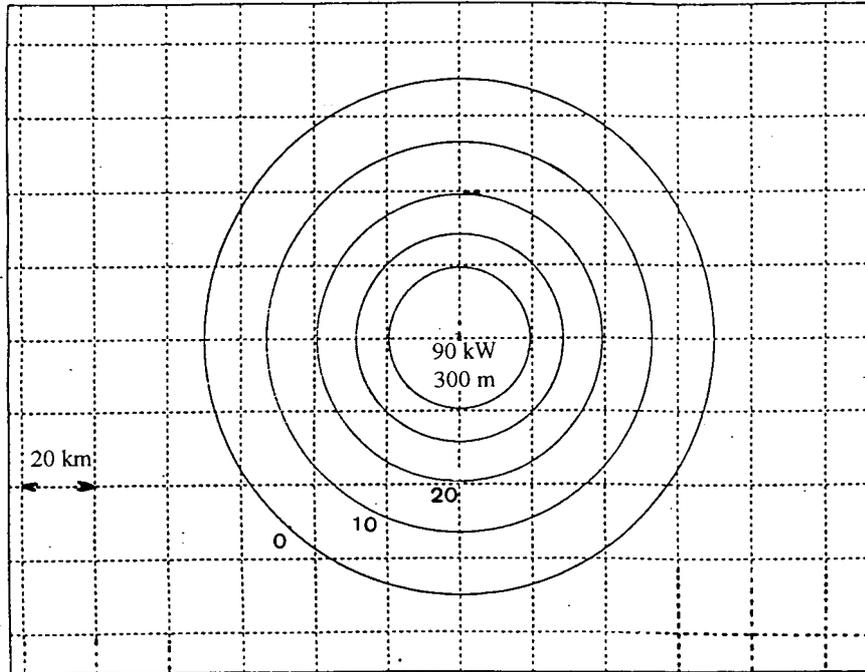
concretos relativos a la utilización del concepto de transmisión distribuida. Los resultados de estos ejercicios aparecen como mapas de cobertura contenidos en las figuras adjuntas. Se han hecho un cierto número de hipótesis para intentar limitar el número de variables en estas simulaciones de cobertura.

El primer grupo de ejercicios se basa en la necesidad de dar cobertura al contorno típico utilizado en Canadá para la radiodifusión sonora con modulación de frecuencia (radio de cobertura igual a 70 km). En la Fig. 49, se representa la cobertura para un único transmisor con una altura efectiva sobre el nivel medio del terreno (HENMT) igual a 300 m. Las líneas cerradas representan los contornos para las cuales la señal está a 0, 10, 20, 30 y 40 dB sobre el umbral de explotación. La potencia requerida para la cobertura del contorno especificado, supuestas una disponibilidad con ubicaciones del 50% y una disponibilidad temporal del 90%, es igual a 90 kW. Se necesita esta potencia para difundir la señal múltiplex global de 1,2 Mbit/s hasta el límite de la zona de cobertura.

El modelo de propagación utilizado es el modelo de la Recomendación UIT-R PN.370, equivalente a las curvas de propagación de la FCC. Se ha ampliado este modelo para extender su gama de aplicabilidad hasta 1,5 GHz y para que abarque alturas de antenas de recepción de 1,5 m usuales en la recepción en vehículos. Para el caso de una disponibilidad del servicio del 90% de ubicaciones y del 90% del tiempo, se necesitará un aumento de la potencia de transmisión igual a 12 dB. En la Fig. 49bis, se enumeran los parámetros técnicos utilizados en este ejercicio.

En la Fig. 50, se representa un anillo de 8 retransmisores alrededor de un transmisor central, para obtener una cobertura de 70 km de radio. En lugar de necesitarse 90 kW como en el caso de un transmisor central único, el requisito de potencia es ahora igual a 5,5 kW para cada transmisor. Estos retransmisores, que utilizan un diagrama de antena omnidireccional, tienen una HENMT de 75 m que se considera típica para edificios de apartamentos altos situados a 50 km del transmisor principal. Se supone que los retransmisores extraen la señal de la onda incidente y la retransmiten sin ninguna demora. Se trata básicamente de una SFN no sincronizada. Para generar la cobertura, el intervalo de guarda debe aumentarse a 104 μ s (período de símbolo igual a 520 μ s). Para este valor del intervalo de guarda, comienzan a aparecer algunos huecos en la zona de cobertura. Estos huecos se deben a un valor excesivo de la potencia de ecos destructivos producidos por ecos activos procedentes de los retransmisores situados fuera del intervalo de guarda.

FIGURA 49
Cobertura de un único transmisor



Paso de la rejilla = 20 Km
Principal = 0°0'0", Norte 0°0'0", Este

Mapa de contorno de la síntesis de cobertura COFDM

Nombre del proyecto: C:/COFDM/mit92/dce01d64.cas

Calidad de generación: MAXIMA

Fecha (DDMMYY) = 05/01/1993, Hora = 09:40:33

Transmisor único para un Contorno de Grado B
COFDM con antena Rx Omnidireccional

Síntesis de cobertura COFDM (versión 1.53)

1 Parámetros del sistema

Las curvas muestran el margen sobre el umbral de funcionamiento del sistema (dB)

Recorrido horizontal = 260 km

Frecuencia = 1 472 MHz

Periodo de símbolo = 320 μ s

Intervalo de guarda = 64 μ s

Velocidad de bits útil = 1 200 kbit/s

Eficacia espectral = 0,8 bit/s/Hz

Relación $E_b/N_0 = 7,5$ dB

Margen del sistema y de equipos = 6 dB

Modelo de propagación = Rec. UIT-R PN.370 ampliado

Altura de la antena del receptor = 1,5 m

Disponibilidad de las ubicaciones = 50%

Disponibilidad temporal = 90%

2 Parámetros del receptor

Ganancia de la antena = 0 dBi

Temperatura de ruido de la antena = 105 K

Pérdidas en acopladores y filtros = 1 dB

Factor de ruido del receptor = 1 dB

Factor de mérito del receptor = 24,39 dB/K

Diagrama de antena: omnidireccional

Algoritmo de sincronización: Centro = eco medio ponderado linealmente

3 Parámetros del transmisor

FIGURA 49BIS

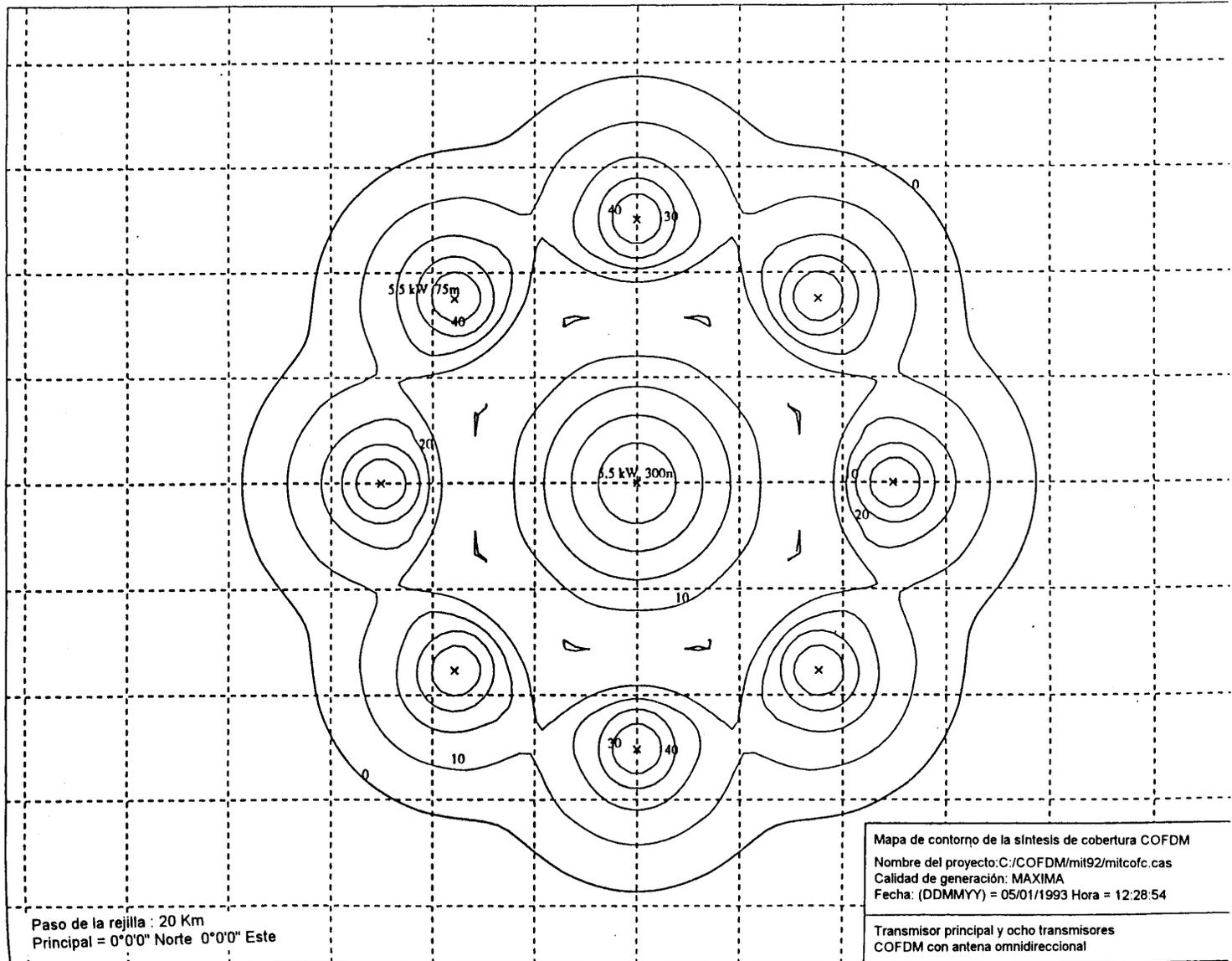
Parámetros técnicos

Nombre del transmisor	Posición X Y	PRA (W)	Diagrama	Altura (m)	Acimut (Grados)	Retardo (μ s)	Lóbulo posterior (dB)	En uso
90 kW 300 m	0 0	90 000	Omnidireccional	300	0	0		SI

Otro modo de utilizar el concepto de transmisión distribuida (o SFN no sincronizada) para el DSB, es el empleo de diagramas de antena omnidireccionales emanantes del transmisor principal. Si puede controlarse el nivel de emisión de los lóbulos posteriores de la antena, la potencia de ecos destructiva mínima se recibirá en puntos situados entre el transmisor principal y los retransmisores. En consecuencia, el intervalo de guarda podría ser más pequeño. Sin embargo, en tal caso, se perdería la mejora de disponibilidad debida a la dispersión de espacio en el transmisor.

FIGURA 50

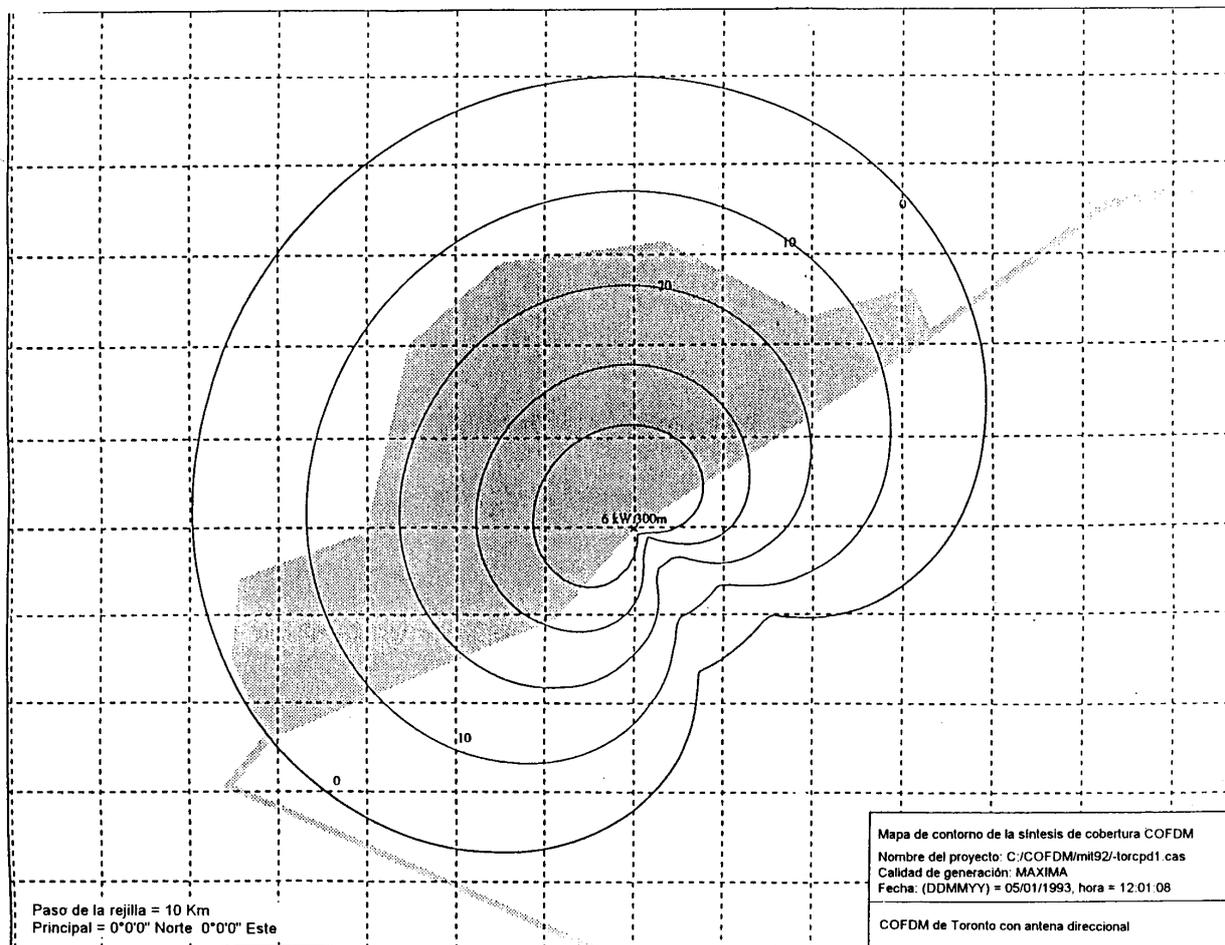
Transmisor principal con ocho retransmisores



La zona poblada metropolitana de Toronto fue la base para la realización del segundo conjunto de ejercicios de cobertura que demostró una situación más práctica. En la Fig. 51, se muestra la cobertura resultante para un único transmisor situado en la torre CN del centro de Toronto (HENMT = 300 m). La antena utilizada es direccional, como resulta habitual en la modulación de frecuencia analógica, a fin de reducir la interferencia a la ciudad más próxima de los Estados Unidos (Buffalo). Se ajustó la PRA de transmisión para abarcar el punto más alejado de la zona de servicio (zona obscurecida) con el contorno correspondiente al margen de 0 dB (radio de 50 km). La PRA necesaria es igual a 6 kW para un radio de cobertura de 50 km (F(50,90)).

FIGURA 51

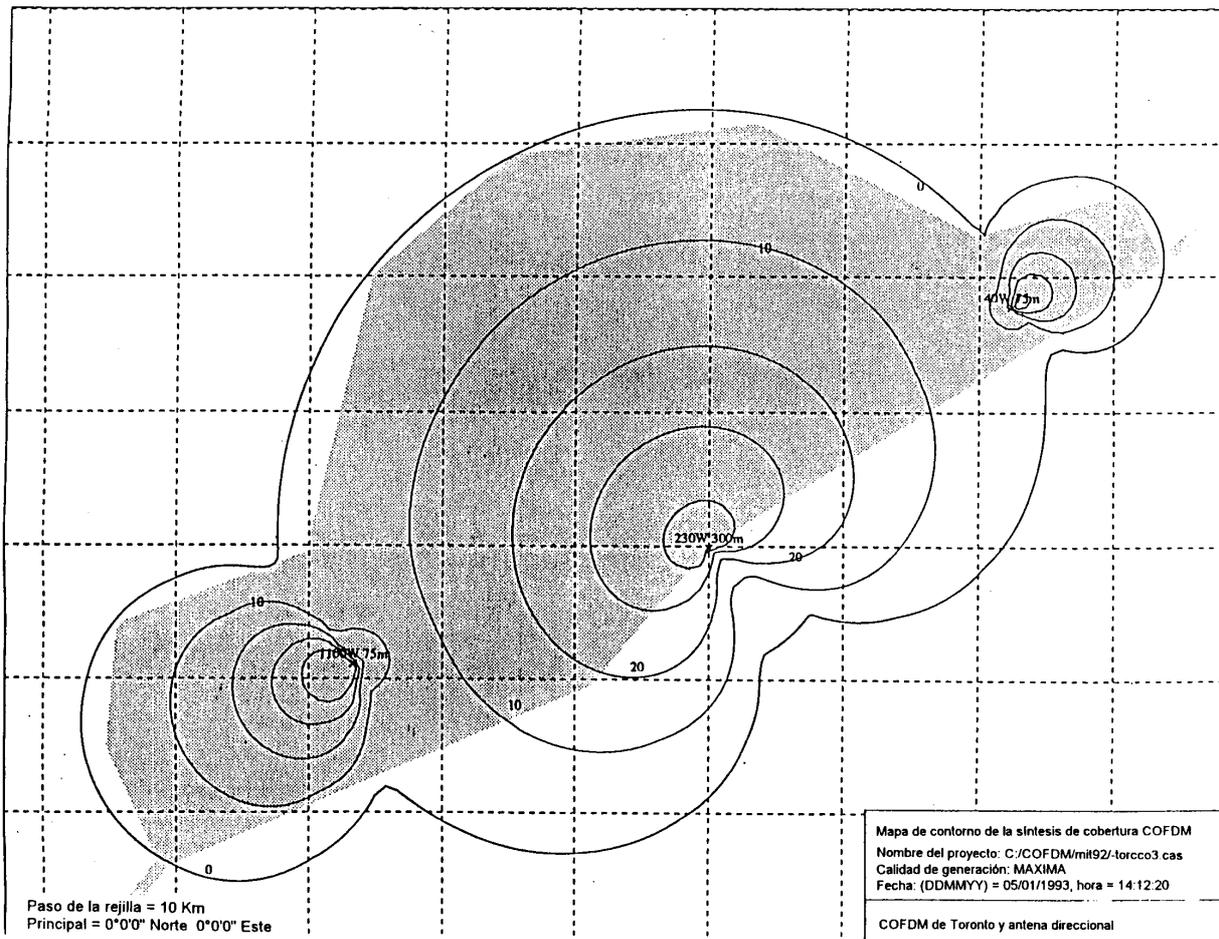
Cobertura de un transmisor situado en la Torre CN



En la Fig. 52, se observa como puede lograrse una cobertura perfilada en torno a la zona de servicio de Toronto con la adición de dos transmisores de ampliación de cobertura en el mismo canal, ambos con una HENMT igual a 75 m. Las PRA requeridas en estos repetidores son 40 W y 1,1 kW. Esto permite una reducción de la PRA del transmisor principal de 6 kW a 230 W para cubrir un radio de 33 km. Los parámetros técnicos utilizados en este ejemplo son los mismos que en los ejercicios anteriores, con un intervalo de guarda igual a 64 μ s. Se supone que en los repetidores se extrae la señal de la onda incidente y que no se inserta ningún retardo adicional.

FIGURA 52

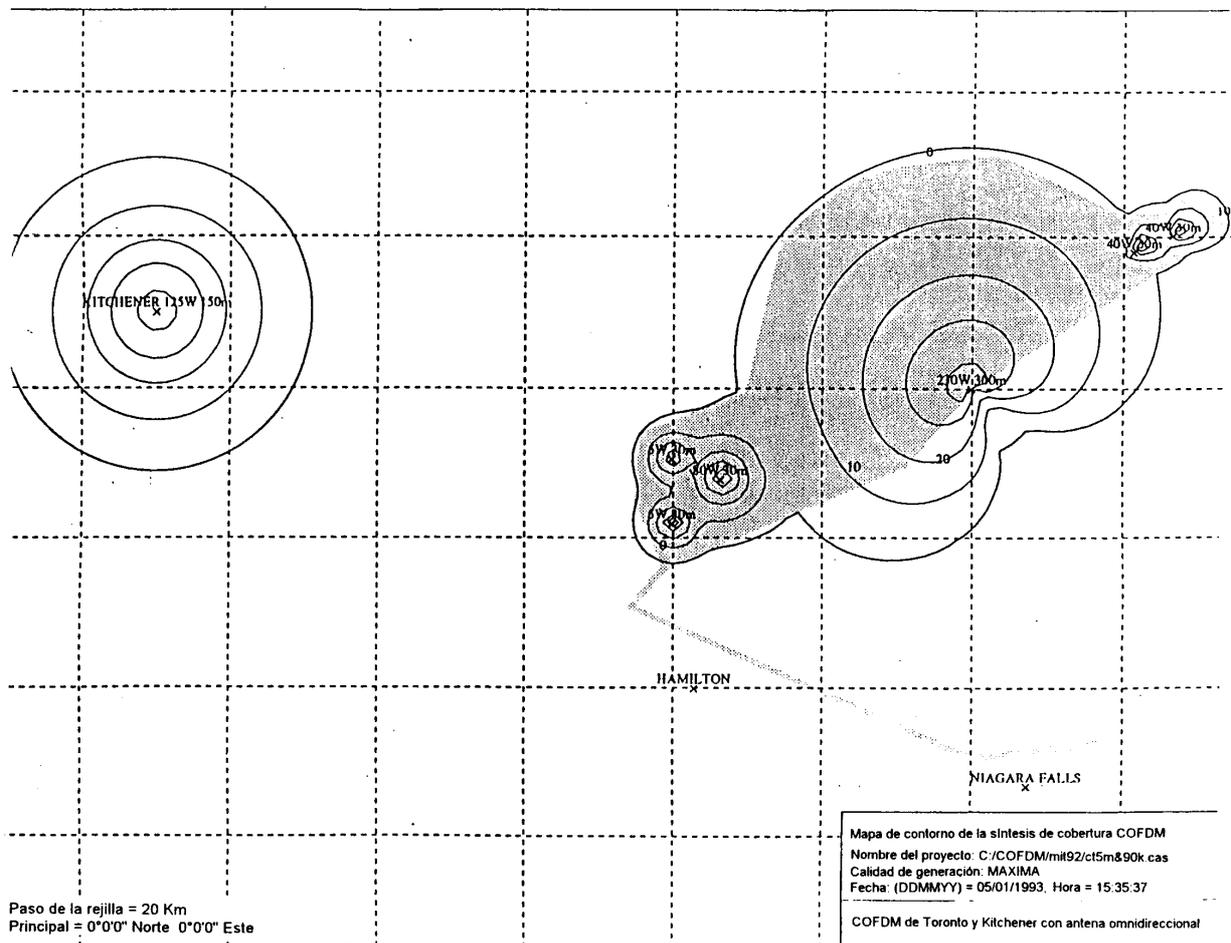
Cobertura de Toronto



En la Fig. 53, se muestra como puede conseguirse la cobertura de la zona metropolitana de Toronto con un mejor ajuste a la zona de cobertura, empleando cinco retransmisores alimentados todos ellos del transmisor principal, sin ningún retardo adicional. Las antenas de todos estos repetidores tienen una HENMT igual a 30 m y las PRA necesarias varían entre 5 W y 80 W. En esta figura se demuestra, asimismo, que la conformación de la zona de cobertura permite también una reducción de la distancia de separación cocanal. En este caso en Kitchener se puede reutilizar la misma frecuencia, mientras en el caso de un único transmisor, la distancia de separación debería haber sido superior al doble de ese valor.

FIGURA 53

Cobertura de la zona metropolitana de Toronto



3 Simulaciones por computador de una red sfm sincronizada en 1,5 GHz

Utilizando el programa de computador COFDMCOV desarrollado en el Communications Research Centre, Ottawa, Canadá, se realizaron simulaciones por computador. Este programa predice la cobertura de estaciones de radiodifusión sonora digital (DSB) que emplean modulación COFDM con un intervalo de guarda. Los valores de los parámetros utilizados en las simulaciones descritas se indican en el Cuadro 22 (Parámetros del sistema), Cuadro 23 (Parámetros del receptor) y Cuadro 24 (Parámetros del transmisor).

CUADRO 22
Parámetros de sistema utilizados en las simulaciones

Parámetros del sistema	
Frecuencia RF	1 472 MHz
Duración del símbolo total (T_s)	320 μ s (Modo II) 160 μ s (Modo III)
Duración del intervalo de guarda (Δ)	64 μ s (Modo II) 32 μ s (Modo III)
Velocidad de bits útil	1 200 kbit/s ⁽¹⁾
Eficacia espectral	0,8 bit/s/Hz ⁽¹⁾
Relación E_b/N_0	7,5 dB ⁽²⁾
Margen del sistema y del equipo	6 dB ⁽³⁾
Modelo de propagación	Rec. UIT-R PN.370 modificado ⁽⁴⁾ F(50,90) ⁽⁵⁾ F(90,90)

CUADRO 23
Parámetros del receptor utilizados en las simulaciones

Parámetros del receptor	
Altura de la antena	1,5 m
Ganancia de la antena	0 dBi
Temperatura de ruido de la antena	105 K ⁽²⁾
Pérdidas en los acopladores y filtros	1 dB ⁽²⁾
Factor de ruido del receptor	1 dB ⁽²⁾
Factor de mérito del receptor	-24,4 dB/K
Algoritmo de sincronización	Primer eco ≥ 20 dB por debajo de la potencia total

CUADRO 24

Parámetros del transmisor utilizados en las simulaciones

Parámetros del transmisor	
Diagramas de antena	Omnidireccional
Separación entre transmisores	Variable
PRA	Variable
HENMT	Variable

Notas relativas a los Cuadros 22, 23 y 24:

- (1) $1\ 200\ \text{Kbits/s} \div 0,8\ \text{bit/s/Hz} = 1,5\ \text{MHz}$.
- (2) Se tomó este valor del Informe UIT-R BO.955.
- (3) Se tomó este valor del Informe UIT-R BO.955. Incluye un margen de 1 dB para el intervalo de guarda del 20%, 1 dB de pérdida equivalente producida por desplazamiento Doppler en un vehículo que se mueve a 100 km/h, un margen de realización de equipos igual a 2 dB y un margen de 2 dB para interferencia.
- (4) Se modificó el modelo de la Recomendación UIT-R PN.370 (curvas de la Fig. 9 para tierra $\Delta h = 50\ \text{m}$), para una altura de antena de recepción igual a 1,5 m y una frecuencia RF igual a 1 472 MHz.
- (5) F(% de las ubicaciones, % del tiempo).

El objetivo principal de las simulaciones fue la realización de un estudio paramétrico de los tres parámetros de transmisor primordiales que inciden en el funcionamiento de una SFN, a saber la separación entre los transmisores, su PRA y su HENMT. Se realizó el estudio paramétrico para dos duraciones del intervalo de guarda distintas (64 y 32 μs) y dos juegos de disponibilidades de ubicaciones y de tiempo, esto es F(50,90) y F(90,90). Se utilizaron las curvas de propagación de la Fig. 9 (tierra, $\Delta h = 50\ \text{m}$), de la Recomendación UIT-R PN.370. En los Cuadros anteriores, se representan, en negrita, los cinco parámetros que se variaron en las simulaciones.

4 Resultados y análisis de la simulación por computador: pra mínima en función de la separación entre transmisores

En la primera serie de simulaciones se determinó, en función de la separación entre transmisores, la PRA mínima requerida por cada transmisor de la red para garantizar una cobertura adecuada. Se dispusieron los transmisores siguiendo una malla triangular regular, como la representada en la Fig. 54. Se supuso que cada transmisor tenía un diagrama de radiación omnidireccional con una PRA idéntica para todos y una HENMT fija e igual a 200 m. Para un juego dado de parámetros, se obtuvo la PRA mínima reduciendo simultáneamente la PRA de todos los transmisores hasta que aparecía un primer hueco en cualquier parte de la zona de cobertura. Esto se repitió para distintas separaciones entre transmisores.

En la Fig. 55, se muestran los resultados para un intervalo de guarda igual a 32 μs y en la Fig. 56 para un intervalo de guarda igual a 64 μs . En ambas figuras, se muestran los resultados para dos juegos diferentes de valores de disponibilidad con ubicaciones y con el tiempo, a saber F(90,90) y F(50,90). Las combinaciones de PRA y separaciones de transmisores situadas encima de las curvas en estas figuras proporcionarán un funcionamiento satisfactorio de la SFN.

FIGURA 54

Disposición de transmisores SFN utilizada en las simulaciones

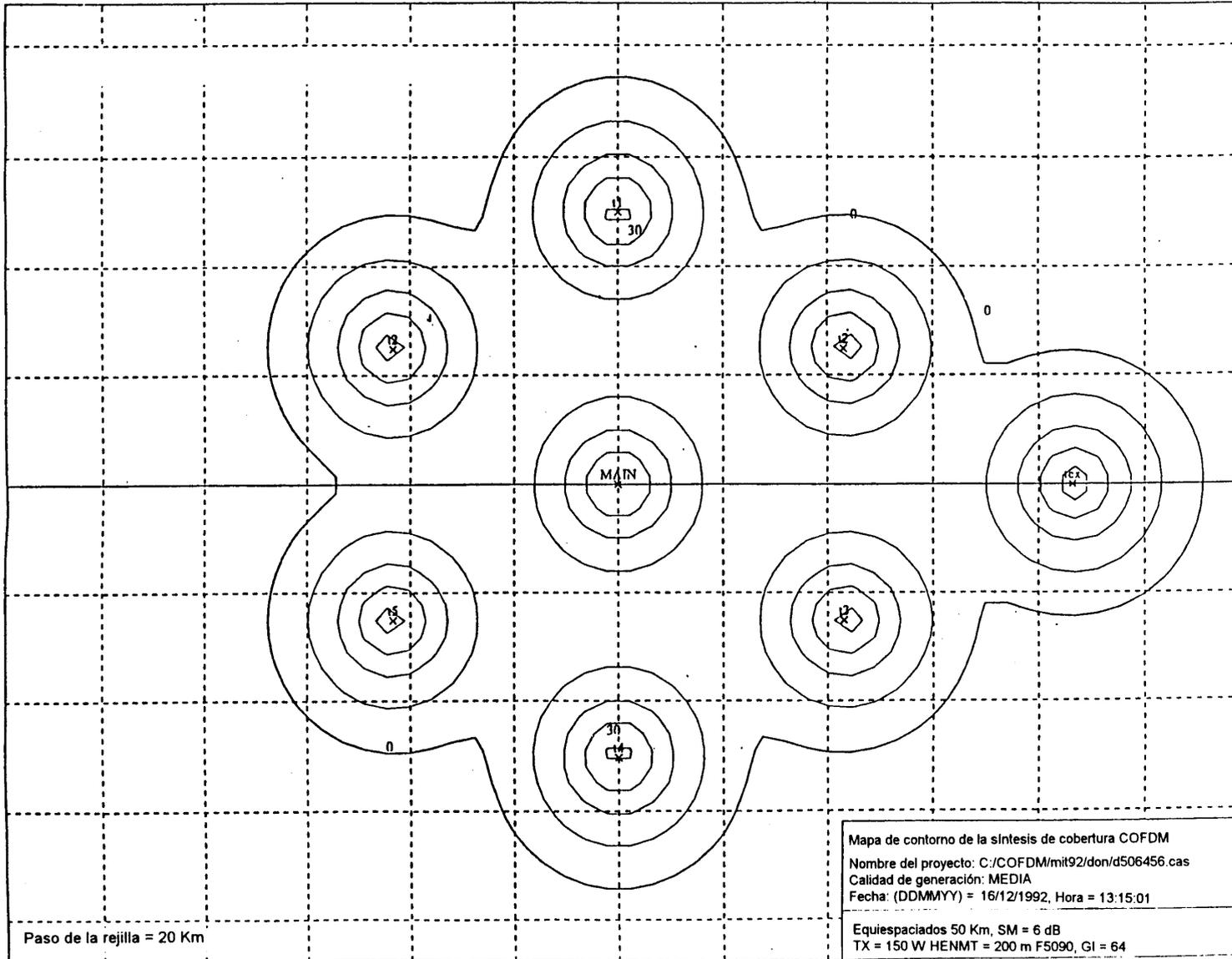


FIGURA 55

PRA mínima en función de la separación entre transmisores
Intervalo de guarda = 32 μ s

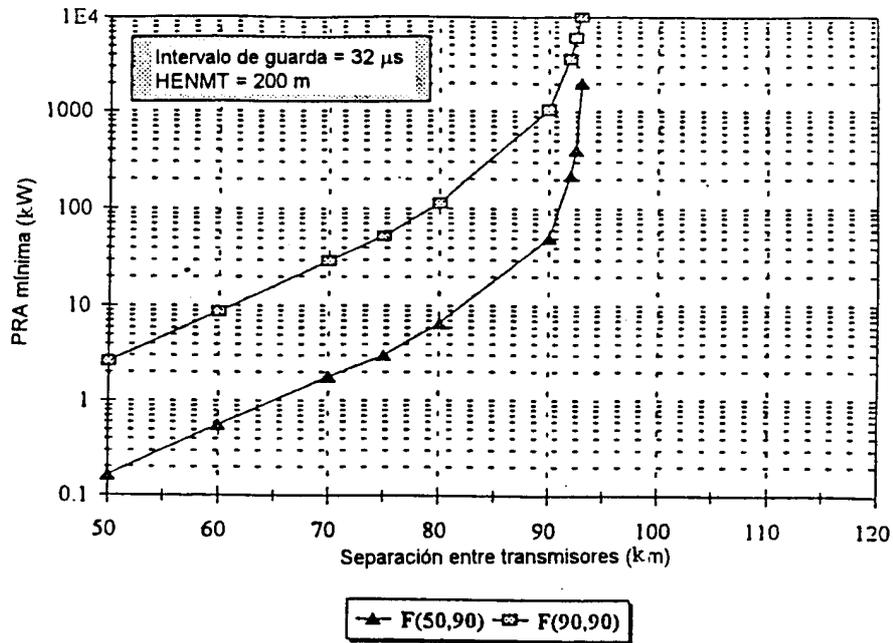
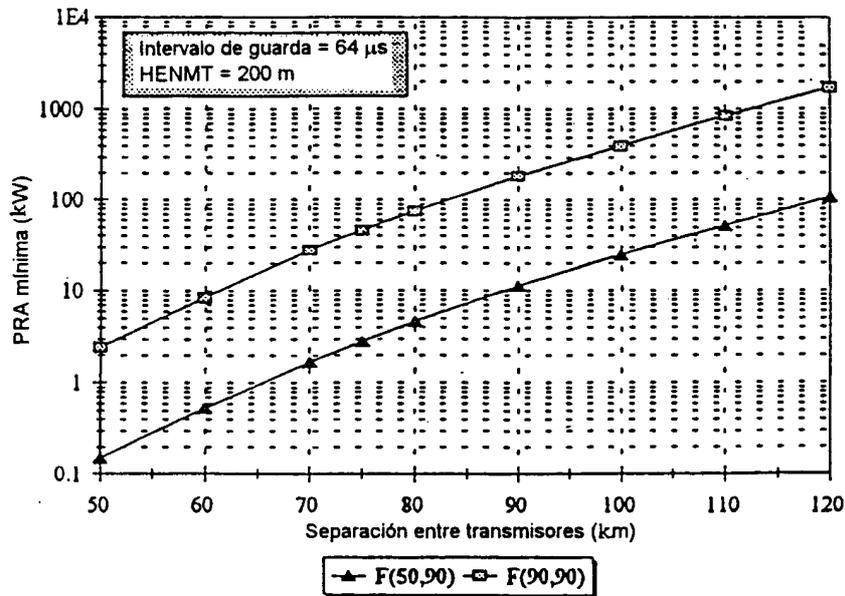


FIGURA 56

PRA mínima en función de la separación entre transmisores
Intervalo de guarda = 64 μ s



Para un intervalo de guarda igual a $32 \mu\text{s}$ (Fig. 55), la PRA mínima aumenta gradualmente (pérdidas de propagación), para separaciones de transmisores comprendidas entre 50 y 75 km, prosiguiendo su aumento de forma asintónica cuando la separación entre transmisores se acerca a 95 km (ecos destructivos). El funcionamiento SFN es imposible para valores de la HENMT de 200 m y separaciones entre transmisores mayores de 95 km, con independencia de la magnitud de la PRA.

Como se aprecia en la Fig. 56, no pudo observarse el comportamiento asintótico de la PRA según la curva indicativa de la distancia de separación, para un intervalo de guarda de $64 \mu\text{s}$ y separaciones entre transmisores de hasta 120 km. La asíntota existe probablemente para separaciones entre transmisores en algún valor de la gama 150-200 km, mucho más allá del rango de viabilidad debido a las pérdidas de propagación.

Un resultado importante a subrayar es que para los parámetros COFDM tanto del Modo II como del Modo III, valores de la HENMT de 200 m, separaciones entre transmisores de 50, 60 y 70 km, la PRA mínima necesaria es de 2,5 kW, 9 kW y 29 kW respectivamente para proporcionar servicio en el 90% de las ubicaciones durante el 90% del tiempo. Esta gama de separaciones y valores de la PRA es muy práctica y se basa únicamente en pérdidas de propagación en vez de en la presencia de ecos destructivos. Valores de la PRA unos 12 dB inferiores bastarían para el 50% de las ubicaciones y el 90% del tiempo.

5 Conclusiones

Los resultados detallados de simulación por computador descritos en este Informe han puesto de manifiesto la viabilidad de las redes monofrecuencia sincronizadas en 1,5 GHz. Se ha demostrado que resulta posible emplear separaciones entre transmisores de hasta 80 km con parámetros de COFDM del Modo II o Modo III, empleando valores realistas de la PRA del transmisor y la HENMT de la antena.

Se ha demostrado que el empleo de intervalos de guarda tan reducidos como $64 \mu\text{s}$ (Modo II) o $32 \mu\text{s}$ (Modo III) no impone limitaciones para separaciones entre transmisores de hasta 80 km, debido a que los ecos recibidos fuera de estos intervalos de guarda quedan muy atenuados por las pérdidas de propagación y no son lo suficientemente destructivos para llevar a la relación $C/(N + I)$ por debajo del umbral. Las pérdidas de propagación son un factor importante que parece haberse pasado por alto en los estudios anteriores de las SFN, cuando se pensaba que era necesario utilizar duraciones del intervalo de guarda muy largas para garantizar el funcionamiento adecuado de la red.

En todas las simulaciones por computador se utilizó un modelo de propagación determinístico. Esto corresponde al caso en que todos los niveles de ecos activos están correlacionados. No se tuvo en cuenta la existencia de ecos pasivos. Es posible que en la explotación real donde cada eco recibido en un punto es independiente de los demás, se mejore algo la situación. Se requieren estudios ulteriores para investigar la disponibilidad del servicio SFN cuando se empleen modelos de propagación estocásticos.

ANEXO 1-E

Simulaciones por computador de la calidad del sistema (Sistema digital A)

1 Introducción

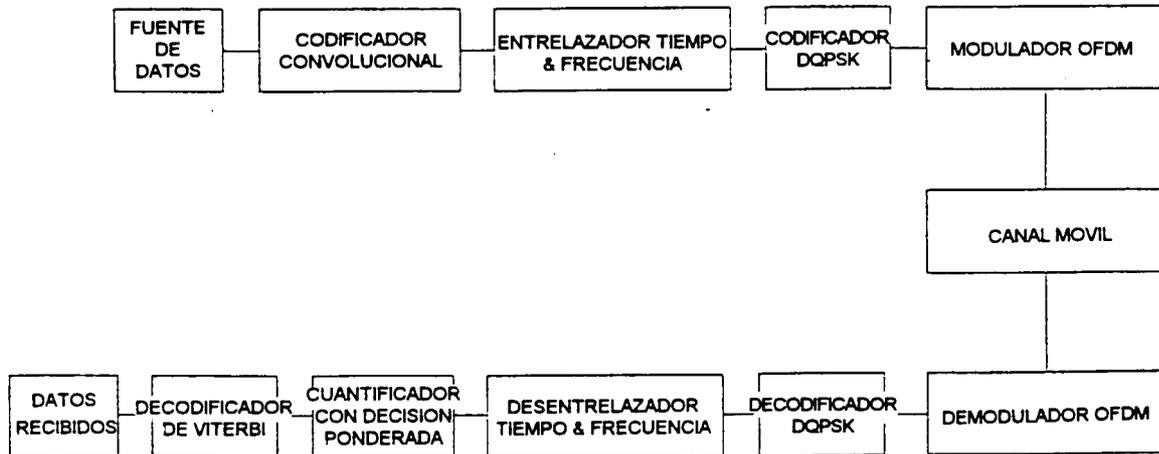
En Canadá, se han realizado simulaciones por computador para evaluar la calidad de funcionamiento del sistema digital A, en el contexto de un servicio DSB mixto por satélite/terrenal en 1,5 GHz. A fin de reducir al mínimo la complejidad del receptor, se supone el empleo de una técnica de modulación común para las transmisiones por satélite y terrenales. En este Anexo, se describe la calidad de funcionamiento del sistema digital A en el contexto de la emisión terrenal, reservándose la indicación de esa calidad en el contexto de la emisión por satélite al Anexo 3A del Informe UIT-R BO.955.

2 Modelo de simulación por computador

2.1 Modelo general

En la Fig. 57, se muestra un diagrama de bloques del modelo utilizado para el análisis y la simulación del sistema COFDM. La fuente de datos genera una secuencia binaria pseudoaleatoria. El bit generado en un instante dado es independiente de los bits anteriores, siendo igualmente probables los dos niveles del alfabeto binario. A continuación se aplica a los bits de información una protección contra errores por medio de un codificador convolucional. Tras un entrelazado en tiempo y en frecuencia, se emparejan los bits formando dibits, los cuales se codifican diferencialmente en fase. Por último, se realiza la modulación OFDM mediante una transformada rápida de Fourier inversa (IFFT). La señal OFDM, se modula, en primer término, utilizando una FFT antes de procesarla por el canal móvil. Seguidamente, la información de cada subportadora se decodifica con fase diferencial y se desentrelaza en frecuencia y en tiempo. La salida del desentrelazador se cuantifica antes de aplicarla al decodificador de Viterbi.

FIGURA 57
Modelo general del sistema DSB



2.2 Modelo del canal terrenal móvil

Se simularon modelos de canales móviles terrenal y por satélite. El modelo del canal móvil terrenal consta, aproximadamente, de $N = 40$ trayectos cada uno con un retardo τ_1 fijo, un desplazamiento Doppler f_i fijo y una atenuación relativa idéntica. Los valores del retardo de cada trayecto se generan mediante una función de densidad de probabilidad de la forma:

$$p(\tau) = e^{-\tau/\sigma} \quad \text{para } 0 < \tau < \tau_{m\acute{a}x}$$

$$= 0 \quad \text{para los demás valores} \quad (1)$$

que se corresponde con un perfil de retardo de potencia multitrayecto determinado. En (1), σ mide la desviación típica de los retardos respecto del valor medio (es decir la «dispersión del retardo») y $\tau_{m\acute{a}x}$ es el retardo de eco máximo. Se utilizaron perfiles de retardo de potencia típicos de zonas urbanas y rurales como se indica en la Fig. 58 [COST 207, 1989]. El desplazamiento Doppler de cada trayecto se genera mediante:

$$f_i = f_{m\acute{a}x} \cos(\theta_i) \quad (2)$$

donde:

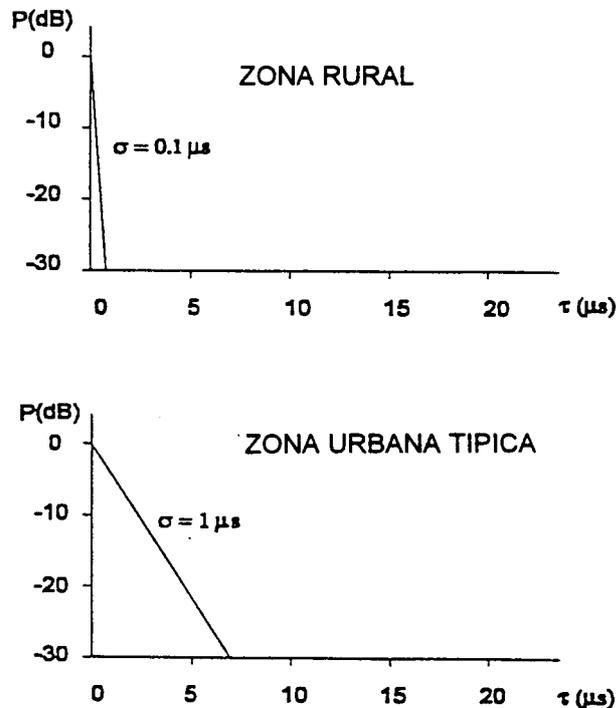
$f_{m\acute{a}x}$: desplazamiento Doppler máximo determinado por v/λ (velocidad del vehículo/longitud de onda de la portadora RF) y

θ_i : variable aleatoria uniformemente distribuida entre 0 y 2π .

A continuación del proceso de desvanecimiento se agrega a la señal un ruido blando Gaussiano.

FIGURA 58

Perfiles de retardo de potencia de canales terrenales móviles



2.3 Limitaciones de las simulaciones

En las simulaciones aquí descritas se supuso que existía una sincronización y un filtrado perfectos (bordes abruptos). No se tomaron en cuenta los efectos derivados del control automático de ganancia, del ruido de fase de los osciladores locales del receptor ni de las linealidades de los equipos de transmisión y de recepción. Hasta ahora, el modelo representa una realización perfecta del transmisor y del receptor COFDM. Por consiguiente, los resultados representan la calidad de funcionamiento máxima posible para las distorsiones de canal indicadas. Como parte del mismo programa de estudios, se está desarrollando un programa de simulación adicional, a fin de investigar los efectos de estos factores de realización de los equipos sobre la calidad de funcionamiento del sistema COFDM.

3 Resultados y análisis de la simulación

Los parámetros COFDM investigados fueron la profundidad del entrelazado temporal, el número de niveles de cuantificación de la decisión ponderada y la longitud obligada del código convolucional.

En los resultados que se indican seguidamente se incluyó la energía contenida en el intervalo de guarda en el cálculo de E_b/N_0 . Restando 1 dB de estos valores de la E_b/N_0 , pueden obtenerse fácilmente las relaciones portadora/ruido (C/N) correspondientes.

3.1 Profundidad del entrelazado temporal

La finalidad de esta primera serie de simulaciones era determinar el valor óptimo de la profundidad del entrelazado temporal. Se efectuaron simulaciones de canales terrenales correspondientes a una zona urbana típica (TU) y a una zona rural (RA) para velocidades del vehículo de 18 km/h ($f_{m\acute{a}x} = 25$ Hz) ($f_{m\acute{a}x} = 200$ Hz). La duración del símbolo total utilizada fue $T_s = 156,25$ μ s (Modo III).

Se determinaron los valores de la relación E_b/N_0 , necesarios para conseguir una tasa de errores de los bits (BER) igual a 10^{-4} , en función de la profundidad del entrelazado temporal. Se hizo variar este último parámetro entre 48 y 768 ms.

Los resultados de la simulación, representados en la Fig. 59, muestran pequeñas degradaciones (como máximo 1 dB para el canal RA), cuando se reduce la profundidad del entrelazado temporal de 768 a 384 ms. Por debajo de 384 ms, las degradaciones aumentan rápidamente en ambos canales. Por consiguiente, un buen compromiso entre el retardo y la calidad de funcionamiento es un valor de profundidad de entrelazado temporal igual a 384 ms.

3.2 Niveles de cuantificación de la decisión ponderada

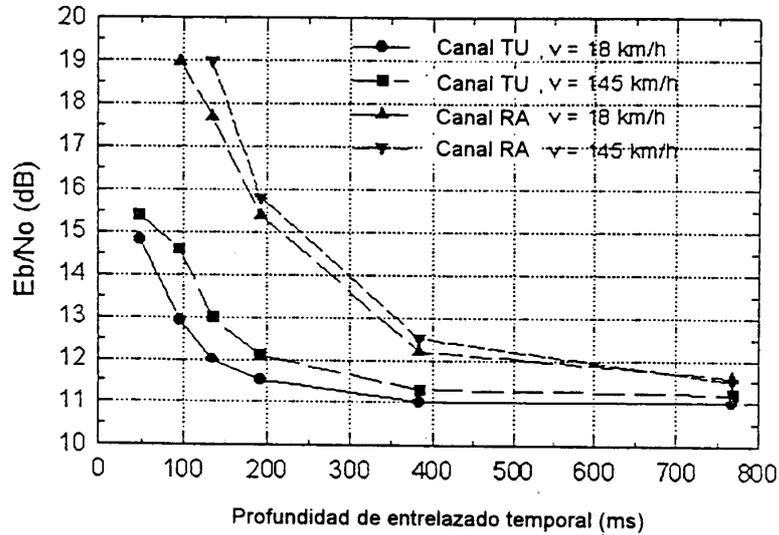
La finalidad de esta segunda serie de simulaciones fue la de evaluar las degradaciones de la calidad de funcionamiento originadas por una reducción del número de niveles utilizados para cuantificar la entrada al decodificador de Viterbi. Este parámetro influye sobre la complejidad del decodificador de Viterbi. Se ha demostrado en [Clark, G.C., 1988], que la elección óptima es 8 niveles de cuantificación para un canal de ruido blando Gaussiano aditivo (AWGN) ¿será ese número suficiente para los canales móviles?

A fin de proporcionar respuestas a esta cuestión, se realizaron simulaciones con los canales móviles TU y RA, así como con el canal AWGN. Para los canales móviles se utilizó una velocidad de vehículo de 72 km/h ($f_{m\acute{a}x} = 100$ Hz) . La duración del símbolo total fue 156,25 μ s (Modo III) y la profundidad de entrelazado temporal tomó el valor de 384 ms.

Se determinaron los valores de la relación E_b/N_0 , necesarios para conseguir una tasa de errores de los bits (BER) igual a 10^{-4} , en función del número de niveles de cuantificación. Se varió este último parámetro entre 2 (1 bit/muestra, decisión drástica) y 32 (5 bit/muestra).

FIGURA 59

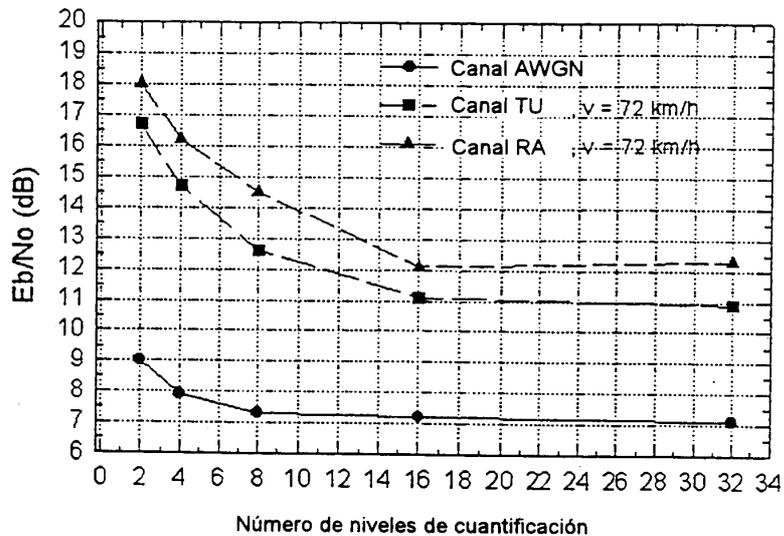
Degradación de la relación E_b/N_0 en función de la profundidad de entrelazado temporal



Los resultados, representados en la fig. 60, muestran que no hay ningún aumento sustancial del valor de la relación E_b/N_0 cuando el número de niveles de cuantificación se reduce a 8 en el canal AWGN y a 16 en los canales TU y RA. Por debajo de estos valores, la degradación aumenta rápidamente. Para velocidades del vehículo mayores, se obtuvieron resultados similares (no representados). Por lo tanto, para canales móviles resulta óptimo un cuantificador con 16 niveles (4 bits/muestra). En canales móviles se requiere un cuantificador con mayor resolución (en comparación con el canal AWGN), para retener la información contenida en las amplias fluctuaciones de la envolvente de señal recibida.

FIGURA 60

Degradación de la relación E_b/N_0 en función del número de niveles de cuantificación de la decisión ponderada (Modo III)



3.3 Longitud obligada del código convolucional

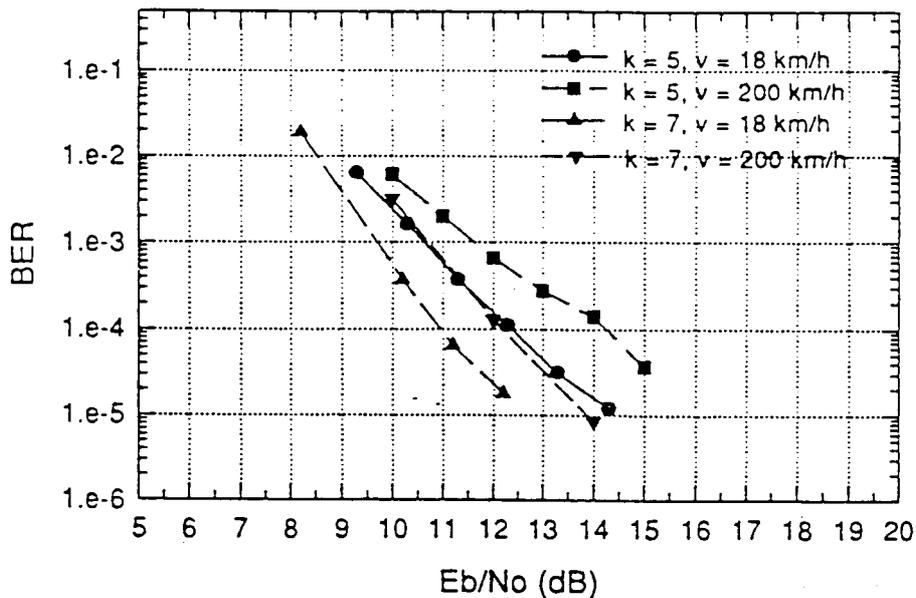
La finalidad de la tercera serie de simulaciones fue determinar los efectos de la reducción de la longitud obligada del código convolucional por debajo del valor 7 propuesto. La complejidad del codificador de Viterbi crece de forma exponencial con el valor de la longitud obligada.

Se obtuvieron curvas representativas de la variación de la BER en función de la relación E_b/N_0 para canales móviles TU y RA con velocidades de vehículo de 18 km/h ($f_{m\acute{a}x} = 25$ Hz) y 200 km/h ($f_{m\acute{a}x} = 275$ Hz) y valores de la longitud obligada de 5 y 7. La duración del símbolo total fue 156,25 μ s (Modo III) y la profundidad del entrelazado temporal tomó un valor de 384 ms.

En la Fig. 61, se representan los resultados para el canal TU. La reducción de la longitud obligada de 7 a 5 produce una degradación igual a 1,5 dB, aproximadamente, para una BER de 10^{-4} , con una velocidad de vehículo de 18 km/h. la degradación llega a ser igual a 2 dB, aproximadamente, para una velocidad de 200 km/h y el mismo valor de las BER. Para el canal Ra se obtuvieron resultados similares (no representados).

FIGURA 61

Variación de la BER en función de la relación E_b/N_0 para diferentes valores de la longitud obligada y velocidades del vehículo (canal TU, Modo III)



4 Conclusiones

En este Anexo se presentan resultados preliminares de un estudio paramétrico del formato de emisión COFDM en 1,5 GHz. El estudio se realizó mediante simulación por computador. Se supuso que existía una completa sincronización y un filtrado perfecto (abrupto). No se tomaron en cuenta los efectos del ruido de fase en los osciladores locales de los receptores ni las no linealidades de los equipos de transmisión o de recepción. En consecuencia, los resultados representan la calidad de funcionamiento máxima posible de la técnica COFDM en los canales móviles investigados. De los resultados se desprende que:

- una profundidad de entrelazado temporal de 384 ms constituye una buena transacción entre retardo y calidad;
- para canales móviles resulta óptima la utilización de 4 bits/muestra para la cuantificación de la entrada al detector de Viterbi;
- la reducción del valor de la longitud obligada del código convolucional de 7 a 5 introduce una degradación de 1,5 a 2 dB para una BER de 10^{-4} ;

Se están desarrollando programas de simulación adicionales para investigar los efectos de los factores de realización de los equipos sobre la calidad de funcionamiento de la técnica COFDM.

ANEXO 2

Descripción de los sistemas de radiodifusión sonora digital dentro de la banda y en el mismo canal (IBOC)

1 Introducción

Hasta muy recientemente se pensaba, generalmente, que las frecuencias nuevas o infrautilizadas de las bandas de ondas métricas y decimétricas constituían la única posibilidad de establecimiento de un nuevo servicio DSB. Los recientes trabajos de investigación y desarrollo han elaborado tecnologías que pueden hacer viables otras realizaciones de la DSB que pueden utilizar la infraestructura de radiodifusión existente en la banda 6 y en la de ondas métricas con modulación de frecuencia.

Los sistemas DSB «dentro de la banda y en el mismo canal» (IBOC) se han diseñado para permitir que una señal DSB ocupe simultáneamente la misma atribución de frecuencias que una señal de radiodifusión analógica convencional. La técnica IBOC de DSB tiene una elevada eficacia espectral, porque permite utilizar dos veces la misma frecuencia, una vez para la señal de radiodifusión analógica y otra para la señal de radiodifusión digital. La IBOC permite la migración hacia servicios DSB sin ningún tipo de interrupciones. La tecnología DSB IBOC puede hacer disponible el escaso espectro de RF en ondas métricas y decimétricas señalado hasta ahora como espectro de sustitución para el servicio DSB. En varias ferias dentro de los Estados Unidos se han realizado pruebas de sistemas DSB IBOC en la banda 6 y en la de ondas métricas con modulación de frecuencia.

2 Realización del dsb mediante técnicas IBOC

En los Estados Unidos de América se han establecido los objetivos básicos para una realización del DSB mediante técnicas IBOC, a fin de garantizar la compatibilidad con los sistemas de modulación de frecuencia analógicos (véase la nota 1). Entre los objetivos de estos sistemas IBOC figuran los siguientes:

2.1 La señal codificada y modulada debe estar centrada en torno a una de las frecuencias de portadoras de modulación de frecuencia asignadas (Banda II, en múltiplos enteros impares de 100 kHz) y la señal compuesta analógica/digital deberá cumplir los gálibos de densidad espectral de potencia establecidos por la FCC.

2.2 La señal de audio codificada deberá tener una calidad «casi CD» en todas las condiciones de transmisión y recepción (fija o móvil) previstas en entornos de tipo urbano, suburbano y rural.

2.3 La superposición de la señal DSB sobre la modulación de frecuencia analógica, no producirá una degradación perceptible en las condiciones anteriores cuando se reciba en un receptor convencional de modulación de frecuencia de calidad media.

2.4 De forma similar, la presencia o ausencia de una señal de modulación de frecuencia analógica no producirá un efecto perceptible en la recepción de la señal DSB.

En la reunión de enero de 1993, celebrada en Los Ángeles, se describieron dos de los sistemas en desarrollo que pretenden cumplir los objetivos anteriores. Se presentaron también dos contribuciones que cuestionaban la viabilidad del concepto IBOC. En este Anexo se resumen los sistemas y dudas suscitadas en estos documentos.

(Nota 1- No se ha considerado la cuestión relativa a la viabilidad de un sistema IBOC en los países con asignaciones de frecuencias portadoras distintas de la modulación de frecuencia.)

3 Descripción de los sistemas

3.1 Sistema con modulación de frecuencia

Uno de los sistemas descritos emplea un filtrado para confinar la señal de modulación de frecuencia analógica a una banda de 200 kHz centrada en torno a la frecuencia portadora y coloca una señal DSB COFDM filtrada apropiadamente en uno o ambos de los canales laterales de 100 kHz (de $f_c - 200$ a $f_c - 100$ y/o de $f_c + 100$ a $f_c + 200$ kHz). La colocación de las subportadoras individuales es totalmente flexible, adoptándose la decisión relativa a la utilización de los canales laterales con miras a minimizar la interferencia mutua hacia y desde otras estaciones de modulación de frecuencia (con o sin la DSB superpuesta) próximas geográficamente. La información que define la utilización del canal lateral se transmite de forma continua, haciendo uso de un canal lateral muy robusto. Puede modificarse la utilización en cualquier momento sin perturbar a las señales analógicas ni a las digitales.

Los efectos del multitrayecto se suavizan gracias a una combinación de diversidad de frecuencia a través del intervalo de 400 kHz, al entrelazado de máxima profundidad permitida por las limitaciones del retardo de entrada/salida y a la utilización de una técnica de corrección de errores sin canal de retorno muy potente.

Puede también utilizarse el canal auxiliar para la transmisión de datos distintos del audio, sugiriéndose en el documento distintos empleos de estos datos.

En el otro sistema, además de las técnicas habituales de reducción de los efectos del multitrayecto, los trabajos prosiguen con una técnica de «deslizamiento de frecuencias» en la cual el programa MF modula las frecuencias portadoras de los subcanales digitales y produce un desplazamiento de frecuencia constante entre la portadora de modulación de frecuencia analógica y las señales digitales IBOC. El deslizamiento de frecuencia desplaza las frecuencias de la portadora digital en sincronismo con la frecuencia instantánea de la señal MF. El deslizamiento de frecuencia aumenta la anchura de banda efectiva del sistema DSB IBOC y proporciona cierto nivel de diversidad de frecuencia, efectiva contra el multitrayecto. Además, para compensar la distorsión de fase no uniforme, producida por el multitrayecto en toda la banda, se utiliza una técnica de ecualización de alta velocidad desarrollada recientemente y que se basa en la tecnología de transporte de carga acústica (ACT).

Para el desarrollo del sistema de radiodifusión sonora digital MF (DSB-MF) dentro de la banda y en el mismo canal, fue necesario realizar la extracción de la señal de audio digital de una señal MF analógica convencional que ocupaba el mismo espectro. Para realizar la extracción de la señal DSB de la MF analógica, se utiliza una clase de componentes de tratamiento de la señal denominados filtros adaptables. Un filtro adaptable tiene la aptitud de modificar, de forma automática, su respuesta en función de las variaciones de las características de las señales deseadas o no deseadas. Un tipo de filtro adaptable es el filtro «transversal», que realiza operaciones sucesivas de retardo, ponderación y suma para dejar pasar las señales deseadas, rechazando, al tiempo, las no deseadas. Hasta muy recientemente no era práctica la realización de filtros transversales programables capaces de manejar señales de alta velocidad. Gracias a una tecnología que combina la velocidad y la sencillez de los componentes analógicos con las posibilidades de programación y de retardo del tratamiento digital, puede disponerse en la actualidad de filtros transversales de alta velocidad. La tecnología ACT permite la realización práctica de filtros transversales que funcionan en una gama de frecuencias de 500 kHz a 180 MHz, proporcionando

varias centenas de retardos en paralelo en un intervalo comprendido entre algunos nanosegundos y varios microsegundos.

En diversas convenciones públicas de los Estados Unidos de América, se han realizado demostraciones de funcionamiento de los filtros que cumplen las especificaciones necesarias para extraer una señal DSB de nivel 30 dB inferior al de una señal MF convencional. Se han efectuado demostraciones de profundidades de filtrado de -35 dB con velocidades de actuación inferiores a 100 ns.

Una consideración importante para el desarrollo de un sistema de radiodifusión sonora digital con modulación de frecuencia (DSB-MF) dentro de la banda y en el mismo canal, es el requisito de que la señal digital no interfiera con las señales de modulación de frecuencia analógicas que ocupan el mismo canal de frecuencias. Se consigue la supresión de la interferencia modulando la señal digital de una forma que se garantice su ortogonalidad con la señal analógica. Un método para lograr esta ortogonalidad es diseñar el espectro de la señal digital de forma que nunca se superponga sobre el espectro de la señal analógica. La técnica de deslizamiento de frecuencia, descrita anteriormente, mantiene un desplazamiento constante entre las señales de modulación de frecuencia y DSB IBOC. No cabe esperar que las realizaciones prácticas de los sistemas mantengan una perfecta ortogonalidad y, además, cualquier grado de correlación entre las señales analógica y digital provocará cierta interferencia mutua entre ellas. La intensidad de la interferencia dependerá de la capacidad de prevención de cualquier solape entre el espectro de la señal analógica y el espectro de la señal digital, mediante un diseño y realización adecuados de la forma de onda digital.

En las pruebas efectuadas con emisión de señales desde la estación WWNO de Nueva Orleans, Louisiana y la estación WILL en Urbana, Illinois se ha demostrado la ausencia de interferencia en la recepción de una señal DSB-MF dentro de la banda y en el mismo canal con la recepción de la modulación de frecuencia analógica. Las mediciones efectuadas con la estación WILL-MF de Urbana, Illinois, en septiembre de 1992, antes de insertar la señal digital proporcionaron una relación S/N igual a 60 dB, aproximadamente. La inyección de una señal digital de 192 kbit/s con deslizamiento de frecuencia y un nivel de -30 dBc, aproximadamente, produjo una relación S/N igual a 59,5 dB con una reducción de 0,5 dB. Se realizaron observaciones adicionales en un receptor de modulación de frecuencia de vehículo de tipo comercial, con miras a detectar la presencia de la señal digital en la salida de audio del receptor. En el curso de las pruebas se conectó y desconectó la potencia del transmisor digital de forma cíclica, en tanto que dos ingenieros intentaban distinguir alguna modificación de la calidad de la señal audio. No se detectó la presencia de la señal digital ni en las pruebas móviles ni en las de tipo estacionario. En algunas ubicaciones, en las que el multitrayecto intenso producía la pérdida casi total de la señal analógica, tampoco se detectó la interferencia debida a la señal digital. Desde la estación WILL-MF, se difundió una señal DSB dentro de la banda y en el mismo canal durante un periodo aproximado de cuatro semanas. En este tiempo, no se recibió ninguna queja de los radioyentes relacionada con las pruebas de emisión DSB IBOC.

Se ha suscitado la duda de si tal sistema puede cumplir las principales características técnicas y de explotación establecidas en la Recomendación UIT-R BS.774 para la radiodifusión sonora digital terrenal. Algunas de estas cuestiones están relacionadas con las características de servicio seleccionadas por el UIT-R que siguen:

- Calidad de audio: ¿podría una anchura de banda de 200 kHz permitir una recepción fiable de un programa estereofónico con calidad de CD en receptores portátiles y móviles además de receptores fijos, como se acepta normalmente en la planificación de la modulación de frecuencia?

- Eficacia espectral y de potencia: ¿pueden utilizarse niveles de potencia suficientes para proporcionar la elevada disponibilidad de servicio que necesitan los sistemas digitales para la misma zona de cobertura, sin degradar la cobertura MF analógica habitual tanto en el borde como dentro de la zona de servicio? ¿Podrían los sistemas que no son cocanal imponer dificultades sustanciales a la planificación del espectro para permitir la migración de las estaciones MF actuales al servicio DSB así como prever la acomodación y migración de estaciones de modulación de amplitud del sistema DSB-MF, si no puede desarrollarse ningún sistema DSB-MA adecuado?
- Comportamiento en un entorno de multitrayecto y ensombrecimiento: ¿sería un canal de 200 kHz lo suficientemente ancho para proporcionar una diversidad de frecuencia efectiva? La diversidad en el receptor ¿podría, si es necesaria, ser práctica para la recepción en equipos móviles y portátiles? y de ser así, ¿cómo se mejoraría la recepción MF? ¿sería suficiente la diferencia de calidad del servicio entre la MF y la DSB para garantizar la viabilidad de este nuevo servicio?

3.2 Sistemas de modulación de amplitud

Los primeros esfuerzos de desarrollo realizados para el establecimiento de la radiodifusión de audio digital en la banda 6 brindan la oportunidad de conseguir una recepción audio con una fidelidad comparable a la del material de programa original. El logro de una realización dentro de la banda y en el mismo canal (IBOC) no implica ningún gasto de espectro adicional y permite realizar la transición a sistemas DSB con una discontinuidad mínima.

La primera limitación que conlleva la implantación de la solución IBOC para el servicio DSB reside en la inserción de la señal digital dentro del espectro atribuido. El elemento clave para la realización de la DSB IBOC es el desarrollo reciente de algoritmos de codificación de la fuente que reducen el requisito de caudal de datos en más de un orden de magnitud.

En los Estados Unidos, se han realizado varias demostraciones públicas en las que una señal digital modula un transmisor explotado en la banda 6, recuperándose esa señal en un emplazamiento fijo distante con una tasa de errores en los bits inferior a 1×10^{-9} . La señal de audio se codificó en la fuente a 96 kbit/s y cumplía los requisitos espectrales establecidos por la máscara NRSC de la FCC (+/- 17,5 kHz).

Debe darse respuesta a diversas cuestiones como las siguientes:

- ¿Podrían alojarse los sistemas de radiodifusión sonora digital dentro de la banda en las atribuciones actuales?
- Como un canal de 10 kHz que cumple la relación de protección cocanal de 26 dB utilizada para la planificación de la modulación de amplitud en la Región 2 únicamente puede transportar 86 kbit/s (límite Shannon) ¿podría transmitirse por este canal un servicio con calidad de CD?
- ¿Pueden cumplirse las necesidades de la modulación digital sin que se produzca interferencia al canal analógica?
- ¿Cuáles serían las características de fallo y de calidad de funcionamiento de sistemas IBOC MA en presencia de interferencia procedente de otras estaciones de modulación de amplitud, en especial interferencia de onda ionosférica?

4 Conclusiones

Las distintas administraciones pueden imponer requisitos diferentes a sus sistemas de radio-difusión sonora. Los sistemas presentados anteriormente pueden constituir alternativas prácticas a los sistemas DSB contemplados hasta ahora. Por consiguiente, algunas administraciones pueden tener mayor capacidad para introducir el servicio DSB sin una interrupción económica importante de los servicios existentes.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ALARD, M. y LASALLE, R. [agosto de 1987] Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers. *EBU Rev. - Technical*, No. 224, 168-190.
- CLARK, G.C. y CAIN, J.B. [1988] Error-correction coding for digital communications, Plenum Press, New York, Third Edition.
- COST 207 [1989] Digital land mobile radiocommunications. Final Report of COST Project 207, Commission of the European Communities. Bruselas.
- COX, D.C. y LECK, R.P. [marzo de 1975] Distributions of multipath delay spread and average excess delay for 910 MHz urban mobile radio paths. *IEEE Trans. on Antenna and Propagation*, No. 2, Vol. AP-23, 206-213.
- de WECK, J.-P., MERKI, P. y LORENZ, R. [1988] Power delay profiles measured in mountainous terrain. *IEEE Vehicular Technology Conference*, 105-112.
- DOSCH, C., RATCLIFF, P.A. y POMMIER, D. [diciembre de 1988] First public demonstrations of COFDM/MASCAM. A milestone for the future of radio broadcasting, *EBU Rev. - Technical*, No. 232, 275-283.
- LE FLOCH, B., HABERT-LASALLE, R. y CASTELAIN, D. [agosto de 1989] Digital sound broadcasting to mobile receivers. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. 35, No. 3, 493-503.
- SHELLOWELL, P., BELL, C.P., STOTT, J.H., WATELING, S., MADDOCKS, M.C.D., MOORE, J.H., DURRANT, P.R. y RUDD, R.F. [1991] Digital audio Broadcasting - The first UK field trial, BBC RD 1991/2.

BIBLIOGRAFÍA

- GREEN J.A. [1992] Building penetration loss measurements for DAB signals at 211 MHz. BBC Research Department Report No. BBC RD 1992/14.
- KRAHE, D. [1986] Ein Verfahren zur Datenreduktion bei digitalen audio-signalen unter ausnutzung psychoakustischer phänomene. *Rundfunktechnik Mitteilungen* 30, 117-123.
- THEILE, G., STOLL, G. y LINK, M. [agosto de 1988] Low bit-rate coding of high-quality audio signals. An introduction to the MASCAM system. *EBU Review - Technical*, No. 230, 158-181.
- WATERS, G. y KOZAMERNIK, F. [marzo de 1990] Plans and studies in the EBU for satellite broadcasting of sound radio, 13th AIAA International Communication Satellite Systems Conference, Los Ángeles, Part I, 176-185.
-