

INFORME UIT-R BO.955-3

**RADIODIFUSIÓN SONORA POR SATÉLITE DESTINADA A RECEPTORES  
EN VEHÍCULOS, RECEPTORES PORTÁTILES Y RECEPTORES FIJOS  
EN LA GAMA DE 500-3 000 MHZ**

**(Cuestión UIT-R 93/10)**

(1982-1986-1990-1994)

## **1 INTRODUCCIÓN**

El presente Informe proporciona información relativa a las características técnicas de los sistemas de radiodifusión sonora por satélite para la recepción individual con receptores de vehículos, portátiles y fijos en la gama de frecuencias 500-3 000 MHz.

En la Recomendación UIT-R BO.712 se describen los sistemas digitales de radiodifusión sonora por satélite para la recepción con receptores fijos en la banda 12 GHz.

En la Resolución N° 505, la CAMR-79 invitaba al UIT-R a proseguir y acelerar los estudios referentes a las características técnicas de un sistema de radiodifusión sonora por satélite para la recepción individual con receptores portátiles o instalados en automóviles en la gama de frecuencias 500 a 2 000 MHz. La CAMR ORB - 85 examinó esta cuestión y formuló la Recomendación N° 2 en la que pedía que se realizaran nuevos estudios sobre la radiodifusión sonora por satélite.

En la CAMR ORB-88 se examinó también este asunto y se publicó la Resolución N° 520, en virtud de la cual se ampliaba el límite superior de la gama de frecuencias de interés a 3 000 MHz y se invitaba al UIT-R a llevar a cabo estudios técnicos sobre:

- la repercusión de la elección de frecuencia en los parámetros del sistema, especialmente en las necesidades de potencia del satélite, las características de las antenas transmisoras y receptoras y las características de propagación;
- la anchura de banda requerida por el servicio;
- los aspectos técnicos de la compartición entre servicios, dando especial consideración a la compartición geográfica.

Los estudios iniciales se basaron en sistemas analógicos convencionales. Durante el periodo 1986-1990 se emprendieron en los Estados Unidos de América y en la UER nuevos estudios, principalmente en el campo de las técnicas digitales avanzadas para la radiodifusión sonora por satélite en ondas decimétricas.

Sobre la base de todos estos estudios, el GITM CAMR-92 del ex CCIR preparó un Informe técnico destinado a la CAMR-92. El GITM 10-11/1 del ex CCIR preparó también un Informe más detallado. Estos informes presentan pruebas evidentes de que la provisión de un servicio de radiodifusión sonora por satélite con radiodifusión terrenal complementaria a receptores de vehículos y receptores portátiles es viable con el nivel actual de la tecnología.

En el presente Informe se examinan diferentes técnicas analógicas y digitales con sus balances de enlace correspondientes, mostrando el compromiso alcanzado entre la calidad del servicio, la continuidad del mismo, la potencia transmitida y la complejidad de los receptores.

Los estudios del UIT-R han sido realizados en respuesta a la Cuestión UIT-R 93/10 por varias Administraciones, incluyendo Canadá, Japón, Francia y los Estados Unidos de América, en las tres Regiones establecidas por la UIT. Dichos estudios han aportado pruebas concluyentes de que la provisión de servicios de radiodifusión sonora por satélite a receptores de vehículos y receptores portátiles es viable con el nivel actual de la tecnología. En particular, los sistemas digitales que utilizan técnicas de modulación avanzadas y reducción de velocidad binaria para codificación de la fuente pueden acomodarse bien a las características de propagación por trayectos múltiples del canal de satélite, al tiempo que preservan una buena eficacia de utilización del espectro y reducen al mínimo las necesidades de potencia de transmisión del satélite.

## **2 SERVICIOS Y SISTEMAS**

### **2.1 Objetivos del servicio**

El objetivo de los nuevos servicios de radiodifusión sonora es mejorar la disponibilidad, calidad y diversidad de los servicios de programas a los oyentes. La cobertura de una extensa zona llevará el servicio de programas por primera vez a muchos oyentes, y las técnicas digitales avanzadas permitirán recibir un sonido de alta calidad equivalente a la calidad disponible en otros medios sonoros (por ejemplo, discos compactos). Dichas técnicas digitales también abrirán paso a un amplio repertorio de nuevos servicios relacionados con los programas e independientes, con una mínima repercusión en las exigencias de espectro y de potencia. El servicio de radiodifusión por satélite (SRS) sonoro está orientado hacia una recepción fija, en vehículos y portátil.

Es de esperar que los conceptos y sistemas descritos más adelante ayudarán a conseguir estos objetivos si se atribuye una banda de frecuencias adecuada. Los objetivos técnicos del sistema están determinados por dos factores: calidad y fiabilidad.

#### **2.1.1 Calidad**

Los objetivos del servicio para la radiodifusión sonora por satélite pueden jugar un papel importante en la determinación del tipo de sistema a utilizar y el diseño y coste global del sistema. Debe examinarse con cuidado las influencias mutuas entre la calidad de funcionamiento y los factores económicos. La radiodifusión sonora por satélite lleva ahora más de 25 años siendo objeto de análisis, y durante ese tiempo la reproducción y transmisión del sonido ha experimentado un desarrollo considerable. También ha sucedido así con las expectativas de los oyentes. La mayoría de los residentes en zonas urbanas esperan ahora escuchar sonido estéreo de alta calidad, incluso desde radios portátiles o de vehículos. Los enormes progresos en las prestaciones de equipos domésticos de alta fidelidad ("hi-fi"), que culminan en el uso generalizado de discos compactos, hacen que numerosas personas esperen una calidad de sonido superior que la que pueden ofrecer los receptores fijos de MF. Similares expectativas son a menudo compartidas en zonas remotas, debido a la amplia difusión de grabadores de casete de buena calidad y reproductores de disco compacto. El nivel de calidad puede establecerse para la condición de audición más exigente (el entorno de audición de alta fidelidad en el hogar), mientras que presumiblemente los receptores de vehículos y portátiles tendrán la posibilidad de ajustar el margen dinámico de la señal de sonido para una audición cómoda en entornos ruidosos como el un automóvil.

Gran parte de la cobertura de zonas extensas se logra actualmente por medio de transmisiones ionosféricas de onda larga, onda media y onda corta. Aunque la población de esas zonas tal vez prefiera recibir emisiones de entretenimiento con la máxima calidad técnica, puede resultar más

económico para este tipo de servicio aceptar un servicio monofónico de calidad media con tal de que sea fiable y pueda ser recibido en receptores portátiles o móviles.

Por estas razones, los objetivos de calidad comprenden desde el grado 3 en la escala de 5 puntos del UIT-R para un sistema monofónico sencillo, hasta el grado 4,5 para un sistema digital avanzado. El objetivo de los sistemas digitales avanzados es proporcionar un servicio estereofónico de alta calidad, comparable a la del disco compacto. Estos distintos grados de calidad de servicio pueden conducir a diferentes soluciones de compromiso para el sistema, pero en todos los casos es probable que planteen necesidades en cierta medida similares en cuanto a espectro de frecuencias para la SRS sonora.

El tamaño de la zona de cobertura es también un factor importante a la hora de establecer los parámetros del sistema. Los nuevos servicios de radiodifusión sonora deberían permitir gran flexibilidad en la prestación del servicio a un país, que debería de abarcar desde la cobertura local de una ciudad a una cobertura regional, nacional y supranacional dependiendo de las necesidades de las Administraciones individuales. Las zonas de servicio pequeñas estarían mejor atendidas por radiodifusión terrenal, mientras que para las zonas de servicio extensas sería mejor la radiodifusión por satélite. En la práctica, cabe esperar que en un determinado país existan tanto zonas de cobertura grandes como pequeñas, dando lugar a una posible coexistencia de servicios de radiodifusión por satélite y de radiodifusión terrenal.

Además de la necesidad que tienen numerosos países de proporcionar una completa cobertura radioeléctrica sobre zonas muy extensas, algunas naciones desean implantar una radiodifusión sonora por satélite para proveer servicios de programas especializados que interesen a audiencias relativamente pequeñas repartidas por zonas tan vastas. La amplia cobertura que permite lograr la distribución de sonido por el SRS mejorará las condiciones económicas en que puede atenderse a unos oyentes dispersos, haciendo así más prácticos estos servicios de programas especializados.

### **2.1.2 Disponibilidad**

Los métodos tradicionales de planificación de la radiodifusión terrenal han aplicado un criterio de disponibilidad que requiere que el 50% de los emplazamientos dentro de la zona de cobertura cumplan los objetivos de calidad al menos durante el 50% del tiempo. Es de esperar que el objetivo de disponibilidad del servicio será incrementado para todos los servicios; en particular, para el grado de servicio de alta calidad tendrá que ser incrementado sustancialmente con respecto al criterio anteriormente expuesto.

Entre las técnicas posibles para aumentar la disponibilidad del servicio en ciertas condiciones se incluyen la diversidad temporal, la diversidad de frecuencia y la diversidad de espacio en el receptor, además del empleo de repetidores terrenales para rellenar zonas de sombra en cuyo caso la diversidad de espacio en el transmisor se traduce a diversidad de tiempo en el receptor (descrita posteriormente).

## **2.2 Conceptos de servicio**

Se necesita una nueva generación de sistemas de radiodifusión sonora para proporcionar una zona de amplia cobertura fiable y un servicio de alta calidad a receptores portátiles y de vehículos, que ahora se están convirtiendo en los principales medios de recepción de servicios radioeléctricos. Se consideran viables y deseables para este servicio tanto los medios de distribución por satélite como los terrenales. Cuando se dispone de ambos, sería económico y práctico para el público general tener acceso con el mismo receptor a dichos servicios por satélite y terrenales.

El desarrollo de nuevos servicios de radiodifusión sonora a través de radiodifusión por satélite, radiodifusión terrenal e incluso a través de un servicio de radiodifusión integrado satélite/terrenal se llevará a cabo según el tipo de servicio a suministrar (local, regional, nacional y supranacional). El desarrollo de estos servicios se vería obstaculizado por la falta de atribuciones del espectro apropiadas y adecuadas y de unas normas de emisión adoptadas a título regional o mundial.

### **2.2.1 Radiodifusión por satélite (SRS de sonido)**

Las zonas de servicio están cubiertas por haces de satélite. La extensión de la cobertura del haz necesaria en la Tierra determina el tamaño de la antena de transmisión del satélite. La potencia de transmisión en el satélite tiene que ser suficientemente grande para compensar las pérdidas de propagación y proporcionar una recepción adecuada fija, portátil y en vehículo sobre la Tierra. La antena receptora del automóvil, que debe ser omnidireccional al menos en el plano horizontal, proporciona una ganancia algo limitada (por ejemplo, 5 dB como máximo). Debe incluirse un margen de propagación grande (por ejemplo, un valor típico de 15 dB; modelo Rice o Rayleigh) en el balance del enlace para cubrir los casos de atenuación, obstrucción y desvanecimiento selectivo debido a trayectos múltiples, el cual es más pronunciado en las ciudades. Se han desarrollado técnicas especiales de codificación de canal y modulación que utilizan el entrelazado de frecuencia para contrarrestar el desvanecimiento selectivo en frecuencia, permitiendo así una disminución típica de 5 dB (por ejemplo, 10 dB; modelo log-normal) en la potencia requerida por el satélite.

### **2.2.2 SRS de sonido con transmisores terrenales de relleno (híbrido)**

La cobertura de satélite admite mejora mediante el empleo de transmisores terrenales para rellenar ciertas zonas. Una manera de realizar esta idea se basa en un tipo de operación "híbrida" satélite/terrenal cocanal, que puede ser puesta en práctica mediante el sistema digital A. La cobertura del satélite se refuerza mediante el uso de retransmisores de baja potencia que utilizan la misma frecuencia portadora para cubrir zonas de sombra producidas por grandes edificios, túneles, valles, etc. como se ilustra en la fig. 1. Estos retransmisores se llaman "rellenadores de huecos". Este concepto es una aplicación especial de los nuevos planes de modulación digital avanzada, apropiados para funcionar en un entorno con trayectos múltiples, bien cancelando los ecos o bien haciendo un uso constructivo de los mismos. En este caso, los ecos activos introducidos deliberadamente por repetidores de igual frecuencia para rellenar las zonas de sombra podrían ser corregidos como si fueran ecos pasivos.

Esto puede hacerse con ciertas restricciones relacionadas con los retardos de propagación máximos que son función de la duración del símbolo transmitido. Dichos retardos de propagación se traducen físicamente en distancias a partir de los retransmisores más allá de las cuales estos ecos activos se volverían destructivos, como indica la fig. 2. El empleo de dichos rellenos de huecos puede dar lugar a una reducción en el margen de propagación requerido, desde las características de desvanecimiento uniforme de las zonas urbanas (por ejemplo, 10 dB) hasta las características de desvanecimiento uniforme propias de las zonas rurales (por ejemplo, 5 dB). El satélite puede entonces ser diseñado de manera que proporcione el nivel de señal mínimo suficiente para cubrir las condiciones de visibilidad casi directa que son típicas de la recepción en zonas rurales, puesto que las estaciones repetidoras terrenales, que trabajan en la misma frecuencia, amplificarán la señal en las zonas donde se requiera un margen de propagación suplementario. La p.i.r.e. retransmitida puede ser muy baja, del orden de unos pocos vatios, dependiendo del tamaño de la zona de sombra a cubrir y del grado de aislamiento que pueda lograrse entre la antena receptora y la estación transmisora del relleno de huecos.

FIGURA 1  
Técnica del relleno de huecos cocanal

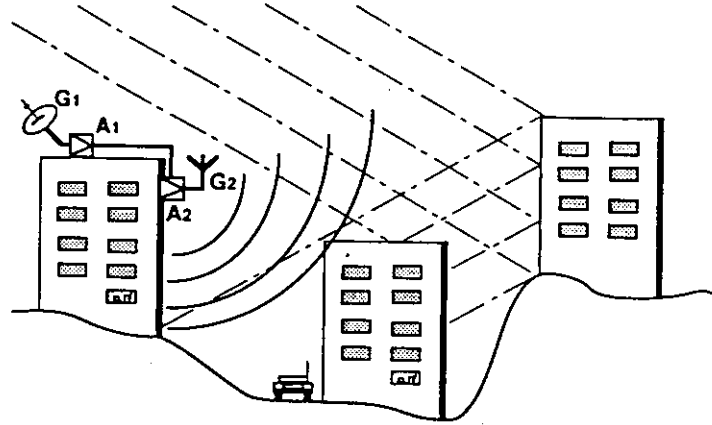
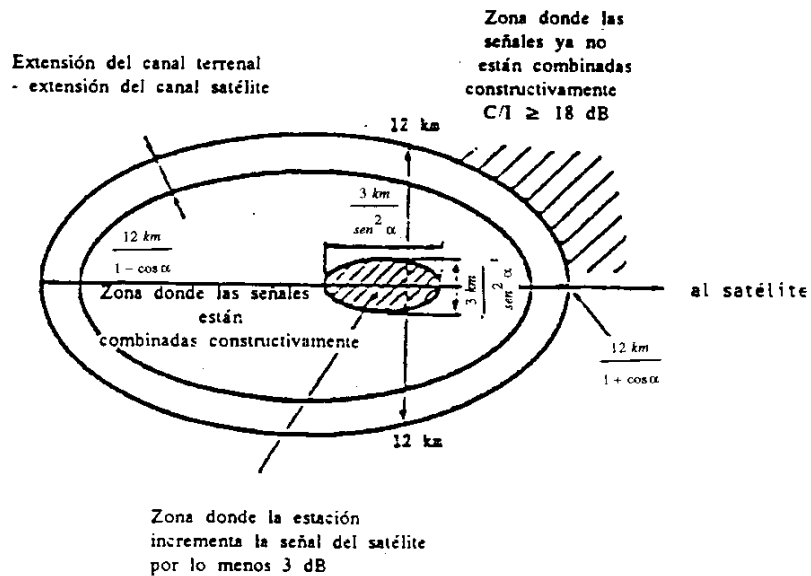


FIGURA 2  
Zonas alrededor de una estación terrena cocanal rellena de huecos, cuando se supone atenuación de espacio libre y un intervalo de guarda de 32  $\mu$ s



Un segundo planteamiento se basa en la utilización de frecuencias portadoras diferentes por los rellenos de huecos para retransmitir en zonas de sombra. En este caso, no existiría ningún impedimento en cuanto a tamaño de la zona de cobertura y aislamiento entre las antenas receptora y transmisora, pero se necesitarían más canales y los receptores tendrían que disponer de una sintonía

automática para conmutar a la frecuencia del relleno local. En el caso de rellenos de huecos múltiples se necesitaría el mismo plan de reutilización de frecuencia que para la radiodifusión terrenal.

Algunos aspectos de la utilización de repetidores terrenales de canal (rellenos de huecos) destinados a complementar el SRS de sonido están pendientes de elaboración.

Deben planificarse cuidadosamente los rellenos de huecos para servicios por satélite híbridos con el fin de no producir interferencia destructiva en el servicio por satélite principal. La situación varía bastante para los servicios terrenales principales, ya que en el caso terrenal es probable que el nivel de señal procedente de la estación principal sea relativamente alto más allá de los límites del hueco a rellenar.

El diseño de los rellenos de huecos destinados a complementar los servicios por satélite es más complejo. Dado que la intensidad del campo procedente del satélite es muy pequeña, es preciso imponer una limitación de potencia a los transmisores de relleno de huecos si se pretende una cobertura continua. Estas consideraciones tienden a limitar el margen de cobertura de los rellenos individuales a valores considerablemente por debajo del límite de una combinación de símbolos constructiva.

En la práctica, resultaría que los rellenos individuales para servicios por satélite estarían típicamente limitados a distancias de cobertura bastante cortas, quizás alrededor de 3 km.

Una solución para proporcionar cobertura en el canal para zonas más extensas es el uso de varios rellenos de huecos con zonas de servicio solapadas, alimentados todos ellos desde un servicio por satélite común. La distancia de cobertura de cada relleno de huecos individual debe ser menor que la distancia de interferencia entre símbolos procedente de cualesquiera otros rellenos de huecos cuya cobertura se solape con la del relleno considerado. Además, la cobertura de estos rellenos múltiples necesita ser planificada de manera que la intensidad del campo y el retardo por longitud del trayecto en torno de la periferia del grupo de rellenos no produzca interferencia destructiva con el servicio por satélite principal.

### **2.2.3 Radiodifusión sonora por satélite y terrenal empleando la misma banda de frecuencias a un mismo receptor (mixta)**

Este concepto se basa en el empleo de la misma banda de frecuencias para los servicios de radiodifusión por satélite y terrenal. Puede proporcionar una mejora de la flexibilidad del servicio mediante la utilización de un receptor común. También puede aprovechar al máximo el espectro permitiendo que estos dos servicios de radiodifusión coordinen estrechamente su desarrollo en vez de intentar compartir la banda de frecuencias con servicios enteramente diferentes. El supuesto es que se utilizaría la misma codificación de canal y de la fuente para radiodifusión terrenal y por satélite, y que, con la antena receptora casi omnidireccional requerida, el receptor captaría las emisiones tanto de los servicios terrenales como de los transmitidos por satélite. Utilizando tecnología moderna no es necesario utilizar las mismas técnicas de modulación para las emisiones terrenales y por satélite en el mismo receptor. No obstante, una técnica de modulación común lograría reducir la complejidad y el coste del receptor.

Todos los canales no atribuidos al SRS para una zona de servicio determinada podrían ser utilizados para radiodifusión terrenal en esa zona de servicio, sometidos al factor de reutilización cocanal habitual y al rechazo de canal adyacente en los receptores. Se necesitará tomar ciertas precauciones al poner en práctica dicho servicio de radiodifusión satélite/terrenal mixto cuando el límite de la cobertura de un sistema terrenal esté situado cerca del borde de una zona de cobertura de satélite asignada al mismo canal. Esto ocurriría probablemente cerca del borde de la zona de servicio.

En este caso se requerirá una distancia de aislamiento para impedir la interferencia en la zona de servicio del satélite del país adyacente. En el sentido contrario, si se va a mantener el mismo tamaño de la zona de cobertura terrenal, habrá que aumentar la potencia de la estación de radiodifusión terrenal para compensar la interferencia suplementaria que recibirá de la zona de cobertura de satélite cercana, puesto que no es de esperar que los niveles de d<sub>fp</sub> (densidad de flujo de potencia) producidos por el satélite caigan rápidamente en las inmediaciones del borde de su zona de cobertura.

Dicha reutilización de los canales de haces de satélite adyacentes de otros países, o dentro del mismo país, aprovecha al máximo el espectro y proporciona un modo flexible de evolución del servicio desde la radiodifusión estrictamente local hasta servicios mixtos satélite/terrenales cuando se añaden servicios nacionales de amplia cobertura. Esta reutilización también podría evolucionar a partir de servicios nacionales (o incluso supranacionales) que transmiten programación de interés nacional y/o servicios especializados por satélite, más tarde complementados por servicios terrenales locales cuando ello tenga sentido económico. Esto podría también ser atractivo para la futura implantación de servicios comerciales especializados por satélite destinados a una cobertura nacional cuando los receptores hayan alcanzado un alto nivel de penetración.

La hipótesis implícita que sirve de base al concepto anterior es que el mismo receptor pueda captar emisiones procedentes de un satélite o de transmisores terrenales. El principio de una radiodifusión sonora mixta satélite/terrenal conduce a una evolución del servicio más fácil y flexible y a una mejor utilización del espectro, además de ofrecer al público opciones más prácticas y económicas.

Se ha realizado un estudio sobre las implicaciones prácticas de esta interferencia adicional producida por haces de satélite próximos [CCIR, 1990-1994, Doc. 10-11S/128]. Se supone que el satélite geostacionario funciona en el mismo canal que el servicio terrenal y utiliza el mismo tipo de modulación. Se supone además que el receptor ve esta interferencia como ruido gaussiano blanco no correlacionado aditivo, añadiéndose por lo tanto al nivel de ruido térmico en el receptor. Utilizando el diagrama de referencia copolar CARR-83 para la antena del satélite, el aumento de ruido aparente en el receptor es menor de 1 dB si el receptor ocupa una posición que desde el satélite se ve bajo un ángulo relativo mayor de  $\phi/\phi_0 = 1,4$ , siendo  $\phi_0$  la anchura del haz a potencia mitad. El aumento de ruido aparente se convierte en 3 dB para  $\phi/\phi_0 = 1,2$  y en 7 dB para  $\phi/\phi_0 = 1$ . Obviamente, para que el servicio RDS terrenal mantenga su cobertura debe aumentarse la potencia de su transmisor en la cuantía correspondiente. En distancias físicas, el ejemplo muestra que un incremento de ruido aparente de 3 dB corresponde a una distancia aproximada de 500 km desde el borde de un haz de satélite de 1°. Es evidente que podría reducirse esta distancia si se utiliza conformación de haz en el satélite para producir caídas más pronunciadas.

#### **2.2.4 Radiodifusión sonora por satélite y terrenal en la misma banda de frecuencias con retransmisores terrenales mixtos e híbridos)**

Este concepto es similar al descrito en el punto anterior, pero incluye el empleo de retransmisores terrenales tanto para servicio por satélite como terrenal. Esto implica que el tipo de modulación aplicado permite el funcionamiento en un entorno de trayectos múltiples y utiliza o corrige los ecos pasivos así como los activos. El empleo de rellenadores de huecos para mejorar la cobertura del satélite permite disminuir el margen del enlace de satélite y por lo tanto la d<sub>fp</sub> que debe proporcionar el satélite en la superficie de la Tierra, lo cual a su vez reduce en la misma cuantía la d<sub>fp</sub> requerida del transmisor terrenal en un país adyacente que utilice la misma frecuencia.

El empleo de retransmisores, ya sea como rellenadores de huecos o como medio para ampliar la cobertura terrenal, permitiría disminuir todavía más la potencia del transmisor terrenal necesaria y además crearía un perfil de haz con mayor discriminación hacia el país que utiliza la misma frecuencia

para la recepción por satélite. El mismo perfil discriminador selectivo podría aplicarse para reducir la distancia de separación entre dos transmisores terrenales que utilicen la misma frecuencia, permitiendo así una mayor reutilización de la frecuencia. Se podría obtener un perfil de discriminación aún más selectivo mediante el empleo de antenas transmisoras altamente direccionales.

Pueden identificarse dos casos críticos de interferencia de canal adyacente para este bosquejo de la posible evolución del sistema. Un receptor que intente recibir un canal de satélite, al tiempo que está ubicado en las proximidades de un transmisor terrenal que emite por el canal adyacente, tendría gran dificultad en discriminar dicho canal adyacente a causa de la gran diferencia de niveles de señal. Esto puede corregirse retransmitiendo el canal de satélite desde la misma torre con una fracción de la potencia del transmisor terrenal que se corresponda con la capacidad del receptor para discriminar la interferencia del canal adyacente. Esa fracción dependerá mucho del filtrado y la linealidad de la etapa de entrada del receptor.

Un receptor que trate de recibir un canal terrenal mientras está en las proximidades de otro transmisor terrenal que emite por un canal adyacente tendría la misma dificultad en discriminar dicho canal adyacente a causa de la diferencia de señal creada por la relación de las dos distancias. Sería preciso retransmitir la señal por este segundo transmisor, o bien hacer que los dos transmisores ocupen la misma posición, o imponer una distancia de separación, como en el caso de la planificación de MF convencional. La alternativa de coubicación es sin duda la más elegante. Los rellenadores de huecos y ampliadores de cobertura que utilizasen frecuencias diferentes no se verían limitados por la distancia pero necesitarían más canales.

En resumen, el empleo de retransmisores terrenales da lugar a una reducción de la potencia del satélite así como a una reducción de la potencia del transmisor principal del servicio terrenal. También aumenta la eficacia de utilización del espectro al producir un perfil de ganancia más agudo en el borde de la zona de cobertura, lo cual da lugar a una reducción de la distancia entre las zonas de cobertura terrenales que utilizan la misma frecuencia, así como a una distancia de aislamiento reducida en la frontera de países que reutilizan terrenalmente el canal del servicio por satélite del país adyacente.

### **3 ASPECTOS DE PROPAGACIÓN**

El diseño, y en consecuencia el coste de un sistema de radiodifusión sonora por satélite, depende muy directamente de los factores que influyen en las características de propagación del trayecto espacio-Tierra hasta el receptor de vehículo en particular, o hasta cualquier receptor portátil de forma general, en menor medida. El trayecto de la propagación está sujeto a atenuaciones por zonas de sombra debidas a edificios, los árboles y vegetación, así como al desvanecimiento por trayectos múltiples provocado por la dispersión difusa causada por el terreno y los obstáculos cercanos, tales como árboles y edificios. La degradación que sufre el nivel de la señal recibida depende de la frecuencia de funcionamiento, del ángulo de elevación del satélite y del tipo de entorno en el que se encuentra el receptor: zona abierta, rural, boscosa o montañosa, medio suburbano o medio urbano denso.

#### **3.1 Modelos de propagación**

Para ángulos de elevación del satélite pequeños, es sabido (véase el anexo 2) que en zonas extensas (del orden de varios cientos de longitudes de onda), el valor medio de la intensidad de campo sigue una distribución log-normal. Sin embargo, en zonas pequeñas (del orden de unas pocas longitudes de onda) pueden aplicarse dos modelos de distribución:

- distribución de Rayleigh cuando no hay visibilidad directa con el satélite;



- distribución de Rice cuando hay visibilidad directa con el satélite, obteniéndose una componente de amplitud constante.

Aunque la presencia de ondas de amplitud constante se da en un gran número de emplazamientos de recepción, el modelo de Rayleigh, que es el menos favorable, no puede ignorarse puesto que es aplicable en muchas zonas urbanas.

Los resultados de mediciones recientes [Loo, 1985], [Jongejans y otros, 1986] y [Lutz y otros, 1986] sugieren que a efectos de analizar la calidad de un sistema digital avanzado de radiodifusión sonora por satélite que utiliza una codificación de corrección de errores sin canal de retorno, el trayecto de propagación del satélite al vehículo puede asimilarse al modelo de canal con desvanecimiento de Rayleigh, con unas pérdidas medias por trayecto en exceso dependientes del tipo de entorno de funcionamiento.

Se consideran cuatro trayectos de propagación distintos:

- receptor portátil funcionando dentro de una vivienda que no está ensombrecida por árboles;
- vehículo desplazándose en un medio rural en el que no se aprecia propagación por trayectos múltiples ni efecto de sombra producido por la vegetación;
- vehículo desplazándose en medio rural o suburbano con cierta propagación por trayectos múltiples y sombra causada por la vegetación;
- vehículo desplazándose en un medio urbano denso con una importante propagación por trayectos múltiples debida a edificios, automóviles y otros objetos cercanos.

En general, el trayecto de propagación de las señales de ondas decimétricas emitidas por un satélite se caracteriza por efectos de sombra y por la presencia de múltiples trayectos reflejados. El canal puede ser selectivo o no selectivo en frecuencia dependiendo de la relación entre la dispersión por los retardos de las ondas reflejadas y la anchura de banda del canal. Los valores asociados a la dispersión por retardo serán mínimos en zonas rurales, aumentando progresivamente en zonas suburbanas y urbanas. Las mediciones realizadas en 910 MHz en una zona rural sobre un trayecto simulado espacio-Tierra ponen en evidencia que la dispersión por retardo es fundamentalmente inferior a 1 ms y se debe primordialmente a la reflexión y dispersión producidas por los troncos de los árboles [Bultitude, 1987].

Pueden preverse resultados similares con valores algo superiores de dispersión por retardo para el caso de trayectos espacio-Tierra en un medio urbano. Las características de la propagación por trayectos múltiples del canal de satélite se suelen describir en función de la dispersión por retardo asociada con los trayectos múltiples y la anchura de banda de correlación correspondiente. La dispersión por retardo  $T_0$  mide la duración de un perfil de retardo de potencia medio del canal. La anchura de banda de correlación  $B_c$  es la anchura de banda para la cual el coeficiente de correlación entre dos componentes espectrales de la señal transmitida asume un valor determinado: por ejemplo, el 90%. La relación empírica entre la anchura de banda de correlación de 90% y la dispersión por retardo se indica en el punto 4.1 del anexo 2.

Si se considera un sistema de modulación digital sencillo funcionando en un canal selectivo en frecuencia, el error producido depende de la dispersión de los retardos introducida por los diferentes trayectos, así como por la amplitud de los componentes de la señal. Suponiendo que cada onda se vea afectada por un proceso de Rayleigh multiplicativo [Pommier y Wu, 1986], con una distribución exponencial de los retardos cuya desviación típica sea  $T_0$ , aparecerá un nivel de interferencia entre símbolos que depende de la relación entre la dispersión de retardos y el periodo de símbolo,  $T_r$  (es decir, de la relación  $T_0/T_r$ , donde  $T$  es la duración del símbolo de modulación).

En el anexo 2 se examinan detalladamente las características de propagación y los márgenes de enlace, con resultados experimentales incluidos, para enlaces de satélite explotados en la gama de frecuencias 500 - 3000 MHz.

## **4 TÉCNICAS DE COMPENSACIÓN**

El empleo de técnicas de diversidad en los receptores de vehículos puede mejorar notablemente la calidad de funcionamiento del receptor cuando éste funciona en una zona fuertemente ensombrecida, con desvanecimiento de Rayleigh. Hay tres técnicas de diversidad primordiales:

- diversidad de frecuencia,
- diversidad de tiempo,
- diversidad de espacio [Proakis, 1983].

Cada una de estas técnicas puede utilizarse en sistemas que emplean métodos de modulación digital. No obstante, en el caso de sistemas que emplean modulación de frecuencia, la diversidad de espacio es la técnica más práctica de compensación del desvanecimiento [Miller, 1988]. A continuación se describen sucintamente estos métodos de diversidad.

### **4.1 Diversidad de frecuencia**

La diversidad de frecuencia utiliza varias portadoras espaciadas en frecuencia por un valor que iguala o supera la anchura de banda de correlación del canal. La eficacia de utilización del espectro se mantiene mediante el entrelazado de frecuencias de varios canales radiofónicos distintos, hasta llenar completamente la banda de frecuencias. La ocupación del espectro puede llevarse al máximo utilizando portadoras ortogonales que se superponen. El desvanecimiento independiente de las portadoras exige que la dispersión por retardo del canal exceda de un valor mínimo. Para un canal que se caracteriza por una distribución exponencial de los tiempos de propagación (típica de los trayectos terrenales), el valor medio de la dispersión de los retardos de propagación debe normalmente ser mayor que la recíproca del espaciado de las portadoras del programa. Sin embargo, en el caso del sistema descrito en el anexo 4, la condición necesaria consiste simplemente en que la anchura de banda total del canal sea por lo menos el doble de la recíproca del valor medio de la dispersión por retardo del canal. Cuando se satisface esta condición (desvanecimiento de Rayleigh independiente, selectivo en frecuencia), es posible lograr una reducción del margen del enlace de hasta 36 dB, si se utiliza un sistema digital en condiciones ideales.

Debido a esta dependencia de la dispersión por retardo, la diversidad de frecuencia es el método más adecuado para las zonas urbanas fuertemente ensombrecidas, en las que el valor medio de la dispersión por retardo será el mayor y puede asegurarse el desvanecimiento independiente (desvanecimiento selectivo) de las portadoras adyacentes. En el entorno rural, la dispersión por retardo es a veces demasiado pequeña para proporcionar una anchura de banda de correlación que sea suficientemente estrecha, con lo cual el desvanecimiento en el canal tenderá hacia el desvanecimiento uniforme y la ganancia de codificación real será inferior a la prevista. Si se produce tal situación, una manera eficaz de resolverla podría ser la combinación de diversidad de frecuencia y diversidad de tiempo, o bien el empleo de diversidad de espacio. En el anexo 4 se describe un sistema basado en la utilización de la diversidad de frecuencia y de tiempo.

A partir de las mediciones llevadas a cabo en Canadá en la gama de 1 500 MHz, descritas en el § 4.3 del anexo 2, puede deducirse que con una anchura de banda del canal de RF de unos 2 MHz se

ofrecería la suficiente diversidad de frecuencia como para solventar el desvanecimiento uniforme en diversos entornos.

## **4.2 Diversidad de tiempo**

La técnica de diversidad de tiempo es la más apropiada para utilizarse con métodos de transmisión digital. Exige una aleatorización ordenada de los símbolos de datos con anterioridad a la transmisión y una restauración del orden de los mismos a la salida del receptor. Al introducir de un modo ordenado la aleatorización y la desaleatorización, una ráfaga de errores que ocurra durante un desvanecimiento profundo se transformará en errores aleatorios. La utilización de la diversidad de tiempo, junto con la codificación de corrección de errores sin canal de retorno, restablecerá la calidad de funcionamiento de dichos códigos de corrección de errores mediante la transformación del canal de ráfaga de errores producido por el ensombrecimiento y el desvanecimiento Rayleigh en un canal de errores aleatorios. En términos ideales, es posible obtener hasta 36 dB de reducción en el margen del enlace.

Los principales inconvenientes de la diversidad de tiempo son: la necesidad de incorporar en todos los receptores el conjunto de circuitos de desaleatorización (sobre todo, micropastillas de memoria); la baja calidad de funcionamiento cuando el vehículo circula a velocidad inferior a la que se ha previsto en el diseño del sistema, y aspectos de orden práctico relativos al tratamiento de señales que limitan su aplicación a los métodos de modulación digital. En el anexo 3 se describe el diseño y comportamiento de un sistema basado en la utilización de la diversidad de tiempo.

## **4.3 Diversidad de espacio**

La técnica de diversidad de espacio se basa en la utilización de varias antenas de recepción suficientemente separadas como para que las señales recibidas se desvanezcan de manera independiente. Las señales de desvanecimiento independiente obtenidas a la salida de cada antena se combinan para formar una señal de salida cuya profundidad de desvanecimiento es notablemente menor que la profundidad de desvanecimiento de cada una de las señales individuales. Un método de combinación es el de relación máxima. Una de sus aplicaciones consiste en utilizar  $M$  bucles de enganche de fase para llevar las señales de salida de las  $M$  antenas a una coherencia de fase, tras lo cual se ponderan en amplitud y se suman para formar una señal compuesta. El uso de la diversidad cuádruple con el método de combinación de relación máxima en un entorno de desvanecimiento Rayleigh permitirá obtener una reducción de 36 dB en el margen del enlace para un sistema digital en condiciones ideales.

En el caso de un sistema analógico MF, la utilización de la diversidad cuádruple y el método de combinación de relación máxima permite lograr una reducción de 26 dB en la profundidad de desvanecimiento con una probabilidad de 0,001 [Miller, 1988]. La diversidad de espacio ofrece las ventajas de ser aplicable tanto a los sistemas analógicos MF como a los digitales, y de no exigir que todos los receptores sean complejos, sino únicamente aquellos (los receptores de vehículos) que requieran el suplemento de calidad proporcionado por la diversidad de espacio. La desventaja de la técnica de diversidad de espacio es la necesidad de que el vehículo disponga de varias antenas, asociadas a un conjunto de bucles de enganche de fase interdependientes. Es preciso continuar los estudios para evaluar plenamente la efectividad de la diversidad espacial cuando se aplica a sistemas MF y digitales, particularmente en entornos urbanos.

## 5 MÉTODOS DE MODULACIÓN

Los estudios realizados por varias Administraciones demuestran en principio la viabilidad técnica de la radiodifusión sonora desde satélites geoestacionarios que utilicen antenas suficientemente grandes (por ejemplo, de 8 a 20 m de diámetro a 1 GHz) para proporcionar cobertura nacional, y concebida para recepción mediante receptores portátiles domésticos de bajo coste, receptores instalados en automóviles y receptores de instalación permanente. En los dos primeros casos, la antena receptora tendría que ser de pequeñas dimensiones y de limitada directividad.

Hasta la fecha se han estudiado tres tipos de sistemas. El primero utiliza modulación de frecuencia con parámetros compatibles con la radiodifusión terrenal en MF. En este primer tipo se incluye también el sistema de MF con compresión-expansión, que no sería compatible con los receptores de MF actuales. El segundo tipo de sistema es digital y utiliza un conjunto de técnicas avanzadas para reducir la velocidad binaria y, sobre todo, para garantizar la recepción en presencia del desvanecimiento causado por la propagación por trayectos múltiples.

### 5.1 Sistemas MF

El modelo MF permitirá la recepción monofónica en el caso de receptores portátiles y móviles provistos de antenas pequeñas con limitada directividad, y la recepción estereofónica en el caso de instalaciones permanentes, en las que pueden reducirse al mínimo las obstrucciones y utilizarse antenas de mayor tamaño. En este último supuesto el receptor podría ser idéntico a los que hoy se encuentran en el mercado, con la sencilla adición (o sustitución) del conversor de frecuencia en la etapa de entrada.

Se suponen los mismos valores de excursión de la portadora y de preacentuación, así como el mismo múltiplex estereofónico. Los análisis preliminares tienden a demostrar que estos parámetros de modulación rondan los valores óptimos en cuanto a reducir al mínimo la potencia del satélite necesaria y utilizar el espectro con la máxima eficacia.

En el experimento de propagación ETS-V realizado en Japón, se obtuvieron datos estadísticos relativos a la potencia recibida, duración de los periodos en los que hubo desvanecimiento y de aquellos en los que no apareció tal fenómeno [Hase y otros, 1991; Matsumoto y otros, 1992; Obara y Wakana, 1992]. Los resultados indican que la obstrucción y las sombras creadas por árboles, edificios y terrenos producen deterioros más graves que el desvanecimiento por trayectos múltiples, y acaso no sea suficiente un margen del enlace de varios dB para combatir estas degradaciones del canal. Las mediciones sobre trayectos múltiples fueron realizadas en una densa zona urbana de Tokio utilizando una señal de 3 MHz de anchura de banda y un ángulo de elevación de 47 grados [Arakaki, 1992]. Este estudio además indica que la anchura de banda de coherencia derivada de la dispersión por retardo es del orden de 1 MHz en el caso más desfavorable.

Varias Administraciones conceden gran importancia a la utilización de los actuales receptores MF para el servicio de radiodifusión por satélite, con la posibilidad de una calidad similar a la que ofrecen los servicios terrenales de MF en ondas métricas. Un sistema de ese tipo, que diera servicio a un entorno urbano o con espesa vegetación en latitudes altas, necesitaría una dfp sensiblemente superior a la que requieren los sistemas digitales.

Ciertas modificaciones de los parámetros podrían acarrear ventajas. Así, por ejemplo, se ha probado un sistema con anchura de banda de audio de 10 kHz que mediante compresión-expansión logra reducir la excursión de la portadora.

## 5.2 Sistemas digitales

Los sistemas digitales pueden superar los problemas que crean los efectos de obstrucción y la presencia de propagación por trayectos múltiples provocada por reflexiones especulares o difusas. Esto sucede al circular por zonas rurales, donde el trayecto atraviesa masas de vegetación, y en zonas urbanas que presentan innumerables obstáculos. Cuando el desvanecimiento adopta la distribución de Rayleigh (véase el anexo 2) y es selectivo en frecuencia, la tasa de error de un sistema digital simple no puede caer por debajo de un límite aceptable, pues en tal caso la deficiente calidad resultante no podría mejorarse mediante el aumento del margen del enlace o de la potencia del satélite [CCIR, 1986-1990, Docs. 10-11S/7 (GITM 10-11/1) y 10-11S/2 (UER)]. Los efectos de la selectividad de frecuencia pueden contrarrestarse mediante la utilización de duraciones de símbolo que sean largas con respecto a la dispersión de los retardos por eco, la cual limita la velocidad binaria por portadora [CCIR, 1986-1990, Docs. 10-11S/2 (UER) y 10-11S/9 (Francia)]. Puede entonces aplicarse un mecanismo de codificación de canal muy efectivo (un código convolucional con decodificación Viterbi), pero es necesario asegurar la independencia entre los símbolos sucesivos con respecto a los desvanecimientos en el canal. Esto se consigue entrelazando los símbolos, ya sea en tiempo o en frecuencia (de este modo la velocidad binaria total se distribuye entre varias portadoras suficientemente separadas en frecuencia [Pommier y Yi Wu, 1986]). El entrelazado en tiempo, no obstante, sólo es efectivo si el receptor va montado en un vehículo que se desplaza a velocidad superior a cierto límite. Si el receptor es estacionario, debe utilizarse entrelazado en frecuencia o, en su defecto, recepción en diversidad de espacio [Miller, 1987] [CCIR, 1986-1990, Doc. 10-11S/52 (Estados Unidos de América)]. Cuando se emplea el entrelazado de frecuencia, pueden colocarse portadoras moduladas con otros canales de sonido entre las que transportan las partes de un canal determinado, utilizando multiplexión por división de frecuencia ortogonal (MDFO) [Alard y Lassalle, 1987]. Por último, ciertas propuestas de sistemas digitales perfeccionados entrañan la utilización de una codificación de la fuente que ofrece una sustancial reducción de la velocidad binaria (por ejemplo, la codificación sub-banda); merced a esta técnica la velocidad necesaria para un programa estereofónico de alta calidad no pasa de 220 kbit/s. A continuación se facilita más información relativa a los sistemas digitales, y en los anexos 3 y 4 se hallan descripciones resumidas de los mismos.

Los desarrollos de sistemas digitales de sonido y de datos actualmente en curso demuestran el atractivo económico que están adquiriendo para el gran mercado de consumo, y por su intrínseca flexibilidad en cuanto a la fácil incorporación de opciones de señal pueden llegar a ser preferidos a los sistemas MF.

### 5.2.1 Sistema digital A (véase también el anexo 3)

El Sistema digital A está especialmente concebido para superar los problemas de selectividad de frecuencia del canal, por lo que resulta muy apropiado para la recepción en vehículos en un medio urbano [CCIR, 1986-1990, Docs. 10-11S/2 (UER) y 10-11S/9 (Francia)]. Se basa en:

- codificación eficaz del sonido de la fuente con reducción sustancial de la velocidad binaria;
- codificación convolucional de canal con decodificación de Viterbi;
- entrelazado en frecuencia y en tiempo para superar los efectos del desvanecimiento selectivo;
- multiplexión por división de frecuencia ortogonal codificada (MDFOC);
- utilización de intervalo de guarda entre dos símbolos consecutivos;
- velocidad binaria en la fuente por programa de sonido estereofónico: 256 kbit/s para una calidad subjetiva que no pueda distinguirse de la calidad de un disco compacto;

- modulación: MDP-4 con detección diferencial;
- codificación de canal: entrelazado de frecuencia y código convolucional de relación 1/2, limitación de longitud 7 y distancia libre 10;
- anchura de banda de ruido: aproximadamente 2 MHz;
- número de portadoras útiles: 256
- periodo de símbolo útil: 128 ms;
- velocidad binaria útil total: alrededor de 1,6 Mbit/s;
- número de canales estereofónicos: 6;
- $E_b/N_0$  mínima: aproximadamente 8,0 dB.

### 5.2.2 Sistema digital B (véase también el anexo 4)

El Sistema digital B está concebido para proporcionar otra solución a los problemas de propagación que encuentran los receptores radioeléctricos en un medio urbano y a bordo de vehículos. Se basa en :

- codificación eficaz del sonido de la fuente con reducción sustancial de la velocidad binaria;
- elección de la calidad de audio, desde una calidad auténtica de "disco compacto" estereofónico a 384 kbit/s hasta velocidades tan reducidas como 32 kbit/s;
- codificación de canal convolucional con decodificación Viterbi, de relación 1/2 ó 1/3;
- mejor funcionamiento del receptor en un entorno de recepción difícil, con desvanecimiento, ondas estacionarias y ecos.

## 6 BALANCE DEL ENLACE

### 6.1 Relación portadora/ruido

Un valor de 10 dB de  $C/N$  que representa el umbral de MF dará lugar, con los parámetros de modulación indicados, a una relación de señal de audiofrecuencia a ruido de unos 40 dB (valor casi de cresta del UIT-R), ponderada, en el caso de una preacentuación de 50 ms, o de un valor ligeramente más elevado para preacentuación de 75 ms.

Para los sistemas digitales el objetivo viene definido por la relación  $E_b/N_0$  necesaria para una tasa de errores especificada, siendo  $E_b$  la energía media recibida para los bits de información útiles y  $N_0$  la potencia espectral de ruido.

Para el Sistema digital A la  $E_b/N_0$  requerida en un canal gaussiano con proporción de bits erróneos (BER) de  $10^{-4}$  es aproximadamente de 6,6 dB, utilizando demodulación diferencial y una relación de código 1/2 de promedio. Para  $BER = 10^{-3}$  se requiere una  $E_b/N_0$  de 5,8 dB.

En el canal de tipo Rayleigh,  $E_b/N_0$  suele tener un valor de 11 dB para una BER de  $10^{-4}$  (9,5 dB para  $BER = 10^{-3}$ ).

Con el empleo de demodulación coherente los valores de la  $E_b/N_0$  necesaria podrían reducirse a las proximidades de 4,5 a 5,0 dB. Las superiores prestaciones que lleva consigo la demodulación coherente tal vez permitan reducir hasta en 3 dB la potencia que requiere el transpondedor del satélite,

permitiendo así duplicar el número de servicios para un determinado sistema de distribución del satélite.

## **6.2 Antenas de recepción**

Se examinan en este punto las antenas receptoras para aplicaciones estacionarias (fijas), portátiles y en vehículos.

### **6.2.1 Antenas de recepción estacionarias**

En emplazamientos fijos, tales como casas, bloques de apartamentos y edificios comerciales, es viable proporcionar una calidad de servicio superior mediante el empleo de antenas exteriores que presentan una ganancia mayor (por ejemplo, en 15 dB) que las utilizables en receptores portátiles y de vehículos. Un ejemplo del tipo adecuado podría ser la antena en hélice.

### **6.2.2 Antenas de recepción portátiles**

En los estudios se ha supuesto la utilización de antenas simples, como son los dipolos cruzados, el dipolo alojado en cavidad y el dipolo con ranura, cuya ganancia se sitúa en el margen de 3 dBi a 5 dBi.

### **6.2.3 Antenas de recepción para receptores portátiles de bolsillo**

Se dispone ya de receptores de satélite de tamaño de bolsillo para el sistema de posicionado mundial (GPS). Habitualmente utilizan un tipo de antena en hélice tetrafilar de 5 a 10 cm de longitud para obtener una cobertura casi hemisférica. En el caso de receptores portátiles pequeños, es difícil mantener una ganancia fiable debido a las pérdidas que causa la proximidad del cuerpo humano. Una sugerencia sería el montaje de una antena en hélice sobre el casco, con lo que el problema de variación de la ganancia se aliviaría en gran medida. Pero esto requiere, sin embargo, el uso de un casco más voluminoso y especialmente acondicionado. La ganancia probablemente estará limitada a valores entre 2 y 3 dBic en dirección al satélite y de 0 dBi en el horizonte (dBic expresa dB con relación a una fuente isótropa polarizada circularmente).

### **6.2.4 Antenas de recepción en vehículos**

Las antenas receptoras instaladas en vehículos juegan un papel importante en la determinación de las posibilidades de compartición y el coste del sistema en los sistemas de radiodifusión sonora por satélite. En términos sencillos, cuanto mayor sea la ganancia de la antena receptora del vehículo menor será la p.i.r.e. por canal del satélite. Los estudios realizados hasta el presente han tomado como base una ganancia del orden de 5 dBi en dicha antena receptora. Sin embargo, se han realizado trabajos de desarrollo [Ball Aerospace, 1984, 1985; Cubic Corp. 1984, 1985] de redes de antenas orientables con polarización circular y ganancias entre 6 y 12 dBi, adecuadas para utilizarse en automóviles, furgonetas y camiones. Dichos trabajos pueden encontrar aplicación en sistemas de radiodifusión sonora por satélite para finalidades determinadas [CCIR, 1986-1990, Doc. 10-11S/51 (Estados Unidos de América)].

Se han estudiado antenas montadas en el techo orientables de modo manual o electrónico; tales antenas proporcionan ganancias razonables en latitudes medias o altas y suprimen las reflexiones del terreno, reduciendo así al mínimo el desvanecimiento por trayectos múltiples. Las antenas de vehículo

orientables de ganancia mediana (de 6 a 12 dBi) tal vez sean una alternativa viable a las antenas omnidireccionales de baja ganancia. El gasto suplementario que implica la utilización de una antena orientable puede ser compensado por la menor p.i.r.e. del satélite, las mayores posibilidades de compartición con otros servicios y una mejor utilización de la órbita y el espectro.

### 6.2.5 Recepción mixta satélite/terrenal

La recepción de transmisiones de satélite y terrenales en un mismo receptor, como sucedería en un servicio mixto satélite/terrenal que utilizara la misma banda de frecuencias, podría resolverse, si se plantea desde el principio, con un mínimo incremento de la complejidad de la antena receptora común. Generalmente pueden conseguirse antenas de bajo coste con ganancia de 5 dBic en dirección al satélite y de 0 dBi en dirección horizontal. Hay dos estructuras de antena posibles: antenas de mástil altas y delgadas, semejantes a las antenas de látigo actuales, y antenas impresas de bajo perfil. En el caso de la antena de mástil, se sugiere un diseño en hélice tetrafililar con un diagrama de radiación cónico de polarización circular optimizado para un determinado ángulo de elevación (ganancia de cresta 6 dBic), habitualmente con 1 cm de diámetro y 30 cm de longitud. Esta antena podría alcanzar una ganancia razonable en el plano horizontal (0 dB). La segunda alternativa en orden de preferencia es una antena impresa de bajo perfil, basada en una estructura de bucle polarizada circularmente que produce un diagrama de radiación cónico. Con una antena de 21 cm de diámetro y 1,5 cm de espesor es factible obtener una ganancia de cresta de 6 dBic para una elevación de 45° sobre una anchura de banda del 8%. Sin embargo, el tamaño aumenta rápidamente cuando se ha de llevar al máximo la ganancia para un ángulo de elevación menor. La ganancia en el plano horizontal (> 0 dBi) se conseguiría mediante un sencillo monopolo en 1/4 (5 cm), o bien mediante un parche en el centro de la antena plana circular que sería conmutable a distancia junto con la selección de canal en el receptor. Existen estructuras de antena más complejas (orientables por medios mecánicos o electrónicos, por ejemplo) capaces de proporcionar mayor ganancia hacia el satélite y hacia el horizonte. El empleo de antenas activas permitirá trabajar con antenas de menor tamaño obteniendo unas prestaciones comparables a las antenas pasivas de mayores dimensiones que se utilizan actualmente.

### 6.3 Márgenes de enlace

Se han supuesto en el siguiente cuadro varios valores de margen de enlace. Son estimaciones de los márgenes requeridos en los distintos casos enunciados a continuación. En el anexo 2 se examina más a fondo este problema.

*Caso A:* En este caso se utiliza un margen de 6 dB, que debe dar una relación  $C/N$  de al menos 10 dB para el 90% de los puntos receptores en una zona rural y para un ángulo de elevación del satélite superior a 70°, correspondiente a un servicio en zonas de latitudes bajas. En estas circunstancias la recepción móvil en carreteras debe ser satisfactoria, esto es, superior al umbral, excepto cerca de obstáculos altos que no pasarán desapercibidos para el oyente.

*Caso B:* El margen de 15 dB abarca el caso de la recepción en una zona urbana, para un ángulo de elevación del satélite de 20° (países de latitudes altas) y para una calidad de servicio correspondiente a una relación  $C/N > 10$  dB en el 90% de los emplazamientos [Guilbeau, 1979].

*Caso C:* El margen de 25 dB abarca el caso de la recepción en zonas urbanas, donde el 90% de las zonas están servidas de modo que el 90% de los puntos receptores dentro de la zona reciban con una relación  $C/N$  de al menos 10 dB.

*Caso D:* Igual que en el caso C, pero con un porcentaje del 95% de las zonas que tengan un 90% de puntos con un valor  $C/N$  de al menos 10 dB.



*Caso E:* Este caso se refiere a los sistemas digitales para receptores en vehículos que funcionan en zonas rurales ligeramente ensombrecidas. El canal se representa, de manera conservadora, por el modelo de canal de desvanecimiento de Rayleigh con una pérdida media suplementaria debida al trayecto de 0 dB.

*Caso F:* Este caso también se refiere a los sistemas digitales para receptores en vehículos que funcionan en zonas rurales con fuerte ensombrecimiento, o incluso en zonas urbanas densas donde debe tenerse en cuenta la selectividad de frecuencia del canal. El canal se representa por el modelo de canal de desvanecimiento de Rayleigh con una pérdida media suplementaria debida al trayecto de 10 dB.

En los sistemas digitales, el caso F es directamente comparable con el caso B para sistemas analógicos; el margen del enlace se reduce en 5 dB debido a que los sistemas digitales avanzados eliminan el efecto de desvanecimiento Rayleigh, por lo que sólo necesita incluirse el factor (10 dB) que representa la distribución log-normal de la intensidad de campo en grandes zonas (véase el anexo 2).

En el caso de un sistema híbrido, el margen del enlace puede ser reducido a 5 dB para un ángulo de elevación de 20° a 30°, mediante la utilización de retransmisores de relleno terrenales para cubrir huecos en la zona de cobertura del satélite. Si la órbita del satélite es elíptica y de fuerte inclinación, el margen puede incluso reducirse a 3 dB para un ángulo de elevación superior a 60°.

*Caso G:* Este caso se refiere al funcionamiento de un receptor portátil situado en el interior de una vivienda de un solo piso. El canal viene representado por el modelo de canal de ruido blanco gaussiano aditivo con una pérdida media suplementaria debida al trayecto de 12 dB.

## **6.4 Balance del enlace para diversos sistemas**

Se indican seguidamente los balances de enlace para los distintos tipos de sistemas estudiados.

### **6.4.1 Sistemas MF**

En el cuadro 1 aparecen los balances de enlace para los dos ejemplos de sistemas MF con diversos casos de margen de enlace A, B, C y D, como se han definido en el punto 6.3. Los valores de  $C/N$  indicados son los necesarios para una relación  $S/N$  de la señal de sonido de 40 dB (ponderados, con recepción monofónica) y suponiendo la utilización de un demodulador con bucle de enganche de fase (en el caso de un demodulador convencional se necesitaría un valor de  $C/N$  de aproximadamente 10 dB debido al efecto de umbral). Para una norma de servicio determinada, la dfp que requiere un sistema MF con compresión-expansión y 10 kHz de anchura de banda de la señal de sonido es menor que la necesaria para un sistema MF convencional con 15 kHz de anchura de banda. Por ejemplo, para el caso de margen de enlace "A", los valores de dfp son -123,4 dB(W/m<sup>2</sup>) y -114,1 dB(W/m<sup>2</sup>), respectivamente.

**CUADRO 1**  
**Balance del enlace a 1 GHz para sistemas MF**

Polarización		Circular							
		MF con compansión				MF convencional			
Tipo de modulación		Monofónica				Monofónica <sup>(1)</sup>			
Modo de recepción		Monofónica				Monofónica <sup>(1)</sup>			
Anchura de banda de la señal de sonido	kHz	10				15			
Desviación de la portadora	kHz	26,5				75			
Anchura de banda del ruido	kHz	73 (= 48,6 dB Hz)				180 (= 52,6 dB Hz)			
C/N total necesaria <sup>(2)</sup>	dB	4,0				9,3			
Nota de degradación subjetiva del sonido <sup>(3)</sup>		3				3			
Degradación debida al valor de la relación C/N en el enlace ascendente	dB	0,4				0,4			
Relación C/N necesaria en el enlace descendente	dB	4,4				9,7			
Margen de funcionamiento	dB	1				1			
Ganancia de la antena receptora	dBi	5				5			
Pérdida por acoplamiento	dB	1				1			
Temperatura de ruido del receptor y de la antena	K	75 + 180				75 + 180			
Factor de calidad del receptor	dB(K <sup>-1</sup> )	-19,4				-19,4			
Area de la antena isotrópica a 1 GHz	dBm <sup>2</sup>	-21,4				-21,4			
Caso de margen del enlace		A	B	C	D	A	B	C	D
Margen del enlace	dB	6	15	25	33	6	15	25	33
d <sub>fp</sub> para visibilidad directa en el borde de la zona del haz (contorno de -3 dB)	dB(W/m <sup>2</sup> )	-131,8	-122,8	-112,8	-104,8	-122,5	-113,5	-103,5	-95,5
Intensidad de campo equivalente en el borde de la zona del haz (dB(mV/m))		14,0	23,0	33,0	41,0	23,3	32,3	42,3	50,3
Pérdidas por dispersión	dBm <sup>2</sup>	162,4	162,9	162,9	162,9	162,4	162,9	162,9	162,9
p.i.r.e. en el eje	dBW	33,6	43,1	53,1	61,1	42,9	52,4	62,4	70,4
Potencia del transmisor para una abertura del haz de 1°	dBW	-10,3	0,8	9,2	17,2	-1,0	8,5	18,5	26,5
<p>(1) La recepción es posible para los receptores fijos con mayor ganancia de antena.</p> <p>(2) Se supone que se utiliza un demodulador con bucle de enganche de fase. Se necesita esta C/N para una relación S/N de sonido de 40 dB. Supera el umbral del PLL.</p> <p>(3) Véase la Recomendación UIT-R BS.562.</p>									

### 6.4.2 Sistemas digitales A y B

En el cuadro 2 se da un ejemplo del balance del enlace para los Sistemas digitales A y B funcionando a 1 GHz, en un ángulo de elevación de 17° y con una abertura de haz de 1°. Se tiene en cuenta un margen del enlace (esto es, margen de desvanecimiento) de 5 dB ya que, en zonas urbanas, el sistema de satélite está complementado por retransmisores de relleno o repetidores terrenales.

**CUADRO 2**  
**Balance del enlace para el SRS de sonido (Sistemas digitales A y B)**

SISTEMA	A	B	Unidad
Frecuencia de funcionamiento	1,0	1,0	GHz
Polarización	Circular	Circular	
Protección contra errores del canal	Conv. (R=1/2)	Conv. (R=1/2)	
Velocidad binaria útil por canal <sup>(1)</sup>	256	256	kbit/s
$E_b/N_0$ necesaria para BER = $10^{-4}$	7,0 <sup>(2)</sup>	3,3 <sup>(3)</sup>	dB
$C/N_0$ del enlace descendente (teórica)	61,1	57,4	dB Hz
Margen de funcionamiento del sistema	2,0 <sup>4</sup>	0,0	dB
Margen de funcionamiento del soporte físico <sup>(5)</sup>	2,0	2,0	dB
Degradación debida al enlace ascendente	0,4	0,4	dB
Margen de interferencia <sup>(6)</sup>	2,0	2,0	dB
$C/N_0$ del enlace descendente necesaria	67,5	61,8	dBHz
<b>RECEPTOR</b>			
Ganancia de antena receptora	5,0	5,0	dB
Temperatura de ruido de la antena <sup>(7)</sup>	105	105	K
Pérdida por acoplamiento y filtro <sup>(8)</sup>	1,0	1,0	dB
Factor de ruido del receptor	1,0	1,0	dB
Factor de calidad del receptor	-19,4	-19,4	dB
<b>PROPAGACIÓN</b>			
Margen de desvanecimiento <sup>(9)</sup>	5,0	5,0 <sup>(10)</sup>	dB
d <sub>f</sub> para visibilidad directa en el borde del haz (contorno - 3 dB) <sup>(11)</sup>	-115,2	-120,9	dBW/m <sup>2</sup>
Pérdida por dispersión (elev. = 17°)	163,0	163,0	dB
<b>SATÉLITE</b>			
p.i.r.e. en el eje <sup>(12)</sup>	50,8	45,1	dBW
Ganancia de la antena del satélite para un haz de 1°			
Potencia aplicada a la antena para haz de 1° y un programa estereofónico	44,4	44,4	dB
	6,4	0,7	dBW
	4,4	1,2	vaticos
<p>(1) El margen actual de velocidades de salida para códigos fuente compatibles con un factor de degradación de sonido de 4,5 se extiende de 180 kbit/s a 256 kbit/s por programa estereofónico. Se proyecta conseguir en el futuro nuevas reducciones de la velocidad binaria.</p> <p>(2) Verificado de manera teórica y experimental para el Sistema digital A. Es posible reducir hasta 4,5 dB aproximadamente si se utiliza demodulación coherente.</p> <p>(3) El valor para el Sistema B no ha sido verificado por pruebas.</p> <p>(4) Incluye un margen de 1 dB para el intervalo de guarda del 20% empleado en el Sistema digital A y 1 dB de pérdida equivalente causada por desplazamiento Doppler en un vehículo que circula a 100 km/h. Este margen debe aumentar con la frecuencia.</p> <p>(5) Cabe esperar cierta mejora con la fabricación avanzada en grandes series.</p>			

*Notas relativas al cuadro 2 (Continuación):*

- (6) Margen de interferencia admitido en el balance de enlace, que da lugar a una relación de protección contra la interferencia total de 15,5 dB, lo cual permite una gran reutilización de frecuencias para el SRS de sonido. Para el Sistema A, la relación de protección puede reducirse en 1 dB más, hasta los 14,5 dB, si se admite que la interferencia recibida durante el intervalo de guarda no ha de tenerse en cuenta. Al examinar la repercusión de la interferencia en la calidad de funcionamiento, pueden obtenerse ciertas informaciones útiles preparando por separado balances de enlace que corresponden a dos casos extremos. En el primero de ellos, la interferencia se desvanece en igual proporción que la señal deseada, y en el segundo el nivel de interferencia no sufre desvanecimiento alguno mientras que se desvanece la señal deseada. El funcionamiento de un sistema del servicio de radiodifusión sonora por satélite vendrá en la práctica representado por una combinación estadística de estos casos.
- (7) Incluye el ruido térmico procedente de los alrededores, el ruido artificial y el ruido celeste debido al oxígeno y vapor de agua en un entorno suburbano (basado en el Informe UIT-R F.285, caso suburbano, y en el Informe UIT-R SM.670, caso residencial), teniendo en cuenta la directividad de la antena receptora.
- (8) Tal vez haya que suponer una pérdida de filtro más elevada para el funcionamiento en bandas próximas a la utilizada por servicios de alta potencia, con el fin de permitir el empleo de filtros de alto rechazo y reducción brusca. Las pérdidas totales procedentes de acoplamiento del receptor, pérdida de filtro y realización del soporte físico pueden reducirse de 1,5 a 2 dB mediante perfeccionamientos en la calidad y la escasa probabilidad de que estos factores concurren con efecto aditivo.
- (9) Este margen de desvanecimiento se considera adecuado para la recepción exterior de una señal de satélite en medios rurales y suburbanos. Se recomienda asignar ese valor, en los cálculos del balance de enlace del satélite, al margen a proveer en el borde de la zona de cobertura. Se necesitarán rellenadores de huecos o repetidores para suplementar la recepción en entornos urbanos, como se describe en el punto 2.2.2.
- (10) En el supuesto de que este sistema (sujeto a verificación) permita la utilización de rellenadores o repetidores terrenales en el canal.
- (11) Las distintas disposiciones de haz de satélite en la región de 1,5 GHz pueden proporcionar una zona de cobertura definida por una caída de 2,0 a 2,5 dB del nivel de la señal en el contorno de la cobertura con respecto a la potencia de cresta del haz, con la consecuente reducción en la potencia que necesita el transpondedor del satélite.
- (12) A la hora de determinar la calidad de funcionamiento global del servicio de radiodifusión sonora por satélite, es preciso dejar un margen para la reducción de potencia del transpondedor necesaria para garantizar un comportamiento lineal adecuado. En ausencia de mediciones prácticas o simulaciones, podría tomarse 2,5 dB como valor apropiado de la reducción de potencia para los cálculos preliminares, suponiendo un transpondedor de TOP linealizado.

## **7 BANDAS DE FRECUENCIAS ADECUADAS**

Un sistema de este tipo es viable en una banda de frecuencias próxima a 1 GHz. Los límites inferior y superior de la banda dependen de las consideraciones siguientes:

- en cuanto al límite inferior:
  - el ruido artificial aumenta proporcionalmente a la disminución de la frecuencia;
  - el diámetro de la antena transmisora del satélite aumenta proporcionalmente a la disminución de la frecuencia;
- en cuanto al límite superior:
  - la superficie equivalente que debe tener la antena receptora para este tipo de sistema disminuye al aumentar la frecuencia; esto supone un incremento de la potencia de transmisión del satélite proporcional al cuadrado de la frecuencia.

Todos los ejemplos del presente Informe suponen una frecuencia portadora de 1 GHz. En el punto 13 de este Informe (consideraciones económicas) se indica que el coste de la inversión inicial de un sistema de distribución basado en transmisión por satélite con abertura de haz de 1° es notablemente superior, tanto en 750 Hz como en 2400 MHz, al coste de un sistema que funcione en 1500 MHz. Para una abertura de haz de 3°, los costes en 750 MHz y 1500 MHz son comparables mas ya no los relativos a 2400 MHz, que se mantienen notablemente superiores a ambos.

En la Resolución N° 520, la CAMR ORB-88 amplió la posible gama de frecuencias para el servicio de radiodifusión sonora por satélite hasta la gama de 500 a 3000 MHz.

El cuadro 3 muestra una comparación de los parámetros de sistema en función de la frecuencia entre 0,5 y 3 GHz, incluyendo la potencia de satélite necesaria y la distancia entre los transmisores terrenales de relleno de huecos en un sistema híbrido.

CUADRO 3

**Variación de los parámetros del sistema en función de la frecuencia para el Sistema digital A (para el Sistema digital B aplicables a valores similares)<sup>(1)</sup>**

Frecuencia (GHz)		0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0
Radio de cobertura de los reemisores en el mismo canal del SRS para una C/I = 15,5 dB (2), (3)	(km)	10,0	5,0	3,3	2,5	2,0	1,7
Margen de desvanecimiento del SRS con relación al desvanecimiento a 1 GHz (= 55 dB)	(dB)	-1,5	0,0	1,1	2,1	2,9	3,7
Abertura efectiva de la antena receptora con relación a la existente en 1 GHz (ganancia de la antena = 5 dBi)	(dB)	+6,0	0,0	-3,5	-6,0	-8,0	-9,5
Temperatura de ruido del sistema receptor	(dB(K))	26,2	24,4	24,1	24,0	24,0	24,0
Anchura del haz = 1°, Potencia de saturación <sup>(4)</sup>	(W)	13	49	134	292	550	940
Diámetro de la antena	(m)	43	21	14	11	9	7
Anchura del haz = 1,6°, Potencia de saturación <sup>(4)</sup>	(W)	34	126	344	750	1410	2400
Diámetro de la antena	(m)	27	13	9	7	5,4	4,5
Anchura del haz = 3,5°, Potencia de saturación <sup>(4)</sup>	(W)	164	600	1650	3600	6700	11500
Diámetro de la antena	(m)	12	6	4,1	3,1	2,5	2,0
Distancia entre expansores omnidireccionales de cobertura en el mismo canal del SR (2), (3)	(km)	30,0	15,0	10,0	7,5	6,0	5,0
Margen de desvanecimiento del SR con relación al desvanecimiento a 1 GHz (= 10 dB)	(dB)	-2,9	0,0	2,2	4,1	5,8	7,3
Abertura efectiva de la antena receptora con relación a la existente en 1 GHz (ganancia de la antena = 0 dBi hacia el horizonte)	(dB)	+6,0	0,0	-3,5	-6,0	-8,0	-9,5
Temperatura de ruido del sistema receptor	(dB(K))	26,2	24,4	24,1	24,0	24,0	24,0
PRA <sup>(6)</sup> del transmisor principal:							
Radio de cobertura = 33 km; E = 100 m <sup>(5)</sup>	(kW)	0,8	4,2	15	40	92	190
Radio de cobertura = 50 km; E = 150 m <sup>(5)</sup>	(kW)	5,8	30	106	285	650	1300
Radio de cobertura = 64 km; E = 150 m <sup>(5)</sup>	(kW)	53	272	960	2600	5900	12100

*Notas relativas al cuadro 3:*

- (1) Los valores de este cuadro están en línea con el balance del enlace y las hipótesis del cuadro 2.
- (2) Para parámetros del sistema que dan lugar a una pérdida equivalente de 1 dB debida al desplazamiento Doppler en un vehículo cuya velocidad es de 100 km/h.
- (3) El radio de cobertura puede ser notablemente superior en el caso de repetidores que utilicen frecuencias distintas, aunque se requerirá más espectro, tal como se examina en el punto 2.2.
- (4) Las potencias se refieren a un múltiplex de 12 programas estereofónicos, suponiendo una realización híbrida. (Para un múltiplex del Sistema digital A que contiene seis programas de sonido estereofónicos, los valores de la potencia se dividen por 2.)
- (5) *E* : altura efectiva de la antena transmisora sobre un terreno medio.
- (6) Las PRA de la estación terrenal se refieren a un múltiplex de 12 programas estereofónicos. (Para un múltiplex del sistema digital A que contiene seis programas de sonido estereofónicos, los valores de la potencia se dividen por 2.) Corresponden a la misma temperatura de ruido del sistema receptor que en el caso del satélite, pero suponiendo una ganancia de la antena de 0 dBi, un margen de interferencia de 3 dB y ningún margen para la contribución al ruido del enlace de conexión. Las PRA se calcularon con referencia al centro de la banda de ondas decimétricas, utilizando las curvas de propagación F (50,50) para 10 m sobre el nivel del suelo. Se aplicó un factor de corrección de 11 dB para situar esta altura en 1,5 m, más característica de la recepción en vehículo. Se obtuvieron las PRA a frecuencias superiores aplicando factores de escala a las frecuencias y suponiendo que la raíz cuadrada de la relación de frecuencias se basa en un margen de desvanecimiento de 10 dB a 1 GHz. Hay que continuar estudiando la aplicabilidad de estos factores de escala a la radiodifusión terrenal.

## **8 ANTENA TRANSMISORA DEL SATÉLITE**

Los estudios que se resumen en el presente Informe han supuesto en todo momento la utilización de una antena transmisora de tipo reflector o de abertura física similar (en contraposición a las antenas de tipo filiforme) con una abertura de haz a 3 dB de 1°. Esto sugiere que los estudios sobre tecnología de antenas del tipo de abertura física para aplicaciones de transmisión por satélite a 12 GHz pueden ser aplicables al caso de la radiodifusión sonora por satélite en la gama 500 - 3000 MHz mediante la extrapolación de las dimensiones físicas de la antena para su adaptación a la nueva frecuencia de funcionamiento. En particular, los diagramas de radiación de antena de satélite utilizados en la CAMR-77 se consideran viables en esta gama de frecuencias [CCIR, 1986-1990, Doc. 10-11S/53 (Estados Unidos de América)]. Será posible mejorar la supresión de lóbulos laterales mediante la utilización de antenas de caída rápida. En el cuadro 4 se proporcionan más amplios detalles.

## **9 ESTIMACIÓN DE LA ANCHURA DE BANDA TOTAL DEL SERVICIO**

La anchura de banda total que requiere el servicio viene dada por los factores siguientes:

- La anchura de banda del canal de radiofrecuencia multiplicada por el número de canales por zona de servicio. En el caso del Sistema digital A (MDFOC), un canal corresponde a la anchura del bloque de frecuencias utilizado para la difusión de una serie de programas.
- El número de canales de este tipo necesarios para dar servicio a cada país o zona de servicio, que depende de las relaciones de protección necesarias. Para un sistema digital, esta relación de protección suele ser resultado de un compromiso entre el ruido y la interferencia. Para el servicio por satélite, donde la potencia disponible a bordo es un parámetro crítico, se escoge una relación de protección tal que reduzca al mínimo la *C/N* necesaria. Por el contrario, para servicios terrenales pueden disminuirse las relaciones de protección [CCIR, 1986-1990, Doc. GITM 10-11/1-44 (Canadá)].

En el caso del enlace descendente, no es posible conseguir reutilización de frecuencias mediante el empleo de la otra dirección de polarización.

Además, dado que la antena receptora tiene poca directividad, no es posible la discriminación entre diferentes posiciones orbitales.

**CUADRO 4**  
**Tipos de antenas de satélite desplegables apropiados para utilizarse en la región de 1 a 3 GHz**

Estructura	Categoría	Construcción y método de despliegue de abertura (m)		Límite de frecuencia (GHz)
Varillas con superficie de malla	Varilla radial	Tipo de paraguas	4,5	12
	Varillas enrolladas	Varillas "cintas de carpintero" desplegadas desde una columna central	9	6
	Catenaria de cable	Brazos radiales y cables catenarios apoyados en la malla	4,9	0,2
	Varillas en abanico	Varillas abiertas en abanico formando un sector de la abertura circular	4,5	6
Aro con superficie de malla	Aro-columna Aro-armazón	Estructura "poste de mayo"	15	0,8 <sup>(1)</sup>
Celosía con superficie de malla	Celosía tetraédrica ("en caja")	Múltiples cubos conectados con separadores de longitud apropiada que soportan la malla (desplegados en caja mediante energía acumulada en los goznes de las "cintas de carpintero")	4,6	-
	Abertura en cuadratura	Concepto aro-columna formando cuatro aberturas independientes de H	3,5 cada una	(solamente en modelo)
	Celosía geodésica	Pirámides triangulares (elemento de las estructuras geodésicas clásicas)	5	12
	Prisma	(Detalles no disponibles)	10	1
	Celosía tensa	Estructura soporte de la malla tensada por cable	20	2-20
Inflable	Tejido multicapa	Presión positiva de gas durante toda su vida, o estructura inflable, rígida por el calor solar	3,5	-
(1) Técnica aplicable a frecuencias mucho más elevadas.				

### 9.1 Sistemas MF

Se necesitan alrededor de 10 MHz para proporcionar un programa nacional de radiodifusión sonora por país. El estudio es válido tanto para recepción monofónica como para recepción estereofónica. Esta última, no obstante, sólo podrá conseguirse con receptores de instalación permanente.

Para ofrecer 12 programas estereofónicos por país se necesitan 120 MHz.

## 9.2 Sistemas digitales

Se han realizado diferentes estudios para estimar el número de canales y, en consecuencia, la anchura de la banda de frecuencias total requerida.

### 9.2.1 Estudios de la UER

En el caso de la MDFOC, la anchura del bloque de frecuencias debe ser suficientemente grande para superar la selectividad de frecuencia del canal. Las diferentes portadoras asociadas con un programa determinado deben estar bien separadas en frecuencia para que no estén correlacionadas y no sufran desvanecimiento simultáneamente. Se ha demostrado que un bloque de frecuencias (incluyendo bandas de guarda) de aproximadamente 1,75 MHz es adecuado técnicamente y proporciona una capacidad de hasta seis programas estereofónicos de alta calidad. El número de canales necesario para cubrir varias zonas de servicio puede determinarse desarrollando ejercicios sobre distintas coberturas y, desde luego, dependerá de los supuestos adoptados para la cobertura y para las relaciones de protección.

En Europa, la UER ha desarrollado un programa de computador que genera ejemplos de ejercicios realizados sobre distintos tipos de cobertura. Se parte de las siguientes bases:

- El diagrama de la antena del satélite dado en la CAMR-77, considerado viable a 1 GHz.
- Una relación de protección cocanal de 15 dB y una relación de protección de canal adyacente de 6 dB.

Los principales resultados de este estudio se resumen en cuadro 5.

CUADRO 5

Modelo de cobertura	Nacional	Supranacional	Panuropeo
Número de haces	35 (Europa) o 70 (Europa y África)	11 (Europa)	1 (Europa)
Número de bloques por país (1 bloque = 1,75 MHz, es decir, hasta seis programas estereofónicos)	2	2	2
Factor de reutilización del canal	16	8	1
Anchura de banda de frecuencia total (MHz)	56	70 <sup>(1)</sup>	105 <sup>(2)</sup>

(1) Para dar un bloque a cada país, se necesitan un número extra de canales aproximadamente igual a 12.

(2) Para dar un bloque a cada uno de los 30 países cubiertos.

Desde el punto de vista técnico, las posibilidades de reutilización de frecuencias disminuyen cuando aumenta el tamaño de los haces. En el otro extremo, con haces muy pequeños, la reutilización de frecuencias se vuelve más difícil a causa del mayor número de haces y de la multiplicidad de las fuentes de interferencia. Teniendo en cuenta la limitación de potencia que hace impracticables los haces muy grandes, parece que para un continente como Europa existe un tamaño técnicamente óptimo del haz, el cual se sitúa en el margen de 1° a 1,5° que aproximadamente corresponde a la cobertura nacional.



### 9.2.2 Estudios canadienses

En Canadá se realizó un estudio para estimar las necesidades de espectro para el servicio de radiodifusión sonora digital mixto satélite/terrenal (véase el punto 2.2 relativo a conceptos de servicio).

En dicho estudio se ha estimado que la radiodifusión sonora digital terrenal en el Canadá necesita por sí sola 48 MHz del espectro. Con esa porción del espectro se considera posible proporcionar un canal de programa estereofónico a cada una de las estaciones de radiodifusión en MA y MF existentes, y además dejar un margen para futura expansión. Además, para tener en cuenta el efecto de frontera entre Canadá y los Estados Unidos de América se necesitaría un 25% adicional de espectro, con lo que se utilizarían 48 MHz + 12 MHz = 60 MHz de espectro terrenal.

En cuanto a las exigencias de espectro de la radiodifusión por satélite, los resultados del estudio se resumen en el cuadro 6.

CUADRO 6

Modelos de cobertura	Haces circulares uniformes	Canadá	Norteamérica <sup>(1)</sup>
Número de haces	grande	8	17
Factor de reutilización de canal	4	6	9
Anchura de banda requerida por zona de servicio (24 programas estéreo) (MHz)	8	8	8
Necesidad de espectro total (MHz)	32	48	72

(1) Se suponen ocho haces para Canadá, cuatro haces para Estados Unidos en el continente y uno para Alaska, dos haces para México y dos haces supranacionales para el Caribe o un número mayor de haces pequeños para aquella zona.

El cuadro 7 combina las necesidades de espectro para los dos tipos de servicio en cuestión.

CUADRO 7

#### Modelos de cobertura combinadas

Modelos de cobertura	Haces circulares uniformes	Canadá	Norteamérica <sup>(1)</sup>
Espectro para SRS sonora (MHz) (véase la nota 1)	32	48	72
Espectro para SR sonora (MHz)	48	48	60
Canales SRS extra para compatibilidad en el mismo país (MHz)	8	8	8
Canales SRS extra para compatibilidad con el país adyacente (MHz)	-	-	8
Necesidad total de espectro (MHz)	56	56	76

(1) Se suponen ocho haces para Canadá, cuatro haces para Estados Unidos en el continente y uno para Alaska, dos haces para México y dos haces supranacionales para el Caribe o un número mayor de haces pequeños para aquella zona.

*Nota 1* - Se basa en proporcionar 24 programas estereofónicos a cada zona de servicio. En caso de ser solamente 12 programas por zona de servicio, la necesidad de espectro sería aproximadamente la mitad. No obstante, las exigencias de espectro totales seguirían siendo muy parecidas debido a las necesidades del SR.

Es interesante señalar que el espectro necesario para el servicio mixto satélite/terrenal es apenas algo mayor que el exigido por la radiodifusión terrenal solamente, resultado que indica la eficaz utilización del espectro conseguida mediante aplicación de esta combinación de medios satélite/terrenal.

### 9.2.3 Estudios en la URSS

En la URSS se realizaron estudios con los objetivos siguientes:

- estimar las necesidades de frecuencia para la SRS sonora en el territorio de la URSS;
- estimar las necesidades de frecuencia para la SRS sonora en el territorio de los países europeos.

En la hipótesis de que la anchura de banda necesaria del bloque de frecuencias sea 4 MHz (dentro de la cual se suponen 16 programas de sonido estereofónico), la implantación de un sistema de radiodifusión sonora por satélite en la URSS requeriría una anchura de banda de 80 MHz.

Suponiendo las mismas necesidades de programas estereofónicos por cada país de los 34 europeos considerados, el estudio indica que se necesitarían 130 MHz.

### 9.2.4 Estudios en los Estados Unidos de América

Se han propuesto cuatro sistemas de radiodifusión sonora por satélite a la Comisión Federal de Comunicaciones (FCC) solicitando permiso para su construcción [UIT, 1993, Doc. 10-11S/154 (Estados Unidos de América)]. Los sistemas utilizarán porciones de la banda de frecuencias 2310 - 2360 MHz atribuida a radiodifusión sonora por satélite para uso doméstico en los Estados Unidos de América.

A continuación se resumen los valores numéricos que ha elegido cada diseñador de sistema para varios parámetros esenciales asociados a la configuración del segmento espacial:

	<i>Sistema</i>			
	I	II	III	IV
Necesidad de espectro total (MHz)	10	16	25	50
Necesidad de espectro por zona de escucha (MHz)	5	16	8	25
Número de satélites por sistema	2	2	1	2
Diámetro de antena del enlace descendente principal (m)	3	3	20	3
Potencia de salida RF por satélite (kW)	1	1	1,8	1,2
p.i.r.e. por haz del enlace descendente en el borde de la cobertura (dBW)	62	57	57	52
dfp máxima (dBW/m <sup>2</sup> /4 kHz)	-132	-136 <sup>(1)</sup>	-126	-128
Margen de enlace efectivo (dB)	5,2	16 <sup>(1)</sup>	14 <sup>(2)</sup>	4

(1) El diseñador basa su estimación del margen de enlace efectivo para el Sistema II en la condición de que se realice la radiodifusión simultánea de cada programa desde dos satélites en radiofrecuencias diferentes, y que las posiciones de estos satélites en la órbita geoestacionaria estén separadas por un arco de 30°, con lo que se consigue

un modelo de diversidad en el espacio, la frecuencia y el tiempo puesto que al receptor y su entorno inmediato llegan dos frentes de onda independientes procedentes de distintas direcciones.

(2) Para haces puntuales, el margen varía desde 8 a 14 dB aproximadamente, dependiendo del ángulo de elevación hacia el satélite.

La diferencia principal entre estos diseños, desde el punto de vista del segmento espacial, es que el Sistema III utilizará una antena de 20 m en la banda S para conseguir la formación de 31 pequeños haces puntuales de unos 330 km de diámetro entre los puntos de potencia mitad, mientras que los otros tres sistemas utilizan antenas en banda S de alrededor de 3 m.

Pueden encontrarse mayores detalles sobre cada sistema en [UIT, octubre 1993, Doc. 10-11S/154 (Estados Unidos de América)].

## **10 ENLACES DE CONEXIÓN**

### **10.1 Características de los enlaces de conexión de un servicio de radiodifusión (sonora) por satélite**

Las características principales de los enlaces de conexión de un servicio de radiodifusión (sonora) por satélite (SRSS) son las siguientes:

- puede utilizarse la discriminación por polarización para reducir la anchura de banda total requerida;
- las antenas transmisoras de la estación terrena poseen ganancia y directividad elevadas. Cuanto mayor sea la directividad, menor será la separación orbital necesaria para la reutilización de frecuencias. La directividad aumenta con la frecuencia, pero esto puede obligar a establecer un sistema de seguimiento en la antena transmisora de la estación terrena;
- la disponibilidad del enlace de conexión no debe influir en la calidad del servicio del enlace descendente. Este parámetro tiene una repercusión directa en las necesidades de potencia de la estación terrena, dependiendo de la gama de frecuencias.

### **10.2 Anchura de banda total requerida**

La anchura de banda total requerida depende de la órbita elegida (órbitas elípticas muy inclinadas u órbitas de satélites geoestacionarios) y del método de distribución de los satélites en posiciones orbitales.

La elección de la banda de frecuencia para el enlace de conexión determinará si es utilizable la discriminación de polarización. En caso afirmativo, la anchura de banda total podría reducirse a la mitad. Además, la directividad de la antena del enlace ascendente permitirá la discriminación entre satélites muy juntos.

Por añadidura, la cantidad de espectro requerida por los enlaces de conexión está determinada por el número de canales (o bloques) que se pueden transmitir por un satélite, lo que a su vez depende del diámetro de la antena del satélite y de la máxima capacidad de potencia RF del mismo. Considerando estos parámetros, puede a corto plazo disponerse de una antena de satélite con 10 m de diámetro y potencia RF de 1,5 kW, y a más largo plazo se conseguirá una antena de 20 m y 2,5 kW.

Los estudios [CCIR, 1986-90, Doc. GITM 10-11/1-41 (Canadá)] basados en el Sistema digital A han demostrado que, a corto plazo, la máxima cantidad de espectro del enlace de conexión que puede utilizarse en un satélite está limitada por las restricciones mencionadas a 30 MHz para enlaces

descendentes que funcionen en 3 GHz, sea cual fuere la capacidad de espectro requerida para el enlace descendente. Esto también es cierto a largo plazo para las frecuencias de 1,5 GHz y 2 GHz, en las que el espectro máximo es de 44 MHz y 18 MHz, respectivamente, mientras que para las frecuencias en torno a 1 GHz y frecuencias inferiores, el espectro máximo viene determinado por el número de haces de enlace descendente que pueden reutilizar la misma frecuencia.

### **10.3 Banda de frecuencia apropiada**

De acuerdo con el número 22 del RR, el servicio fijo por satélite (SFS) incluye los enlaces de conexión a otros servicios de satélite y, en particular, los enlaces de conexión al servicio de radiodifusión por satélite (SRS).

Teniendo en cuenta la alta disponibilidad requerida para los enlaces de conexión, la banda de frecuencias no debe ser demasiado elevada.

## **11 CONSIDERACIONES DE COMPARTICIÓN**

Los estudios sobre la viabilidad de compartir frecuencias entre el servicio de radiodifusión sonora por satélite (SRSS) y los servicios con atribuciones a título primario en la gama de frecuencias 500 - 3000 MHz se han centrado principalmente en las condiciones que podrían proteger dichos servicios contra la interferencia de los sistemas del SRS. En casi todos los casos examinados, dicha protección exigirá separaciones geográficas apreciables entre el eje de puntería de la zona de servicio del SRSS y las estaciones receptoras de los servicios existentes.

La magnitud de las separaciones geográficas requeridas dependerá de múltiples factores como son el tamaño de la zona de servicio SRS, el ángulo de llegada de la señal SRS, la configuración del sistema SRS correspondiente (por ejemplo, la medida en que se incluyen en el sistema repetidores y transmisores terrenales complementarios), los parámetros específicos del sistema SRSS, los parámetros y criterios de compartición de los sistemas en aquellos servicios con los se plantea la compartición de frecuencias, la frecuencia de funcionamiento (que determina la p.i.r.e. del satélite), y otras consideraciones.

Dependiendo, en particular, del servicio con el que se interfiere, de la p.i.r.e. del satélite de radiodifusión sonora y del ángulo de llegada de la señal interferente, las separaciones geográficas necesarias para proteger los servicios afectados van desde 200 km hasta más de 7000 km. En ciertos casos específicos, las separaciones geográficas requeridas pueden incluso aproximarse a cero. Dado que el radio de una zona de servicio típica del SRSS puede medir unos 600 km, en algunos casos podrían ubicarse sistemas de otros servicios dentro de la zona de servicio SRSS. En tal caso, no obstante, la interferencia causada por los otros servicios en el SRSS será la que predomine. El tamaño de la zona en la que se producirá dicha interferencia en los receptores del SRS depende de las características del sistema interferente.

Para llegar a conclusiones más definitivas sobre la compartición de frecuencia, ha de considerarse la interferencia en los receptores del SRSS para cada sistema específico. A tal efecto, se necesita más información sobre toda la gama de parámetros asociados a los sistemas que puedan ofrecer un servicio de radiodifusión sonora por satélite, así como sobre los parámetros de los sistemas de otros servicios que funcionan realmente en la banda de frecuencias objeto de la posible compartición.

A la vista del número y la distribución geográfica de las estaciones receptoras que ya funcionan en los servicios existentes en numerosos países, no podrán generalmente lograrse las separaciones geográficas relativamente grandes que requiere su protección.

Tal vez sea preferible entonces una atribución exclusiva al servicio de radiodifusión sonora por satélite, en cuyo caso podrían también utilizarse servicios terrenales complementarios de radiodifusión sonora dentro de esa atribución.

Sin embargo, si el SRS no se ha introducido en ciertas zonas, los servicios existentes podrán continuar utilizando la banda. Además, dependiendo de la asignación real de frecuencias a los canales del SRSS, puede haber más facilidades para la compartición de la banda utilizando la separación de frecuencias en zonas de servicio concretas del SRS.

Cabe suponer que el servicio de radiodifusión (sonora) terrenal no causará una interferencia tan acusada como el SRS a los sistemas de radiocomunicaciones del servicio fijo. En este contexto, el punto 6.4.8 del Informe del ex CCIR a la CAMR-92 describe estudios realizados por Canadá para determinar las distancias de separación necesarias en los casos de compartición entre sistemas de radiodifusión sonora digital terrenal y sistemas de radiocomunicaciones de punto a multipunto.

En los siguientes puntos se dan detalles de algunas de estas situaciones de compartición.

### **11.1 Compartición entre el servicio de radiodifusión (sonora) por satélite y los sistemas punto a multipunto**

De acuerdo con un estudio realizado en Canadá, puede ser factible la compartición entre el SRSS y los sistemas punto a multipunto del servicio fijo, con ciertas separaciones geográficas que van desde varios cientos de kilómetros hasta más allá del horizonte del satélite. Las distancias de separación necesarias dependen de los parámetros del sistema del SRS y de la potencia de interferencia máxima admisible en los sistemas punto a multipunto.

Cabe señalar que el límite de interferencia uniforme utilizado en el estudio proporciona la protección idónea para satisfacer las normas de calidad de funcionamiento del UIT-R. Cuando se consideran aplicaciones especiales de los sistemas punto a multipunto a redes locales rurales donde no existen otras alternativas económicamente viables, puede ser apropiado un margen de interferencia mayor (por ejemplo, una relación de potencia de interferencia a ruido de 0 dB), reduciéndose en consecuencia las distancias de separación geográfica.

### **11.2 Compartición entre el servicio de radiodifusión (sonora) por satélite y los sistemas punto a punto del servicio fijo**

Los estudios realizados en los Estados Unidos de América y Japón han demostrado que los límites de densidad de flujo de potencia (dfp) equivalentes a los señalados en el número 2557 del RR son adecuados para proteger los sistemas de relevadores radioeléctricos punto a punto en las bandas 1710 - 2500 MHz. Sin embargo, los estudios de compartición a los que se hace referencia en el Informe UIT-R BO.955-2 muestran que para cumplir estos límites de dfp se necesitarían separaciones geográficas entre cientos y más de 9000 km, dependiendo de los parámetros del sistema del SRSS.

Puede suponerse que los sistemas de relevadores radioeléctricos punto a punto con múltiples tramos y que utilizan repetidores regenerativos en cada tramo tengan criterios de interferencia menos estrictos, asignando la mayoría de los valores tomados como objetivos de diseño en cuanto a calidad de funcionamiento al tramo más desfavorable, lo que permitiría reducir en tales casos la discriminación adicional necesaria para la compartición.

### **11.3 Compartición con el servicio móvil**

Un análisis preliminar ha revelado que la compartición de frecuencias entre un sistema de telemedida automática y un sistema SRSS propuesto dentro de la misma zona de servicio produce

interferencia mutuamente perjudicial (véase también el punto 16.8 del Informe del ex CCIR a la CAMR-92).

Por lo general, la compartición con el servicio móvil requiere una gran separación geográfica, desde unos 500 km hasta más de 7000 km.

#### **11.4 Compartición con los sensores de microondas pasivos y activos**

Los sensores de microondas pasivos a bordo de vehículos espaciales miden la humedad del suelo, la salinidad y temperatura de la superficie del mar, la lluvia, la nieve, el hielo y el estado del mar. Las mediciones de salinidad oceánica, por ejemplo, necesitan un umbral de interferencia de -165 dBW en una anchura de banda de referencia de 100 MHz (Informes 693 y 694).

Los cálculos efectuados de acuerdo con los métodos del Informe 850 muestran que la potencia de interferencia generada por un satélite de radiodifusión sonora (sistema digital perfeccionado) y recibida por un sensor de microondas pasivo a bordo de un vehículo espacial está a 33 dB por encima del nivel de interferencia perjudicial. Se puede concluir que la compartición entre los sensores pasivos y los satélites de radiodifusión (sonora) no es viable en la gama de frecuencias de 500 a 3000 MHz.

Un radar de abertura sintética (RAS) moderno tiene una sensibilidad de unos -130 dBW en un receptor con anchura de banda de unos 15 MHz. En el Informe 695 se señala que la interferencia máxima de tipo ruido para el mencionado radar viene determinada por el punto de saturación del receptor, que resultó ser de al menos -115 dBW. La potencia de interferencia causada por 16 canales de radiodifusión sonora por satélite, cada uno de ellos con p.i.r.e. de 50 dBW, puede alcanzar un máximo de -132 dBW, que está por debajo del umbral de interferencia perjudicial del RAS.

La p.i.r.e. de un RAS típico es del orden de 67 dBW, superior en 17 dB a los 50 dBW que podría emplear un satélite de radiodifusión (sonora). Como el RAS está situado en una órbita terrena baja (sólo a 500 km) en comparación con la órbita a unos 37 000 km de un satélite geoestacionario de radiodifusión, el nivel de interferencia que llega a un receptor terminal terreno podría ser hasta 50 dB superior a la señal deseada. Se puede sacar en conclusión que las estaciones terrenas receptoras del SRS estarían sometidas a una interferencia inaceptable de tipo impulsivo, y que por tanto no sería viable la compartición.

#### **11.5 Protección del servicio de radioastronomía**

El servicio de radioastronomía (SRA) no puede compartir frecuencias con el servicio de radiodifusión por satélite (SRS) ni con el servicio de radiodifusión terrenal cuando la antena de radioastronomía está en la línea de visibilidad directa del transmisor. Ello se debe a que estos servicios activos transmiten unos niveles de densidad de flujo de potencia que producen señales superiores en varios órdenes de magnitud a los niveles de ruido del receptor en esos servicios. Para el SRA, los niveles de potencia de las señales que producen interferencia perjudicial son típicamente del orden de  $10^{-3}$  veces el nivel de ruido del sistema (véase el Informe 224). De este modo, las señales de radiodifusión y las del SRS exceden los umbrales de interferencia perjudicial para la radioastronomía en un factor generalmente de  $10^6$ , incluso cuando las señales interferentes son recibidas en los lóbulos laterales lejanos de la antena de radioastronomía. El grado en el que la interferencia excede del umbral perjudicial es lo suficientemente grande como para que la compartición sea en general imposible, con independencia de los detalles concretos de esos servicios de comunicaciones o de las gamas de frecuencia de que se trate.

A causa de las altas densidades de flujo de potencia utilizadas por los transmisores del SRS, la interferencia perjudicial al SRA puede también provenir de interferencia en el borde de la banda. Un

control cuidadoso del espectro radiado puede atenuar los problemas de la interferencia en el borde de la banda. En los anexos 2 y 3 al Informe 697 se describen ciertas técnicas para reducir al mínimo la interferencia en el borde de la banda a estaciones del SRA.

### 11.6 **Compartición con los servicios de investigación espacial, de exploración de la Tierra por satélite y de operaciones espaciales**

El punto 13.3.4 del Informe del ex CCIR a la CAMR-92 contiene información relativa a la compartición con el servicio de investigación espacial (SIE), el servicio de exploración de la Tierra por satélite (SETS) y el servicio de operaciones espaciales (SOE) en las bandas 205 - 2110 MHz y 2200 - 2290 MHz. Los criterios de protección con el SIE (espacio lejano) se hallan en el punto 11.4 del mismo Informe.

### 11.7 **Compartición con ICM**

De los limitados datos disponibles se desprende que las emisiones procedentes de hornos de microondas en las bandas de equipos industriales, científicos y médicos (ICM) constituyen una fuente potencial de interferencia a la recepción del servicio de radiodifusión sonora por satélite (SRSS) por receptores fijos, móviles y, en particular, por receptores portátiles de uso interior dentro de la banda de 2400 a 2500 MHz. Las mayores dificultades se encontrarán en torno a la frecuencia central de 2450 MHz, con la probabilidad de que la aparición de interferencia disminuya a medida que la emisión se aproxime a uno u otro extremo de la banda.

Un caso particular en el que un sistema SRSS es vulnerable a la interferencia se presenta dentro de la banda 2400 - 2500 MHz o en sus inmediaciones. Esta banda ha sido designada para aplicaciones ICM por la nota 752 del RR, y los servicios de radiocomunicaciones que funcionen dentro de dicha banda deben aceptar la interferencia perjudicial que pueda ser producida por tales aplicaciones. Los hornos de microondas domésticos son una de las utilidades ICM primordiales de la referida banda.

En Francia [Doc. del CCIR 10-11S/14 (Francia), (1990-1994)] se realizaron mediciones de interferencia producida por un horno de microondas en un receptor prototipo de MDFOC DAB (anchura de banda: 3,5 MHz). Se obtuvieron los siguientes valores de *C/I* para una degradación de sonido apenas perceptible en el receptor MDFOC:

Nivel de señal de entrada deseado (nota 1)	Interferencias de horno de microondas: nivel de señal para degradación apenas perceptible (nota 2)
-77 dBm	-41 dBm
-57 dBm	-25 dBm

*Nota 1* - El prototipo de receptor MDFOC tenía un margen de nivel de entrada (-30, -90) dBm.

*Nota 2* - Se utilizó un horno de microondas fabricado, con agua en su interior. El espectro del horno fue trasladado desde 2,5 GHz hasta la banda de frecuencia de TV en ondas decimétricas de manera que las frecuencias centrales del espectro fuesen casi idénticas.

A partir de estos resultados, se realizaron cálculos basados en el Documento CISPR/B/WG 1 (JP), de 2 de julio de 1990, en el que se da una plantilla de potencia radiada aparente (PRA) típica para hornos de microondas, y se obtuvieron las distancias de separación mínimas entre el horno de microondas y el receptor de MDFOC DAB.

Los resultados se resumen en los cuadros 8 y 9:

CUADRO 8

p.r.a. del horno de microondas y banda de frecuencias	Mínima distancia para potencia de -57 dBm a la entrada receptora DAB	Mínima distancia para potencia de -77 dBm a la entrada del receptor DAB
-8 dBW 2 400 - 2 500 MHz	3 m	17 m
-2 dBW 2 400 - 2 500 MHz	6 m	35 m

Si se considera la atenuación debida a los edificios (10 dB), se obtienen los valores siguientes:

CUADRO 9

p.r.a. del horno de microondas en la banda de frecuencias 2 400 GHz - 2 500 GHz	Mínima distancia para un nivel de entrada de -77 dBm con un receptor DAB fuera del edificio
-8 dBW	5 m
-2 dBW	11 m

La conclusión obtenida de estas mediciones preliminares es que, en el caso de una transmisión de la señal MDFOC DAB por satélite a 2,5 GHz, será muy difícil conseguir una buena recepción, ya sea dentro o fuera de las viviendas, debido a la radiación emitida por los hornos de microondas.

Para completar este estudio será preciso realizar nuevas mediciones.

### **11.8 Compartición entre sistemas de radiodifusión sonora digital terrenal y sistemas de radiocomunicaciones de punto a multipunto (P-MP)**

Los estudios realizados en Canadá han demostrado que la compartición en las proximidades de 1,5 GHz entre los sistemas de radiodifusión sonora (digital) terrenal y los sistemas de radiocomunicación P-MP requiere unas ciertas separaciones geográficas mínimas.

Los cuadros 10 y 11 resumen las distancias de separación en algunos ejemplos de transmisores de radiodifusión.



CUADRO 10\*

**Ejemplos de distancia de separación necesaria entre un transmisor de radiodifusión sonora digital y una estación central del servicio fijo en 1,5 GHz para proteger los sistemas punto a multipunto**

Radio de la cobertura de radiodifusión	Altura de la antena de transmisión de radiodifusión	PRA de radiodifusión <sup>(1)</sup>		Separación requerida
		(dBW)	(kW)	
(km)	(m)	(dBW)	(kW)	(km)
33	100	39,7	9,33	179
50	150	48,4	69,3	256
64	150	58,9	773,0	355

\* En el Informe UIT-R BS.1203-2 se incluyen nuevos cuadros con distancias de separación basadas en informaciones más recientes.

(1) Estos niveles de potencia se han convertido, de los utilizados para una antena de recepción típica de 10 m de altura, a los requeridos para antenas de 1,5 m de altura que son más típicas de la recepción de vehículos, mediante la adición de 11 dB en cada caso.

CUADRO 11\*

**Ejemplos de distancia de separación requerida entre una estación central del servicio fijo y un transmisor de radiodifusión sonora digital para proteger la zona de cobertura de radiodifusión**

Radio de la cobertura de radiodifusión	Altura de la antena de transmisión de radiodifusión	PRA de radiodifusión		Separación requerida
		(dBW)	(kW)	
(km)	(m)	(dBW)	(kW)	(km)
33	100	39,7	9,3	141
50	150	48,4	69,3	158
64	150	58,9	773,0	172

\* En el Informe UIT-R BS.1203-2 se incluyen nuevos cuadros con distancias de separación basadas en informaciones más recientes.

## 11.9 Participación sobre bases geográficas

La participación sobre bases geográficas puede utilizarse para resolver ciertas situaciones en las que la participación es difícil. Hay casos en que no es posible la participación de una banda de frecuencias por dos servicios determinados sobre un mismo emplazamiento; por el contrario, para que tenga lugar participación entre las redes de dichos servicios, se requiere que las zonas de servicio de una y otra red estén separadas geográficamente. Cuando ambos servicios en cuestión son de naturaleza terrenal, las separaciones geográficas requeridas pueden medir desde las decenas a los centenares de kilómetros cuando se funciona en la región de ondas decimétricas del espectro. En cambio, si uno de los servicios afectados es espacial, en este caso el de radiodifusión sonora por satélite, la separación exigida puede valer de cientos a miles de kilómetros.

El concepto de participación sobre bases geográficas entre el servicio de radiodifusión sonora por satélite (SRSS) y un servicio terrenal depende del nivel admisible de flujo que llega a la red terrenal desde la estación espacial del satélite de radiodifusión sonora. El nivel real está determinado por la densidad de flujo de potencia necesaria en la zona de servicio del SRSS y el nivel de protección

que el servicio terrenal requiere. La diferencia entre esos dos niveles determinará el valor que ha de tener el aislamiento entre los dos servicios para funcionar sin causar interferencia excesiva al servicio terrenal. Este aislamiento puede conseguirse mediante la discriminación de la antena transmisora del satélite si la zona de servicio del servicio terrenal está ubicada a suficiente distancia de la cobertura del haz del satélite. En las situaciones en que las distancias de separación requeridas sean pequeñas, debe asimismo considerarse la interferencia producida por la red terrenal en los receptores del SRSS.

Varias Administraciones están examinando los servicios de radiodifusión sonora, tanto por satélite como terrenales, proporcionados a una misma zona geográfica. El posible conflicto entre los servicios por satélite y los servicios terrenales puede reducirse al mínimo si se garantiza que los receptores ofrezcan a la vez un amplio margen dinámico y bajos factores de ruido.

El punto 8 del presente Informe trata de las tecnologías utilizadas en antenas transmisoras de satélite e indica que en el futuro podrá conseguirse una mejor supresión de lóbulos laterales mediante el empleo de antenas de caída rápida, y que puede adoptarse como factible el diagrama de radiación de referencia utilizado en la CAMR-77 para planificar el SRS en 12 GHz, convenientemente trasladado a la gama de 500 - 3000 MHz.

El cuadro 12 indica las distancias de separación necesarias para las distintas discriminaciones de antenas requeridas; por un lado, para el caso mínimo en que el haz del satélite cubre una zona próxima al punto de proyección del satélite sobre la superficie de la Tierra y, por otro lado, para los casos máximos en los que el haz se dirige fuera de ese punto de proyección y la interferencia se produce en una ubicación exactamente en el horizonte terrestre, donde la señal interferente del satélite llega con un ángulo de elevación de 0°. Estas distancias de separación indican el radio de un círculo concéntrico con el haz, fuera del cual la discriminación de la antena del satélite basta por sí sola para permitir la reutilización de frecuencias por otros servicios.

CUADRO 12

**Distancias de separación necesarias en la Tierra a partir del centro del haz de SRS sonora a fin de asegurar una determinada discriminación de la antena del satélite para aberturas del haz de la antena de 1° y 2°**

Discriminación de antena requerida (dB)	Distancia de separación (km)				
	Ángulo fuera del eje (x $\varphi_0 = 1^\circ$ )	$\varphi_0 = 1^\circ$		$\varphi_0 = 2^\circ$	
		Mínimo	Máximo	Mínimo	Máximo
3	0,5	312	2108	624	2965
10	0,91	570	2835	1142	3990
20	1,29	807	3362	1620	4742
30	1,58	989	3716	1988	5251
30,1	3,19	2007	5275	4098	7578
35	5,01	3183	6655	6740	9876
40	7,94	5183	8573	12938	14464

Del valor de estas distancias puede deducirse que es posible aplicar una compartición geográfica en todos los casos de compartición en que se plantea la necesidad de aumentar el aislamiento más allá de las posibilidades de la antena receptora con el fin de que pueda funcionar el

SRSS sin perturbar los servicios terrenales. Estas situaciones de compartición, junto con sus distancias de separación, se resumen en el cuadro 13.

### **11.10 Conclusiones sobre compartición**

Los estudios sobre la viabilidad de la compartición de frecuencias entre el SRS sonoro y los servicios con atribuciones a título primario en el margen de frecuencias 500 - 3000 MHz, se han centrado en las condiciones en que se protegerían esos servicios contra la interferencia producida por sistemas SRS. En casi todos los casos considerados, dicha protección requerirá separaciones geográficas importantes entre el eje de puntería de la zona de servicio del SRS (sonoro) y las estaciones receptoras de los servicios existentes.

La magnitud de las separaciones geográficas requeridas dependerá de numerosos factores, tales como el tamaño de la zona de servicio SRS, el ángulo de llegada de la señal SRS, la configuración del sistema SRS (por ejemplo, el grado en que se incluyen repetidores y transmisores terrenales complementarios en el sistema), los parámetros específicos del sistema de SRS (sonora), los parámetros y criterios de compartición de los sistemas en los servicios con los que se plantea la compartición de frecuencia, la frecuencia de funcionamiento (que determina la p.i.r.e. del satélite, además de otros aspectos).

Dependiendo, en particular, del servicio interferido, la p.i.r.e. del satélite de SRS (sonora) y el ángulo de llegada de la señal interferente, las separaciones geográficas necesarias para proteger los servicios interferidos varían desde 200 km hasta más de 7000 km. En ciertos casos específicos, dichas separaciones geográficas pueden incluso aproximarse a cero. Puesto que una zona de servicio típica del SRS (sonora) puede tener un radio de unos 600 km, esto implica que en algunos casos pueda haber sistemas de otros servicios emplazados dentro de la zona de servicio del SRS (sonora). Sin embargo, en este caso, la interferencia que predomina es la que produce el otro servicio en el SRS. La dimensión de la zona en la que los receptores SRS sufrirán tal interferencia dependerá de las características del sistema interferente en cuestión.

Para alcanzar conclusiones más definitivas respecto a la compartición de frecuencia, habría que examinar la interferencia causada a los receptores SRS por cada sistema concreto. Para este fin, se necesita información adicional acerca de toda la gama de parámetros de sistema asociados a los sistemas capaces de proporcionar un servicio de SRS (de sonido), así como de los sistemas que prestan otros servicios en la banda de frecuencias utilizada.

En vista del número y distribución geográfica de las estaciones receptoras que ya funcionan en servicios hoy implantados en numerosos países, las separaciones geográficas relativamente grandes que su protección exigiría no son generalmente alcanzables en la práctica.

Por consiguiente, debe preferirse que el servicio de radiodifusión sonora por satélite tenga una atribución exclusiva, y dentro de esa atribución podrían practicarse otros usos complementarios de radiodifusión sonora terrenal. Las implicaciones en cuanto a compartición entre la transmisión terrenal complementaria de servicios SRS (de sonido) y otros servicios requieren estudio urgente.

CUADRO 13

**Cuadro resumen de las situaciones y las distancias de separación requeridas**

Sistema de SRS sonoro	Servicio interferido	dfp admisible para SRS sonora BSS	Aislamiento requerido (dB)	Distancia mínima de separación para haz de 1° (km)		
				Ángulo de elevación (grados) en receptor terrenal		
				5	30	60
MF convencional (Caso A) (-111,1 dB(W/m <sup>2</sup> )) (-111,1 dB(W/(m <sup>2</sup> · 4 kHz)))	Radiodifusión - protección máxima - protección mínima	-138 dB(W/m <sup>2</sup> )	10,9-26,9	3404	1510	676
		-128 dB(W/m <sup>2</sup> )	0,9-16,9	2717	1181	199
	Fijo	-154 dB(W/(m <sup>2</sup> · 4 kHz))	32,9-42,9	9570	3652	2728
	Móvil - bajo ángulo de elevación	-147,9 dB(W/(m <sup>2</sup> · 30 kHz))	36,8	6741	4827	---
MF con compresión-expansión (Caso A) (-120,4 dB(W/(m <sup>2</sup> ))) (-120,4 dB(W/(m <sup>2</sup> · 4 kHz)))	Radiodifusión - protección máxima - protección mínima	-138 dB(W/m <sup>2</sup> )	1,6-17,6	2749	1208	264
		-128 dB(W/m <sup>2</sup> )	0 - 7,6	2151	668	0
	Fijo	-154 dB(W/(m <sup>2</sup> · 4 kHz))	23,6-33,6	5693	1529	981
	Móvil - bajo ángulo de elevación	-147,9 dB(W/(m <sup>2</sup> · 30 kHz))	27,5	3124	1631	---
Digital (Caso F) <sup>(1)</sup> (-109 dB(W/m <sup>2</sup> )) (-126 dB(W/(m <sup>2</sup> · 4 kHz)))	Radiodifusión - protección máxima - protección mínima	-138 dB(W/m <sup>2</sup> )	13,0-29,0	3171	1567	736
		-128 dB(W/m <sup>2</sup> )	3,0-19,0	2810	1260	361
	Fijo	-154 dB(W/(m <sup>2</sup> · 4 kHz))	18,0-28,0	3140	1363	861
	Móvil - bajo ángulo de elevación	-156,7 dB(W/(m <sup>2</sup> · 4 kHz))	30,7	4899	3118	---
<p>Caso "A" - SRS sonora destinado a recepción en zonas rurales con ángulos de elevación superiores a 70°, que corresponden a regiones de bajas latitudes.</p> <p>Caso "F" - Recepción a bordo de vehículos en zonas rurales muy ensombrecidas o en zonas urbanas de gran densidad.</p> <p>(1) Caso más desfavorable, representado por un sistema de SRS sonora autónomo (esto es, sin ningún apoyo de reemisores de relleno).</p>						

## 12 ÓRBITAS DE SATÉLITE ALTERNATIVAS

Durante las dos últimas décadas, las compañías explotadoras se han concentrado generalmente en utilizar la órbita de los satélites geoestacionarios para la transmisión de señales de satélite hacia y desde la Tierra. Dicha órbita proporciona una cobertura continua de la Tierra con ligero movimiento del satélite percibido desde el suelo. A altas latitudes, sin embargo, el satélite se ve con ángulos de elevación bajos.

El ángulo de elevación del satélite es un factor esencial al planificar sistemas, y su influencia es particularmente importante en latitudes septentrionales, donde los núcleos de población importantes se encuentran a más de 40° N de latitud.

Recientemente, el desarrollo ha llegado a una fase en la que ha sido posible considerar sistemas que permitan comunicaciones y radiodifusión con estaciones o receptores móviles terrestres. Esencialmente, el problema ha sido compensar el bajo rendimiento del equipo móvil, puesto que tales sistemas, en especial los de radiodifusión, tendrían poblaciones de usuarios muy grandes y por lo tanto se deben mantener sencillos. Además, es imposible acomodar grandes antenas en la estación móvil. Por añadidura, al descender la elevación, la obstrucción del satélite por los edificios y el terreno empieza a ser el factor dominante en los balances de enlace.

Por estas razones, varias organizaciones decidieron volver a considerar el uso de otras órbitas como alternativa a la órbita de satélites geoestacionarios, tomando como punto de partida las órbitas utilizadas para el sistema Molniya.

Si bien existen muchas clases de órbitas elípticas, las estudiadas con mayor detalle son las que tienen la mayor utilidad en Europa, que para los efectos de planificación se supone comprendida entre las latitudes 35° N y 70° N. Se dividen en dos clases que están caracterizadas por la altura del perigeo, y en consecuencia por atravesar o no los cinturones de Van Allen.

La primera clase de órbitas, análogas al sistema Molniya, tienen alturas de apogeo y perigeo típicas de 1500 y 39000 km, respectivamente, y su periodo orbital es de 12 h. Un sistema basado en esta órbita elíptica de gran excentricidad (HEO) comprendería normalmente tres satélites operativos durante ocho horas cada uno. Todos los satélites atravesarían los cinturones Van Allen dos veces por órbita, y habrían de adoptarse precauciones especiales para proteger los componentes del satélite. Con dicho sistema, se podrían mantener ángulos de elevación superiores a 60° sobre la zona de servicio. Dada la geometría de la órbita, puede ser explotable una segunda zona de cobertura que difiera en 180° de longitud geográfica.

En una segunda clase de órbitas, las alturas de perigeo y apogeo son respectivamente de 26000 y 46000 km, dando un periodo orbital de 24 h. En esta configuración, llamada "Tundra", se necesitaría un mínimo de dos satélites para la cobertura continua. No es explotable una segunda zona de cobertura. Para ambas clases de órbita la inclinación será aproximadamente 63°.

Una importante diferencia de sistema entre los satélites geoestacionarios y los sistemas basados en HEO proviene de la necesidad de transferir el tráfico entre los satélites que entran y salen de la zona de cobertura del satélite. El proyecto del sistema debe conseguir este traspaso (de un satélite a otro), aunque es probable que el margen del satélite sea diferente para cada satélite, y que los distintos satélites tengan importantes y diferentes desplazamientos Doppler.

En la mayoría, si no en todas las aplicaciones HEO, se utilizarán haces perfilados únicos o haces estrechos agrupados. Debido a la diferencia de recorrido a lo largo del periodo operacional de la órbita, variará la cobertura en la superficie de la Tierra para un haz angular de antena determinado.

Para mantener una cobertura constante de 3 dB sobre la Tierra, se requiere una antena reconfigurable o de zoom, con abertura de haz variable. Alternativamente, una antena de abertura de haz fija puede proporcionar una densidad de flujo de potencia constante sobre un cierto margen en el borde de la zona de cobertura, utilizando la pendiente de la ganancia en el borde del haz para compensar la diferencia en la pérdida del trayecto.

Aparte del efecto zoom, ciertas configuraciones de satélite, como por ejemplo el apuntamiento al Nadir, conducirán a una rotación de haces estrechos no circulares o agrupados. Este efecto, análogo a una transición lenta entre las células de un sistema celular, puede ser inaceptable en aplicaciones donde la cobertura sea ajustada a medida de un país o de una región, como sucede en la radiodifusión.

Si bien puede adoptarse una solución mecánica para compensar el efecto de rotación, generalmente se emplearán técnicas de elementos en fase para compensar los efectos de zoom. También podría corregirse la rotación mediante los elementos en fase.

Por lo que al balance del enlace se refiere, las órbitas muy inclinadas tienen las siguientes ventajas para los países de latitud alta, debido al aumento del ángulo de elevación:

- una reducción del margen del enlace;
- la posibilidad de utilizar una antena receptora de ganancia ligeramente más alta.

## **12.1 Estudio europeo**

Recientemente la Agencia Europea del Espacio ha realizado el estudio llamado "Arquímedes" [Archimedes, 1990]. Se seleccionó para dicho estudio un sistema tipo Molniya buscando el coste más reducido para la aplicación europea. En este sistema se colocan cuatro vehículos espaciales en órbitas elípticas de alta excentricidad inclinadas aproximadamente  $63^\circ$  con un periodo de 12 h. Cada vehículo espacial está activo durante seis horas sobre la región de cobertura europea deseada, volviendo 24 h más tarde. Un sistema piloto Arquímedes tendría la oportunidad de animar los sectores industriales y de servicios con mayor potencial de mercado.

## **12.2 Órbitas de ligera inclinación**

En proyectos de satélite nominalmente geoestacionarios, tal vez haya oportunidad de reducir los costes globales del satélite y/o de prolongar su vida útil haciendo que funcionen en una órbita ligeramente inclinada en alguna fase de su ciclo activo, posiblemente al principio y al final del mismo. Por ejemplo, puede ser ventajoso lanzar el satélite en una órbita idónea que presente una ligera inclinación, y explotarlo allí durante algunos años mientras va derivando lentamente hacia una órbita geoestacionaria. Una vez alcanzada la órbita geoestacionaria, podría ser mantenido en su posición orbital hasta cerca del término de su vida, en cuyo momento se le podría dejar derivar nuevamente hacia una órbita inclinada sin dejar de prestar un servicio SRS satisfactorio.

Los principales parámetros a considerar cuando se evalúan las ventajas de una explotación en órbita de ligera inclinación son su compatibilidad con otros servicios en el mismo satélite, las modificaciones de las zonas de haz del satélite tanto en puntería como en zona de cobertura, y los cambios de la atenuación en el espacio libre debidos a variaciones de longitud del trayecto.

## **13 CONSIDERACIONES RELATIVAS AL COSTE**

Un sistema de radiodifusión sonora "directo al oyente" por medio de satélites estará compuesto por redes de enlaces de conexión, estaciones terrenas de enlace ascendente y receptores. Dejando aparte los radiorreceptores, el resto del sistema puede considerarse como la unidad que distribuye la transmisión.

### **13.1 Receptores de radiodifusión**

En todo el mundo existen de mil a dos mil millones de radiorreceptores de radiodifusión, con un mercado de reposición estimado en alrededor de 100 millones de aparatos por año. El mercado global crece en mayor proporción que la población mundial. Hay además una aspiración a alcanzar una calidad de recepción superior a la que permiten los canales de MA (tanto en ondas medias como en ondas cortas).

Todo esto es un claro indicador de que la radiodifusión sonora por satélite provocará la necesidad de enormes cantidades de receptores. Por lo tanto, más que un volumen de producción restringido para consumidores de élite, parece razonable esperar unas elevadas cantidades de producción anuales (decenas de millones por lo menos), que traerán consigo unos precios competitivos para receptores que incorporen la capacidad de recepción digital en ondas decimétricas.

Las estimaciones de los fabricantes indican que los precios iniciales pueden cifrarse (en el extremo inferior de la gama de modelos) en decenas de dólares de EE. UU. para receptores digitales del tipo que se expone en este Informe. Obviamente, los modelos dotados de altavoces costosos pueden subir hasta los miles de dólares de EE. UU.

Suponiendo un precio medio de 200 dólares (por combinación de modelos de mesa, equipos de alta fidelidad en la vivienda y receptores de automóvil), las ventas anuales podrían ascender a miles de millones de dólares de EE. UU. La estimación se basa en el supuesto de alcanzar finalmente un mercado estable de diez a cien millones de receptores por año en todo el mundo.

Los sistemas de modulación de frecuencia sólo requieren receptores convencionales que utilizan tecnologías harto conocidas. Para la MF clásica que utilice los mismos parámetros de modulación que la radiodifusión terrenal en ondas métricas sólo se necesitaría añadir al receptor existente un sencillo conversor de frecuencia desde la frecuencia de funcionamiento del satélite a la banda de radiodifusión en ondas métricas. Los sistemas digitales necesitan técnicas de tratamiento de señal más complejas en los receptores (demodulación coherente o diferencial, selección por programa, decodificación de Viterbi, decodificación de sonido). Todas estas operaciones pueden sin embargo llevarse a cabo con circuitos integrados fabricados en grandes cantidades y por lo tanto de reducido coste. Por supuesto, los sistemas de radiodifusión digital descritos en los anexos 3 y 4 emplean circuitos integrados en gran escala C-MOS para realizar funciones complejas de codificación y decodificación.

### **13.2 Sistemas distribuidores de transmisión**

Durante 1990-1991 se han realizado en los Estados Unidos de América minuciosos análisis de los compromisos entre factores técnicos y de costes que afectan a sistemas distribuidores de transmisión enteramente viables. Los supuestos sobre necesidades de densidad de flujo de potencia son el reflejo de recientes diseños de receptores digitales y mediciones de propagación, y están en concordancia con los anteriores puntos del presente Informe.

Como fruto de los mencionados análisis se exponen seguidamente algunas conclusiones seleccionadas. Es evidente que un sistema de satélite correctamente diseñado proporcionará una económica distribución de sonido de alta calidad y alta fiabilidad a zonas de cobertura extensas. Estos costes son apreciablemente más bajos que los asociados a la onda corta de MA normal, a la de MF terrenal o a la de MA en onda media, en el último caso si el objetivo es cubrir zonas extensas y no solamente zonas urbanas o suburbanas escogidas.

Las principales variables consideradas y sus márgenes de variación son:

- abertura del haz: de 1° a 3°; un haz de 1° cubre aproximadamente Polonia, Alemania, o Kansas; un haz de 3° abarca aproximadamente la India o los Estados Unidos de América al este del Mississippi;
- calidad de audio: velocidad binaria de información desde 48 kbit/s, equivalente a la MF monofónica, hasta 256 kbit/s, equivalente a la calidad de un disco compacto estereofónico;
- capacidad individual del satélite: hasta 2500 kg de peso al iniciar la vida y hasta 6500 W de potencia solar al fin de la vida (si las necesidades rebasan uno u otro de esos límites, se requiere un satélite suplementario);
- entorno de radiorrecepción: portátil (en el exterior, la mayoría de viviendas unifamiliares, la mayoría de los edificios) y móvil (vehículos);
- frecuencia de transmisión: 750, 1500, ó 2400 MHz.

Para recepción portátil en interiores (modelo de sobremesa), se reconoció que la antena receptora podía tener una ganancia modesta. Así, se seleccionó la de 8 dB para 1500 MHz y la de 12 dB para 2400 MHz, mientras que para 750 MHz se retuvo la de 5 dB.

El conjunto de posibilidades del sistema descrito en los párrafos anteriores fue sometido a un minucioso análisis de costes utilizando un modelo de coste de satélite de comunicaciones que existe en el Jet Propulsion Laboratory. En este modelo se incluyen los costes de todos los componentes del sistema de satélite, el equipo de tierra, el lanzamiento y los seguros. Seguidamente se presentan ejemplos de las conclusiones obtenidas.

### **13.2.1 Conclusiones generales sobre el coste**

El tamaño de antena necesario y la potencia de RF requerida por canal son los factores esenciales que gobiernan el coste, ambos en función de la frecuencia y de la cobertura por haz puntual.

La potencia de RF requerida en receptores móviles aumenta aproximadamente como la potencia de exponente 2,5 de la frecuencia, y es la principal razón de que los sistemas de 2400 MHz cuesten más que los sistemas de 1500 MHz. Como se indica más adelante, los costes de inversión totales no aumentan en esa proporción porque los componentes del satélite se reducen de tamaño para frecuencias más elevadas y esto compensa parcialmente el coste de la potencia suplementaria.

La relación de coste existente entre un equipo con los requisitos de MF monofónico y un equipo que responda a las exigencias de "disco compacto" estereofónico, puede representarse sencillamente por la relación que existe entre las velocidades binarias respectivamente requeridas, esto es,  $256/48 = 5,333$ .

### **13.2.2 Conclusiones específicas sobre el coste**

Se presentan las figs. 3 y 4 a título de ejemplos de los descubrimientos obtenidos en [Golshan, 1991]. En ellas se muestran los costes de inversión iniciales estimados, utilizando cuatro gráficas. Girando en sentido de las agujas del reloj desde el ángulo superior izquierdo, se indican:

- el coste total,
- el coste de la vida útil por canal,
- el coste por hora de canal, y
- la relación de coste en función de la frecuencia.

El eje horizontal expresa la capacidad de cobertura, en concreto el número de canales de radiodifusión para la calidad de audio señalada por un millón de millas cuadradas (aproximadamente 2,6 millones de



kilómetros cuadrados) de cobertura. Ambas figuras se refieren a MF en monofónico, por lo que el número de canales indicado es relativamente grande. Así, por ejemplo, aplicando la fig. 3 que corresponde a haces de  $3^\circ$ , la cobertura del territorio continental de los Estados Unidos de América (excepto Alaska) con facultad de elegir entre unos 30 canales MF monofónicos en todas las ubicaciones, exigirá 30 veces 3 millones de millas cuadradas. La abscisa a utilizar en las curvas de la fig. 3 será  $30 \times 3 = 90$ . Continuando con el ejemplo, el coste de un sistema de 1500 MHz sería algo menor de 100 millones de dólares, con un coste por canal a los 12 años de vida en torno a 1 millón de dólares, y un coste por hora de unos 14 dólares. Este sistema costaría algo menos que el sistema equivalente de 750 MHz, y el coste del sistema de 2400 MHz sería 1,5 veces mayor.

Comparando los haces puntuales de  $3^\circ$  de la fig. 3 con los haces de  $1^\circ$  de la fig. 4, se aprecia la espectacular repercusión del tamaño de la antena para la frecuencia más baja, 750 MHz. En la fig. 3 no hay grandes diferencias de coste entre un sistema de 750 MHz y un sistema de 1500 MHz; por el contrario, en la fig. 4 los costes de sistema a 750 MHz exceden notablemente a los correspondientes a 1500 MHz.

En ambas figuras, la comparación entre 1500 MHz y 2400 MHz muestra que, excepción hecha de los sistemas de baja capacidad con haz de  $1^\circ$ , los costes de un sistema de 2400 MHz varían de 1,5 a 2,2 veces el coste de un sistema de 1500 MHz comparable.

FIGURA 3

Coste del segmento espacial puesto en órbita en función de la frecuencia y capacidad para un sistema RDS-R de 3° de anchura de haz con 28 haces puntuales y modulación digital de calidad MF

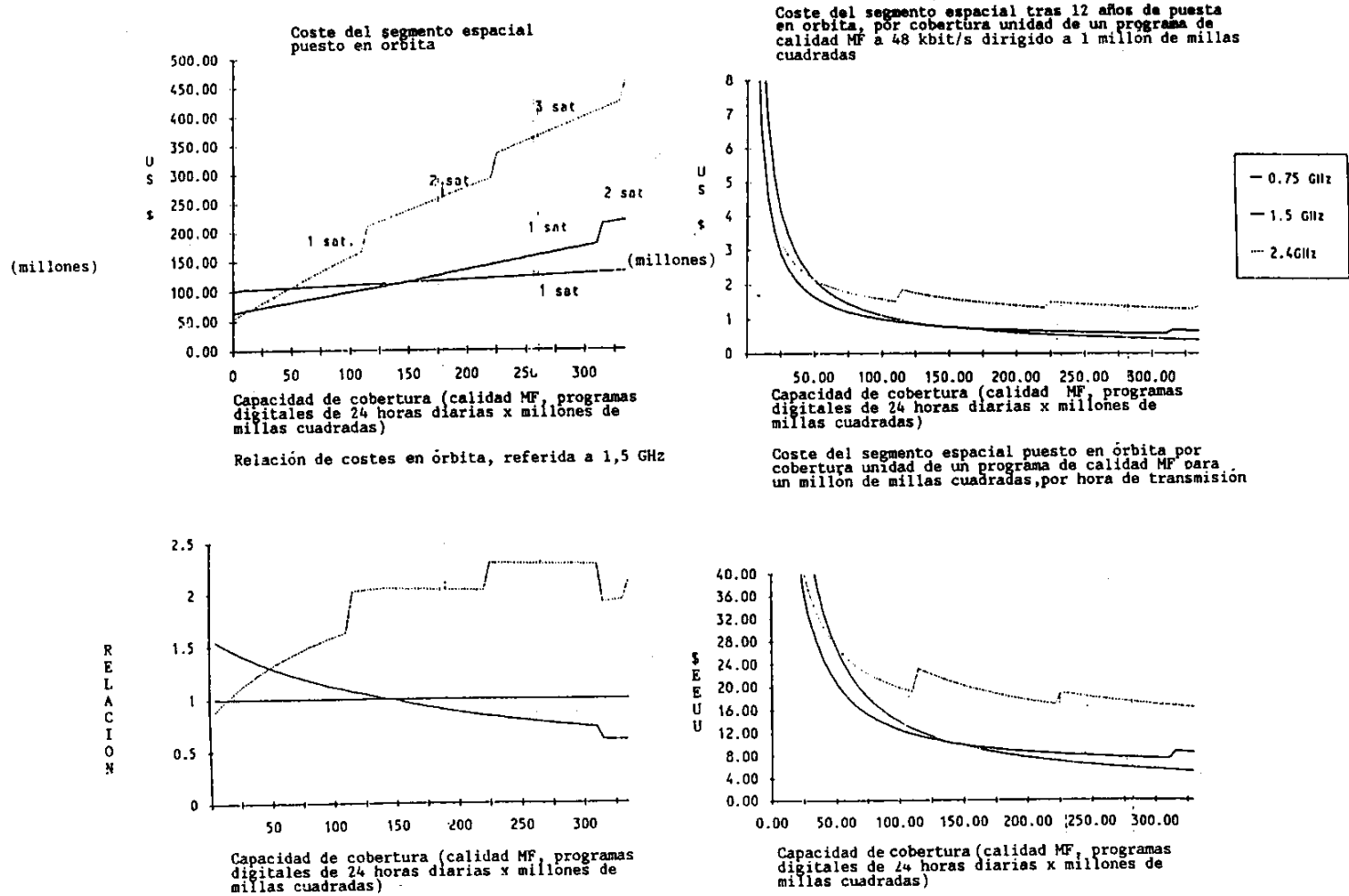
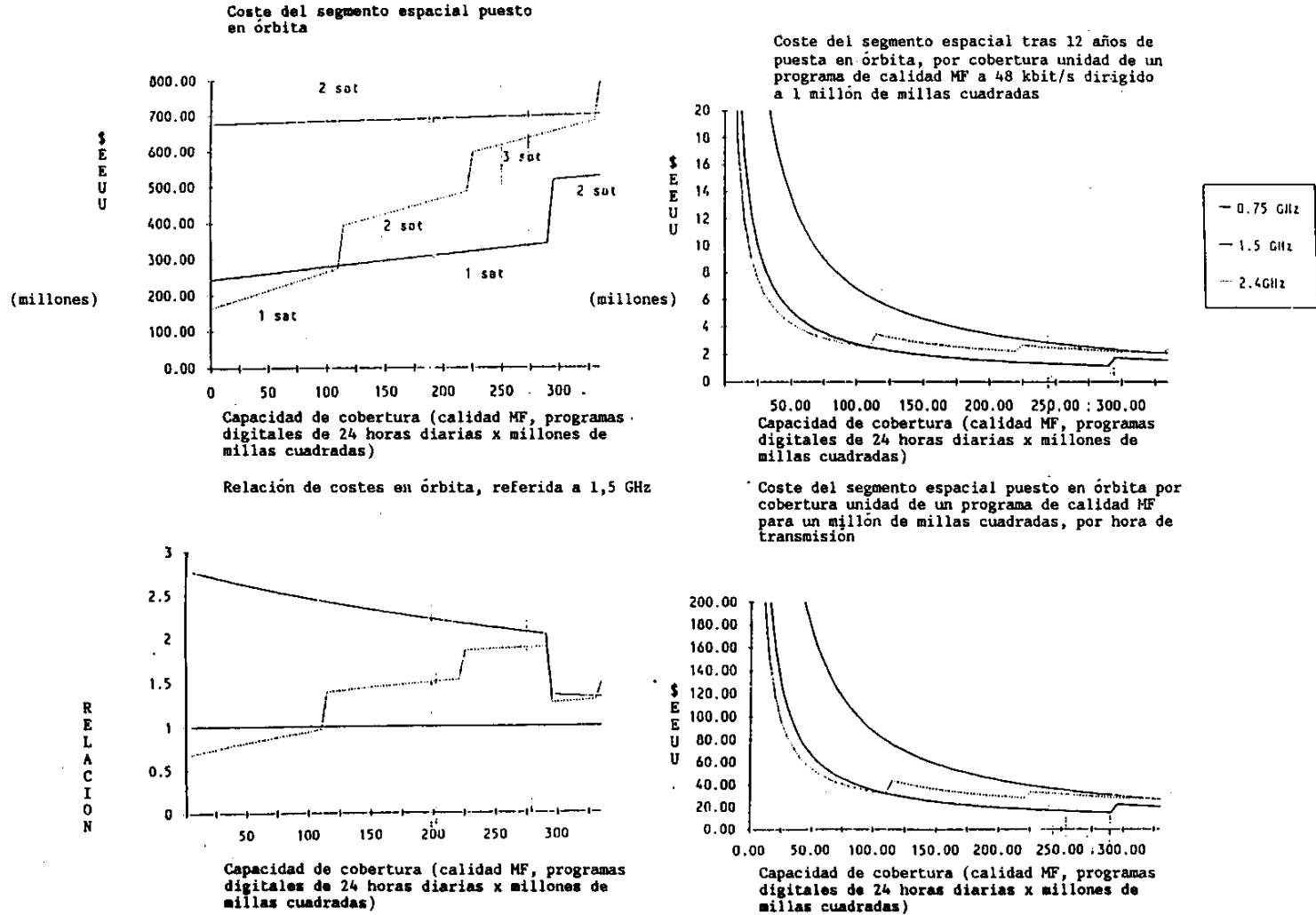


FIGURA 4

Coste del segmento espacial puesto en órbita en función de la frecuencia y capacidad para un sistema RDS-R de 1° de anchura de haz con 252 haces puntuales y modulación digital de calidad MF



Estos costes se han estimado para la inversión inicial y no incluyen los costes de explotación durante la vida útil del satélite. Puesto que los costes de explotación son de hecho independientes de la radiofrecuencia elegida, esto hará disminuir la relación de costes entre 2400 MHz y 1500 MHz indicada en el párrafo anterior. Se recomiendan nuevos análisis siguiendo las líneas de estimaciones de coste del ciclo vital completo, incluyendo el descuento de los costes de inversión inicial aplicando tasas de interés razonables.

## 14 EVIDENCIA EXPERIMENTAL DE LA VIABILIDAD DEL SERVICIO

### 14.1 Experiencias y demostraciones con el Sistema digital A en Europa

En junio de 1988, el CCETT instaló en Rennes el primer transmisor MDFOC en ondas decimétricas que tenía las características siguientes:

- frecuencia de transmisión 794 MHz
- altura de la antena transmisora 140 m
- número de canales de sonido estereofónico. (Solamente se explotó un canal con un programa de audio, y los 15 canales restantes se cargaron con una configuración fija. Utilizando la técnica más avanzada de codificación de fuente, pueden transmitirse hasta 24 canales de sonido estereofónico con la misma velocidad binaria útil total de 5,6 Mbit/s.)
- ganancia de antena en dirección de la zona de servicio principal 12 dBi
- potencia por canal de sonido estereofónico en la entrada de la antena transmisora 1 W
- PRA total 256 W
- PRA por canal de sonido estereofónico 16 W
- anchura de banda total 7 MHz
- número total de portadoras útiles 448
- periodo de símbolo útil 64 ms
- intervalo de guarda 16 ms
- diferencia máxima de longitudes de trayecto para la cual dos señales todavía se combinan constructivamente 6 km.

La señal de radiodifusión se recibía en un vehículo equipado para pruebas móviles. La primera serie de pruebas en condiciones reales con resultado positivo fue llevada a cabo en colaboración con el IRT en julio de 1988, dentro de los trabajos preparativos para la primera demostración pública del sistema experimental de radiodifusión de audio digital (Digital Audio Broadcasting) denominado MDFOC/MASCAM que la UER realizaría en septiembre de 1988 ante la CAMR ORB-88 en Ginebra [Dosch y otros, 1988].

Dicha serie de ensayos demostró que, si bien en una zona de servicio bastante grande la recepción era perfecta, algunos emplazamientos de la zona urbana se veían afectados por fuerte ensombrecimiento y había ciertos huecos en los que la señal se atenuaba en más de 30 dB.

Fue entonces cuando se materializó la idea de utilizar alguna técnica para rellenar esos huecos, pero se plantearon dos cuestiones importantes al respecto:

- ¿Cuánta separación (dB) puede conseguirse entre una antena receptora directiva y una antena transmisora instaladas en un entorno de edificaciones cuando su separación geográfica está entre 50 y 100 m?
- ¿Cómo se comportará el receptor MDFOC cuando se traslade desde la zona atendida por el transmisor principal a la zona que sirve la estación retransmisora?

Uno de los primeros problemas es mantener la correcta coherencia en el tiempo de los alimentadores, recordando que los circuitos de alimentación están sujetos a cambios. Esto exigiría dedicar líneas exclusivas incluso para los reemisores de relleno.

De las señales de sonido utilizadas debe derivarse una señal de sincronización, tras lo cual hay que multiplexar señales de sonido y datos y obtener la señal MDFOC. Todas estas operaciones tendrán que realizarse exactamente de la misma manera en todos los emplazamientos de transmisores. Si bien esto es posible en principio, se necesitaría alguna forma de supervisión automática para introducir correcciones cuando se produzcan diferencias, aunque sean ligeras, entre las modulaciones de los transmisores contiguos. Tal supervisión no parece posible debido al funcionamiento cocanal.

El único método razonable parece ser la producción centralizada de la señal MDFOC. Esta señal MDFOC en formato digital requiere alrededor de 12 veces la velocidad de transmisión de datos del número correspondiente de señales de audio codificadas en banda de base. Habría que pagar este precio por la explotación segura y simple que ofrece esta red.

El coste de las líneas alimentadoras de programas para una red de frecuencia única (SFN) sería mayor que el de alimentar una red MF, sobre todo porque no es posible la simple alimentación de los reemisores para una nueva radiodifusión.

Una solución atractiva y de buen rendimiento económico puede consistir en la distribución de programas desde un satélite. La señal MDFOC puede ser convertida hasta una gama de videofrecuencias normal. Por ejemplo, con una anchura de banda del bloque MDFOC en torno a 2 MHz, podrían alojarse hasta tres de estos paquetes, conteniendo cada uno de ellos de seis a ocho programas estereofónicos, en un canal de transpondedor para TV que utilizara modulación de frecuencia. En caso de emplear la banda de satélites en 11 GHz, se dispone ya de la tecnología apropiada, tomada de la televisión por satélite. La baja relación señal/ruido que exige el MDFOC frente a la requerida en señales de televisión determina que sólo se necesite una pequeña antena receptora de satélite.

Si se funciona en 2,5 GHz no se necesita utilizar MF, lo cual permite la recepción directa con instalaciones fijas, pero no la recepción en móviles. Los estudios de la UER han demostrado que en este caso la potencia necesaria es demasiado alta para la recepción móvil.

Otra ventaja más de la distribución de programas por satélite es que puede también utilizarse para alimentar estaciones reemisoras, con lo que se suprime la necesidad de disponer líneas individuales de alimentación a tales estaciones.

En consecuencia, las estaciones transmisoras individuales que sean alimentadas por satélite con la señal MDFOC completa de la manera descrita, sólo deberán asumir la demodulación MF, el filtrado, la conversión de frecuencia y la amplificación de potencia. De ahí que pueda esperarse una explotación tan libre de complicaciones como la de los reemisores de televisión.

Pese a todas las ventajas de la distribución de programas por satélite, también existen ciertos inconvenientes. En primer lugar, se introduce un retardo adicional de unos 240 ms en la transmisión. En segundo lugar, y quizá con mayor importancia, un fallo del satélite ocasionaría la pérdida

irremisible de todos los programas. Para alcanzar una fiabilidad comparable a la de los servicios terrenales existentes, se necesitaría un sistema de reserva con el consiguiente aumento de coste. Por último, se ha de añadir el coste de proporcionar la alimentación a la estación terrena del satélite. Este coste podría verse reducido ubicando la estación terrena en las inmediaciones del centro combinador.

Con el fin de examinar ésta y otras cuestiones, se ha instalado una red de frecuencia única pequeña, con dos estaciones retransmisoras, cuyas características se señalan en el cuadro 14. Se han efectuado numerosas series de pruebas y mediciones utilizando esta red completa en ondas decimétricas, y se ha llegado a las conclusiones preliminares siguientes:

- En ondas decimétricas, la estación retransmisora puede utilizar un equipo sencillo y de bajo coste con ganancia de amplificador de 70 dB por lo menos.
- Pese al intervalo de guarda relativamente corto que se fijó en el primer sistema experimental (16 ms), el comportamiento del receptor MDFOC continuó siendo excelente hasta en situaciones críticas en las que se reciben dos señales de potencias iguales con una diferencia de tiempos de propagación que sobrepasa, en unos pocos microsegundos, el intervalo de guarda de los símbolos MDFOC.

Hoy día, salvo en unas pocas zonas muy reducidas, la ciudad de Rennes y una amplia superficie de la comarca circundante se encuentran perfectamente atendidas, con una potencia transmitida total por canal de sonido estereofónico de 1,1 W solamente.

Esta primera red en ondas decimétricas, que ya es algo más que un simple experimento, ha demostrado la viabilidad de aplicar la técnica de relleno para no tener que multiplicar por 100 o más veces la potencia del transmisor principal. Se han realizado también pruebas en el Reino Unido [Shelswell y otros, 1991] con el mismo sistema experimental funcionando a 531 MHz desde la estación transmisora de Crystal Palace en South London. El terreno urbano en la zona de servicio es más accidentado que en Rennes y hubo necesidad de emplear el relleno en zonas ensombrecidas por el terreno (en lugar de los edificios) cerca del nivel del suelo; tales condiciones se daban incluso en emplazamientos en los que la señal de la estación principal llegaba con extrema intensidad a puntos altos donde se recibía con visibilidad directa. No obstante, la técnica de relleno de huecos logró éxito y proporcionó un buen servicio con diferencias en el retardo de eco de hasta 125% del intervalo de guarda.

CUADRO 14

**Características de los transmisores de relleno instalados en Rennes**

	<i>Estación 1</i>	<i>Estación 2</i>
Ganancia de antena receptora	14 dBi	14 dBi
Altura de antena transmisora	50 m	60 m
Ganancia de antena retransmisora	9 dBi	9 dBi
Aislamiento entre la entrada de la antena retransmisora y la salida de la antena receptora	86 dB	90 dB
Ganancia global de amplificador	55 dB	70 dB
Pérdidas de cable	5 dB	5 dB
Potencia por canal de sonido estereofónico en la entrada de la antena retransmisora	2 mW	40 mW
PRA total	250 mW	5 W
PRA por canal de sonido estereofónico	16 mW	313 mW

En 1991, se efectuaron demostraciones completas del sistema de radiodifusión sonora digital A en el NAB 91 celebrado en Las Vegas (Nevada, Estados Unidos de América), en el Festival de Radio de Birmingham (Reino Unido), en la IFA de Berlín (Alemania) y en el Radio 91 de San Francisco (California, Estados Unidos de América).

En un vehículo especialmente acondicionado se realizaron tanto las demostraciones estáticas como las móviles. Se transmitieron simultáneamente nueve programas estereofónicos, acompañados por un programa en MF a efectos comparativos. En Las Vegas, por ejemplo, el transmisor principal se emplazó encima del Hotel Las Vegas Hilton, y un reemisor de relleno se situó en lo alto del Hotel Golden Nugget, en el centro de la ciudad. El recorrido en autobús ofrecido a cerca de 1500 participantes fue parte de la prueba. En conjunto, la demostración logró un rotundo éxito y confirmó claramente la superioridad del sistema sobre la MF.

## **14.2 Pruebas en condiciones reales del Sistema digital A en Canadá**

### **14.2.1 Pruebas de evaluación del concepto y del sistema**

La viabilidad y las posibilidades de la radiodifusión digital de audio (DAB) fueron exhibidas por todo el Canadá utilizando el sistema MDFOC-MUSICAM de Eureka-147 en un programa muy completo de pruebas en laboratorio y en condiciones reales, así como en demostraciones estáticas y móviles de ámbito nacional (Ottawa, Toronto, Montreal, Vancouver) realizadas con un transmisor fijo temporalmente dedicado a radiodifusión terrenal en 798 MHz, y que además incluían una simulación de recepción por satélite.

Las conclusiones generales obtenidas fueron las siguientes:

- Las pruebas han demostrado que el servicio DAB es practicable, que la tecnología cumple su cometido y, lo que es más importante, que el público demanda y la industria necesita este nuevo servicio.
- Los medios, la industria y el público respondieron calurosamente. La reacción ante el nuevo concepto de servicio de radiodifusión y la calidad que ofrecía el prototipo de sistema MDFOC-MUSICAM fue muy positiva.
- Todos los participantes en el programa de pruebas quedaron muy impresionados por el excelente comportamiento del sistema de radiodifusión sonora MDFOC-MUSICAM, tanto en el laboratorio como en condiciones reales.
- En el laboratorio, el sistema MUSICAM/MDFOC funcionó de acuerdo con su especificación.
- Las pruebas de audición demostraron que el proceso MUSICAM resulta ser transparente con respecto a la calidad de audio básica. El contenido del programa de audio procesado a través de MUSICAM (a 128 kbit/s por canal monofónico) fue uniformemente preferido al obtenido por MF de alta calidad.
- Del análisis de los datos recogidos durante las pruebas prácticas, se dedujo que por lo general es posible predecir el comportamiento del sistema solamente por el nivel de potencia recibida.
- Pese a las potencias de transmisión relativamente bajas utilizadas (considerando que se estaba transmitiendo el equivalente de 16 señales estereofónicas por la banda de TV en ondas decimétricas), la cobertura real conseguida fue sorprendentemente extensa y bastante libre de huecos, lo que confirmaba su rendimiento en potencia y la capacidad de subsanar desvanecimientos por trayectos múltiples.
- Quedó confirmada la efectividad y practicabilidad del concepto de relleno de huecos cocanal.

- En términos generales, se cree que podría conseguirse una cobertura casi perfecta con algunos pequeños ajustes en el extremo transmisor y añadiendo unos cuantos transmisores de relleno cocanal.
- Las estadísticas efectuadas en el entorno multirayecto de las ciudades visitadas indican que sería preferible un intervalo de guarda superior a 24 microsegundos en vez del intervalo de 16 microsegundos utilizado en el prototipo de sistema de la prueba.

#### **14.2.2 Simulación de pruebas de recepción por satélite con MDFOC**

La antena transmisora se instaló en la Torre CN, aproximadamente a unos 360 m sobre el suelo, en pleno centro de Toronto. La gran elevación del punto transmisor y la densa aglomeración de altos edificios en el núcleo urbano circundante, configuraban una disposición apropiada para simular la recepción por satélite en zonas urbanas muy pobladas, con ángulos de elevación de 15° a 40° (para las grandes ciudades canadienses el margen es de 20° a 35°). CBC Engineering efectuó mediciones siguiendo las calles céntricas de Toronto, en puntos con distintos ángulos de elevación. En la mayoría de los emplazamientos no había visibilidad directa con la antena transmisora, pero la recepción DAB era siempre excelente, incluso al pie mismo de la Torre CN. Las medidas obtenidas se compararon con los cálculos para el espacio libre, con miras a deducir unos valores que respondan a la pérdida de sombra introducida por la obstrucción de las masas edificadas. Los resultados preliminares indican que, para ángulos de 15° a 40°, el nivel de señal medido en la recepción de una anchura de banda de 7 MHz está, como promedio, 15 dB por debajo de los valores calculados para el espacio libre.

### **14.3 Experimentos en condiciones reales**

#### **14.3.1 Experimentos en los Estados Unidos de América con un sistema digital de baja velocidad de transmisión**

Durante septiembre de 1991 se realizaron por primera vez en los Estados Unidos de América una serie de pruebas en condiciones reales de un sistema experimental de SRS (sonora) de baja velocidad de transmisión [CCIR, 1990-94, (Doc. 10-11S/48)]. La finalidad de los experimentos era evaluar la viabilidad de las transmisiones de sonido de alta calidad a través de un satélite geoestacionario hacia receptores a bordo de vehículos, dentro de la gama de 500 - 3000 MHz.

La única manera de conseguir esto en aquel momento (1991) era aceptar las limitaciones de densidad de flujo de potencia impuestas por los satélites marítimos existentes, y acomodar la velocidad binaria, y por consiguiente la calidad de audio global, a las limitaciones que estableciera el satélite.

Durante un periodo de dos semanas se aplicó con éxito tal estrategia. El margen de desvanecimiento se limitó a 2 dB, y por tanto la densa vegetación podía obstruir la recepción. Con esta salvedad, la calidad de audio para música, dentro de una banda de 3 kHz, era bastante buena. Las pruebas prácticas concordaron en alto grado con las simulaciones efectuadas en el laboratorio. El programa de audio emitido por la Radio Pública Nacional contenía primordialmente música. A finales de 1991 se publicó un informe conteniendo un análisis de las experiencias.

Las principales características del sistema de radiodifusión y del protocolo experimental fueron:

#### **Sistema de radiodifusión**

- Frecuencia portadora 1544 MHz;
- Audio a 3 kHz, transformado a 19,2 kbit/s (vocoder comercial);
- Codificación de canal con codificación convolucional, entrelazado en tiempo y modulación diferencial;



- p.i.r.e. de 26 dBW;
- Antena receptora de 10 dB en el techo del vehículo con capacidad de seguimiento;
- $E_b/N_0$  de 10 dB para audio de buena calidad.

### **Protocolo experimental**

Datos recogidos con variaciones en:

- Ángulo de elevación del satélite, aproximadamente de 10° a 40°
- Distancias de entrelazado (ninguna, 16 kbit/s, 32 kbit/s)
- Velocidad del vehículo
- Niveles de vegetación (de ninguno a denso)
- Una videocámara fue siguiendo al satélite en todo momento
- Se realizaron mediciones de la BER.

### **14.3.2 Pruebas y demostraciones realizadas por Estados Unidos de América en Pasadena, California**

La primera radiodifusión por satélite con calidad de disco compacto y en audio digital comprimido, a un receptor con características similares a las del Sistema digital B [UIT, octubre de 1993, Doc. 10-11S/154 (Estados Unidos de América)] para sistemas de SRS (sonora) de recepción directa por el oyente, tuvo lugar en Pasadena (California) durante la semana del 14 al 18 de junio de 1993. Las características del satélite, expresadas en potencia por canal de audio y dimensiones del haz de antena, también estaban dentro del margen utilizable por un sistema de SRS (sonora) de zona de cobertura limitada.

Se utilizó el satélite relevador de seguimiento y datos (TDRS) de la NASA, que dispone de dos enlaces de ida independientes de acceso simple a la banda S en la gama de frecuencias de 2020 a 2123 MHz. Cada enlace es capaz de transmitir 7 W por un haz de 2° (p.i.r.e. de 46,47 dBW). Además todo haz puede proporcionar polarización circular levógira o dextrógira, y ser apuntado a cualquier lugar de la superficie terrestre visible desde el satélite. Uno de tales haces se utilizó en la demostración de Pasadena.

Aunque esta primera transmisión tenía más de demostración del concepto de radiodifusión sonora digital que de prueba rigurosa, sirvió para evaluar algunos proyectos de antena receptora omnidireccional y para formar una primera opinión sobre los problemas de la recepción en interiores. Se ha planeado utilizar el TDRS para futuros ensayos en condiciones reales del Sistema digital B, cuyo soporte físico está actualmente en curso de realización.

En la fig. 5 se muestra un diagrama de bloques del equipo utilizado en la prueba y demostración de Pasadena. Por medio de un TDRS de reserva posicionado en órbita a 62° de longitud Oeste se transmitía la señal a la zona de Pasadena. Con esta disposición geométrica, el ángulo de elevación hacia el satélite era de 20°. El cuadro 15 detalla los parámetros del balance de enlace. Se utilizó modulación MDPB para mantenerse dentro de los límites de densidad de flujo de potencia (dfp) en esta banda de frecuencias.

Se ensayaron durante esta prueba dos tipos de antenas receptoras: la de dipolos inclinados ("drooping dipole") y la circular con parche ("circular patch antenna"), representadas en las figs. 6a y 6b, respectivamente. Como se aprecia en estas figuras, la altura de los dipolos es aproximadamente de 10 cm, mientras que el diámetro del parche en la circular es de 16 cm (sobre un sustrato de 0,3 cm de espesor). Ambas antenas tienen ganancia constante en azimut, lo cual es una característica deseable

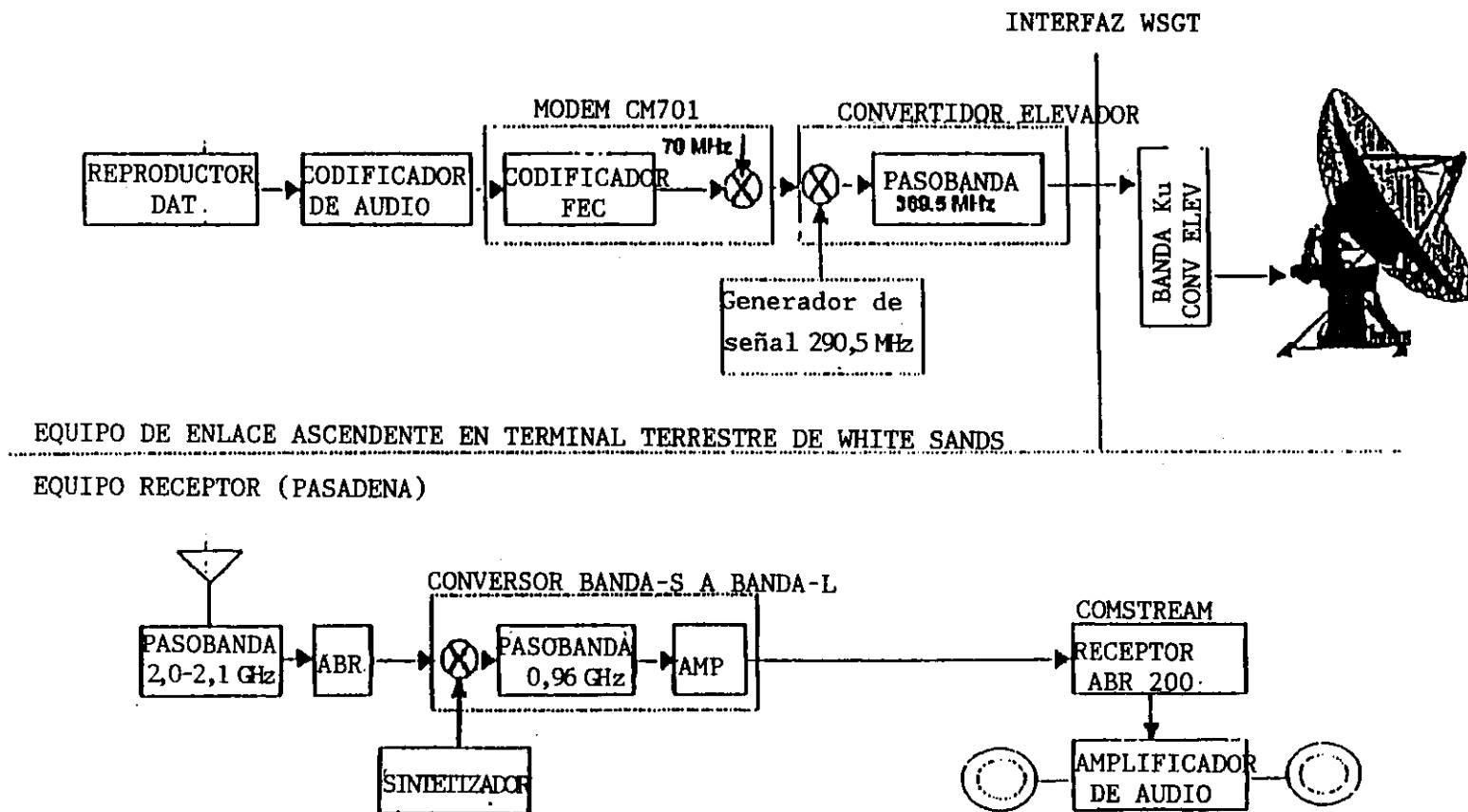
para la recepción en móviles. En las figs. 7a y 7b se ilustran sendos cortes en un plano vertical de los diagramas de ganancia de dichas antenas.

Puede modificarse dentro de un margen limitado la elevación del haz del dipolo inclinado mediante el ajuste mecánico de sus elementos con respecto al plano del suelo. Se hizo descender hasta  $35^\circ$  el ángulo que daba el valor de cresta de la ganancia, con lo que la antena tenía que inclinarse ligeramente para proporcionar la máxima ganancia en dirección al satélite. Esta antena dio mejores prestaciones que la antena de parche y fue utilizada en toda la prueba.

La elevación del haz de la antena de parche se ajusta cambiando los puntos de alimentación y por lo tanto el modo de excitación. El modo TM<sub>41</sub> que se utilizó para rebajar la elevación correspondiente a la cresta de ganancia dio lugar en esta antena a una ganancia 2 dB menor que la del dipolo inclinado.

FIGURA 5

Diagrama de bloques de la prueba y demostración del TDRS,  
junio de 1993



Para la recepción se utilizó un receptor comercial diseñado para la distribución de audio digital a terminales de abertura muy pequeña (VSAT) a través del servicio fijo por satélite (SFS). Puesto que es capaz de demodulación MDPB coherente, este receptor alcanza una calidad de funcionamiento muy cercana a la del Sistema digital B en un entorno de recepción estacionario, con visibilidad directa. El receptor proporcionó una lectura de la  $E_b/N_0$ , lo cual resultó ser la manera más eficaz de contrastar el comportamiento con respecto al balance del enlace.

La calidad de funcionamiento en el exterior, dentro de un entorno de visibilidad directa, fue muy buena. Las mejores lecturas de  $E_b/N_0$  fueron superiores a 7 dB, lo cual concuerda con el balance del enlace y los valores esperados de pérdidas de realización del receptor. Para esta relación señal/ruido, la proporción de bits erróneos es tan baja que no hay degradación perceptible en la calidad de audio.

### CUADRO 15

#### Parámetros del enlace de demostración y pruebas TDRS para Pasadena

VELOCIDAD BINARIA DE AUDIO (estereofónico dos canales)	256,00	kbit/s
Potencia de transmisión del satélite	7,00	W
Potencia de transmisión del satélite	8,45	dBW
Frecuencia	2,05	GHz
Diámetro de la antena del satélite	5,00	m
Ganancia de la antena del satélite	38,02	dB
Abertura de haz de la antena del satélite	2,05	grados
p.i.r.e.	46,47	dBW
Ángulo de elevación del satélite	20,00	grados
Distancia oblicua	39737	km
Pérdida del espacio libre	-190,62	dB
Pérdidas atmosféricas	0,25	dB
Atenuación por la lluvia	0,00	dB
Pérdida por error de puntería	0,5	dB
Ganancia de la antena receptora	4,00	dB
Señal recibida	-140,90	dBW
Temperatura de la antena	150	K
Factor de ruido del receptor	1,50	dB
Temperatura de ruido del sistema de recepción	274	K
$G/T$ del sistema de recepción	-20,37	dB/K
$C/N_0$	63,33	dBHz
Velocidad binaria	54,08	dB
$E_b/N_0$ disponible	9,25	dB
$E_b/N_0$ teórica, BER = $10^{-4}$	3,50	dB
Pérdida de realización del receptor	1,50	dB
Degradación por interferencia	0,50	dB
$E_b/N_0$ necesaria en el receptor	5,50	dB
MARGEN DEL ENLACE, centro de haz	3,75	dB
MARGEN DEL ENLACE, borde de haz	0,75	dB

En el interior se realizó una breve prueba de recepción en una sala con grandes ventanales que miraban hacia el satélite. Estas ventanas eran de marco metálico y además tenían persianas voladizas de rejilla metálica. En algunos lugares de la sala la recepción fue satisfactoria ( $E_b/N_0$  entre 5 y 6 dB), pero en otros no lo fue. Las zonas de buena y deficiente recepción estaban entremezcladas, y la de recepción mejor no era necesariamente la más próxima a la ventana. Este fenómeno parece estar en consonancia con los resultados de las mediciones de propagación en interiores realizadas dentro del Programa de Propagación de la NASA [CCIR, Doc. GITM-CAMT-92, punto 6], que descubrió una tendencia a la formación de estructuras de onda estacionaria dentro de los edificios.

FIGURA 6a  
Antena de dipolo inclinado

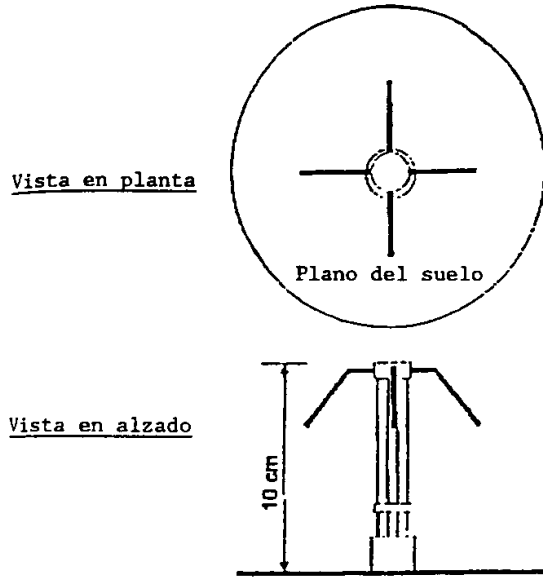


FIGURA 6b  
Antena de parche

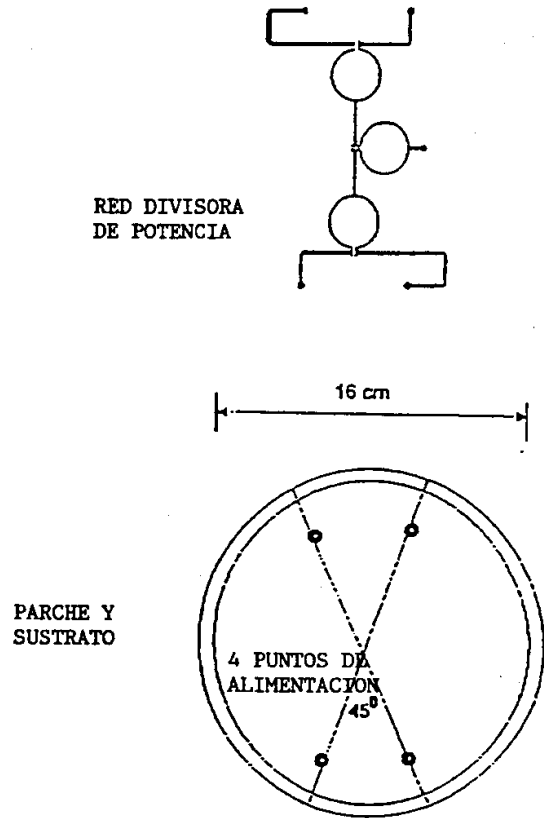


FIGURA 7a

Corte vertical del diagrama de ganancia para el dipolo inclinado

DIAGRAMA DE GANANCIA DE ANTENA DE DIPOLO INCLINADO (2,05 GHz)

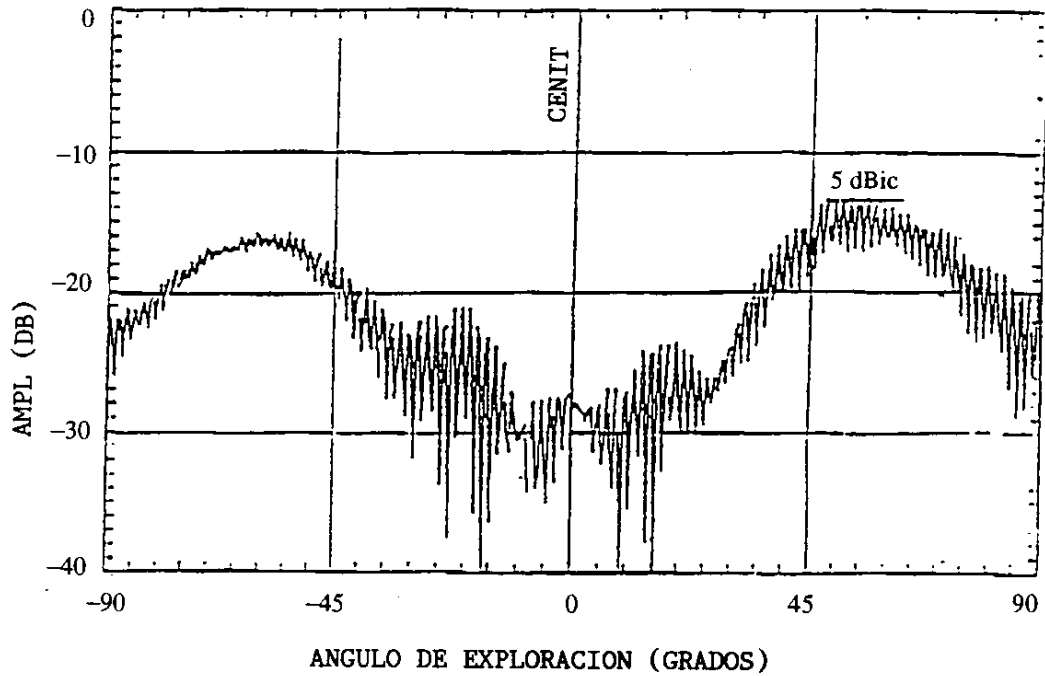
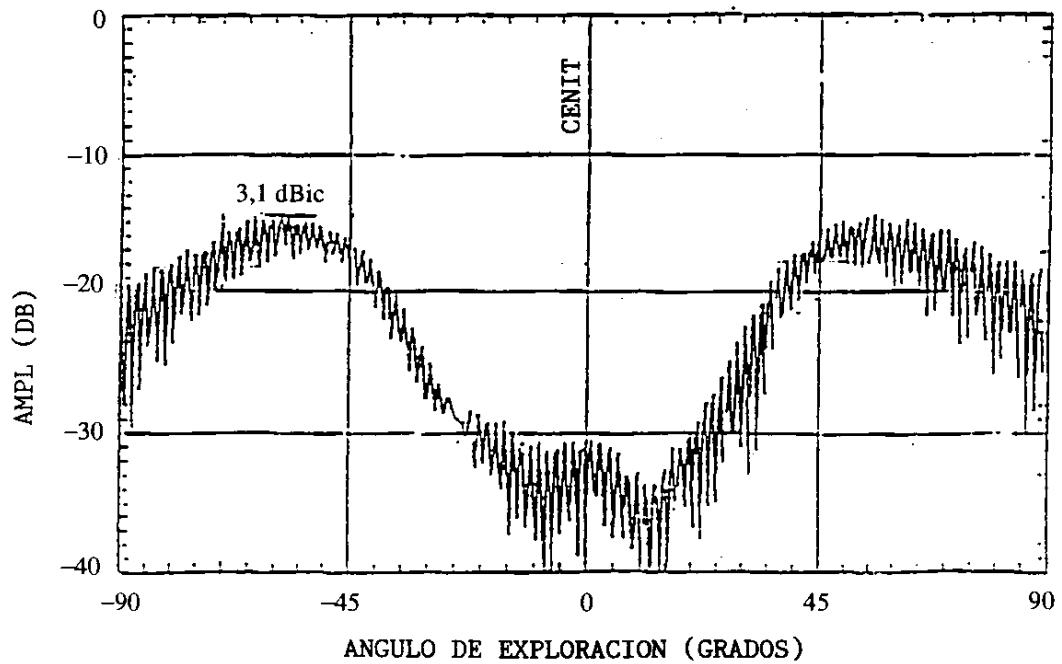


FIGURA 7b

Corte vertical del diagrama de ganancia para la antena de parche

DIAGRAMA DE GANANCIA DE LA ANTENA DE PARCHA (2,05 GHz)



### **14.3.3 Pruebas y demostraciones realizadas por Estados Unidos de América en Buenos Aires, Argentina**

Durante las reuniones del PCCII y III de CITEI a finales de septiembre de 1993, se llevó a cabo en Buenos Aires, República Argentina, una prueba y demostración de audio con calidad de disco compacto semejante a la descrita en el punto 14.3.1. En este caso, el ángulo de elevación hacia el TDRS era de 50°. Se ensayaron antenas de dos tipos. El primero, una antena de un solo parche que funcionaba en el modo TM<sub>21</sub> y lograba una ganancia invariable con el azimut de 6 dB a la elevación de 50°. El segundo tipo era una antena direccional de cuatro parches con una ganancia en el eje de aproximadamente 13 dB. Con ambas antenas se conseguía una recepción segura en ambientes interiores con las ventanas cerradas.

## **15 CONCLUSIONES**

De muy pocos años acá, la radiodifusión sonora por satélite y la radiodifusión sonora terrenal complementaria están pasando con rapidez del dominio de los estudios al de los experimentos y demostraciones de prototipos de equipos de nuevo desarrollo, en los que se utilizan técnicas digitales para el tratamiento de la señal. Los experimentos se han apoyado en mediciones tanto terrenales como a través de satélite. En pocas palabras, no existe ningún impedimento técnico ni económico para instaurar unos servicios de radiodifusión sonora en condiciones prácticas dirigidos a receptores de vehículos, portátiles y fijos, en una atribución de frecuencia situada en algún lugar entre 500 y 3000 MHz.

Diversos estudios, que comprenden profundos análisis de los compromisos del sistema, indican que, desde el punto de vista técnico y económico que adoptan las entidades de radiodifusión, son preferibles las frecuencias portadoras situadas en las proximidades de 1500 MHz.

Dichos estudios señalan que el coste de inversión inicial de un sistema de distribución de transmisión por satélite para haces de 1°, tanto en 750 MHz como en 2400 MHz es notablemente mayor que el coste en 1500 MHz. Para los haces de 3°, son ya comparables los costes en 750 MHz y en 1500 MHz, pero los relativos a 2400 MHz se mantienen apreciablemente superiores a los costes en 1500 MHz.

Además, los servicios mixtos que incluyen componentes terrenales locales y autónomas se hacen más costosos al aumentar las frecuencias portadoras. Por consiguiente, y como solución más equilibrada, las frecuencias de funcionamiento en torno de 1,5 GHz son las que ofrecen el margen más amplio de flexibilidad de realización.

Como en este Informe queda expuesto, las frecuencias superiores a 1,5 GHz son técnicamente viables, aunque a un coste más elevado, dentro del margen especificado en la Resolución N° 520. Cuando las frecuencias portadoras exceden de 1,5 GHz se plantean cuestiones nada banales, principalmente el superior coste del segmento espacial, la mayor penalización que conlleva el efecto Doppler para los vehículos en movimiento, y la mayor densidad de transmisores de relleno que se necesitará en ciertas zonas urbanas.

Diversas organizaciones han estudiado y presentado estimaciones de la anchura de banda necesaria para una atribución de frecuencias, y sus conclusiones abarcan desde 60 MHz a 120 MHz. Se ha demostrado asimismo que la relación complementaria entre sistemas de radiodifusión sonora por satélite y terrenal similares conduce a una utilización muy eficaz del espectro y es enteramente factible.

Dada la dificultad de la compartición desde una misma ubicación, es preferible que, en ningún emplazamiento de la Tierra, se utilicen para otro servicio las frecuencias en las que funciona el SRS (de sonido), incluidas las de la radiodifusión terrenal complementaria. Esto no excluye la compartición sobre bases geográficas dentro de una atribución regional o mundial. La modulación digital potencia el atractivo de la compartición geográfica al reducir las distancias de separación requeridas.

## 16 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ARCHIMEDES [1990] - Archimedes for BSS (sound), executive summary report, TP 8774, ESA Contract No. 8642/89/F/RD (SC), noviembre de 1990.
- ALARD, H. y LASSALLE, R. [agosto de 1987] - Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers, EBU Rev. No. 224, 168-190.
- ARAKAKI, Y. [1992] - An experiment on a multipath measurement system for land mobile satellite communication channels, Proc. of IEEE 2nd International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Application (ISSSTA'92), Yokohama Japón, 29 noviembre. - 2 diciembre, 251-253.
- BALL AEROSPACE [1985] - Land vehicle antennas for satellite mobile communications. Jet Propulsion Laboratory MSAT-X Report No. 108, (JPL No. 9950-1024). Ball Aerospace System Division, Boulder, Colorado, Estados Unidos de América.
- BALL AEROSPACE [1984] - Concepts and cost trade-offs for land vehicle antennas in satellite mobile communication. Jet Propulsion Laboratory MSAT-X Report No. 102 Ball Aerospace Systems Division, Boulder, Colorado, Estados Unidos de América.
- BULTITUDE, R.J.C. [febrero de 1987] - Measured characteristics of 800/900 MHz fading radio channels with high angle propagation through moderately dense foliage. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, SAC-5, 2, 116-128.
- CUBIC CORP. [1985] - Mobile antenna and beam pointing studies for satellite mobile communications. Jet Propulsion Laboratory MSAT-X Report No.107, (JPL No. 9950-1007). Cubic Corp. San Diego, California, Estados Unidos de América.
- CUBIC CORP. [1984] - Trade-off between land vehicle antenna cost and gain for satellite mobile communications. Jet Propulsion Laboratory MSAT-X Report No. 103, Cubic Corp. San Diego, California, Estados Unidos de América.
- DOSCH, C., RATLIFF, P.A. y POMMIER, D. [diciembre de 1988] - First public demonstrations of COFDM/MASCAM. A milestone for the future of radio broadcasting, EBU Review - Technical No. 232, 275-283.
- GOLSHAN, N. [junio de 1991] - Direct broadcasting satellite-radio, systems tradeoffs study, interim report. Jet Propulsion Laboratory.
- GUILBEAU, F. [agosto de 1979] - Satellite sound broadcasting on frequencies of about 1 GHz. Simulation of transmissions and urban reception. EBU Rev. Tech., 176, 174-178.
- HASE, Y., VOGEL, W.J. y GOLDBIRST, J. [1991] - Fade-durations derived from land mobile satellite measurements in Australia, IEEE Trans. on Comm., Vol. 39, No. 5., 664-668.
- JONGEJANS, A. y otros [mayo de 1986] - PROSAT-phase 1 report, ESA-STR 216.
- LOO, C. [agosto de 1985] - A statistical model for land mobile satellite link. IEEE Trans. on Vehicular Technology, 34, 3, 122-127.
- LUTZ y otros [mayo de 1986] - Land mobile satellite communications - channel model, modulation and error control. Proc. ICSDC-7, 537-543.
- MATSUMOTO, Y., SUZUKI, R., KONDO, K., y KHAN, M.H. [1992] - Land mobile satellite propagation experiments in Kyoto City, IEEE Trans. on Aerospace and Elect. Systems, Vol. 28, No. 3, 718-728.
- MILLER, J.E. [1987] - Technical possibilities of DBS radio at or near 1 GHz. 15th International Television Symposium and Exhibition, Montreux, Suiza.
- MILLER, J.E. [diciembre de 1988] - Application of coding and diversity to UHF satellite sound broadcasting system, IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 34, No. 4, 465-475.
- OBARA, N. y WAKANA, H. [abril de 1992] - Fade/non-fade duration characteristics and a model for land mobile satellite communications channels, Proc. IEEE AP-S International Symposium, No. 0820, Chicago, Estados Unidos de América.
- POMMIER, D. y YI WU [1986] - Interleaving or spectrum-spreading in digital radio intended for vehicles. EBU Rev. Tech 217.



PROAKIS, J.G. [1983] - Digital communications, McGraw-Hill Book Co., New York, London, Reino Unido.

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 United Kingdom field trial, BBC RD 1991/2.

## ANEXO 1

### TECNOLOGÍA DE LAS ANTENAS TRANSMISORAS DE SATÉLITE

[CCIR, 1986-90a Doc. 10-11S/53 (Estados Unidos de América)]

#### 1 Introducción

Teniendo en cuenta la p.i.r.e. relativamente menor que se necesita actualmente (véase el punto 6.4 del presente Informe), que a su vez da lugar a una disminución de la energía primaria requerida y, por tanto, del tamaño total del satélite, se estima que la antena del satélite es el único elemento crítico restante para la realización del segmento espacial destinado a proporcionar un servicio de radiodifusión sonora por satélite en ondas decimétricas. En el presente anexo se describen detalladamente diversas técnicas de fabricación de antenas, así como la calidad de funcionamiento que de ellas se espera.

Actualmente se encuentran en diversas fases de desarrollo antenas de satélite con diámetros en la gama de 5 a 55 m para aplicaciones avanzadas, tales como satélites para comunicaciones móviles, misiones astrofísicas en órbita que utilizan la técnica de interferometría de línea de base muy larga (VLBI), y misiones para la teledetección de recursos de la Tierra [Freeland y otros, 1986]. La tecnología en desarrollo para estos otros tipos de aplicaciones puede utilizarse directamente en un sistema de radiodifusión sonora por satélite que funcione en la banda 9.

Las antenas de satélite cuyos diámetros son superiores a 3 ó 4 m deben diseñarse de manera que puedan ser lanzadas en forma replegada y desplegarse una vez que el satélite ha alcanzado su órbita apropiada y se ha estabilizado. Esta restricción ha conducido a diseños de antenas reflectoras de gran abertura, basados en el uso de una estructura soporte flexible o replegable, con una superficie reflectora liviana de tejido de malla metalizada plegable.

Las estructuras soporte utilizadas en diferentes antenas de satélite que se encuentran actualmente en desarrollo, comprenden las de aro/columna, de celosía tetraédrica y la de varillas desplegables o de paraguas. La fig. 12 muestra las antenas aro/columna y la de paraguas parcial y totalmente desplegadas. Todas estas antenas desplegables están construidas de un material relativamente liviano y utilizan un material de malla como superficie reflectora. En la configuración desplegada, la superficie de malla de la antena adopta una forma de paraboloides, bien ligando la estructura soporte a la malla mediante una serie de puntos (antenas de aro/columna y de celosía tetraédrica) o fijando la malla a una varilla central (antena en paraguas). Es tal la precisión de la superficie lograda mediante estas técnicas de fabricación que los diagramas de radiación obtenidos por medición de estas antenas en desarrollo generalmente se ajustan a los diagramas de referencia copolares para las antenas transmisoras de satélite que se indican en la fig. 3 de la Recomendación UIT-R BO.652.

En el cuadro 4 del punto 8 del presente Informe se presenta un resumen de las antenas de satélite desplegables.

## **2 Estructura de soporte**

### **2.1 Aro/columna**

Se ha construido una antena del tipo de aro/columna de 15 m de diámetro y se ha probado en el suelo [Belvin y Edighoffer, 1986]. La antena se despliega pasando de un volumen de aproximadamente 1 m de diámetro por 3 m de altura a una estructura de 15 m de diámetro por 9,5 de altura. Para desplegar la antena, se utiliza un sistema de cable accionado por motor.

### **2.2 Celosía tetraédrica**

Se ha construido y probado una antena de celosía tetraédrica de 5 m de diámetro para demostración práctica [Dyer y Dudeck, 1986]. Cuando la antena está plegada, la altura total de la misma es de 1,8 m, la altura de la celosía de 1,1 m, el diámetro del tejido de malla de 1,4 m y el diámetro de la celosía de 0,9 ms. La antena dispone de un sistema de despliegue libre que no requiere motores para su accionamiento. Para el despliegue se utiliza la energía almacenada en los goznes de resorte plegadizos (goznes de cinta de carpintero) de la estructura.

### **2.3 Configuración en paraguas**

Las antenas desplegables con reflector de gran abertura basadas en el diseño de tipo paraguas utilizan la tecnología de antenas desplegables actualmente más desarrollada [Naderi, 1982]. El Satélite de Tecnología para Aplicaciones-6 (ATS-6) lanzado en 1974, disponía de una versión de esta antena de 9,1 m de diámetro. En 1979 se llevó a cabo un estudio de diseño preliminar para determinar las características de las antenas con reflector de alimentación excéntrica y de simetría axial, destinadas a misiones que requerían antenas de diámetros entre 100 y 150 m. El estudio permitió identificar las tecnologías esenciales, estimar el coste y el tiempo necesario para desarrollar la antena, y planificar en los aspectos técnicos una demostración de la validez del concepto económica y de bajo riesgo [Freeland y otros, 1984].

La validez del concepto se demostró en 1984, al desplegarse un reflector parcial en un entorno simulado con gravedad cero. El modelo de la prueba fue un segmento de un reflector de 55 m de diámetro que consistía en un pivote central (alrededor del cual se enrollan las varillas cuando están en la configuración replegada) y cuatro varillas (ajustadas a la forma de la parábola), a las cuales se fija el material reflector de tejido de malla. Las pruebas demostraron la eficacia del método de despliegue, así como del sistema de colocación del tejido de malla.

## **3 Superficie del reflector**

La eficacia de estas antenas espaciales de gran abertura podría verse afectada por las características de la malla reflectora y por la precisión del perfil del reflector.

### **3.1 Efectos del tejido de malla**

Un tejido de malla metálica entrelazada es el material reflector preferido para cada uno de los tipos de antena antes mencionados. Habitualmente esta malla es un tejido tricotado de alambre de molibdeno dorado de 0,003 cm de diámetro, con aproximadamente tres orificios por centímetro. Se ha llevado a cabo un análisis para determinar los efectos de la malla de alambre en cuanto a las prestaciones de ganancia, lóbulos laterales y polarización cruzada de antenas de gran abertura [Rahmat-Samil y Lee, 1985]. Se demostró que el comportamiento de la antena con reflector de tejido de malla es comparable al de una antena de reflector macizo cuando se selecciona adecuadamente la disposición geométrica del material del tejido de malla (es decir, escogiendo orificios del tamaño apropiado con

relación a la longitud de onda, que sean rectangulares en vez de cuadrados, y orientándolos convenientemente con respecto al vector de polarización incidente). Concretamente, se obtuvieron lóbulos laterales a más de 30 a 35 dB por debajo del nivel del haz principal, utilizando un material reflector de malla alámbrica plegable y liviano.

### **3.2 Precisión de la superficie**

Las antenas de aro/columna y de celosía tetraédrica utilizan puntos de enlace para conectar la superficie del tejido de malla a la estructura soporte y para dar forma parabólica a la superficie. Se descubrió que se generaban lóbulos reticulados en el diagrama de campo lejano debido al "almohadillado" periódico de la superficie, a su vez causado por errores en el "atirantado" de los puntos de ligadura uniformemente espaciados. Cuando se colocaron al azar los puntos de ligadura, dejaron de aparecer los lóbulos reticulados [Bailey, 1986]. La fig. 13 ilustra el diagrama medido de una antena de celosía tetraédrica de 5 m con alimentador excéntrico que funciona en una frecuencia de 4,26 GHz [Dyer y Dudeck, 1986]. Debe señalarse que este comportamiento puede extrapolarse al de una antena de 20 m de diámetro que funcione en una frecuencia de aproximadamente 1 GHz.

Se ha estudiado también la precisión de la superficie alcanzable en una antena en paraguas. Este modelo de antena depende de la precisión y de las características térmicas de la sección transversal de las varillas para definir la superficie del reflector formado por el tejido de malla. Los estudios del comportamiento de una antena en paraguas de 20 m de diámetro, en el medio espacial, indican que puede lograrse una precisión de la superficie de 3 mm en valor cuadrático medio (rms) [Freeland, 1987]. Esto, por ejemplo, corresponde a una precisión de superficie (en valor rms) de  $\lambda/100$  en una frecuencia de funcionamiento de 1 GHz, valor que garantizará unos lóbulos laterales bajos.

## **4 Pruebas en órbita**

Con el fin de verificar que estas antenas desplegadas de gran abertura se comportarán como se requiere en un entorno espacial, es necesario probarlas en un medio ambiente que simule, lo mejor posible, las condiciones de gravedad cero y térmicas que se encuentran en el vacío del espacio exterior. Las pruebas terrestres de estas antenas, aun cuando existan instalaciones apropiadas, son extremadamente difíciles y costosas, y con frecuencia dan resultados de valores dudosos. En la actualidad se estudia una prueba en órbita de un sistema de antena prototipo en paraguas de altas prestaciones, con lóbulos laterales bajos y 20 m de diámetro, a bordo del transbordador espacial o cualquier otro vehículo apropiado, como medio para reducir de forma significativa los riesgos e incertidumbres asociados con la utilización en servicio de una antena, así como para ayudar a la validación de los procedimientos de prueba terrestre de futuros sistemas de antena [Freeland y otros, 1986; Freeland, 1987].

## **5 Diagramas de radiación de antena de referencia para el servicio de radiodifusión (sonora) por satélite**

### **5.1 Consideraciones técnicas**

El diagrama de radiación de antena del satélite deseado para el trayecto de transmisión espacio-Tierra debe proporcionar una zona de haz tan estrechamente ajustada como sea posible a la zona geográfica de servicio y con una caída de ganancia lo más rápida posible fuera de dicha zona. Se han logrado diagramas de radiación de este tipo en la gama de frecuencia de 11,7 - 12,7 GHz mediante reflectores parabólicos con alimentadores múltiples que crean haces conformados (véase [IEEE Transactions on Antennas and Propagation](#), Vol. 41, N° 6, junio de 1993, 713-722). Más recientemente se ha demostrado que puede conseguirse el diagrama de radiación deseado utilizando un

reflector conformado con un solo alimentador [UIT, octubre de 1993, Doc. 10-11S/157 (Estados Unidos de América)].

Los resultados de un examen técnico inicial indican que, en teoría, puede lograrse la conformación del haz de antena en la gama de frecuencias de 1,4 - 2,6 GHz con calidad de funcionamiento equivalente a la conseguida en 11,7 - 12,7 GHz. Si fuera posible llevar esto a la práctica, podrían adoptarse los diagramas de referencia para antenas transmisoras de satélite dados en las figs. 3, 4 y 5 de la Recomendación UIT-R BO.652. Estos diagramas, basados en las figs. 9, 10 y 11 del Anexo V al Apéndice 30 (Orb-85), se acompañan aquí por razones de comodidad en las figs. 8 a 10. Tal vez, dependiendo de futuros estudios detallados, sea asimismo posible adoptar uno de estos diagramas para todas las Regiones.

## 5.2 Incertidumbres actuales

Tiene gran importancia advertir que los diagramas de antena con rápida caída de ganancia ilustrados en las figs. 8 a 10 pueden no ser alcanzables en la práctica, ya sea para las componentes copolares o contrapolares. La causa de esta incertidumbre proviene de las grandes dimensiones físicas que tienen tanto la abertura del satélite como los alimentadores y soportes de alimentador en la gama de frecuencias de 1,4 - 2,6 GHz comparados con las correspondientes a la gama de 11,7 - 12,7 GHz. En términos más concretos, una abertura de haz de  $2^\circ$  (a 3 dB) en 12 GHz requiere un reflector de antena de satélite de 0,3 m de diámetro solamente, mientras que a 2 GHz el reflector de la antena ha de medir 5,6 m de diámetro. Para una antena con alimentación múltiple, el tamaño de la estructura de alimentación es motivo de inquietud, ya que puede hacerse muy grande dependiendo de la relación  $f/D$  del sistema de antena:

- Los alimentadores múltiples resultarían dificultosos, puesto que su gran tamaño exigiría apartarse físicamente del verdadero foco del paraboloide. El efecto de desenfoque resultante produce un aumento de lóbulos laterales de la antena, así como una pérdida de ganancia axial.
- El bloqueo causado por los alimentadores múltiples simétricos contribuiría a aumentar los lóbulos laterales y los lóbulos posteriores de la antena, como se indica en la adjunta fig. 11.
- El acoplamiento mutuo entre los alimentadores, la difracción y dispersión que producirían los alimentadores y los soportes de alimentador, y los modos de radiación no deseados contribuirían a incrementar los lóbulos laterales y lóbulos posteriores de la antena.

Tampoco se sabe con certeza si es factible la conformación del reflector de la antena para antenas de tan grandes dimensiones, permitiendo en tal caso obtener los haces conformados con una disposición única de bocinas alimentadoras.

FIGURA 8

Diagramas de referencia para las componentes copolar y contrapolar de la antena transmisora del satélite en las Regiones 1 y 3

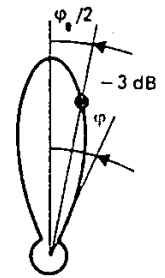
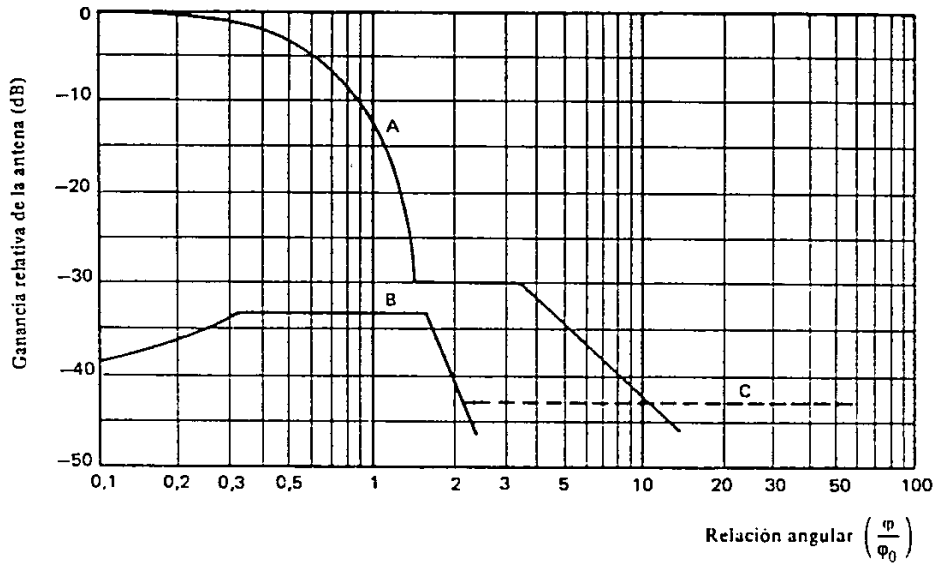


FIGURA 9

Diagramas de referencia para las componentes copolar y contrapolar de la antena transmisora de satélite en la Región 2

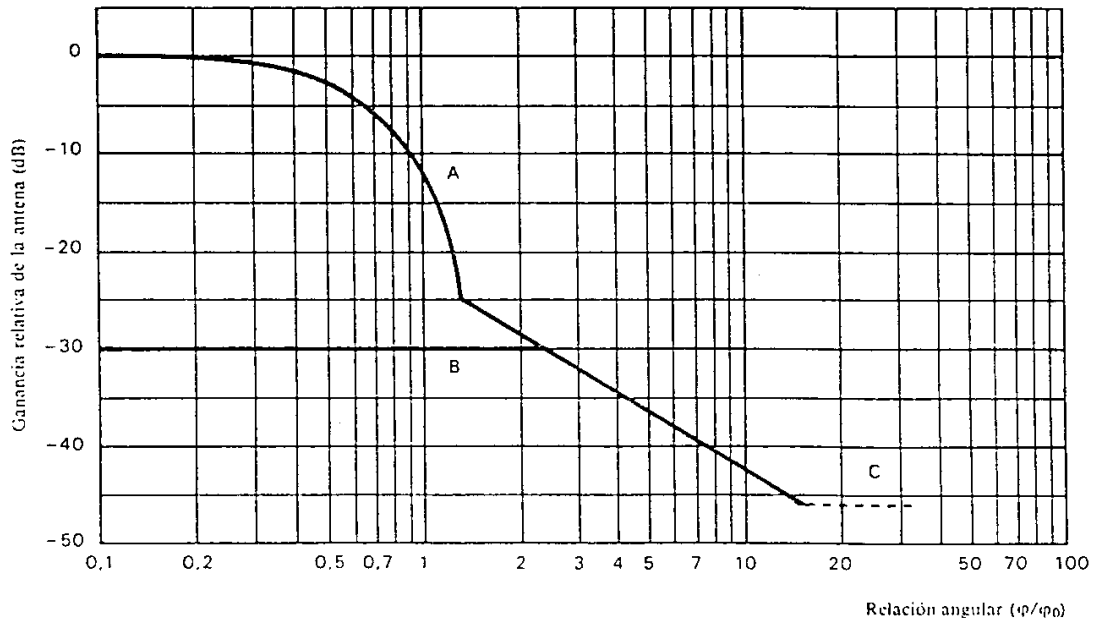


FIGURA 10

Diagramas de referencia de los componentes copolar y contrapolar de las antenas transmisoras de satélite con régimen de caída rápida en el haz principal para la Región 2

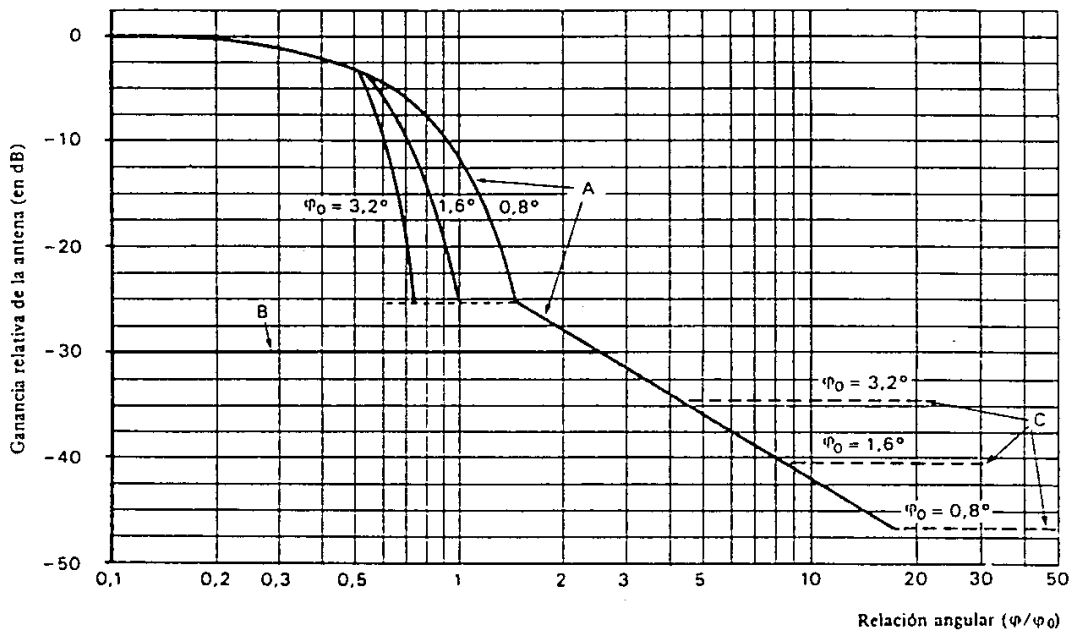
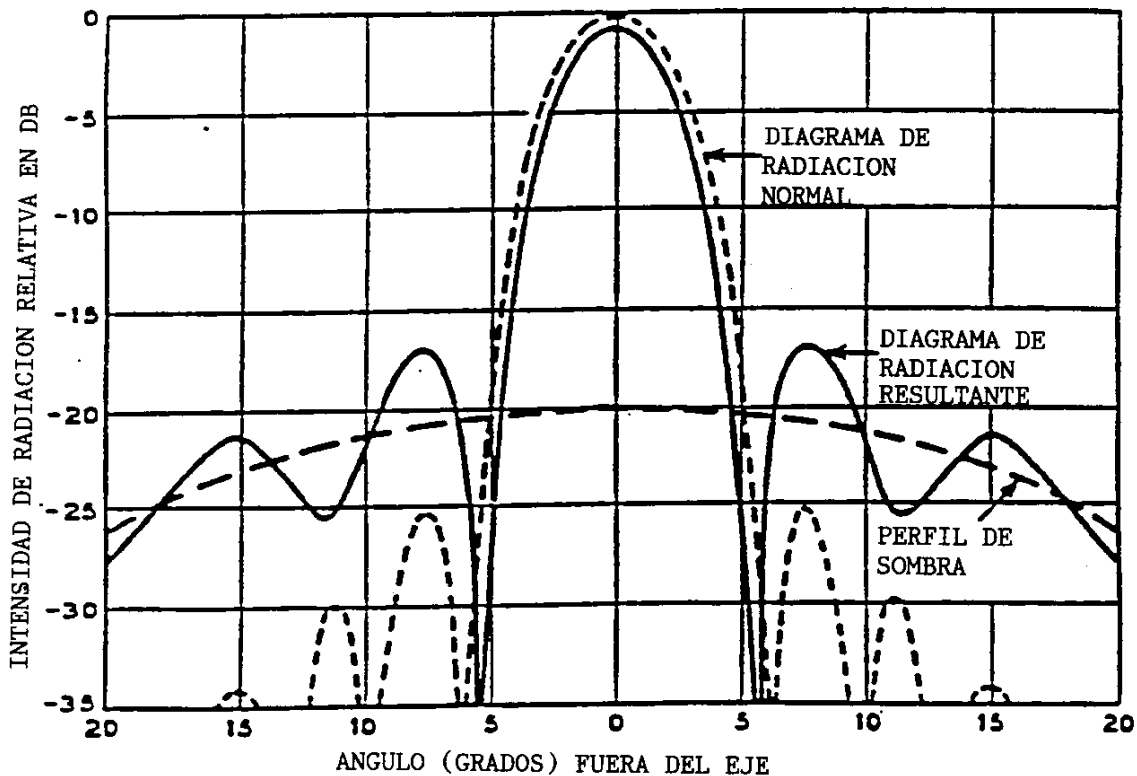


FIGURA 11



### 5.3 Conclusión

Se cree que un método para conseguir diagramas de radiación de antena de satélite con caída rápida de ganancia en la gama de frecuencias de 1,4 - 2,6 GHz que sean comparables a los obtenidos en la gama de 11,7 - 12,7 GHz consiste en utilizar un reflector parabólico conformado con un solo alimentador excéntrico. Los experimentos a realizar en 1994 deberán suministrar datos que sirvan de base para determinar si las antenas transmisoras de satélite en la banda de 1,4 - 2,6 GHz pueden proporcionar diagramas cuyas envolventes cumplan con los diagramas que se dan como referencia en la Recomendación UIT-R BO.652-1.

## 6 Resumen y conclusiones

Hay bastantes trabajos en curso destinados a desarrollar antenas reflectoras de altas prestaciones, desplegables, livianas y calificadas para funcionar en el espacio, cuyos diámetros varían entre 5 y más de 55 m y que exhiben lóbulos laterales con niveles del orden de 30 dB o más por debajo de la ganancia de cresta de la antena. Se están desarrollando antenas de simetría axial y de alimentador excéntrico. Para la superficie reflectora se utiliza una malla de alambre de molibdeno dorado tricotado. Los análisis, confirmados por experimentos, revelan que una superficie reflectora de malla de hilo metálico convenientemente elegida no degradará el comportamiento de la antena en la región de los lóbulos laterales. Cuando se cumple esta condición, el comportamiento de la antena en la región de los lóbulos laterales viene en primer lugar determinado por las desviaciones mecánicas de la superficie reflectora con respecto a la de un paraboloide. Durante el desarrollo de la antena de celosía tetraédrica se descubrió que la ubicación al azar de los puntos de ligadura era un medio eficaz de eliminar los

lóbulos reticulados aparecidos en las antenas que utilizan puntos de ligadura espaciados con regularidad.

Las dificultades asociadas a la calificación espacial de las estructuras de estas antenas desplegadas de gran abertura, valiéndose de pruebas terrestres, han movido a considerar la utilización de vuelos del transbordador espacial u otros vehículos apropiados para realizar las pruebas de calificación exigidas. Están en estudio las pruebas en órbita de una antena en paraguas de 20 m de diámetro y altas prestaciones.

Se podría concluir, sobre la base de los trabajos en curso citados en esta contribución, que el diagrama de radiación de la antena transmisora del satélite indicado en la fig. 9 del Anexo V al Apéndice 30 (ORB-85) es un diagrama de radiación de referencia viable para utilizarlo en los estudios de compartición, así como en los estudios de los sistemas de radiodifusión sonora por satélite que funcionan en la banda 9.

FIGURA 12

Antenas en forma de paraguas y de aro/columna parcial y totalmente desplegadas  
[Jordan y otros, 1984]

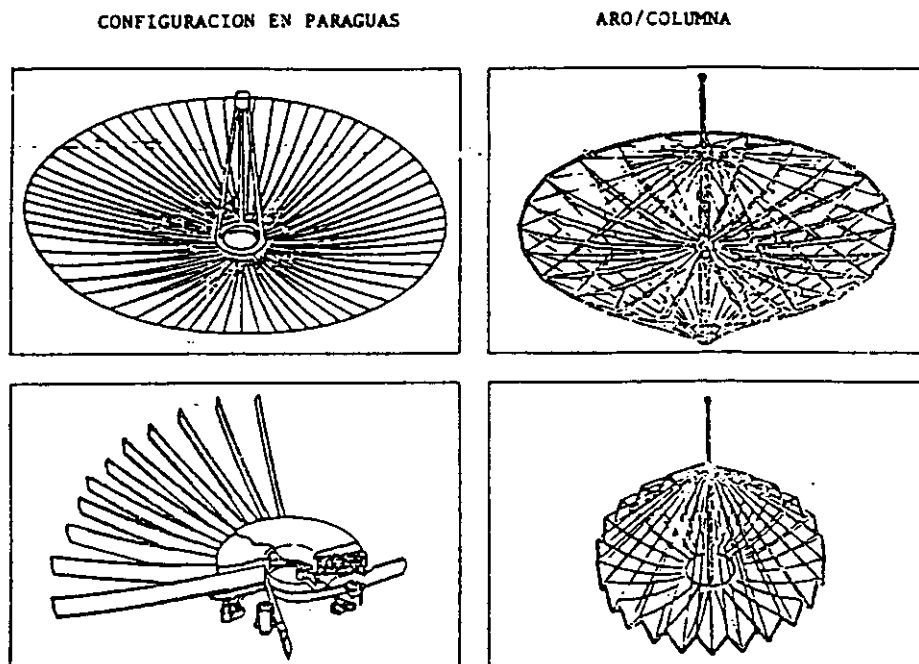
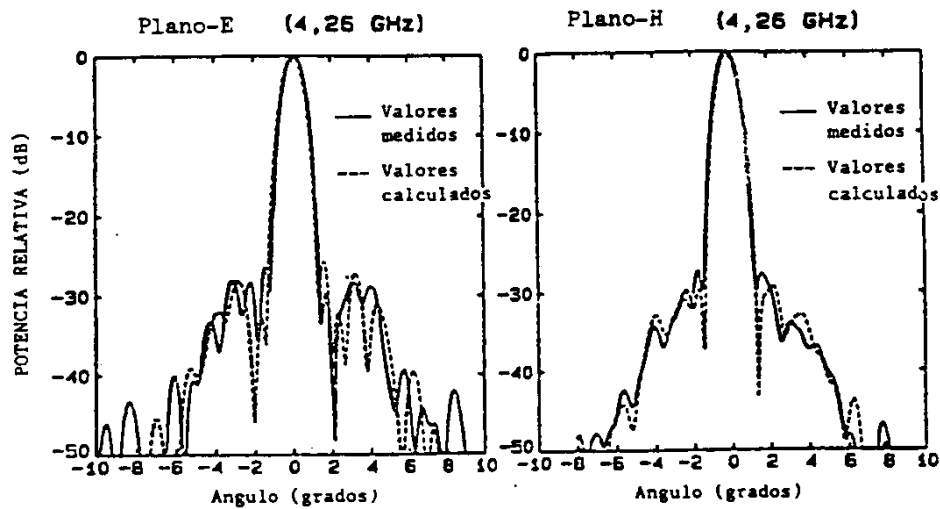




FIGURA 13

Comparación de los diagramas de la antena calculados y medidos para una antena de celosía tetraédrica de 5 m que opera a 4,26 GHz [Bailey, 1986]



## 7 Referencias

- BAILEY, M.C. [1986] - Hoop/column and tetrahedral truss electromagnetic tests, proceedings of NASA/DOD control/structures interaction technology conference, NASA Conference Publication 2447, 737-746.
- BELVIN, W.K. y EDIGHOFFER, H.H. [1986] - 15 metre hoop-column antenna dynamics: test and results, proceedings of NASA/DOD control/structures interaction technology conference, NASA Conference Publication 2447, 167-185.
- DYER, J.E. y DUDECK, M.P. [1986] - Deployable truss structure advanced technology, proceedings of NASA/DOD control/structures interaction technology conference, NASA Conference Publication 2447, 111-124.
- FREELAND, R.E. [10-17 de octubre 1987] - Mobile communication satellite antenna flight experiment definition, 38th Congress, International Astronautical Federation, Paper IAF-87-314, Brighton, Reino Unido.
- FREELAND, R.E., GARCIA, N.F. y IWAMOTO, H. [1984] - Wrap-rib antenna technology development, proceedings of the large space antenna systems technology conference, NASA Conference Publication CP-2368, 139-166.
- FREELAND, R.E., METTLER, E., MILLER, L.J., RAHMAT-SAMII, Y., y WEBER III, W.J. [1986] - Antenna technology shuttle experiment (ATSE), proceedings of NASA/DOD control/structures interaction technology conference, NASA Conference Publication 2447, 779-807.
- JORDON, J.F., FREELAND, R.E., LEVY, G.S. y POTTS, D.L. [1984] - QUASAT-An orbiting very long baseline interferometer program using large space antenna systems, proceedings of the large space antenna systems technology conference, NASA Conference Publication CP-2368, 117-125.
- MARSTEN, R.B. [noviembre de 1975] - ATS-6 Significance, IEEE transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-11, No. 6, 984-993.
- NADERI, F. editor [15 febrero de 1982] - Land mobile satellite service (LMSS): A conceptual system design and identification of the critical technologies, Part II: Technical Report, NASA Jet Propulsion Laboratory Publication 82-19.
- RAHMAT-SAMII, Y. y LEE, S-W. [enero de 1985] - Vector diffraction analysis of reflector antennas with mesh surfaces, IEEE transactions on antennas and propagation, Vol. AP-33, No. 1, 76-90.

## ANEXO 2

### CARACTERÍSTICAS DE PROPAGACIÓN Y MÁRGENES DE ENLACE DEL CANAL POR SATÉLITE EN ONDAS DECIMÉTRICAS

[CCIR, 1978-82, Docs. 10-11S/143 (EE.UU.), 10-11S/176 (ESA) y 10-11S/177 (ESA)]  
[CCIR, 1986-90, Doc. 10-11S/1 (UER)]

#### 1 Introducción

La radiodifusión sonora por satélite destinada a receptores portátiles y móviles difiere en varios aspectos de la radiodifusión terrenal. Sin embargo, existen varias analogías con las comunicaciones móviles terrestres por satélite.

Previos estudios de la UER [CCIR, 1978-82, Doc. 10-11S/10 (UER)] y de Estados Unidos [1978-82, Doc. 10-11S/29 (EE.UU.)] consideraban ejemplos específicos de balances y márgenes de enlace para ciertos ángulos de elevación, condiciones de recepción y otros parámetros. Se han propuesto dos métodos específicos y en el § 3 de este anexo se analizan y comparan varios aspectos.

Recientes experimentos han demostrado una concordancia substancial con las funciones de distribución de potencia de la señal en zona extensa y en zona pequeña (véase el § 2). A la luz del programa experimental europeo [Jongejans y otros, 1986], se propone un nuevo modelo compuesto de propagación que combina la función de probabilidad de Rice/Rayleigh de zona pequeña con la distribución de probabilidad log-normal de zona extensa.

El diseño de sistemas de modulación idóneos para el tipo de servicio de radiodifusión se basará en las estadísticas de propagación referentes a la dispersión por retardos y a la anchura de banda de correlación del canal de transmisión. Estos conceptos y otros temas afines se presentan en el § 4 de este anexo, junto con datos experimentales recientes.

#### 2 Modelos de propagación

Las funciones de distribución de probabilidad de interés para la recepción de señales de satélite se vio que podían clasificarse con arreglo a cierto número de distribuciones estadísticas relativas a un medio específico. Estos modelos de distribución son por lo general diferentes en las llamadas "zonas pequeñas" y en las "zonas extensas". En términos generales, las primeras tienen una extensión de varias longitudes de onda (por ejemplo, más de 40 longitudes de onda dan una distancia de unos 10 m). Las zonas extensas comprenden varias zonas pequeñas.

##### 2.1 Función de distribución de zona extensa

Se ha comprobado experimentalmente [Guilbeau, 1979; Hess, 1980; Lutz, 1986; Jongejans, 1986] que la función de distribución de probabilidad de la potencia media de la señal recibida es de la forma log-normal siguiente:

$$P_{LN}(S_o; \mu, \sigma) = \frac{\kappa}{(S_o \sigma)} \exp \left[ \left( -\frac{1}{2} \right) \left( \frac{L_{S_o} - \mu}{\sigma} \right)^2 \right] \quad (1)$$
$$\kappa = 10 / (\sqrt{2\pi} \ln 10)$$

donde:

$S_0$  (W) : potencia media recibida en una zona pequeña,

$S_f$ (W) : potencia media recibida en el espacio libre en una zona grande;

$L_{S_0}$  (dB) =  $10 \log(S_0/S_f)$ ; nivel de  $S_0$  con respecto al nivel en el espacio libre;

$\mu$ (dB) : media de  $L_{S_0}$  en una zona grande;

$\sigma$ (dB) : desviación típica de  $L_{S_0}$  en una zona grande.

En la ecuación (1), el valor medio y la desviación típica vienen expresados en dB relativos al nivel de potencia en espacio libre a fin de facilitar la comparación entre el modelo teórico y los datos medidos.

El modelo aplicable a las zonas extensas indicado con anterioridad se ha verificado en forma experimental y se ha confirmado por [Lutz y otros, 1986] y [Jongejans y otros, 1986]. Se han medido los valores de los siguientes parámetros utilizando la misma notación que en la ecuación (1) (véase el cuadro 16).

CUADRO 16

**Valor medido de los parámetros aplicables a las zonas extensas en medios diferentes**

Medio	Antena	$\mu_{sh}$ (dB)	$\sigma_{sh}$ (dB)	CF	$\mu_{los}$ (dB)	$(C/M)_{los}$ (dB)
Urbano	C3	-10,7	3,0	0,60	-1,8	3,0
	D5	-12,2	4,4	0,78	-4,9	9,3
	S6	-12,9	5,0	0,79	-5,2	11,9
Bosque	C3	-9,3	2,8	0,59	-2,7	9,9
	D5	-5,3	1,3	0,54	-1,8	10,7
	S6	-5,8	1,1	0,56	-2,1	12,9
Carretera	C3	-7,7	6,0	0,25	-0,4	11,9
	S6	-7,0	4,8	0,23	-0,6	18,3

donde:

$\mu_{sh}$ (dB):  $m$  en zonas de sombra;

$\mu_{los}$ (dB):  $m$  en zonas sin sombra (visibilidad directa) con relación al nivel en el espacio libre;

$\sigma_{sh}$ (dB): desviación típica de  $S_0$  en zonas de sombra;

CF: factor de obstrucción, definido como el porcentaje de tiempo durante el cual el trayecto directo permanece obstruido, suponiendo que el vehículo se desplaza a velocidad constante;

$(C/M)_{los}$ (dB): relación entre la potencia de la señal directa (portadora) y la potencia dispersa por trayectos múltiples en zonas sin sombra (visibilidad directa);

C3: diagrama de antena hemisférico, ganancia de 3 dBi;

D5: diagrama de antena toroidal, ganancia de 5 dBi;

S6: diagrama de antena toroidal, ganancia de 6 dBi.

Se pueden extraer varias conclusiones del cuadro 16:

- Los niveles medidos de potencia media en las zonas de sombra son muy inferiores a los de las zonas sin sombra para un mismo medio. Por ejemplo, en zonas urbanas, la atenuación adicional debida a la sombra puede alcanzar 9 dB; este mismo valor es de 6,5 dB en zonas boscosas y de 7 dB en carretera. De ello se deduce que el problema principal para asegurar un servicio es el de superar los efectos de sombra.

- Parece muy importante la influencia del tipo de antena de recepción, sobre todo en lo que se refiere a la relación entre la componente directa y la componente debida a la propagación por trayecto múltiple en zonas sin sombra.
- En zonas urbanas, la pérdida por sombra es proporcional a la ganancia de antena, mientras que la desviación típica  $\sigma$  y la relación  $C/M$  (véase el § 2.2 del presente anexo) son proporcionales a este valor. Este último factor puede ser muy significativo en el diseño de sistemas de modulación digital destinados a recepción en zonas urbanas.

En la simulación experimental europea de una transmisión por satélite, las condiciones se crearon colocando la antena transmisora en la Torre Eiffel de París y las mediciones se realizaron a una frecuencia de 839 MHz y para un ángulo de elevación medio de 25° [Guilbeau, 1979]. De esta referencia se pueden extraer los parámetros para la ecuación (1); en el cuadro 17 se indican dichos parámetros junto con los valores previstos a partir de los datos de Estados Unidos de América para la frecuencia de 839 MHz y un ángulo de elevación de 25°. Los valores del experimento PROSAT se derivan del cuadro 1.

CUADRO 17

Zona urbana				
Parámetros de distribución log-normal para zonas urbanas		Medida	Obstrucción	Visibilidad directa
$\mu$ (dB)	Guilbeau	-7,5	-11,5	-0,7
	(Estados Unidos)	-6,3	-10,1	-2,6
	PROSAT	-6,3	-10,7	-1,8
$\sigma$ (dB)	Guilbeau	3,2	2,9	2,0
	(Estados Unidos)	3,7	4,3	3,1
	PROSAT	-	3,0	-

De acuerdo con este cuadro puede observarse una concordancia razonable entre los tres experimentos.

Las mediciones efectuadas con el satélite ATS-6 en Estados Unidos de América [Hess, 1980] permitieron obtener valores de  $\mu$  y  $\sigma$  para diferentes zonas en distintas condiciones de recepción. De acuerdo con la referencia arriba mencionada se puede derivar un método sencillo para el cálculo de  $\mu$  y  $\sigma$ :

$$\mu = - [A + 1,93 f - 0,052 d] \quad (2)$$

$$\sigma = 1/2 [B + 0,053 f + 0,040 d] \quad (3)$$

donde los parámetros  $\mu$  y  $\sigma$  se definen en la ecuación (1), y

$f$ : frecuencia (GHz)

$\delta$ : ángulo de elevación (grados)

En el cuadro 18 se indican los valores para  $A$  y  $B$  en diferentes condiciones de recepción. La columna "Visibilidad directa" corresponde a los casos en que las calles de la zona urbana son paralelas al acimut del satélite y la columna "Obstrucción" se refiere a los casos en que se combinan calles perpendiculares al acimut del satélite y el lado desfavorable de la calle.

CUADRO 18

	Zona urbana			Zona suburbana/rural		
	Media	Obstrucción	Visibilidad directa	Media	Visibilidad obstruida	Visibilidad directa
A (dB)	6,0	9,8	2,3	1,1	5,1	0,5
B (dB)	6,4	7,6	5,2	1,1	2,4	-

Estos valores en parte se derivaron de [Hess, 1980] por extrapolación suponiendo sensibilidades de 0,1 dB/por ciento para zonas rurales y 0,2 dB/por ciento para zonas urbanas, por debajo del nivel de cobertura especificado del 90%. Fueron confirmadas por los experimentos europeos [Lutz y Jongejans, 1986] para zonas urbanas y bosques. Sin embargo, estos modelos no parecen apropiados para las carreteras no ensombrecidas.

## 2.2 Funciones de distribución en zonas pequeñas

Datos recientes de Europa [Jongejans, 1986] y Estados Unidos de América indican que puede establecerse un modelo del comportamiento de la señal recibida en zonas pequeñas mediante una distribución de Rice (vector constante más vectores con distribución de Rayleigh).

Si la relación entre la potencia de la señal directa,  $C$ , y la de la señal por trayecto múltiple,  $M$ , se denomina  $C/M$ , la envolvente de la distribución de probabilidad en una zona pequeña aislada viene dada por la ecuación (4):

$$p(r) = (r/M) (\exp(-r^2/2M - C/M) \cdot I_0 [r \sqrt{2C/M}]) \quad (4)$$

El parámetro  $C/M$  es importante puesto que mide las características de desvanecimiento del canal (los periodos de tiempo durante los cuales la potencia de las señales recibidas es inferior a un cierto valor umbral se denominan desvanecimientos). Si  $C/M$  es alto, la envolvente de la distribución de probabilidad  $p(r)$  se aproxima a una distribución gaussiana con desviación media  $\sqrt{2C}$  y desviación típica  $\sqrt{M}$ . Si  $C/M$  es bajo,  $p(r)$  se aproxima a una distribución de Rayleigh, dado que la función de Bessel modificada de primera clase y orden cero tiende a 1 cuando  $z$  tiende a 0.

La densidad de probabilidad de  $y = \frac{r^2}{r_0^2}$  correspondiente viene dada por la siguiente ecuación:

$$PR(y) = (C/M + 1) \exp[-y(C/M + 1) - C/M] \cdot I_0 [2\sqrt{y(1 + C/M)C/M}] \quad (5)$$

donde:

$$y = r^2/\bar{r}^2 = r^2/s_0$$

El índice de cruce de niveles en el nivel  $V$  viene dado por la siguiente expresión (6):

$$LCR = \frac{b}{\sqrt{2p}} PR(V) \quad (6)$$

donde  $PR(V)$  es la envolvente de la función densidad de probabilidad de Rice en el valor  $V$  y  $b$  es función de la amplitud y de las frecuencias de las señales reflejadas por trayectos múltiples:

$$b = 2 \pi^2 B_d^2 M$$

donde  $B_d$  es la dispersión por efecto Doppler.

La expresión (6) demuestra que el índice de cruce de nivel y la función densidad de probabilidad están estrechamente relacionados. Por consiguiente, el parámetro  $C/M$  de  $PR(y)$  puede determinarse a partir de la medición del LCR.

La duración media de los desvanecimientos (AFD) en el nivel  $V$  viene dada por:

$$AFD = (1/LCR) \int_0^V PR(r) dr \quad (7)$$

AFD es un parámetro importante en el diseño de un sistema de transmisión digital que debe concebirse de tal forma que evite los desvanecimientos de larga duración mediante un procedimiento complejo de entrelazado.

La experiencia del PROSAT ha demostrado la validez del modelo de Rice a partir de un modo compuesto log-normal-Rice (véase el § 2.3 del presente anexo).

En el cuadro 16 (véase el § 2.1 del presente anexo) aparecen valores típicos de la relación  $C/M$  para trayectos con visibilidad directa. Puesto que  $C/M$  es el único parámetro de  $PR(y)$  que aparece en la ecuación (5), la función de probabilidad Rice  $PR(y)$  queda completamente caracterizada si se conoce el valor  $C/M$ .

En [Jongejans, 1986] se dan algunos valores típicos de LCR y AFD en forma de nivel medio de la envolvente para vehículos desplazándose a una velocidad constante de 30 km/h. Estos valores se reproducen en el cuadro 19.

CUADRO 19

**Valores de LCR y AFD en diferentes medios**

	LCR (Hz)	AFD (ms)
Zona abierta	30	20
Zona suburbana	14	40
Zona rural	16	33

**2.3 Modelo de propagación combinado**

Las investigaciones llevadas a cabo en Europa [Jongejans, y otros 1986] y [Lutz, 1986] han llevado a la conclusión de que la función densidad de probabilidad de la potencia recibida debe combinar la distribución log-normal y la de Rice (Rayleigh) a fin de tener en cuenta tanto las variaciones de las zonas extensas como de las zonas pequeñas. La distribución de los valores instantáneos en una zona pequeña se obtiene considerando una variable de Rice o de Rayleigh cuyo valor medio es en sí mismo una variable aleatoria con una distribución log-normal. La distribución combinada de la potencia recibida,  $S$  se indica en la ecuación (8):

$$P(S) = CF \int_0^{S_m} P_r(S, S_0) P_{LN}(S_0) dS_0 + (1 - CF) \int_{S_0}^{S_m} P_R(S, S_0) P_{LN}(S_0) dS_0 \quad (8)$$

donde:

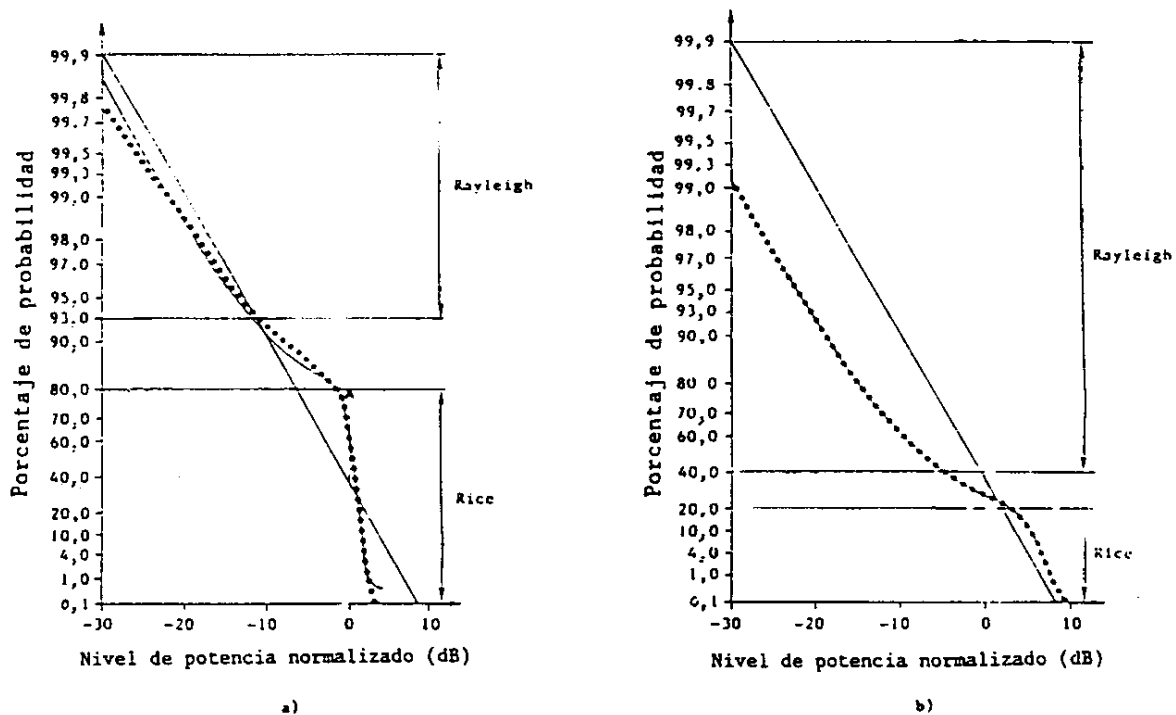
- $S_0$ : promedio de la potencia de señal recibida en una zona pequeña ( $S_0 = C + M$ )
- $p(s)$ : función combinada de la densidad de distribución de la potencia instantánea recibida en una zona pequeña

- $P_r(S, S_0)$ : densidad de probabilidad de Rayleigh de media  $S_0$  en una zona pequeña obstruida (en sombra)
- $PLN(S_0)$ : densidad de probabilidad log-normal de la potencia media de  $S_0$  recibida en una zona pequeña
- $S_m$ : máximo en una zona grande de la potencia media de las zonas pequeñas obstruidas
- $PR(S, S_0)$ : densidad de probabilidad de Rice, de la potencia media  $S_0$  en una zona pequeña no obstruida (sin sombra)
- $SM$ : máximo en una zona grande de la potencia media de zonas pequeñas con visibilidad directa
- CF: factor de obstrucción que se define como la proporción de tiempo en que el proyecto directo está obstruido, suponiendo constante la velocidad del vehículo.

Las figs. 14a) y 14b) muestran las funciones distribución de probabilidad acumulativas de la potencia recibida normalizada para el caso de carretera y ciudad [Lutz y otros, 1986]: Las dos figuras han sido trazadas sobre escala de Rayleigh. Las líneas continuas representan el modelo de canal teórico. Las líneas de puntos indican los valores estadísticos obtenidos en el canal durante las medidas.

FIGURA 14

**Función de distribución de probabilidad acumulativa complementaria de la potencia recibida [Lutz, 1986]**



a) Carretera, antena S6

b) Ciudad, antena S6

En las curvas se pueden distinguir tres partes. Para valores bajos de la potencia recibida, la pendiente de la curva se aproxima a la pendiente de la línea diagonal recta que corresponde a una distribución de Rayleigh; por lo tanto, esta parte de la curva presenta claramente las características de Rayleigh. Para valores elevados de la potencia recibida, la pendiente de la curva señala una

distribución de Rice; en carretera el 80% de las zonas pequeñas siguen la ley de Rice, mientras en medio urbano este valor desciende al 20%. La parte central de las curvas sigue una distribución log-normal.

Se han obtenido resultados similares [Jongejans y otros, 1986] que demuestran que existe un excelente acuerdo entre los modelos teóricos y los resultados medidos.

## **2.4 Idoneidad del modelo de propagación para MDFOC**

### **2.4.1 Señales de banda estrecha**

En los puntos anteriores se ha presentado un modelo de propagación basado en los datos medidos que se obtienen de las señales de banda estrecha [Hess, 1980].

Según este modelo de propagación, la potencia recibida se distribuye en las llamadas zonas extensas, cada una de las cuales se subdivide en zonas que se denominan pequeñas. Si  $P_r$  es la potencia media recibida en una zona pequeña, entonces  $10 \log P_r$  sigue una ley de distribución normal (gaussiana). En zonas pequeñas, la potencia recibida  $P_r$  sigue una ley de distribución Rice-Nakagami, cuyo valor medio es  $P_r$ . Si no existe trayecto directo, la distribución Rice-Nakagami se convierte en distribución de Rayleigh.

La potencia recibida  $P_r$  se distribuye estadísticamente de acuerdo con la ley de probabilidad combinada (esto es, la de Rice-Nakagami condicionada por la ley log-normal).

Cuando se consideran zonas pequeñas, como el sistema MDFOC está bien adaptado al canal de propagación, la mayoría de las señales procedentes de trayectos múltiples caerán dentro del intervalo de guarda del sistema. En este caso, la potencia recibida es igual a la suma de las potencias de todas las señales recibidas, ya sean directas o reflejadas, con independencia de su fase relativa. Puesto que ahora no influyen en absoluto las relaciones de fase, puede prescindirse de las leyes de distribución de Rayleigh (o de Rice-Nakagami) para zonas pequeñas.

En una zona extensa compuesta por cierto número de zonas pequeñas, la distribución de potencia recibida sigue una ley log-normal. Por lo tanto, en el caso de MDFOC, habrá que aplicar una distribución log-normal al cálculo del margen del enlace.

### **2.4.2 Señales de banda ancha**

En septiembre de 1993, y con el fin de mejorar las predicciones de propagación y campo de cobertura en zonas urbanas y rurales para la radiodifusión digital de audio por vía terrenal, el CCETT llevó a cabo numerosas mediciones de intensidad de campo en banda ancha utilizando una sola antena transmisora situada en la torre de France Telecom en Rennes, Francia. Este experimento fue realizado en la gama de frecuencias de 1500 MHz con un equipo prototipo del Sistema digital A de la tercera generación. Se obtuvieron las conclusiones siguientes:

- El modelo del UIT-R utilizado en un sector extenso (intervalo de 300 m) se verificó conforme a la ley logarítmico-normal con los valores siguientes:

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

margen de variación de ubicación 50% a 99%  $\approx 11,3 \text{ dB}$ .

- El modelo Rice-Nakagami utilizado en sectores pequeños (intervalo de 50 m) no parece cumplir con las probabilidades obtenidas. Existe una discrepancia, en el buen sentido del término, ya que puede observarse una notable reducción de alrededor del 99% con relación a la Curva teórica de Rayleigh (-20 dB). La distribución tiende a seguir una ley logarítmico-normal con los siguientes valores:



$$\sigma = 4,7 \text{ dB}$$

margen de variación de ubicación 50% a 99%  $\approx$  10,6 dB.

### 3 Márgenes de enlace

En un sistema de radiodifusión sonora por satélite, los márgenes de enlace deben especificarse cuidadosamente, es decir, no deben ser ni optimistas ni pesimistas. Una estimación optimista hará que no se cumpla el objetivo de calidad de servicio, pero una estimación pesimista conducirá necesariamente a un sobredimensionamiento del satélite. Ambos extremos tienen importantes repercusiones en el costo.

A continuación se describen dos métodos específicos para el cálculo de los márgenes necesarios para proporcionar una calidad de servicio dada.

#### 3.1 Método 1

El método 1 requiere que en una zona pequeña la envolvente de la señal recibida esté por encima del umbral del receptor con una probabilidad 0,9:

$$P(r \geq R_0) = 0,9 = \int_{R_0}^{\infty} p(r) dr \quad (9)$$

donde:

$R_0$  es el umbral de receptor y  $p(r)$  viene dado por la ecuación (4).

Se requiere también que esta condición se cumpla en una zona mayor con una probabilidad de 0,9. Utilizando la distribución de probabilidad en una zona extensa indicada en la ecuación (1):

$$P(S_0 \geq \hat{S}_0) = 0,9 = \int_{\hat{S}_0}^{\infty} p(S_0) dS_0 \quad (10)$$

donde:  $\hat{S}_0 = \frac{E_0^2}{2} + \sigma_r^2$ , que satisface la ecuación (9).

La ecuación (9), condicionada por la ecuación (10), puede resolverse numéricamente utilizando las funciones  $Q$  de Marcum [Brennan y Reed, 1965] o utilizando las tablas elaboradas por [Norton y otros, 1955]. Ambos métodos se utilizaron en los cálculos como contraverificación. Las ecuaciones (9) y (10) se resolvieron para satisfacer las probabilidades dadas en función de  $G = \mu + 10 \log (2 S_f / R_0^2)$  que es la diferencia entre la potencia media recibida en la zona extensa y el umbral del receptor. El margen total del enlace viene dado por  $L = G - \mu$  (dB).

En el cuadro 20 se indican los resultados del cálculo anterior para la frecuencia de 1 GHz y un ángulo de elevación de 30°.

CUADRO 20

		Zona urbana	Zona rural
$\sigma$	(dB)	3,8	1,2
$\mu$	(dB)	-6,4	-1,5
$G$	(dB)	15,4	6,1
$L$	(dB)	21,8	7,6

Debe observarse que los valores utilizados para  $\sigma$  y  $\mu$  son valores medios y no son los aplicables al caso de la visibilidad sin obstrucción.

El margen calculado de 21,8 dB para la zona urbana se compara con el margen observado de 24,2 dB (extrapolado a 1 GHz) en la zona urbana de Denver en Estados Unidos de América [Hess, 1980].

Conviene señalar que el margen calculado depende de la calidad de servicio requerida y de la cobertura. Se supone en este ejemplo que la calidad de servicio requerida se logró cuando la señal estaba por encima del umbral con una probabilidad de 0,90, y que esta condición había de cumplirse con una probabilidad de 0,90 en toda la zona de cobertura. Otros requisitos conducirán a distintos márgenes.

### 3.2 Método 2

El método 2 requiere que la envolvente de la señal recibida en una zona dada esté por encima del umbral del receptor ( $R_0$ ) con una probabilidad de 0,9. Esto conduce a:

$$(11)$$

Esta integral se calcula numéricamente utilizando las funciones  $Q$  de Marcum en pasos de  $G = 10 \log_{10} (2 / R_0^2)$ .

Los resultados se muestran en el cuadro 21, también para frecuencia de 1 GHz y un ángulo de elevación de 30°.

CUADRO 21

		Zona urbana	Zona rural
$\sigma$	(dB)	3,8	1,2
$\mu$	(dB)	-6,4	-1,5
$G$	(dB)	12,0	4,4
$L$	(dB)	18,4	5,9

Estos valores calculados pueden compararse con los valores medidos. Se efectuaron mediciones para determinar el margen en función del porcentaje de emplazamientos [Guilbeau, 1979].

### 3.3 Variación del margen con la frecuencia

La salida del receptor MDFOC es proporcional a la potencia media recibida  $\mu$ , promediada en la zona pequeña de que se trate.

De una zona pequeña a otra,  $m$  se distribuye siguiendo una ley log-normal. Sean  $m$  y  $s$ , respectivamente, la desviación media y la desviación típica de  $10 \log \mu$  cuya distribución adopta una ley gaussiana.

Se verifica entonces que el margen  $M$  es la suma del margen de propagación,  $S_f - m$ , que es la diferencia entre la potencia media en condiciones de espacio libre ( $S_f$ ) y la potencia media recibida realmente ( $m$ ), y de un margen de cobertura que depende del porcentaje de emplazamientos en los que ha de lograrse la calidad de señal requerida ( $ks$ ):

$$M = S_f - m + ks$$

donde:

$k = 2,33$  para el 99% de las zonas pequeñas

$k = 1,29$  para el 90% de las zonas pequeñas.

Como se ha indicado anteriormente,  $S_f - m$  y  $s$  son funciones lineales simplificadas de la frecuencia  $f$  y del ángulo de elevación  $\alpha$ :

$$S_f - m = A + 1,93 f (\text{GHz}) - 0,052 \alpha (^\circ)$$

$$s = 0,5 (B + 0,053 f (\text{GHz}) + 0,040 \alpha (^\circ))$$

donde  $A$  y  $B$  dependen del medio ambiente y  $\alpha < 45^\circ$ .

Para el 99% de los emplazamientos se verifica que:

$$M = (A + 1,16 B) + 1,99 f - 0,05 \alpha$$

y para el 90% de los emplazamientos:

$$M = (A + 0,64 B) + 1,96 f - 0,026 \alpha$$

Las variaciones de  $M$  en función de  $f$  (referidas a 1 GHz) para el 99% y el 90% de emplazamientos no difieren entre sí acusadamente. Se indican en el cuadro 22, deducido de las expresiones anteriores, y se corresponden dentro de un margen de 0,2 dB con los valores comunicados a la CAMR-92 en el oportuno Informe del ex CCIR (Bases técnicas y operativas para la CAMR-92, Ginebra 1991).

CUADRO 22

#### Variación del margen de propagación con la frecuencia

$f$ (GHz)	$\Delta M$ (dB)
1	0
2	2
3	3,9

### 3.4 Dispersión por retardo y anchura de banda de correlación

El cuadro 23 señala los valores máximos de dispersión por retardo (90%) y de 0,5 de la anchura de banda de correlación (90%) para cada entorno.

CUADRO 23

#### Valores máximos de dispersión por retardo a 90% y de 0,5 de la anchura de banda de correlación a 90% para cada entorno

Entorno	Dispersión por retardo 90%	0,5 anchuras de banda de correlación (90%)
Rural	0,48	3,5
Suburbano	2,05 <sup>(1)</sup>	2,8
Urbano	2,54	0,9
Denso	2,5	0,4

(1) Prescinde del valor máximo, para el cual no se ha calculado ninguna anchura de banda de correlación.

Para frecuencias más bajas, se registraron altos valores de dispersión por retardo a 200 MHz, y además se observó la retrodispersión originada en la falda de las montañas que presentaba un máximo en las ondas métricas.

Tal vez esto sea una indicación de que para frecuencias bajas en zonas rurales las anchuras de banda de correlación podrían ser más reducidas (véase además el punto 4.4 del presente anexo).

### 3.5 Variación del margen de propagación con el ángulo de elevación

Los servicios de radiodifusión sonora por satélite deben ser capaces de funcionar con una amplia gama de ángulos de elevación, que normalmente van desde 90° hasta 5° para los satélites geoestacionarios, y desde 90° hasta unos 60° para los satélites de órbita muy inclinada.

Hasta muy recientemente, sólo se disponía de datos de propagación para ángulos de elevación relativamente pequeños. A principios de 1990, se completó un estudio sobre los perfeccionamientos del canal móvil preparado por la Universidad de Bradford dentro del marco del programa "ARCHIMEDES" de la ESA. Dicho estudio aportó informaciones cuantitativas sobre el canal de banda estrecha obtenidas para altos valores de los ángulos de elevación. La información se reproduce seguidamente.

En el cuadro 24 se resumen los márgenes de desvanecimiento correspondientes a diferentes disponibilidades del enlace, ángulos de elevación y tipos de entorno a una frecuencia de 1,5 GHz.

Debe hacerse una advertencia para el caso de un ángulo de elevación  $\alpha = 80^\circ$  en zonas urbanas o suburbanas. Como los valores contenidos en el cuadro 24 no tienen en cuenta las pérdidas debidas a edificaciones, pueden necesitarse márgenes mucho más elevados para proporcionar un servicio aceptable a receptores portátiles situados en el interior de edificios.

CUADRO 24

**Márgenes de desvanecimiento para diferentes ángulos de elevación, disponibilidades del servicio y tipos de entorno ( $f = 1,5$  GHz)**

Márgenes de desvanecimiento para diferentes elevaciones y disponibilidades del servicio	40°				60°				80°			
	90%	95%	99%	99.9%	90%	95%	99%	99.9%	90%	95%	99%	99.9%
Rural despejado	0,5	0,7	0,9	1,1	0,5	0,6	0,8	0,9	0,5	0,6	0,7	0,8
Sombreado por árboles	5,7	6,8	9,7	11,2	4,0	4,9	6,7	8,6	0,5	0,5	0,7	1,2
Suburbano	5,8	7,1	9,0	9,9	2,1	3,1	5,5	8,3	0,5	0,8	1,2	1,5
Urbano	16,9	16,6	17,6	17,6	14,6	14,6	15,1	15,6	1,6	1,8	2,9	3,8

Los datos contenidos en el cuadro 24 pueden ser interpretados de la siguiente manera:

Para zonas rurales despejadas, parece suficiente un margen aproximado de 1 dB para dar servicio al 99% de todos los emplazamientos.

Para zonas suburbanas, los resultados se indican en el cuadro 24 y también se ilustran en la fig. 15 con un grado de precisión razonable ( $\pm 1$  dB aproximadamente). Los gráficos de la figura muestran el porcentaje de emplazamientos en los que el margen es suficiente para un terreno de tipo suburbano. Por ejemplo, se requiere un margen próximo a los 6 dB para dar servicio al 90% de los emplazamientos con un ángulo de elevación hacia el satélite de 40°.

La fig. 16 da los valores aproximados de los márgenes de propagación requeridos para zonas urbanas con ángulos de elevación  $> 40^\circ$  a una frecuencia de 1,5 GHz.

Los resultados anteriores, obtenidos por la Universidad de Bradford (Reino Unido) se han medido utilizando un sistema digital de banda estrecha.

FIGURA 15

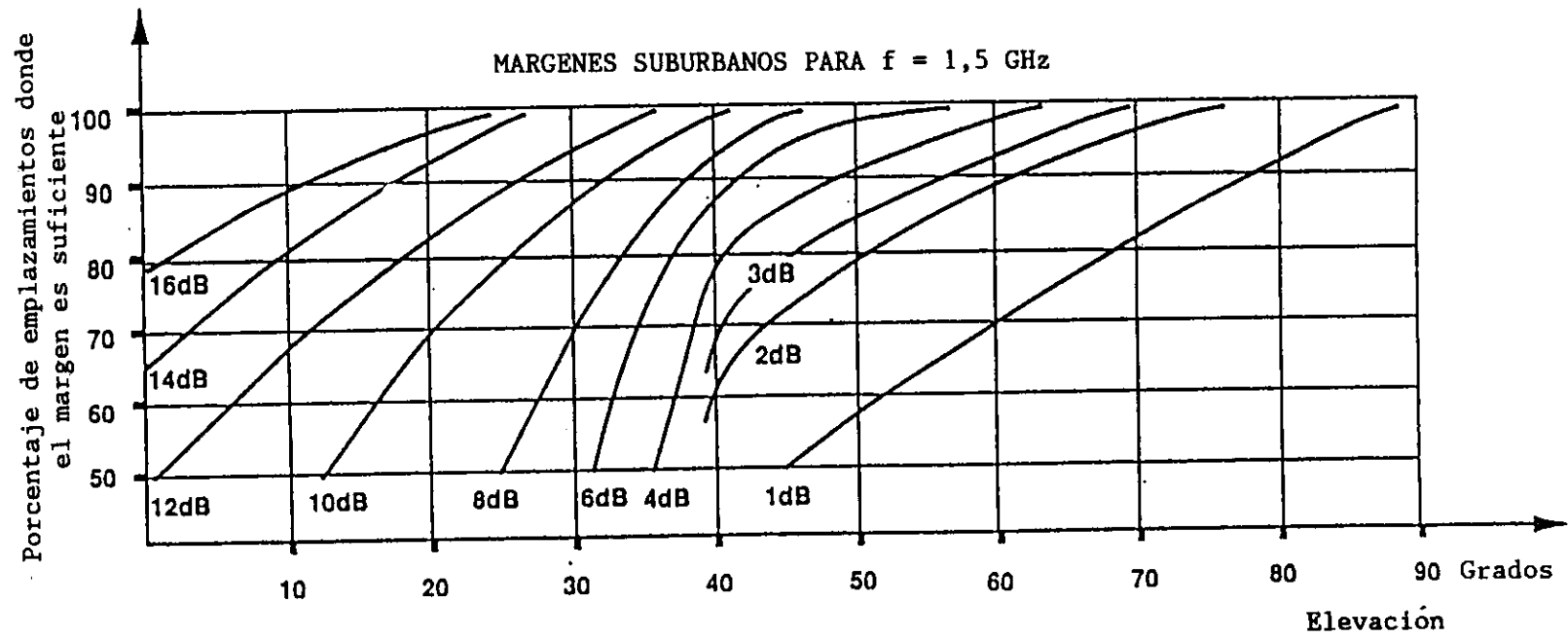
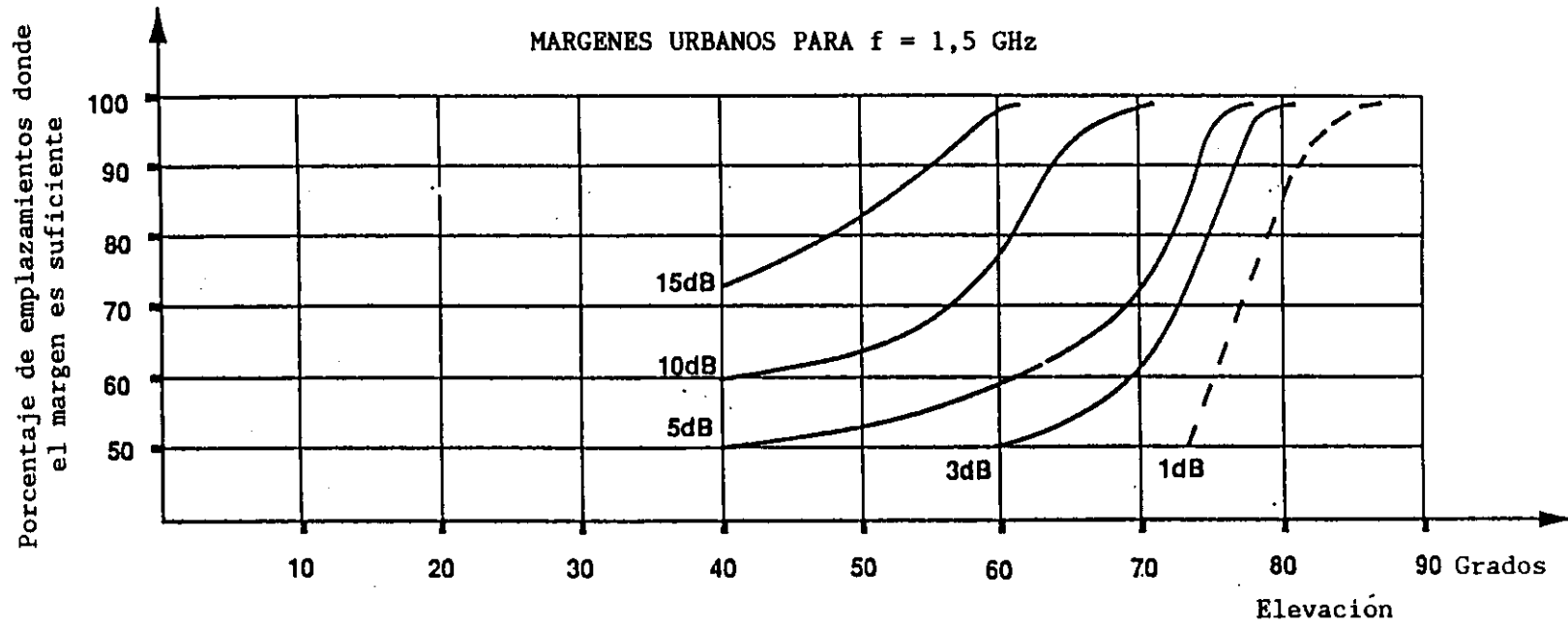


FIGURA 16



#### 4 Efectos de la selectividad de frecuencias

Otra importante característica de la propagación radioeléctrica en la banda de ondas decimétricas en medio urbano y suburbano en el caso de recepción a bordo de vehículos en movimiento, es la existencia de trayectos de propagación múltiples que presentan retardos de tiempo diferentes y variables. En el caso de la radiodifusión sonora por satélite, el trayecto más corto (directo) entre un satélite y el receptor portátil a menudo se encuentra obstruido por edificios, de tal manera que es significativa la propagación por dispersión o reflexión en los edificios que rodean al receptor. Deben considerarse dos casos:

- receptor fijo: en este caso, el canal radioeléctrico, y por consiguiente las características de propagación del enlace, es relativamente estable. Las características de la propagación por trayecto múltiple pueden describirse en términos de dispersión por trayecto múltiple y de anchura de banda de correlación.
- receptor en movimiento: las características de propagación del radioenlace son una función variable en el tiempo. Los diferentes desplazamientos de frecuencia por efecto Doppler están relacionados con trayectos de dispersión que llegan al vehículo bajo ángulos diferentes. En estos casos, los parámetros esenciales son la dispersión por efecto Doppler y el tiempo de correlación.

Las funciones estadísticas que describen en frecuencia y tiempo el radioenlace selectivo pueden obtenerse fácilmente midiendo la respuesta compleja del enlace a los impulsos. Estos descriptores estadísticos y los valores de las características delimitan los parámetros de funcionamiento de un sistema digital de telecomunicaciones.

##### 4.1 Dispersión por retardo y anchura de banda de correlación

En primer lugar se considera un canal estadísticamente invariable. Dos componentes espectrales de una señal modulada cuya frecuencia es próxima sufrirán desvanecimientos correlados, es decir, que los dos conjuntos de vectores resultantes de un determinado medio de propagación por trayectos múltiples serán similares en amplitud y fase. Cuando la diferencia de frecuencia entre las dos componentes espectrales aumenta, la correlación entre los dos conjuntos de vectores se reduce, lo que provoca variaciones de amplitud (descorrelación) en función de la frecuencia. Este fenómeno se denomina desvanecimiento selectivo en frecuencia. La anchura de banda para la que se produce descorrelación se denomina anchura de banda de correlación.

El espectro de potencia de la dispersión por retardo (también llamado perfil de intensidad de propagación por trayecto múltiple) y la función de correlación de los desplazamientos de frecuencia constituyen un par de transformadas de Fourier (fig. 17).

La transformada de Fourier permite establecer una relación entre la anchura de banda de correlación de un canal estadísticamente invariable y la "dispersión por retardo" del canal:

$$B_c \approx 1/T_0 \quad (12)$$

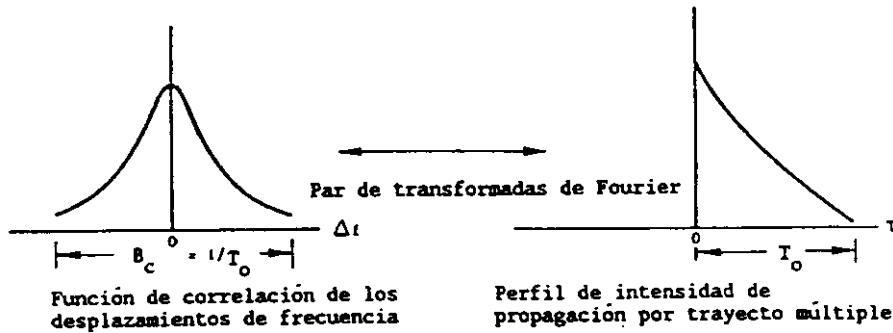
donde:

$B_c$ : anchura de banda de correlación (Hz), y

$T_0$ : dispersión por retardo (s).



FIGURA 17  
Relación entre  $T_0$  y  $B_c$



La dispersión por retardo,  $T_0$  del canal es una medida de la anchura de un perfil medio de retardo de potencia. Se define como la raíz cuadrada del segundo momento central de un perfil  $m$  [Cox, D.C., 1972].

$$T_0 = \left[ \frac{\sum_{k=1}^M (\tau_k - D)^2 P(\tau_k)}{\sum_{k=1}^M P(\tau_k)} \right]^{1/2} \quad (13)$$

donde:

$k = 1, \dots, M$   $k$  se extiende sobre eje de retardos y  $M$  es el índice de la última muestra que se encuentra sobre este eje;

$P(\tau_k)$ : perfil medio de retardo de potencia para un conjunto de  $N$  perfiles individuales consecutivos;

$D$ : retardo en exceso medio. Se define como el primer momento del perfil con respecto al primer retardo de llegada  $\tau_A$ :

$$D = \frac{\sum_{k=1}^M \tau_k P(\tau_k)}{\sum_{k=1}^M P(\tau_k)} - \tau_A \quad (14)$$

Si la anchura de banda de correlación es pequeña en comparación con la de la señal transmitida, el canal es selectivo en frecuencia. En este caso, la señal sufre una fuerte distorsión en el canal. Por otro lado, si la anchura de banda de correlación es muy grande en comparación con la de la señal transmitida, el canal es no selectivo en frecuencia.

Para eliminar la selectividad del canal, que puede causar interferencias entre símbolos, la dispersión por retardo  $T_0$  debe ser muy inferior al periodo del símbolo  $T_S$  o, en otras palabras, la relación entre la dispersión por retardo y el periodo de símbolo, es decir  $T_r = T_0/T_S$  debe ser mucho menor que 1.

La relación empírica entre la anchura de banda de correlación para una correlación del 90% y la dispersión por retardo (véase la fig. 18) se obtuvo a partir de [Cox, Leck, 1975]:

$$B_c(90\%) = 90/T_0$$

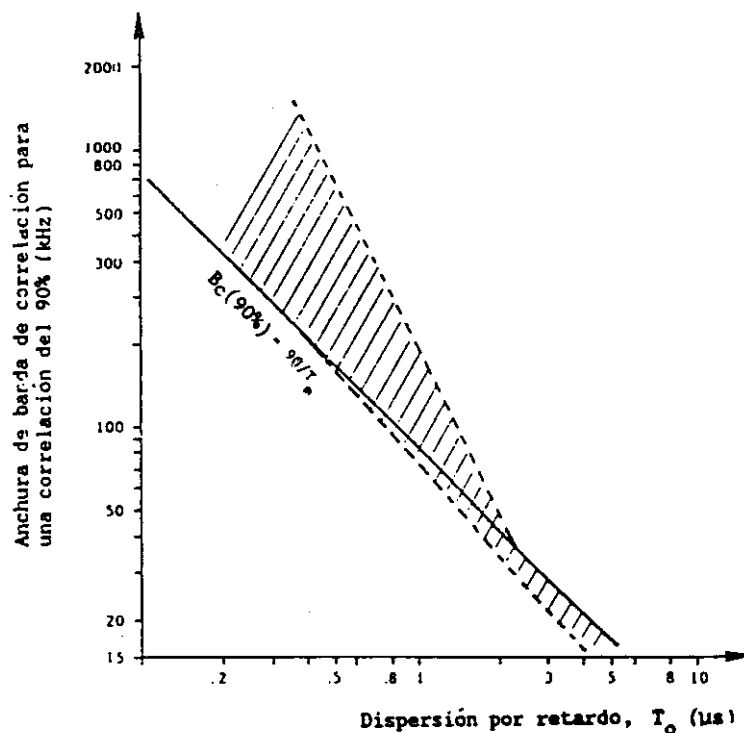
donde:

$B_c(90\%)$ : anchura de banda para una correlación del 90% entre dos componentes espectrales (kHz) y

$T_0$ : dispersión por retardo ( $\mu\text{s}$ ).

FIGURA 18

**Anchura de banda de correlación para una correlación del 90% en función de la dispersión por retardo [Cox y Leck, 1975]**



La distribución acumulativa correspondiente de la dispersión por retardo se representa en la fig. 19.

Cabe deducir de esta figura que alrededor del 10% de las zonas pequeñas tiene una  $T_0 > 2,5 \mu\text{s}$  y alrededor del 50% tiene una  $T_0 > 1,2 \mu\text{s}$ .

La distribución acumulativa correspondiente para  $B$  (90%) se representa en la fig. 20.

La dispersión por retardo se ha medido en un edificio de oficinas de tamaño medio y en una zona residencial [Devasirvatham, 1986]. La mayor dispersión medida en caso más desfavorable fue inferior a 325 ns cuando el trayecto de propagación era de visibilidad directa. En ausencia de visibilidad directa entre transmisor y receptor, la dispersión por retardo aumentó hasta 422 ns.

FIGURA 19

Función distribución acumulativa de la dispersión por retardo [Cox y Leck, 1975]

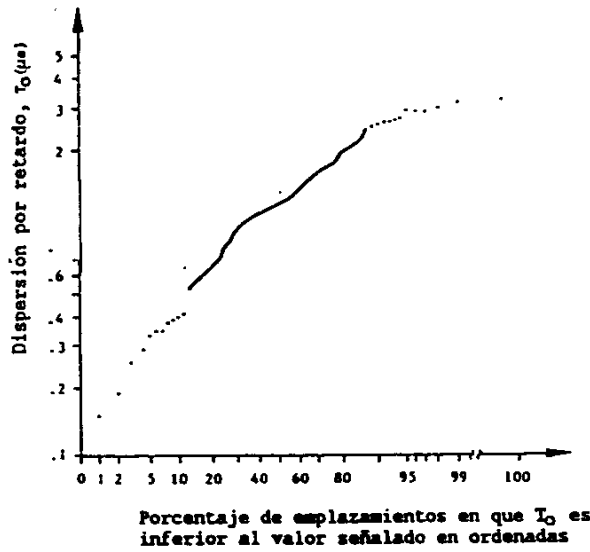
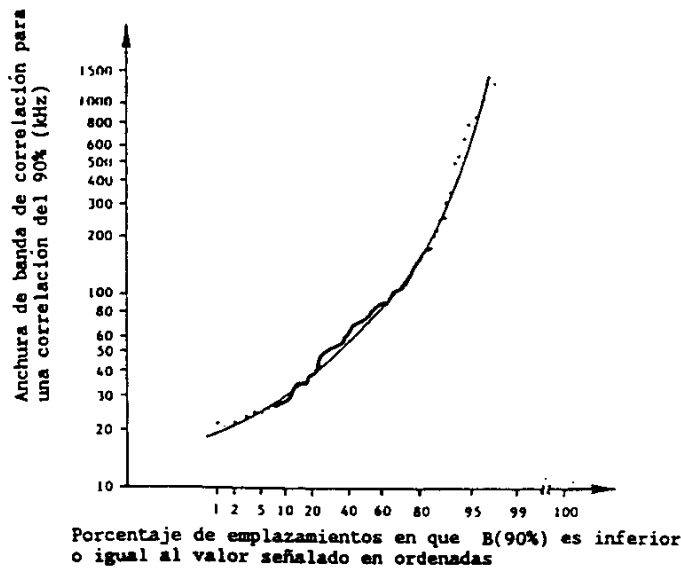


FIGURA 20

Función distribución acumulativa de la anchura de banda de correlación para una correlación del 90% [Cox y Leck, 1975]



#### 4.2 Dispersión por efecto Doppler y tiempo de correlación

En el caso de un receptor en movimiento, las variaciones en tiempo del enlace de propagación provocan un ensanchamiento del espectro recibido por efecto Doppler. Si se transmite un tono de frecuencia pura puede medirse la dispersión por efecto Doppler  $B_d$  del canal.

Mediante consideraciones análogas a las efectuadas en el punto anterior, puede definirse el tiempo de correlación del canal  $T_c$  de la forma siguiente:

$$T_c = 1/B_d \quad (15)$$

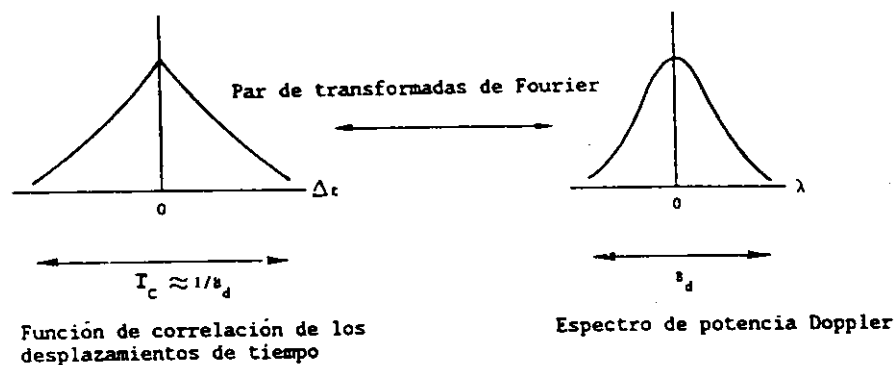
donde:

$T_c$ : tiempo de correlación (s), y

$B_d$ : dispersión por efecto Doppler (Hz).

Cuando el canal varía lentamente sus características, el tiempo de correlación es elevado y la dispersión por efecto Doppler es pequeña. En la fig. 21 puede verse que el espectro de potencia Doppler y la función de correlación de los desplazamientos de tiempo constituyen un par de transformadas de Fourier.

FIGURA 21  
Relación entre  $B_d$  y  $T_c$



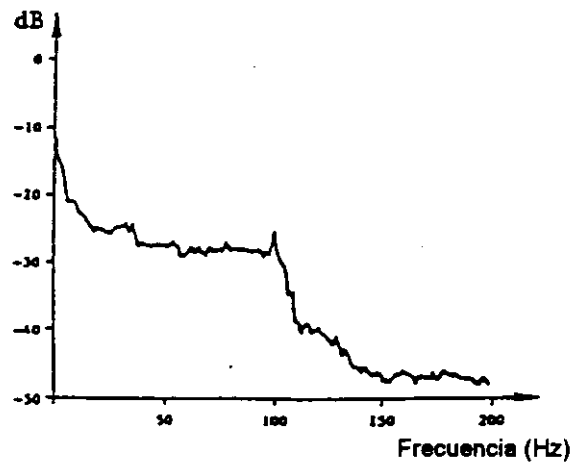
La fig. 22 representa el espectro promediado de la envolvente de la señal, obtenido durante un periodo de aproximadamente 1 minuto en una zona suburbana (zona residencial con árboles). Se puede apreciar una frecuencia de corte alrededor de los 110 Hz que corresponde a dos veces el valor de la frecuencia Doppler  $f_d$  que aparece en [Jongejans, 1986]:

$$f_d = v/\lambda = 55 \text{ Hz} \quad \text{para } v = 40 \text{ km/h y } f = 1,5 \text{ GHz.}$$

Esto indica que en medio urbano puede esperarse una dispersión de frecuencia de hasta dos veces el valor de la frecuencia Doppler debido a la defracción provocada por obstáculos en las inmediaciones. Por lo tanto la dispersión por efecto Doppler  $B_d$  es igual a 110 Hz.

FIGURA 22

**Espectro Doppler de la envolvente de la señal (zona suburbana):  
velocidad del vehículo: 40 km/h: frecuencia: 1,5 GHz  
[Jongejans, 1986]**



### 4.3 Efectos de la anchura de banda del canal en el desvanecimiento selectivo en frecuencia

#### 4.3.1 Programa de mediciones

Durante el verano de 1991 se inició en Canadá un programa de mediciones [CCIR, 1990-94, Doc. 10-11S/36 (CAN)] con el objetivo de proporcionar datos empíricos sobre la repercusión de la anchura de banda del canal en la disponibilidad del servicio. El procedimiento de prueba elegido para este experimento se basa en el principio de que la calidad de funcionamiento (o la disponibilidad del servicio) de un sistema de radiodifusión sonora digital avanzado que se adapte bien al complejo entorno de propagación por trayectos múltiples de los receptores móviles, es ante todo función de la relación de portadora a ruido en la entrada del receptor. Se transmitió una señal de espectro amplio y plano con una frecuencia central de 1497 MHz, y se midió la potencia recibida siguiendo rutas que discurrían por distintos entornos de trayectos múltiples, como son la zona urbana densa, la urbana, la suburbana y la rural. En cada ruta se repitieron las mediciones para diferentes anchuras de banda en FI, desde 100 kHz hasta 5 MHz (a 3 dB). A lo largo de la ruta de prueba, se tomaron muestras del nivel de potencia recibida espaciadas en 2,5 cm. Esto corresponde a un octavo de la longitud de onda, lo que proporciona amplios datos para el análisis de la envolvente de potencia degradada por el desvanecimiento debido a los trayectos múltiples. Las mediciones se hicieron en verano, con el máximo de follaje arbóreo.

#### 4.3.2 Proceso de reducción de datos

Los datos primarios fueron ante todo filtrados mediante un algoritmo de promediación móvil (ventana Hamming de 161 puntos,  $20 \lambda$ ) para separar la componente debida al desvanecimiento por trayectos múltiples de la señal compuesta sombra-trayectos múltiples. Los ficheros de los datos obtenidos en 800 m se fragmentaron luego en diez segmentos de 80 m para facilitar la validación de los datos. Una vez ordenados los segmentos de datos, se volvieron a reunir los ficheros válidos de los 800 m y se generó una función de densidad de probabilidad (fdp) para cada fichero de datos. Se acumularon las fdp de ficheros de datos seleccionados dentro de una zona, tras lo cual se calculó para cada zona una distribución acumulativa de los niveles de potencia recibidos.

### 4.3.3 Resultados

La información sobre mejora de la disponibilidad del servicio viene expresada por la separación en decibelios existente entre las curvas de distribución acumulativa de las distintas anchuras de banda, para porcentajes de disponibilidad de servicio específicos. En la fig. 23 se muestran esas distancias, pudiendo apreciarse que el margen de desvanecimiento por trayectos múltiples crece al aumentar la anchura de banda de canal desde 100 kHz hasta 5 MHz, en los diferentes entornos encontrados. El margen de desvanecimiento puede interpretarse como el posible ahorro en potencia de transmisión con respecto a la que necesita un sistema de anchura de banda de 100 kHz, para lograr un objetivo de disponibilidad de servicio equivalente.

En la fig. 23 se aprecia que, cuando el objetivo de disponibilidad del servicio no supera el 50%, el margen de desvanecimiento no puede mejorar en más de 1,5 dB para una zona urbana densa. En cambio, para objetivos de disponibilidad del 90% o superiores se observa una notable mejora del margen. En cada curva pueden distinguirse dos partes: la primera va de 100 kHz hasta una anchura de banda en la que la curva forma un codo, y la segunda desde esa posición hasta los 5 MHz. El criterio seguido para localizar la posición del codo de un modo coherente consiste en encontrar el punto en la curva de disponibilidad 99% en el que el margen de desvanecimiento se ha reducido en 1 dB con respecto al correspondiente a 5 MHz.

El método expuesto de cuantificar la influencia de la anchura de banda en el margen de desvanecimiento por trayectos múltiples se aplicó a once zonas, y los resultados se resumen en el cuadro 25. Dicho cuadro expone la mejora en los márgenes de desvanecimiento conseguida cuando la anchura de banda del canal se aumenta desde 100 kHz hasta 5 MHz, para objetivos de disponibilidad del servicio de 90% y 99%.

Las curvas correspondientes al objetivo 90% de disponibilidad de servicio muestran una mejora típica del orden de 4 dB desde 100 kHz hasta el codo, y en cambio al pasar del codo a 5 MHz de anchura de banda la mejora se mantiene inferior a 0,7 dB.

Parece que el valor apropiado de la anchura de banda del canal se sitúa en torno de 2 MHz, ya que por debajo de 2 MHz el desvanecimiento por trayectos múltiples aumenta bruscamente y al superar ese valor de anchura de banda no se consigue una mejora muy apreciable del margen de desvanecimiento.

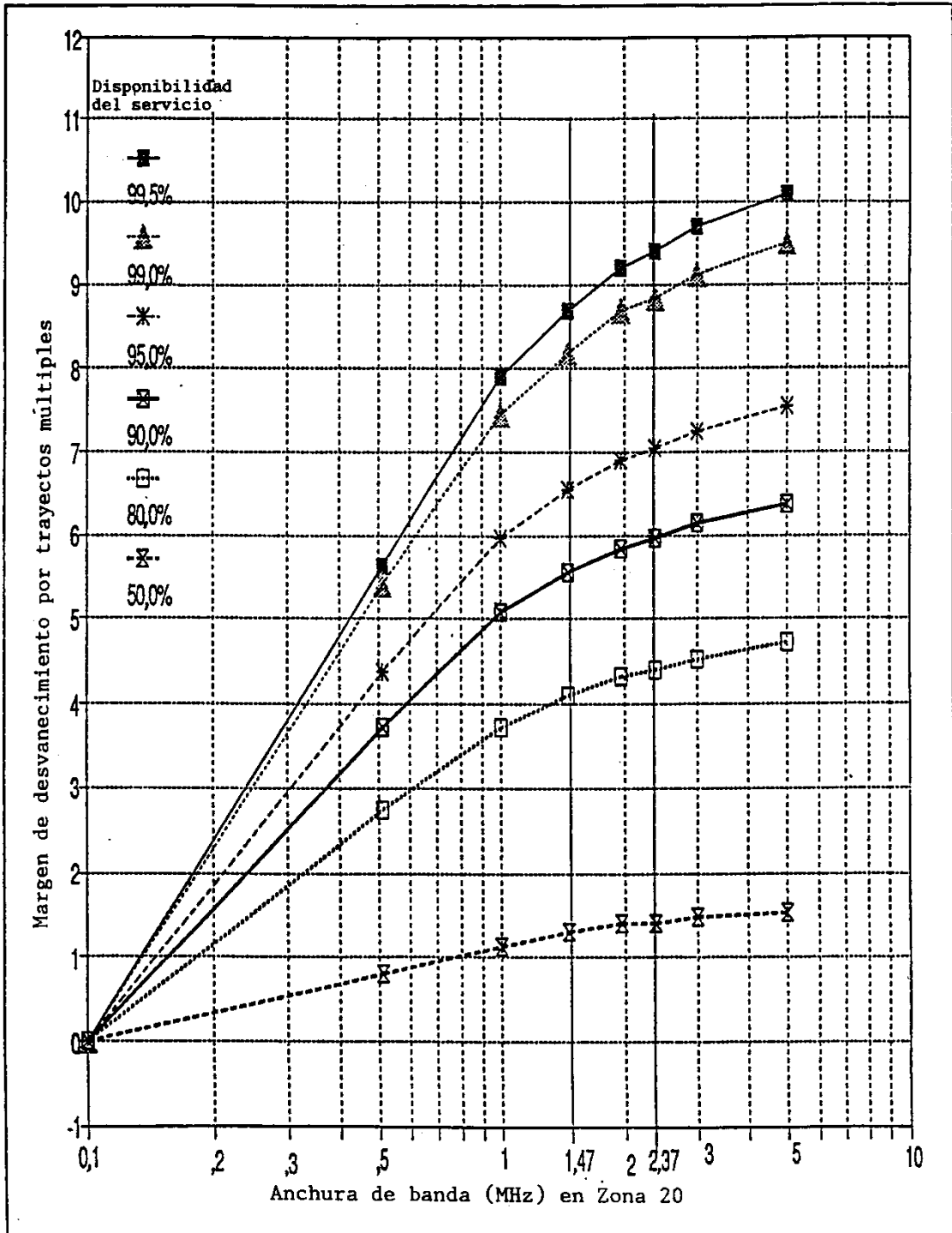
## 4.4 Mediciones recientes en trayectos múltiples

Los datos disponibles sobre las características de propagación en banda ancha han sido insuficientes para permitir elaborar un modelo idóneo del canal.

Para subsanar esta carencia, se han emprendido recientemente varios estudios en Europa con el fin de obtener estadísticas relativas al canal de banda ancha. La dispersión por retardo y la anchura de banda de correlación son dos parámetros importantes que es necesario considerar en un sistema de banda ancha, y en su concepción ideal estos parámetros son función del entorno y del ángulo de elevación. No obstante, hasta el presente sólo se han realizado experimentos para ángulos de elevación pequeños ( $<3^\circ$ ) pero actualmente se está trabajando en Europa para preparar estadísticas en banda ancha tomadas de un transmisor aerotransportado o bien de las transmisiones Navstar del Servicio de Posicionado Mundial (GPS).

FIGURA 23

Mejora del margen de desvanecimiento por trayectos múltiples  
zona urbana densa, Ottawa



CUADRO 25

**Márgenes de desvanecimiento por trayectos múltiples para una disponibilidad del servicio del 90% y del 99%**

TIPO DE ENTORNO	POSICION DEL CODO  (MHz)	MEJORAS TIPICAS EN MARGEN DE DESVANECIMIENTO (dB)			
		de 100 kHz al codo		del codo a 5 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, BOSCOZO	1,7	3,7	6,0	0,7	1,0
RURAL, ABIERTO	1,1	1,2	1,8	0,7	1,0

El cuadro 26 contiene los datos de propagación en banda ancha disponibles hasta el momento, e incluye los resultados de las mediciones en banda ancha más recientes realizadas en Europa. Los datos se presentan como función de la frecuencia y del entorno, indicándose también las referencias tomadas para la comparación.

El principal aspecto del sistema de banda ancha, analizado en el punto 2 del presente Informe, es la capacidad del sistema para utilizar señales reflejadas. Por consiguiente, un sistema de banda ancha es en gran medida insensible a la propagación por trayectos múltiples.

Este hecho conduce al denominado "concepto híbrido", en virtud del cual en zonas urbanas extremadamente densas o en terrenos montañosos donde no pueda llegar la señal principal transmitida por el satélite, puede utilizarse una pequeña estación relevadora terrestre que funcione en la misma frecuencia para retransmitir la señal del satélite y así completar la cobertura necesaria. Los trabajos preliminares realizados en la frecuencia de 794 MHz por el CCETT (Francia) y comprobados por la BBC (Reino Unido) en 531 MHz demuestran que el sistema híbrido es un instrumento viable para extender la cobertura a zonas no atendidas.

Del cuadro 26 se desprende que no existe una concordancia razonable entre los investigadores, tanto en la frecuencia que corresponde al retardo, la dispersión por retardo y la anchura de banda de correlación, como en cuanto al entorno. Los resultados presentados son objeto de un detallado análisis dirigido por la Universidad de Bradford. La divergencia de tales resultados indica la necesidad de regularizar la medición, el análisis y la interpretación general de los datos.

Volviendo al cuadro 26, si se toman valores máximos en cada entorno para la anchura de banda de correlación al 90% y para la dispersión por retardo al 90%, se observa que en general la dispersión por retardo se reduce al disminuir la obstrucción, y en consecuencia la anchura de banda de correlación aumenta cuando la obstrucción es menor.

## **5. Otros experimentos de propagación**

### **5.1 Mediciones en exteriores**

Durante el periodo 1985-1988, el Laboratorio de Investigaciones de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Texas y el Laboratorio de Física Aplicada de la Universidad John Hopkins realizaron



una serie de experimentos bajo el patrocinio de la NASA, en los cuales se investigaron los efectos de degradación de la propagación observados en receptores a bordo de vehículos en entornos predominantemente rurales y suburbanos (véanse las referencias). Aunque el objetivo inicial de estas pruebas era establecer criterios sobre degradación útiles para diseñar sistemas LMSS en proyecto y para representar en modelos los efectos de propagación asociados con diversas realizaciones de LMSS, los resultados son igualmente aplicables a la radiodifusión sonora por satélite. Algunos de estos resultados se hallan en el Informe 1009.

CUADRO 26

**Variación del retardo, la dispersión por retardo y la anchura de banda de correlación para diferentes frecuencias y entornos**

Entorno	Frecuencia (MHz)	Retardo medio al 90%	Dispersión por retardo al 90%	0,5 anchuras de banda de correlación al 90%	Notas	Referencias
Rural	531	0,36	0,4	0,1	-	5
	900	3,0	5,0	,--	A	13
	910	,--	0,4	,--	-	18
	1 265	0,1	0,35	3,5	-	6
Suburbano	436	1,77	1,81	0,1	A	9
	531	0,47	0,54	0,6	-	5
	880	1,0	1,30	,--	-	10
	880	1,0	1,0	0,1	-	19
	900	0,65	0,6	0,1	B	11
	910	0,19	2,5	0,07	-	12
	910	,--	1,2	,--	-	18
1 265	0,1	0,4	2,8	C	6	
Urbano	436	1,51	2,59	0,05	A	9
	531	0,36	0,51	0,8	-	5
	880	1,2	1,5	0,1	-	10
	880	1,2	1,5	0,1	-	19
	900	1,3	1,25	0,09	B	11
	1 265	0,27	0,44	0,9	C	6
Urbano denso	531	0,69	0,75	0,2	-	5
	900	1,25	1,5	0,09	B	11
	900	0,2	1,4	,--	A	13
	900	2,0	2,0	,--	-	8
	910	2,0	2,5	0,13	-	14
	1 265	0,89	1,02	1,0	C	6

*Notas:* A: valores de CDF a 90% no exactos sino estimados.  
 B: las anchuras de banda dadas son realmente valores de 0,8.  
 C: valores aproximados deducidos de gráficas.

Los programas de mediciones de propagación a bordo de vehículos fueron realizados en el centro de Maryland (Estados Unidos de América), centro-norte de Colorado (Estados Unidos de América), y sudeste de Australia. En los experimentos se utilizaron transmisores en helicópteros y en satélites geoestacionarios (INMARSAT-B2, ETS-V de Japón e INMARSAT-Pacífico), funcionando en ondas decimétricas (870 MHz) y en banda L (1,5 GHz). Las mediciones desde satélite se realizaron en la banda L solamente. La finalidad específica de estas pruebas era evaluar los niveles de degradación de la propagación que producen la obstrucción y los trayectos múltiples asociados a los árboles y accidentes del terreno en aquellas zonas suburbanas y rurales donde no sea práctico implantar servicios terrenales de comunicación celular. Durante estas campañas, el sistema de recepción se instaló en una

furgoneta, con las antenas de ondas decimétricas y de banda L en el techo y el equipo receptor y de adquisición de datos en el interior.

### 5.1.1 Atenuación a 1,5 GHz debida a los árboles de la orilla de la carretera

A partir de las mediciones efectuadas desde equipos móviles en helicóptero y en satélite en la región central de Maryland se dedujeron de manera sistemática distribuciones acumulativas de desvanecimientos. Se obtuvo así una fórmula que caracterizaba la distribución acumulativa de desvanecimiento en función del ángulo de elevación para una condición general que consistía en recorrer 640 km de carreteras que presentaban efectos de sombra y de trayectos múltiples. Esta expresión, denominada "modelo empírico de sombra a la orilla de la carretera" ("Empirical Roadside Shadowing (ERS) Model"), es válida para  $P = 1$  a 20% y viene dada por:

$$F(P, \theta) = -M(\theta) \ln P + B(\theta) \quad \text{dB} \quad (16)$$

en la que  $F$  es el desvanecimiento excedido en dB para el porcentaje  $P$  de la distancia (o del tiempo), y el ángulo de elevación del trayecto  $\theta$  (grados). Los parámetros  $M$  y  $B$  dependen del ángulo del trayecto y están dados por:

$$M(\theta) = a + b\theta + c\theta^2 \quad (17)$$

$$B(\theta) = d\theta + e \quad (18)$$

donde:

$$\begin{aligned} a &= 3,44 & b &= 0,0975 & c &= -0,002 & d &= -0,443 & e &= 34,76 \end{aligned} \quad (19)$$

No debe atribuirse a las ecuaciones (16) a (18) ningún otro significado físico que el de su concordancia con una familia de distribuciones de desvanecimiento dependientes del ángulo que se deduce a partir de una base de datos extensa y variada.

En la fig. 24 se representa una familia de distribuciones acumulativas (porcentaje en función de desvanecimiento superado) para los ángulos de elevación señalados. Se encontró que el modelo se ajustaba con una precisión de 0,3 dB a los datos medidos para 20 grados, 30 grados, 45 grados y 60 grados. El modelo ERS fue nuevamente validado haciendo uso de las distribuciones elaboradas en el sudeste de Australia a partir de las transmisiones desde el ETS-V y el INMARSAT-Pacific. El grado de concordancia entre el modelo y la distribución acumulativa medida en Australia, a través de más de 400 km por carreteras rurales y suburbanas, se mantenía dentro de 2 dB para todos los niveles de igual probabilidad.

### 5.1.2 Factor de escala de atenuación a igual probabilidad entre banda L y ondas decimétricas

Las mediciones de desvanecimiento en móviles efectuadas simultáneamente en banda L y ondas decimétricas en el centro de Maryland, han demostrado que la relación de desvanecimientos de iguales niveles de probabilidad viene aproximadamente dada por la raíz cuadrada de la relación de frecuencias en los extremos del intervalo de frecuencias en cuestión:

$$F(f_1) \approx F(f_2) \sqrt{f_1/f_2} \quad (20)$$

donde  $F(f_1)$  y  $F(f_2)$  son los desvanecimientos (dB) (o dB/m) en las frecuencias  $f_1$  y  $f_2$ , respectivamente. En términos más concretos, examinando 480 km de mediciones combinadas y simultáneas en ondas decimétricas y banda L, para  $f_1 = f_L = 1,5$  GHz y  $f_2 = f_{UHF} = 870$  MHz se observó que:

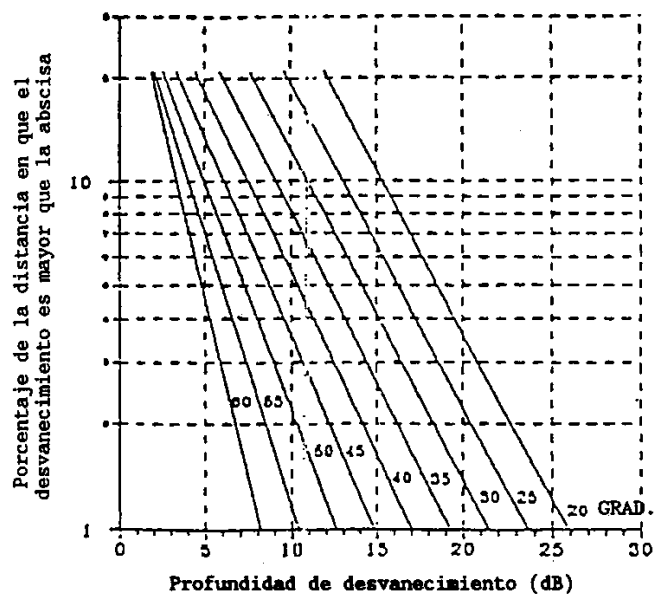
$$F(fL) \approx 1,31F(fUHF) \quad \text{dB(21)}$$

en la que se demostró que el coeficiente multiplicador 1,31 tiene una desviación media cuadrática (rms) de +0,1 a través de una gama del 1% al 30% de porcentajes de desvanecimiento excedidos.

Debe hacerse hincapié en que la expresión (20) ha demostrado ser concordante con las mediciones efectuadas a 1,5 GHz y 870 MHz. No obstante, en ausencia de otro criterio, parece razonable utilizar (20) para estimar los desvanecimientos en la gama de 500 MHz a 3 GHz.

FIGURA 24

Distribuciones de desvanecimiento acumulativas a 1,5 GHz para una familia de ángulos de elevación de trayecto obtenidas con el modelo empírico de sombra a la orilla de la carretera (modelo ERS)



## 5.2 Mediciones detalladas en el interior de edificios

Todo servicio de radiodifusión digital por satélite que sea práctico tendrá que atender a receptores en interiores con antenas de ganancia modesta, dado que constituyen una gran parte del mercado de radiodifusión sonora. Durante 1990 se realizaron pruebas en los Estados Unidos de América para obtener datos detallados sobre la configuración de campos de radiación que cabe esperar en las habitaciones de edificios, para los ángulos de elevación usuales de radiodifusión por satélite. Los resultados son alentadores para la radiodifusión de audio, principalmente porque el radioyente puede colocar el modelo de "radio de sobremesa" en una de las numerosas posiciones posibles dentro de la estancia de modo tal que represente un máximo del diagrama de radiación estable en el tiempo. En términos sencillos, los márgenes de enlace no necesitan basarse en valores promedio ni en valores "valle" medidos en el edificio, sino en los valores de "cresta". Habitualmente un valor de cresta supera en 5 dB por lo menos al valor medio dentro de una habitación.

Seguidamente se resumen los resultados significativos de los análisis de datos en cuanto a la repercusión en el diseño del servicio de radiodifusión sonora por satélite, juntamente con una breve descripción del protocolo y equipo de los experimentos. Las variaciones observadas en las pérdidas de propagación se estudiaron como función de la frecuencia (700 a 1800 MHz, aproximadamente), del tipo de edificación, y del ángulo simulado de elevación del satélite (12° a 48°).

## **5.2.1 Aspectos de la prueba**

### **5.2.1.1 Instrumentación**

El sistema de medición hace uso de una torre susceptible de levantarse a 17,9 m de altura sobre la furgoneta que la transporta, y que está equipada con transmisor y receptor de radio así como con instrumentos de toma de datos y computador de control. A través de un cable se llevan a lo alto de la torre señales de onda continua (de frecuencia constante o de barrido) procedentes de un generador de señales sincronizado con un analizador de espectro de microondas, y allí se amplifican y transmiten hacia el emplazamiento sometido a prueba. En dicho emplazamiento se reciben las señales por medio de una antena montada en un posicionador lineal, aproximadamente a 1,4 m sobre el suelo y orientada hacia el transmisor. Tras ser amplificada, la potencia recibida se transmite por un cable de 80 m hacia el analizador de espectro de la furgoneta. El posicionador puede orientarse manualmente para permitir el movimiento controlado por computador de la antena en la dirección de cualquier eje arbitrario. Para las mediciones que aquí se presentan, la posición de la antena receptora se varió en 16 escalones de 0,05 m, lo que daba lugar a una distancia de exploración total de 0,8 m, ya fuese siguiendo una dirección vertical o en el plano horizontal paralelo u ortogonal al trayecto de la propagación.

El sistema de medición es capaz de determinar la pérdida de transmisión a través de una gama de frecuencias máxima de 700 a 1800 MHz con una resolución en anchura de banda comprendida entre 10 kHz y 1 MHz y una precisión total superior a 0,5 dB. Variando la distancia entre transmisor y receptor de 15 a 75 m, se pueden obtener ángulos de elevación de 12° a 48°. Ambas antenas son espirales alojadas en cavidad, tienen polarización circular, 90° de abertura de haz entre puntos de potencia mitad, y su ganancia aumenta desde -2,5 hasta 4,5 dB a través de la gama de frecuencias 700 - 1800 MHz.

### **5.2.2 Emplazamientos de medición**

El programa de mediciones comprendía cuatro emplazamientos distintos, que iban desde una caseta metálica a un edificio de bloques de hormigón de una sola planta. En cada emplazamiento se probaron numerosas posiciones.

### **5.2.3 Variaciones en tiempo**

Con el propósito de evaluar la variabilidad en el tiempo de la potencia recibida, se hicieron repetidos barridos de frecuencia en numerosas posiciones de medición, manteniendo fija la antena receptora.

Realizando mediciones en una sola frecuencia durante 100 s, se constató que las variaciones de potencia dentro del tiempo completo de barrido (1 s) del receptor tendían a hacerse más pequeñas que la precisión de medición (0,5 dB) del equipo, hasta niveles de señal tan bajos como -15 dB. Las variaciones introducidas por la dispersión que produce el paso de gente cerca de la antena receptora fueron también muy pequeñas, excepto cuando alguien se desplazaba en la dirección de la línea visual (LOS), en cuyo caso se observaron desvanecimientos de 6 a 10 dB. La conclusión fue que las variaciones en tiempo de los niveles de potencia próximos al nivel del espacio libre transmitidos al interior de edificios no son de importancia primordial para caracterizar el canal de transmisión.

### **5.2.4 Atenuación del edificio**

En cada uno de los cuatro edificios, se tomaron barridos horizontales y verticales en posiciones cuyo número variaba entre ocho y veinte. Se analizaron los niveles de potencia recibidos para deducir las pérdidas en la posición promedio y en la posición óptima en función de la frecuencia, desde 700 a 1800 MHz para anchuras de banda de 1, 2, 5, 9, 18, 45 y 90 MHz. Dado que no se encontró ninguna dependencia de las pérdidas con respecto a la longitud de onda, la fig. 25 presenta los contornos de probabilidad de que el nivel de señal en la posición promedio sea menor que la ordenada, para 99, 90,

50, 10 y 1%, en el barrido para un BRC 15-24 promediado en todas las anchuras de banda anteriormente enumeradas. La pérdida mediana aumentó desde 5 dB a 750 MHz hasta 13 dB a 1750 MHz. Suponiendo que la antena receptora se colocara en la posición óptima dentro del barrido, las pérdidas medianas se redujeron, variando de 1,5 dB a 7 dB en el mismo intervalo de frecuencias señalado en la fig. 26. Los percentiles centrales en esa posición presentan menor variabilidad que los correspondientes a la posición promedio, especialmente en el extremo de frecuencias bajas. El cuadro 27 resume las pérdidas observadas en todos los edificios. Pasando de la posición promedio a la posición óptima, el nivel de señal puede mejorarse en unos 3 a 6 dB. La tendencia es que las frecuencias más elevadas sufran más atenuación cuando las pérdidas son moderadas. En el edificio de los Comunes, las pérdidas son más bien uniformemente elevadas a través de toda la gama de frecuencias.

FIGURA 25

Contornos de probabilidad de que el nivel de señal sea menor que la ordenada al 99, 90, 50, 10 y 1% en la posición promedio en el barrido de BRC 15-24

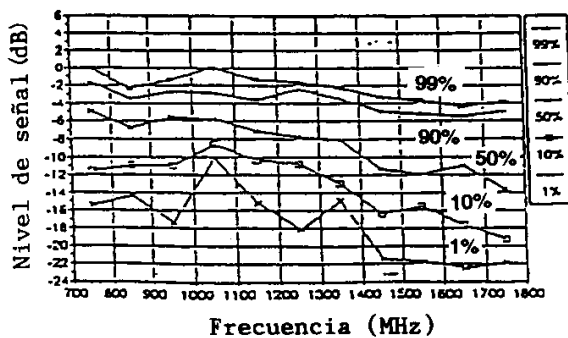
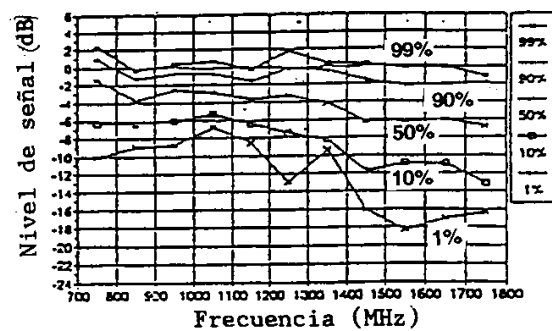


FIGURA 26

Contornos de probabilidad de que el nivel de señal sea menor que la ordenada al 99, 90, 50, 10 y 1% en la posición óptima en el barrido de BRC 15-24



CUADRO 27

Niveles de potencia medianos en función de la frecuencia

Edificio	Posición promedio		Posición óptima	
	750	1 750 MHz	750	1 750 MHz
BRC 16-4	-5	-11 dB	-2	-6 dB
BRC 15-24	-5	-14 dB	-2	-5 dB
Caseta metálica	-9	-11 dB	-5	-6 dB
Comunes	-17	-18 dB	-12	-13 dB

Una vez obtenidos los promedios para todas las frecuencias, se calcularon las funciones de distribución de probabilidad (fdp) en las posiciones promedio y óptima para cada edificio, y los resultados obtenidos para la caseta metálica se representaron gráficamente en una escala de probabilidades normal en las figs. 27 y 28. En el cuadro 28 se resumen las desviaciones media y típica deducidas con regresiones lineales.

CUADRO 28

Distribuciones de señal en la posición promedio y en la posición óptima

Edificio	Posición promedio		Posición óptima	
		Media típica		Media típica
BRC 16-4	-7,9 dB	5,5 dB	-4,2 dB	4,2 dB
BRC 15-24	-9,1 dB	4,4 dB	-5,4 dB	3,7 dB
Caseta metálica	-9,7 dB	6,3 dB	-5,2 dB	4,9 dB
Comunes	-15,4 dB	8,4 dB	-9,7 dB	6,7 dB

FIGURA 27

Distribuciones gaussianas a escala del nivel de señal en todas las posiciones promedio de la caseta metálica, con desviación media de -9,7 dB y desviación típica de 6,3 dB

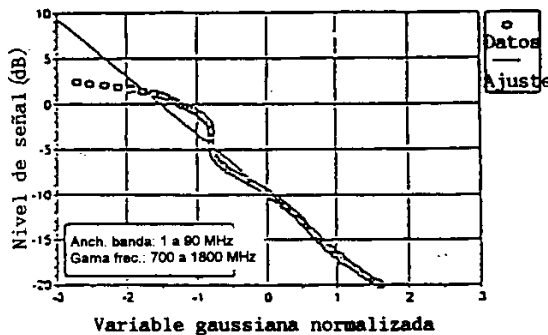
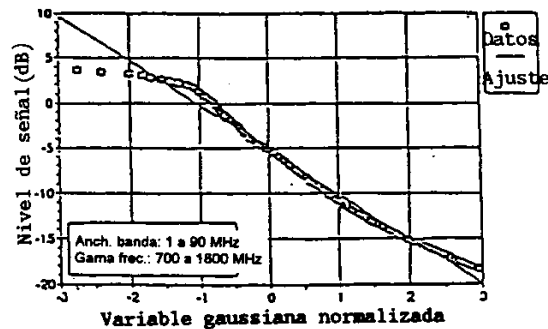


FIGURA 28

Distribuciones gaussianas a escala del nivel de señal en todas las posiciones óptimas de la caseta metálica, con una desviación media de -5,2 dB y una desviación típica de 4,9 dB



5.2.5 Diversidad en frecuencia

Las variaciones de la pérdida de propagación con la frecuencia limitan la anchura de banda de coherencia de un canal de transmisión. Tanto la absorción dependiente de la frecuencia como la interferencia por trayectos múltiples pueden dar origen a una pérdida de coherencia. En los cuatro edificios sometidos a prueba los retardos por trayectos múltiples tendrían a ser menores que unos pocos cientos de nanosegundos para niveles de la señal recibida situados a menos de unos 15 dB del nivel del espacio libre. De ahí que los sistemas cuya anchura de banda es inferior a 1 MHz aproximadamente, se vean mucho menos afectados por la pérdida de coherencia. Esta observación ha sido confirmada por algunas de las mediciones efectuadas con resolución de anchura de banda de 10 kHz.

5.2.6 Variaciones de la frecuencia

A la luz de la insensibilidad a la frecuencia que han demostrado poseer los efectos de trayectos múltiples, se cree que las mayores pérdidas experimentadas a frecuencias más altas son debidas a una mayor absorción por los muros de los edificios estudiados. De todos los parámetros que se midieron, solamente la atenuación del edificio mostró una clara dependencia de la frecuencia.

## **6 Referencias**

- BRENNAN, L.E. y REED, I.S. [abril de 1965]: A recursive method of computing the Q function. IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-11, 2., 312-313.
- JONGEJANS, A. y otros [mayo de 1986]: PROSAT-phase 1 report, ESA-STR 216.
- LUTZ, E. y otros [mayo de 1986]: Land mobile satellite communications - channel model, modulation and error control, Proceedings of ICDSC-7, 537-543.
- COX, D.C. [septiembre de 1972]: Delay Doppler characteristics of multipath propagation at 910 MHz in suburban mobile radio environment. IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. AP-20, No. 5.
- COX, D.C. y LECK, R.P. [noviembre de 1975]: Correlation bandwidth and delay spread multipath propagation statistics for 910 MHz urban mobile radio channels. IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. COM-23, 11.
- DEVASIRVATHAM, D.M.J. [noviembre de 1986]: Time delay spread and signal level measurements of 850 MHz radio waves building environments. IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. AP-32, 11.
- GUILBEAU, F. [agosto de 1979]: Satellite sound broadcasting on frequencies of about 1 GHz. Simulation of transmission and urban reception. EBU Review - Technical, No. 176.
- HESS, G.C. [mayo de 1980]: Land-mobile satellite excess path loss measurements. IEEE Transactions on vehicular technology, Vol. VT-29, No. 2.
- NORTON, K.A., VOGLER, L.E., MANSFIELD, W.V. y SHORT, P.J. [octubre de 1955]: The probability distribution of the amplitude of a constant vector plus a Rayleigh-distributed vector. Proc. IRE, Vol. 43, 10, 1354-1361.

## **7 Bibliografía**

- VOYER, R. y CONWAY, F. [abril de 1991] - "Digital Audio Broadcasting Experimentation y Planning in Canada", EBU - Technical N° 246.

## **ANEXO 3**

### **SISTEMA DIGITAL A**

#### **1 Introducción**

El Sistema digital A se ha construido para proporcionar radiodifusión digital multiservicio de alta calidad destinada a receptores a bordo de vehículos, portátiles y fijos. Puede funcionar en cualquier banda de frecuencias hasta 3 000 MHz, para distribución terrenal y por satélite, híbrida y mixta y por cable. Se trata de un sistema flexible y de aplicación general de radiodifusión digital de servicios integrados, que admite una amplia gama de opciones de codificación de la fuente y el canal, datos asociados con los programas sonoros y servicios de datos independientes, cumpliendo los requisitos flexibles y de amplio alcance en materia de servicio establecidos en las Recomendaciones UIT-R BO.789 y UIT-R BS.774 y en los Informes UIT-R BO.1203-2 y UIT-R BS955-3.

El sistema es robusto y ofrece un gran aprovechamiento del espectro y la potencia para la radiodifusión de datos y sonido. Se utilizan técnicas digitales avanzadas para eliminar la redundancia y la información visual irrelevantes de la señal fuente; después se aplica una redundancia estrechamente controlada a la señal transmitida, para la corrección de errores. A continuación se dispersa ésta en los dominios de la frecuencia y el tiempo para obtener una señal recuperable de elevada calidad en el receptor fijo y móvil, incluso en condiciones de propagación multitrayecto muy difíciles. El aprovechamiento del espectro se realiza mediante la intercalación de varias señales radiofónicas y una característica especial de reutilización de frecuencias permite una ampliación casi sin límites de las redes de radiodifusión mediante la utilización de transmisores adicionales que funcionan en la misma frecuencia de emisión.

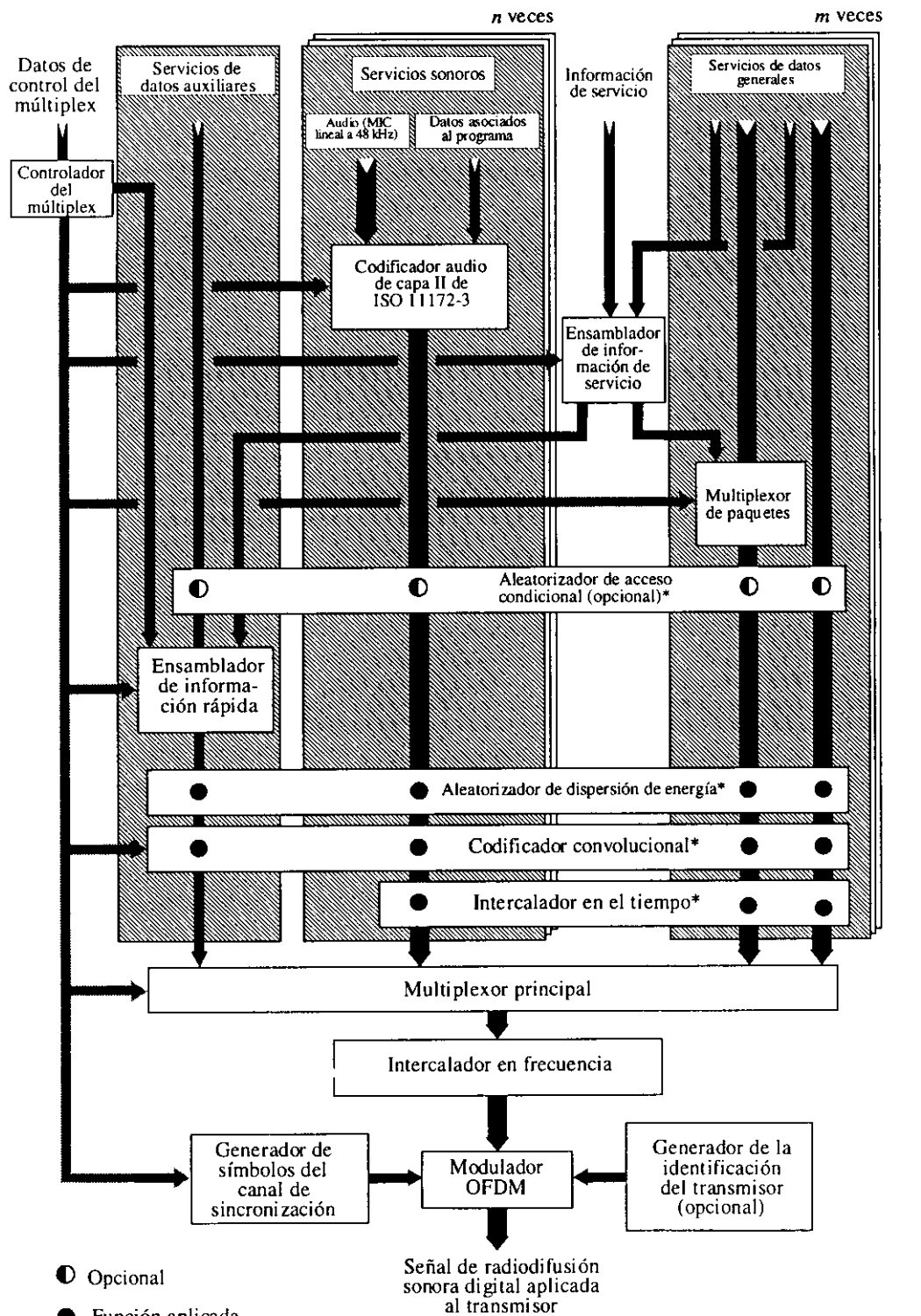
La fig. 29 muestra un diagrama de bloques conceptual de la parte de emisión del Sistema.

El Sistema digital A ha sido desarrollado por el Consorcio Eureka 147 (DAB) y es conocido por Sistema Eureka DAB. Ha recibido pleno apoyo de la Unión Europea de Radiodifusión con miras a introducir los servicios de radiodifusión sonora digital en Europa en 1995. Desde 1988 ha sido objeto de demostraciones y amplias pruebas en Europa, Canadá, los Estados Unidos de América y otros países del mundo. En este anexo el Sistema digital A se denomina simplemente "el Sistema". La especificación completa del sistema se publicará como una Norma Europea de Telecomunicaciones.



FIGURA 29

Diagrama conceptual de la parte transmisora del sistema



\* Estos procesadores funcionarán independientemente en cada canal de servicio.

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

## 2 Utilización de un modelo por capas

El Sistema es capaz de cumplir con el modelo básico de referencia de interconexión de sistemas abiertos (ISA) de la ISO que se describe en la ISO 7498 (1984). La utilización de este modelo se aconseja en la Recomendación UIT-R BT.807 y el Informe UIT-R BT.1207, figurando en la primera una interpretación adecuada para su utilización con los sistemas de radiodifusión por capas. Según estas orientaciones, el Sistema se describirá en relación con las capas del modelo y el cuadro 29 que ilustra la interpretación aplicada en este caso.

CUADRO 29  
**Interpretación del modelo por capas ISA**

Nombre de la capa	Descripción	Características específicas al Sistema
Capa de aplicación	Utilización práctica del Sistema	Facilidades del sistema; modos de transmisión; calidad audio
Capa de presentación	Conversión para presentación	Codificación y decodificación audio; presentación de audio; información de servicio
Capa de sesión	Selección de datos	Selección de programa; acceso condicional
Capa de transporte	Agrupación de datos	Servicios de programa; multiplex de servicio principal; datos auxiliares; asociación de datos
Capa de red	Canal lógico	Tramas audio ISO; datos asociados al programa
Capa de enlace de datos	Formato de la señal transmitida	Sincronización; tramas de transmisión
Capa física	Transmisión (radioeléctrica) física	Codificación convolucional; modulación MDP-4D MDFOC; dispersión de energía; transmisión radioeléctrica

Se ofrecen descripciones de muchas de las técnicas que intervienen en relación 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.

El objetivo fundamental del Sistema es el suministro de programas radiofónicos al oyente; así pues, el orden de los puntos de la descripción que sigue se inicia en la capa de aplicación (utilización de la información de radiodifusión) continuando hacia abajo hasta la capa física (los medios para la transmisión radioeléctrica).

## 3 Capa de aplicación

Esta capa se refiere a la utilización del sistema en el nivel de aplicación. Considera las facilidades y la calidad audio que da el Sistema y que las entidades de radiodifusión pueden ofrecer a sus oyentes, así como los distintos modos de transmisión.

### **3.1 Facilidades ofrecidas por el Sistema**

El Sistema da una señal que lleva un múltiplex de datos digitales y varios programas al mismo tiempo. El múltiplex contiene datos radiofónicos y datos auxiliares que incluyen datos asociados al programa (PAD), información de configuración del múltiplex (MCI) e información de servicio (SI). El múltiplex puede también cursar servicios de datos generales que pueden no estar relacionados con la transmisión de programas radiofónicos.

En particular, se ponen a disposición del usuario del Sistema las facilidades siguientes:

- a) la señal audio (es decir, el programa) ofrecida por el servicio de programa seleccionado,
- b) la aplicación opcional de funciones de receptor, por ejemplo, el control de gama dinámica que puede utilizar datos auxiliares cursados con el programa,
- c) un texto visualizado de información seleccionada que va en la SI. Puede tratarse de información respecto al programa seleccionado o sobre otros disponibles en selección opcional,
- d) opciones que pueden estar disponibles para seleccionar otros programas, otras funciones de receptor y otra SI,
- e) uno o más servicios de datos generales, por ejemplo, un canal de mensajes de tráfico (TMC).

El Sistema incluye facilidades para acceso condicional y el receptor puede estar equipado con salidas digitales para señales de audio y de datos.

### **3.2 Calidad audio**

Dentro de la capacidad del múltiplex está la de elegir el número de servicios de programa y, para cada uno de ellos, el formato de presentación (por ejemplo, estereofónico, monoaural, sonido periférico, etc.), la calidad audio y el grado de protección contra errores (y con ello su fiabilidad) para atender a las necesidades de las entidades de radiodifusión.

Para la calidad de audio se dispone de la gama siguiente de opciones:

- a) calidad muy alta, con margen para el procesamiento de audio,
- b) calidad subjetivamente transparente, suficiente para la calidad máxima de radiodifusión,
- c) calidad alta, equivalente a una buena calidad de servicio MF,
- d) calidad media, equivalente a una buena calidad de servicio MA,
- e) calidad de conversación únicamente.

El Sistema ofrece plena calidad de recepción dentro de los límites de cobertura del transmisor; más allá de dichos límites, la recepción se degrada en una forma subjetivamente ligera.

### **3.3 Modos de transmisión**

El Sistema tiene tres modos alternativos de transmisión que permiten utilizar una amplia gama de frecuencias de transmisión de hasta 3 GHz. Estos modos de transmisión están concebidos para compensar la dispersión Doppler y la dispersión por retardo, para la recepción móvil en presencia de ecos debidos a propagación por trayectos múltiples.

El cuadro indicado a continuación da el retardo de eco acumulativo y la gama nominal de frecuencias para la recepción móvil. La degradación debida al ruido a la frecuencia máxima y en la condición más crítica de propagación multitrayecto, que se produce poco frecuentemente en la práctica, es igual a 1 dB a 100 km/h.

Parámetro	Modo I	Modo II	Modo III
Duración del intervalo de guarda	246 $\mu$ s	62 $\mu$ s	31 $\mu$ s
Retardo de eco acumulativo hasta	300 $\mu$ s	75 $\mu$ s	37,5 $\mu$ s
Gama de frecuencias nominal (para recepción móvil) hasta:	375 MHz	1,5 GHz	3 GHz

De este cuadro se desprende que la utilización de frecuencias elevadas impone una mayor limitación al retardo de eco máximo. El modo I es el más adecuado para una red terrenal con una sola frecuencia (SFN), porque permite las separaciones máximas entre transmisores. El modo II es el más adecuado para las aplicaciones de radio local que requieren un transmisor terrenal y para la transmisión híbrida satélite/terrenal hasta 1,5 GHz. No obstante, puede utilizarse también el modo II para una SFN de escala mediana-grande (por ejemplo, en 1,5 GHz), insertando si es necesario retardos artificiales en los transmisores y/o utilizando antenas transmisoras directivas. El modo III es el más adecuado para la transmisión por cable, por satélite y complementaria terrenal, a todas las frecuencias hasta 3 GHz.

#### 4 Capa de presentación

Esta capa se refiere a la conversión y presentación de la información de radiodifusión.

##### 4.1 Codificación audio en la fuente

El método de codificación audio en la fuente utilizado por el sistema es el ISO/IEC MPEG-Audio Layer II, que figura en la Norma 11172-3 de la ISO. Este sistema de compresión de codificación sub-banda se conoce también como sistema MUSICAM.

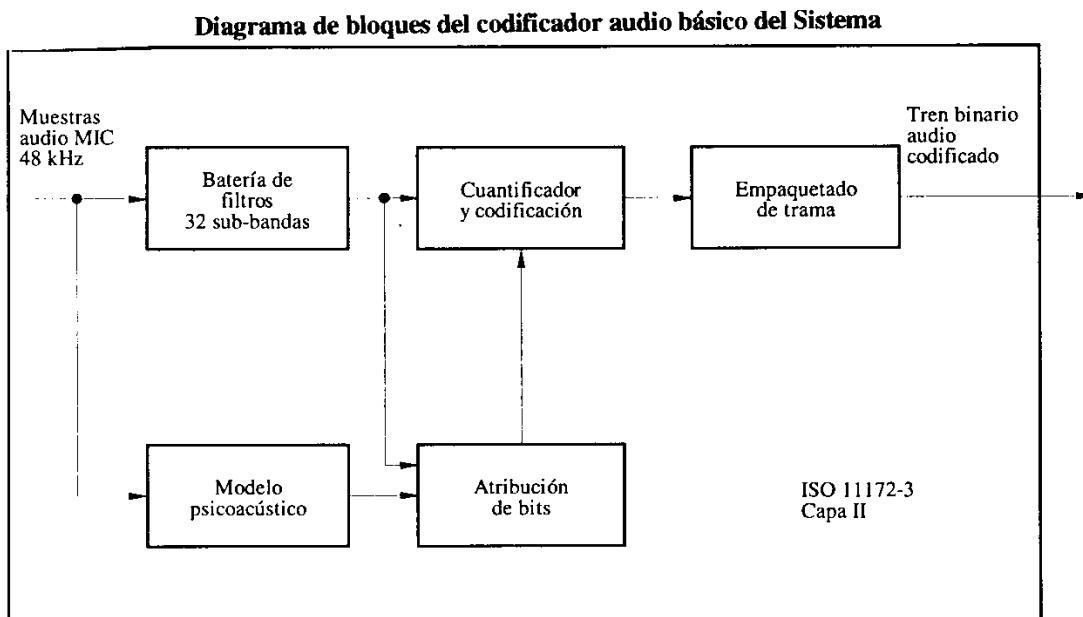
El Sistema acepta una serie de señales audio MIC con una velocidad de muestreo de 48 kHz y datos de programa asociado (PAD). El número de fuentes de audio posibles depende de la velocidad binaria y del perfil de protección contra errores. El codificador audio puede funcionar a 32, 48, 56, 64, 80, 96, 112, 128, 160 ó 192 kbit/s por canal monofónico. En modo de canal estereofónico o doble, el codificador produce una velocidad binaria doble de la del canal monoaural.

Las entidades de radiodifusión pueden explotar las distintas alternativas de velocidad binaria, dependiendo de la calidad intrínseca requerida y/o del número de programas radiofónicos que se vayan a suministrar. Por ejemplo, el empleo de velocidades binarias mayores o iguales a 128 kbit/s para sonido monoaural, o superiores o iguales a 256 kbit/s para programa estereofónico, da no sólo una calidad muy grande, sino también cierto margen de tratamiento, suficiente para un nuevo proceso de codificación/decodificación múltiple, incluyendo el post-procesamiento audio. En la radiodifusión de alta calidad, se prefiere una velocidad binaria de 128 kbit/s para sonido monoaural o 256 kbit/s para estereofónico, dando calidad de audio totalmente transparente. Incluso la velocidad binaria de 192 kbit/s para programa estereofónico satisface generalmente el requisito de la UER en cuanto a sistemas con reducción de velocidad binaria en audio digital (véase, GITM 10-CMTT/1-7 (Rev. 1) (UER) (octubre, 1990) "Requisitos de los sistemas con reducción de velocidad binaria en audio digital para la emisión de radiodifusión y la distribución primaria" .) Una velocidad binaria de 96 kbit/s en sonido monoaural da una buena calidad del sonido y con 48 kbit/s se puede obtener prácticamente la misma calidad que la de las emisiones normales MA. Para algunos programas hablados únicamente, puede ser suficiente una velocidad binaria de 32 kbit/s cuando se requiere el número máximo de servicios en el múltiplex del sistema.

La fig. 30 muestra un diagrama de bloques de las unidades funcionales del codificador audio. Las muestras de audio MIC de entrada se aplican al codificador. Un codificador es capaz de procesar ambos canales de una señal estereofónica, aunque puede, alternativamente, tratar una señal monoaural.

Una batería de filtros polifase divide la señal de audio digital en 32 señales sub-banda y crea una representación filtrada y submuestreada de la señal de audio de entrada. Las muestras filtradas se denominan muestras sub-banda. Un modelo de percepción del oído humano crea un conjunto de datos para controlar el cuantificador y la codificación. Estos datos pueden ser distintos, dependiendo de la realización real del codificador. Una posibilidad es utilizar una estimación del umbral de enmascaramiento para obtener estos datos de control del cuantificador. Las muestras sucesivas de cada señal sub-banda se agrupan en bloques y a continuación se determina, en cada bloque, la amplitud máxima alcanzada por cada señal sub-banda, indicándola por un factor de escala. El cuantificador y la unidad de control crean un conjunto de palabras de codificación a partir de las muestras sub-banda. Estos procesos se efectúan durante el paso de las tramas de audio ISO que se describirá en la capa de red.

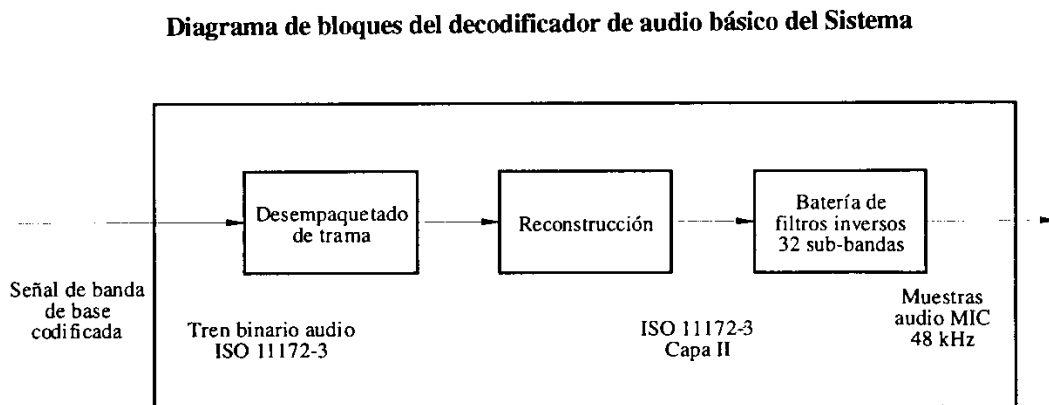
FIGURA 30



#### 4.2 Decodificación audio

La codificación en el receptor se efectúa directa y económicamente utilizando una técnica simple de tratamiento de señal, que requiere únicamente efectuar operaciones de multiplexado, expansión y filtrado inverso. La fig. 31 muestra un diagrama de bloques de las unidades funcionales del decodificador.

FIGURA 31



## **4.2 Decodificación audio**

La codificación en el receptor se efectúa directa y económicamente utilizando una técnica simple de tratamiento de señal, que requiere únicamente efectuar operaciones de multiplexado, expansión y filtrado inverso. La fig. 31 muestra un diagrama de bloques de las unidades funcionales del decodificador.

La trama audio ISO se aplica al decodificador ISO/MPEG-Audio Layer II que desempaqueta los datos de la trama para recuperar los diversos elementos de información. La unidad de reconstrucción reconstruye las muestras sub-banda cuantificadas y en una batería de filtros inversos transforma las muestras sub-banda, produciendo señales audio MIC digitales uniformes a una velocidad de muestreo de 48 kHz.

## **4.3 Presentación audio**

Las señales audio pueden presentarse monofónica o estereofónicamente, o pueden agruparse los canales audio para obtener sonido periférico. Los programas pueden enlazarse para dar un mismo programa simultáneamente en una serie de idiomas distintos. Para satisfacer a los oyentes en entornos de alta fidelidad y de ruido, la entidad de radiodifusión puede transmitir opcionalmente una señal de control de gama dinámica (DRC) que puede utilizarse en un receptor situado en un entorno ruidoso para comprimir la gama dinámica de la señal audio reproducida. (Véase que esta técnica también puede ser útil para los oyentes con audición deficiente.)

## **4.4 Presentación de la información de servicio**

Con cada programa transmitido por el sistema puede disponerse de los elementos de información de servicio (SI) siguientes para visualizarlos en un receptor:

- etiqueta básica del programa (es decir el nombre del programa);
- hora y fecha;
- referencia al mismo programa o a uno similar (por ejemplo en otro idioma) que se transmite en otro conjunto o se difunde simultáneamente por un servicio MA o MF;
- etiqueta de servicio ampliado para los servicios relacionados con el programa;
- información de programa (por ejemplo los nombres de los realizadores);
- idioma;
- tipo de programa (por ejemplo, noticias, deportes, música, etc.);
- identificador del transmisor;
- canal del mensaje de tráfico (TMC, que puede utilizar un sintetizador vocal en el receptor).

También pueden incluirse datos de la red del transmisor para uso interno de las entidades de radiodifusión.

## **5 Capa de sesión**

Esta capa se refiere a la selección de información de radiodifusión y al acceso a ella.

### **5.1 Selección de programa**

Para que un receptor pueda acceder a cualquiera de los servicios individuales o a todos ellos con un retardo mínimo, el canal de información rápida (FIC) cursa información acerca del contenido actual y futuro del múltiplex. Esta información es la MCI que puede leerse en máquina. Los datos del

FIC no están entrelazados en el tiempo, de forma que la MCI no sufre el retardo inherente al proceso de entrelazado en tiempo que se aplica a los servicios de audio y de datos generales. No obstante, estos datos se repiten frecuentemente para asegurar su fiabilidad. Cuando la configuración del múltiplex está a punto de cambiar se envía la nueva información, junto con la temporización del cambio, con antelación en la MCI.

El usuario de un receptor puede seleccionar programas sobre la base de la información textual que va en la SI, utilizando el nombre de servicio del programa, la identidad del tipo de programa o el idioma. La selección se realiza en el receptor utilizando los elementos correspondientes de la MCI.

Si se dispone de fuentes alternativas de un servicio de programa elegido y no puede sostenerse un servicio digital original, pueden utilizarse los datos de enlace cursados en la SI (es decir, la "referencia") para identificar una alternativa (por ejemplo, en un servicio MF) y conmutar a ella. No obstante, en dicho caso, el receptor volverá a pasar al servicio original tan pronto como sea posible la recepción.

## **5.2 Acceso condicional**

Se prevé la sincronización y el control de acceso condicional.

El acceso condicional puede aplicarse independientemente a los componentes de un servicio (cursado por el MSC o por el FIC), a los servicios o al múltiplex entero.

## **6 Capa de transporte**

Esta capa se refiere a la identificación de grupos de datos como servicios de programa, la multiplexación de datos para dichos servicios y la asociación de elementos de los datos multiplexados.

### **6.1 Servicios de programas**

Un servicio de programa comprende generalmente un componente de servicio de audio y de modo opcional componentes de servicio de audio y/o datos complementarios que difunde un suministrador del servicio (es decir, una entidad de radiodifusión). Toda la capacidad del múltiplex puede estar dedicada a un suministrador de programas (por ejemplo, difundiendo cinco o seis programas radiofónicos de gran calidad), o puede estar dividida entre varios suministradores de programas (por ejemplo, difundiendo colectivamente unos veinte programas de calidad mediana).

### **6.2 Múltiplex de servicio principal**

En relación con la fig. 29, los datos que representan cada uno de los programas que se difunden (datos de audio digital con algunos datos auxiliares y, tal vez, datos generales) se someten a una codificación convolucional (véase el § 9.2) y a un entrelazado temporal para protección contra errores. El entrelazado temporal mejora la seguridad de la transmisión de datos en un entorno cambiante (por ejemplo, la recepción en un receptor de vehículo en movimiento) e impone un retardo de transmisión predecible. Los datos entrelazados y codificados se aplican al múltiplex de servicio principal en el que, cada 24 ms, se reúnen los datos secuencialmente en la trama del múltiplex. La salida binaria combinada del multiplexor se denomina canal de servicio principal (MSC) y tiene una capacidad bruta de 2,3 Mbit/s. Dependiendo de la velocidad de código elegida (que puede ser distinta de un componente de servicio a otro), se obtiene una velocidad binaria neta que va desde unos 0,8 a 1,7 Mbit/s, con una anchura de banda de 1,5 MHz. El multiplexor de servicio principal es el punto en que se reúnen los datos sincronizados procedentes de todos los servicios de programas que utilizan el múltiplex.

Los datos generales pueden enviarse en el MSC como una cadena no estructurada u organizarse como un múltiplex de paquetes en el que se combinan diversas fuentes. La velocidad de datos puede ser cualquier múltiplo de 8 kbit/s, sincronizada con el múltiplex del Sistema, siempre que haya suficiente capacidad del múltiplex, teniendo en cuenta la demanda de servicios audio.

El canal de información rápida (FIC) es exterior al MSC y no lleva entrelazado temporal.

### **6.3 Datos auxiliares**

Hay tres áreas en que pueden cursarse los datos auxiliares en el múltiplex del sistema:

- a) el FIC que tiene una capacidad limitada, dependiendo del volumen de la MCI fundamental incluida,
- b) se prevé especialmente un volumen moderado de PAD a ser transportado en cada canal de audio,
- c) todos los datos auxiliares restantes se tratan como servicio separado en el MSC. La presencia de esta información se señala en la MCI.

### **6.4 Asociación de datos**

La MCI que va en el FIC, ofrece una descripción precisa del contenido actual y futuro del MSC. También pueden ir en el FIC elementos esenciales de SI que se refieren al contenido del MSC (es decir, para selección de programas). Pueden cursarse separadamente como un servicio de datos general textos más amplios, como puede ser una lista de todos los programas del día. Así pues, la MCI y la SI contienen contribuciones de todos los programas que se están difundiendo.

El PAD que va en cada canal de audio se compone principalmente de información que está íntimamente relacionada con el programa radiofónico y que por tanto, no puede enviarse en un canal de datos distinto que pueda estar sometido a un retardo de transmisión diferente.

## **7 Capa de red**

Esta capa se refiere a la identificación de grupos de datos como programas.

### **7.1 Tramas audio ISO**

Los procesos de codificación audio en la fuente se efectúan en tramas audio ISO de 24 ms de duración. La atribución binaria, que varía de una trama a otra, y los factores de escala se codifican y multiplexan con las muestras sub-banda en cada trama audio ISO. La unidad de empaquetamiento de trama (véase la fig. 30) ensambla el tren binario real de los datos de salida del cuantificador y la unidad de codificación, y añade otras informaciones, tales como la información de encabezamiento, palabras CRC para detección de errores y PAD que se desplazan junto con la señal de audio codificada. Cada canal de audio contiene un canal PAD con capacidad variable (generalmente 2 kbit/s como mínimo) que puede utilizarse para llevar información íntimamente relacionada con el programa radiofónico. Ejemplos típicos son las letras de canciones, la indicación palabras/música y la información de control de gama dinámica (DRC).

La trama audio resultante transporta datos que representan 24 ms de duración de señal de audio estereofónica (o monofónica) más los PAD, para un solo programa, y se ajusta al formato ISO 11172-3 Layer II, de forma que se la puede denominar una trama ISO. Con esto se puede usar en el receptor un decodificador ISO/MPEG-Audio Layer II.

## **8 Capa de enlace de datos**

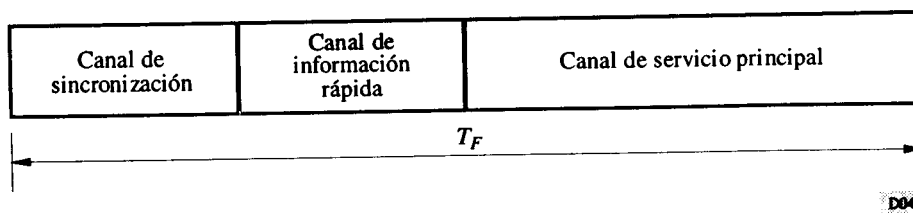


Esta capa ofrece los medios para la sincronización del receptor.

### 8.1 Trama de transmisión

Para facilitar la sincronización en el receptor, la señal transmitida se forma con una estructura de trama regular (véase la fig. 32) que tiene una secuencia fija de símbolos. Cada trama de transmisión empieza con un símbolo nulo para la sincronización gruesa (cuando no se transmite ninguna señal RF), seguido de un símbolo de referencia fija para lograr una sincronización fina, el CAG, el CAF y las funciones de referencia de fase en el receptor. Estos símbolos constituyen el canal de sincronización. Los símbolos siguientes se reservan para el FIC, y los símbolos restantes constituyen el MSC. La duración total de la trama,  $T_F$ , es de 96 ms o 24 ms, dependiendo del modo de transmisión que se indica en el cuadro 30.

FIGURA 32  
Estructura de la trama múltiplex



CUADRO 30

Parámetros de transmisión del Sistema

	Modo I	Modo II	Modo III
$T_F$	96 ms	24 ms	24 ms
$T_{NULL}$	1,297 ms	324 $\mu$ s	168 $\mu$ s
$T_S$	1,246 ms	312 $\mu$ s	156 $\mu$ s
$t_s$	1 ms	250 $\mu$ s	125 $\mu$ s
$\Delta$	246 $\mu$ s	62 $\mu$ s	31 $\mu$ s
$N$	1 536	384	192

Se utiliza la notación siguiente:

- $T_F$ : duración total de la trama
- $T_{NULL}$ : duración de símbolo nulo
- $T_S$ : duración total del símbolo
- $t_s$ : duración útil del símbolo
- $\Delta$ : duración del intervalo de guarda
- $T_S = t_s + \Delta$

Se adjudica a cada servicio audio en el MSC un intervalo de tiempo fijo de la trama.

## 9 Capa física

Esta capa se refiere a los medios para la transmisión radioeléctrica (es decir, el tipo de modulación y la protección contra errores asociada).

## **9.1 Dispersión de energía**

Para asegurar la dispersión adecuada de energía en la señal transmitida se aleatoriza cada una de las fuentes que alimentan al múltiplex.

## **9.2 Codificación convolucional**

Se aplica la codificación convolucional a cada una de las fuentes de datos que alimentan el múltiplex para facilitar la corrección de errores en el receptor. El proceso de codificación supone añadir redundancias deliberadas a las ráfagas de datos de la fuente (utilizando una longitud restringida de 7). Con esto se obtienen ráfagas de datos "brutos".

En el caso de una señal de audio, se da una mayor protección a algunos bits codificados en la fuente que a otros, siguiendo un esquema preseleccionado que se denomina perfil de protección contra errores desigual (UEP). La relación media de codificación, definida como la relación entre el número de bits codificados en fuente y el número de bits codificados tras la codificación convolucional, puede adoptar un valor que va desde 1/3 (nivel máximo de protección) a 3/4 (nivel mínimo de protección). Pueden aplicarse distintas relaciones medias de codificación a las distintas fuentes de audio, dentro de los límites del nivel de protección requerido y de la velocidad binaria de los datos codificados en la fuente. Por ejemplo, el nivel de protección de los servicios audio que van por las redes de cable puede ser inferior al de los servicios transmitidos por canales de radiofrecuencia.

Los servicios de datos generales llevan codificación convolucional utilizando una relación seleccionada entre varias relaciones uniformes. Los datos del FIC se codifican a relación constante de 1/3.

## **9.3 Entrelazado en tiempo**

Se aplica un entrelazado en tiempo con una profundidad de entrelazado de 16 tramas a los datos codificados convolucionalmente para proporcionar una mayor ayuda al receptor móvil.

## **9.4 Entrelazado en frecuencia**

En presencia de propagación por trayectos múltiples, algunas de las portadoras son reforzadas mediante las señales constructivas, mientras que otras sufren interferencia destructiva (desvanecimientos selectivos en frecuencia). Por lo tanto, el Sistema proporciona entrelazado en frecuencia mediante una reordenación del tren binario digital entre las portadoras, de manera que las muestras sucesivas no se vean afectadas por un desvanecimiento selectivo. Cuando el receptor es estacionario, la diversidad en el dominio de la frecuencia es el medio esencial para asegurar una recepción correcta.

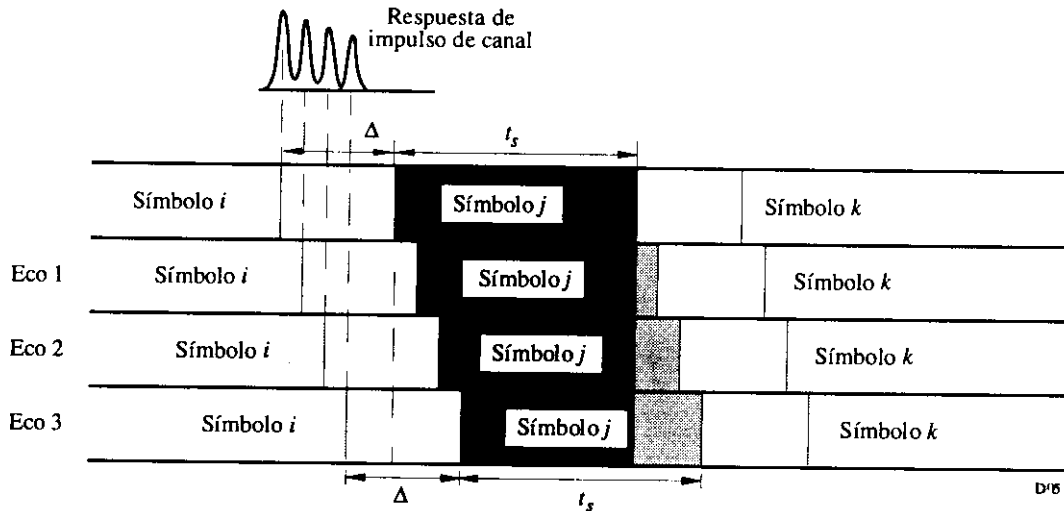
## **9.5 Modulación MDFOC MDP-4 diferencial**

El Sistema utiliza un esquema de modulación denominado múltiplex por división de frecuencia ortogonal con codificación (MDFOC). Este esquema cumple los requisitos estrictos de la radiodifusión digital de alta velocidad binaria dirigida a receptores móviles, portátiles y fijos, especialmente en entornos de propagación por trayectos múltiples.

El principio consiste en dividir la información que se transmite en un gran número de trenes binarios con velocidades binarias bajas individuales, que se utilizan para modular subportadoras individuales. La duración del símbolo correspondiente resulta más grande que la dispersión por retardo del canal de transmisión. En el receptor, todo eco inferior al intervalo de guarda no dará lugar a

interferencia entre símbolos, sino que contribuirá positivamente a la potencia recibida (véase la fig. 33). El gran número  $N$  de subportadoras se denomina, colectivamente, un conjunto.

FIGURA 33  
Contribución constructiva de los ecos



Cuando hay propagación por trayectos múltiples, algunas de las portadoras mejoran mediante las señales constructivas, mientras que otras sufren interferencia destructiva (desvanecimientos selectivos en frecuencia). Por tanto, el Sistema incluye una redistribución de los elementos del tren binario digital en el tiempo y en la frecuencia, de forma que las muestras sucesivas se vean afectadas por desvanecimientos independientes. Cuando el receptor es estacionario, la diversidad en el dominio de la frecuencia es el único medio para asegurar la recepción correcta. La diversidad en el tiempo que ofrece el entrelazado temporal no ayuda en un receptor estático. Para el Sistema, la propagación por trayectos múltiples es un tipo de diversidad espacial y se considera una ventaja significativa, en contraste con los sistemas convencionales MF o digitales de banda estrecha en los que la propagación por trayectos múltiples puede destruir completamente un servicio.

En todo sistema que pueda beneficiarse de la propagación por trayectos múltiples, cuanto mayor sea la anchura de banda del canal de transmisión, más seguro será el sistema. En el Sistema, se eligió una anchura de banda del conjunto de 1,5 MHz para asegurar las ventajas de la técnica de banda ancha, al tiempo que se daba flexibilidad a la planificación. El cuadro 30 indica también el número de portadoras MDFOC en esta anchura de banda para cada modo de transmisión.

Una ventaja adicional al utilizar el esquema MDFOC es que puede obtenerse una mayor eficacia en la utilización del espectro y la potencia con redes de una sola frecuencia para una gran zona de cobertura y también para redes densas de ciudades. Puede explotarse cualquier número de transmisores que den los mismos programas con la misma frecuencia, lo que también se traduce en una reducción global de las potencias de operación necesarias. Una consecuencia adicional es que se reducen significativamente las distancias entre las distintas zonas de servicio.

Como los ecos contribuyen positivamente a la señal recibida, todos los tipos de receptores (es decir, portátiles, de domicilios y de vehículos) pueden utilizar antenas simples no directivas.

## 9.6 Espectro de la señal de RF

La fig. 34 muestra el espectro del conjunto del Sistema.

## 10 Características de funcionamiento del Sistema digital A

Se han realizado pruebas de evaluación en RF del Sistema digital A utilizando el Modo I a 226 MHz y el Modo II a 1500 MHz para variadas condiciones que representan la recepción móvil y la recepción fija. Se efectuaron mediciones de la BER en función de la  $C/N$  en un canal de datos aplicando las condiciones siguientes:

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

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

donde  $D$  es la velocidad de datos en la fuente y  $R$  la relación de código media del canal.

### 10.1 BER en función de $C/N$ (en 1,5 MHz) en canal gaussiano a 226 MHz

Se añadió ruido blanco gaussiano aditivo para fijar la  $C/N$  a la entrada del receptor. En la fig. 35 se presentan los resultados. A título de ejemplo, para  $R = 0,5$  los resultados medidos pueden compararse con los obtenidos de una simulación en soporte lógico para demostrar el comportamiento intrínseco del sistema. Se observa así que el margen de realización es menor de 0,5 dB para una proporción de bits erróneos (BER) de  $10^{-4}$ .

### 10.2 BER en función de $C/N$ (en 1,5 MHz) en canal de Rayleigh a 226 MHz

Las mediciones de BER para distintas  $C/N$  se realizaron en un canal de datos ( $D = 64 \text{ kbit/s}$ ,  $R = 0,5$ ), utilizando un simulador de desvanecimiento en el canal.

Los resultados se presentan en la fig. 36. Tomando el ejemplo de un canal de Rayleigh con perfil rural y un receptor que se desplaza a 130 km/h, la curva de los resultados medidos b) puede compararse con la obtenida por simulación en soporte lógico a), observándose una diferencia menor de 3 dB a una BER de  $10^{-4}$ . La curva c) ilustra el comportamiento urbano clásico a velocidad relativamente baja pero en canal de gran dispersión respecto a la frecuencia. La curva d) representa el comportamiento en una típica red de una sola frecuencia (SFN) en malas condiciones, con señales que se reciben con retardos de hasta 600 ms (que corresponden a un exceso de longitud de trayecto de 180 km).

### 10.3 BER en función de $C/N$ (en 1,5 MHz) en canal de Rayleigh a 1500 MHz

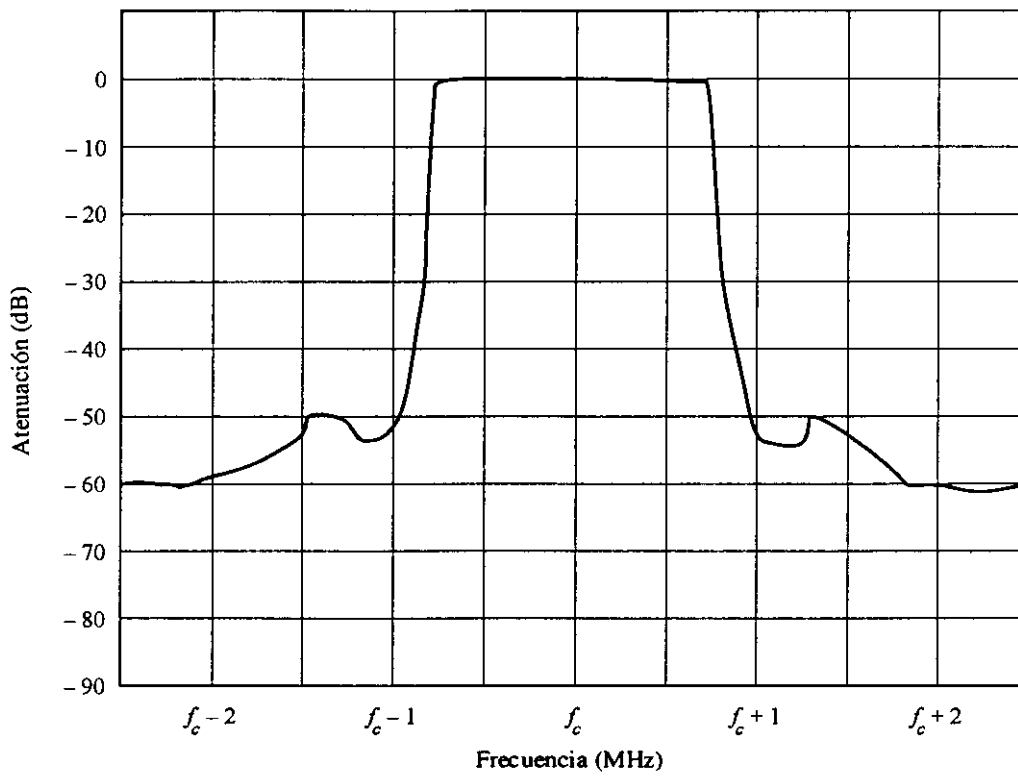
Las mediciones BER para distintas  $C/N$  se realizaron en un canal de datos, utilizando un simulador de desvanecimientos en el canal. Los resultados se exponen en la fig. 37.

### 10.4 Disponibilidad del servicio de audio

Las evaluaciones provisionales de la calidad de sonido indican que ésta no sufre degradación perceptible si la BER es menor de  $10^{-4}$ .

FIGURA 34

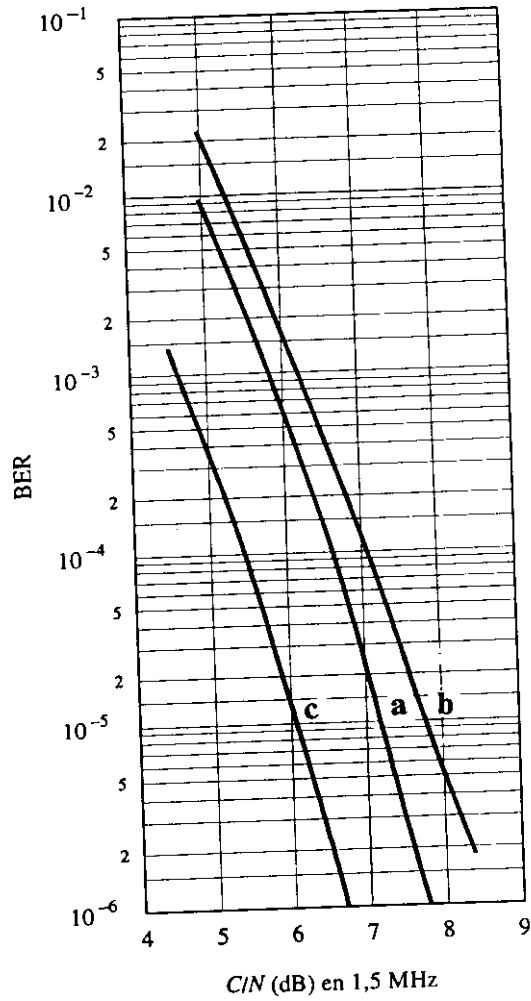
Ejemplo de espectro de la señal RF



$f_c$  : Frecuencia central del canal

FIGURA 35

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

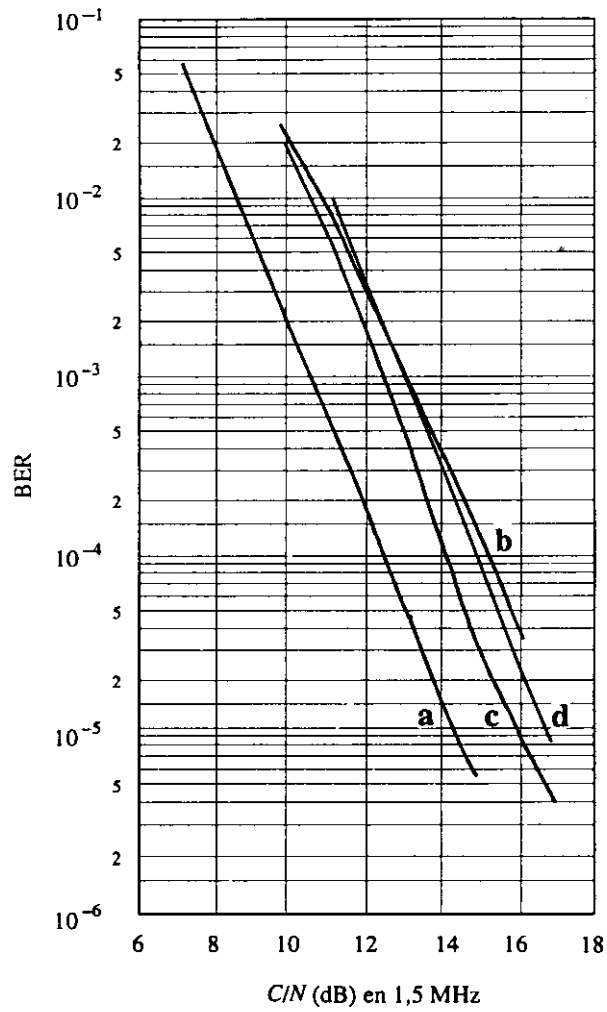


Curvas **a**:  $R = 0,5$  (simulación por soporte lógico)  
**b**:  $R = 0,5$   
**c**:  $R = 0,375$

D07

FIGURA 36

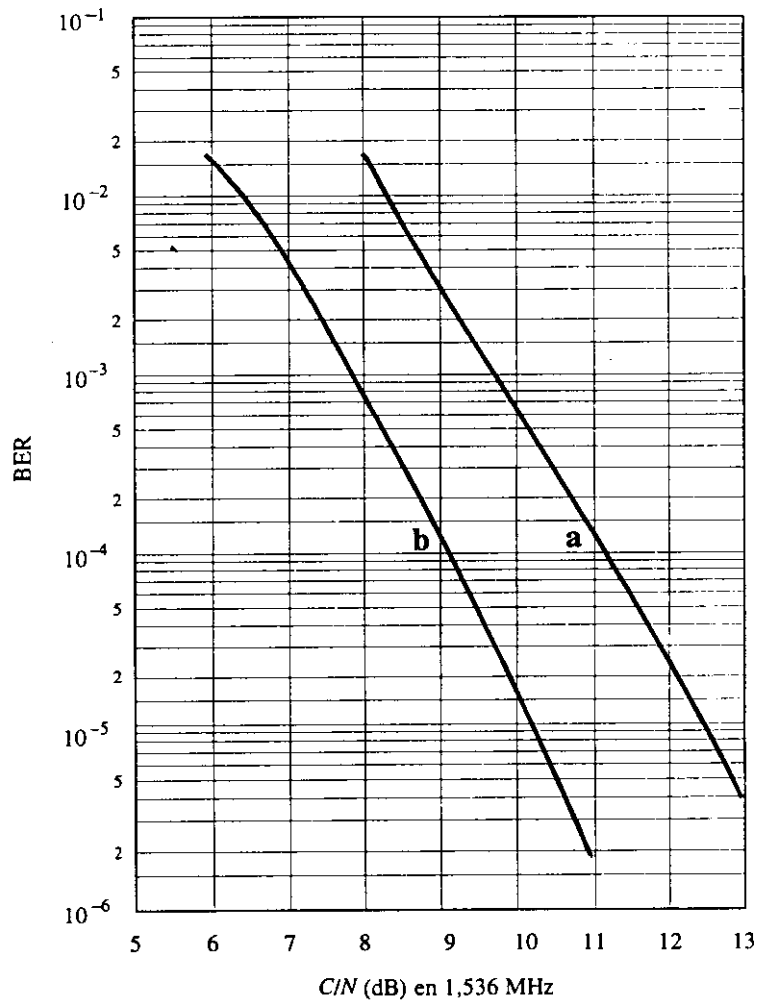
Proporción de bits erróneos en 1,5 MHz  
y en un canal Rayleigh, 226 MHz, Modo I



- 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

FIGURA 37

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



## APÉNDICE 1 AL ANEXO 3

### SIMULACIONES POR COMPUTADOR DEL COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA (SISTEMA DIGITAL A)

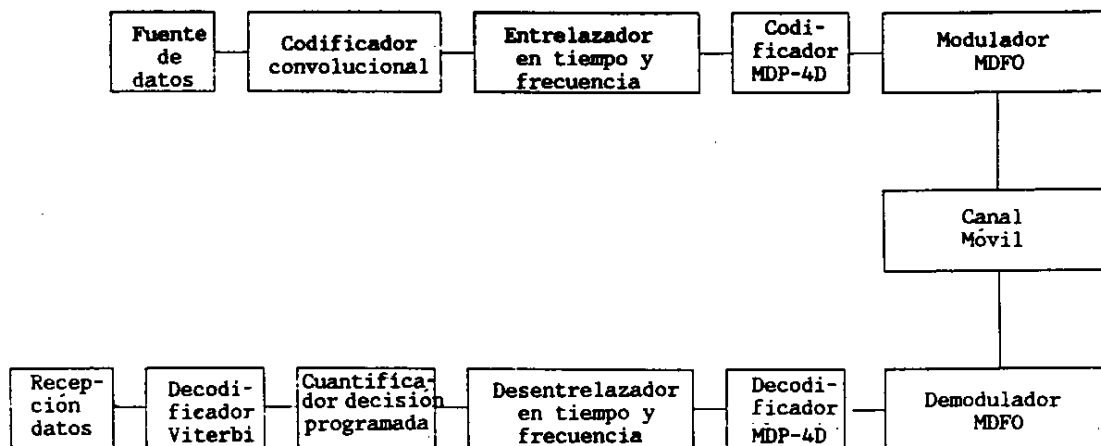
#### 1 Modelo de simulación por computador

##### 1.1 Modelo general

En la fig. 38 se muestra un diagrama de bloques del modelo utilizado para el análisis y simulación del proceso MDFOC. La fuente de datos genera una secuencia binaria pseudoaleatoria, en la cual el bit generado en cualquier momento dado es independiente de todos los bits anteriores y los dos niveles del alfabeto binario son igualmente probables. Los bits de información se protegen luego contra errores por medio de un codificador convolucional. Una vez entrelazados en tiempo y en frecuencia, los bits se agrupan en parejas (dibits) y se codifican en fase diferencialmente (MDP-4D). Finalmente se realiza la modulación MDFO mediante la transformada rápida de Fourier inversa (IFFT). Después de su tratamiento en el canal móvil, la señal MDFO recibida se demodula primeramente con una transformada rápida de Fourier (FFT). Seguidamente la información de cada subportadora se decodifica en fase diferencialmente y se desentrelaza en frecuencia y en tiempo. La salida del desentrelazador se cuantifica antes de pasar al decodificador de Viterbi.

FIGURA 38

Modelo general del sistema de radiodifusión sonora digital



##### 1.2 Modo de canal de satélite móvil

El modelo de canal de satélite para servicio móvil esencialmente es un proceso de desvanecimiento de Rice, el cual comprende un trayecto directo y un trayecto con desvanecimiento de Rayleigh con un índice de desvanecimiento susceptible de fijarse en diferentes valores. El espectro del proceso de Rayleigh presenta la clásica forma en "U" correspondiente a los supuestos de:

- a) distribución uniforme de la potencia multitrayecto con respecto al ángulo de llegada;

b) utilización de una antena receptora omnidireccional.

El trayecto directo puede someterse a un desplazamiento por efecto Doppler de valor constante para simular la recepción en un vehículo en movimiento desde diferentes ángulos de elevación del satélite. La potencia del trayecto directo se supone constante, y se puede ajustar en cualquier valor el parámetro  $K$  del canal, definido por:

$$K = 10 \log (\text{potencia media multitrayecto/potencia trayecto directo}) \quad (22)$$

Además de la característica multitrayecto del canal, se combina ruido blanco gaussiano aditivo con la señal después del proceso de desvanecimiento. Debe señalarse que este modelo de canal de satélite no es selectivo en frecuencia, y es válido para transmisión móvil en banda estrecha. Las mediciones en canales de satélite para servicio móvil de banda ancha realizadas más recientemente han demostrado que la anchura de banda de coherencia, resultado de la dispersión por retardo, es en zonas urbanas densas próxima a 1 MHz en el caso más desfavorable. Estos canales serán por consiguiente selectivos en frecuencia dentro de una anchura de banda de 1,5 MHz y son susceptibles de mejora dentro del proceso MDFOC merced a la diversidad en frecuencia. Los resultados que aquí se presentan, basados en un modelo de canal de satélite con desvanecimiento uniforme, corresponden por tanto a la situación más desfavorable. Cabe esperar resultados más satisfactorios con canales selectivos en frecuencia, en los que la dispersión por multitrayecto quede confinada dentro del intervalo de guarda.

## 2 Limitaciones de las simulaciones

Para las simulaciones aquí presentadas se ha supuesto que tanto la sincronización como el filtrado eran perfectos. No se han considerado los efectos del control automático de ganancia ni el ruido de fase en los osciladores locales del receptor, ni tampoco las faltas de linealidad en el equipo transmisor o receptor.

## 3 Resultados de la simulación y comentarios

Los parámetros de MDFOC investigados fueron la profundidad de entrelazado temporal, el número de niveles de cuantificación con decisión programada, la restricción de longitud del código convolucional (los cuales se facilitan en el Informe UIT-R BS.1203), y las prestaciones del Modo III en los canales de satélite para servicio móvil cuyos resultados se exponen seguidamente. En la presentación de estos resultados, se incluyó en el cálculo de  $E_b/N_0$  la energía contenida en el intervalo de guarda. Las relaciones portadora/ruido ( $C/N$ ) correspondientes se obtienen fácilmente restando 1 dB de los valores de  $E_b/N_0$ .

### 3.1 Comportamiento del Modo III en canales de satélite para servicios móviles

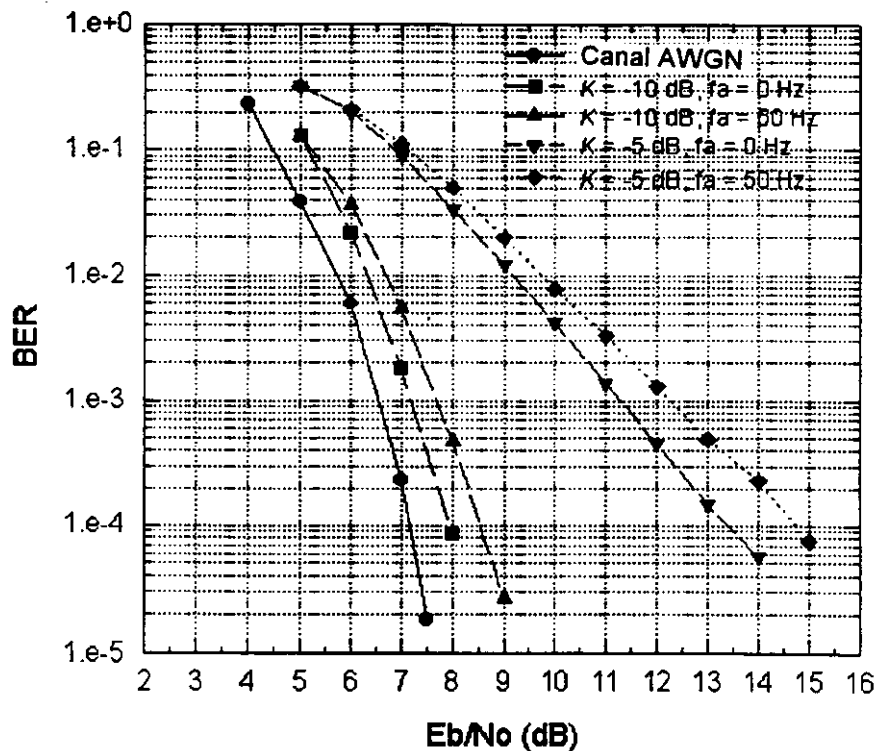
La finalidad de esta quinta serie de simulaciones fue la de evaluar el comportamiento de los parámetros del Modo III en los canales de satélite para servicios móviles. Se realizaron mediciones de  $E_b/N_0$  en canales del tipo de Rice, con valores del factor  $K$  de -10 dB y -5 dB. La velocidad del vehículo se fijó en 72 km/h, de manera que la máxima dispersión por efecto Doppler asociada al desvanecimiento de Rayleigh fuese  $f_{m\acute{a}x} = 100$  Hz. Se aplicaron al trayecto directo los desplazamientos Doppler ( $f_d$ ) de 0 Hz (correspondiente a un ángulo de elevación del satélite de 90°), y de 50 Hz (que corresponde a un vehículo avanzando a 72 km/h hacia un satélite situado en un ángulo de elevación de 60°).

Los resultados se indican en la fig. 39. Como referencia, se toma la curva del canal AWGN. Con un factor  $K$  de -10 dB, el valor de  $E_b/N_0$  necesario para lograr una BER de  $10^{-4}$  resultó ser de 8 dB para una elevación del satélite de 90°, y de 8,5 dB para una elevación de 60°. Estos valores se incrementan hasta aproximadamente 13,3 y 14,5 dB cuando el factor  $K$  aumenta hasta -5 dB.

Se está elaborando soporte lógico adicional para examinar la repercusión de los factores de realización del equipo en el comportamiento del proceso MDFOC.

FIGURA 39

Proporción de bits erróneos (BER) en función de  $E_b/N_0$  en canales de satélite para servicio móvil con distintos factores  $K$  y diferentes desplazamientos Doppler del trayecto directo (Modo III,  $v = 72$  km/h)



## ANEXO 4

### DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DIGITAL B

#### 1 Introducción

El Sistema B de radiodifusión sonora digital es un sistema flexible, con eficaz utilización de la anchura de banda y la potencia, que proporciona radiodifusión digital de sonido y datos digitales auxiliares para recepción en receptores fijos y portátiles de interior o exterior, y en receptores instalados en vehículos. El Sistema B está concebido para transmisión tanto terrenal como por satélite.

##### 1.1 Estado del sistema

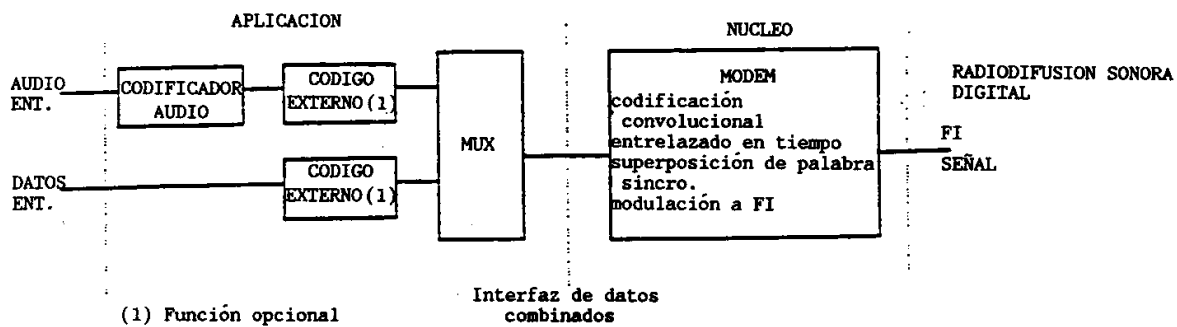
Existe una realización completa del Sistema B, incluyendo los modelos de propagación por satélite y terrenal adecuados, en estado de simulación COMDISCO SPW en una estación de trabajo

Sun. Actualmente se está construyendo un modelo de ingeniería del sistema, cuyas pruebas se prevén a finales de 1993 y principios de 1994 bajo los auspicios de la Asociación de Industrias Electrónicas (EIA), tanto en el laboratorio como a través del satélite de seguimiento y retransmisión de datos (TDRS) de la NASA, en diversas condiciones de recepción. (Véanse en el Doc. 10-11S/140 los procedimientos de medición, en el Doc.10-11S/139 las características de comportamiento de sistema seleccionadas, y en los Docs. 10-11S/141 y 10-11S/153 informaciones complementarias sobre satélites y procedimientos de prueba propuestos en banda S.)

## 1.2 Panorámica del sistema

El Sistema B está estructurado en dos elementos funcionales: una función de núcleo digital de transporte de datos (transmisor/receptor/módem) y una función de aplicación que manipula los datos (multiplexión de audio comprimido y datos). Esta división funcional queda reflejada en el diagrama de bloques del transmisor (fig. 40).

FIGURA 40  
Diagrama de bloques del transmisor



Todo enlace del Sistema B está diseñado para funcionar en una gama de velocidades de transmisión que va de 32 kbit/s a 384 kbit/s. Esto permite al proveedor del servicio acceder de manera independiente a un transpondedor de satélite y suministrar uno o varios canales de audio y datos según sus deseos. Asimismo permite que cada proveedor utilice los recursos de potencia y anchura de banda del transmisor en proporción a su velocidad de transmisión de datos global.

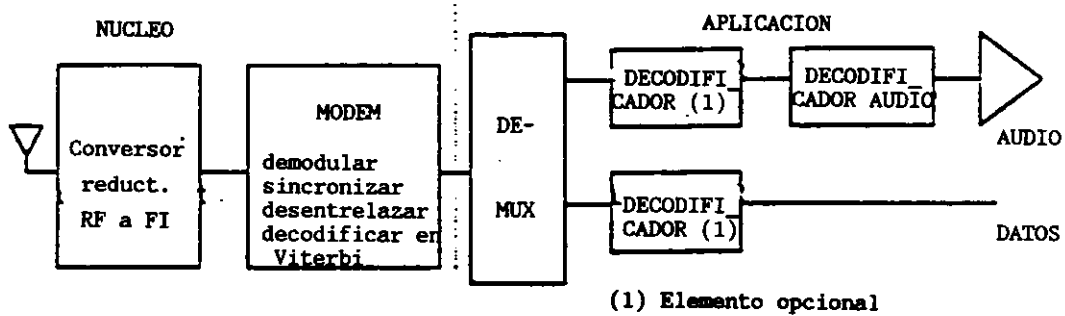
Actualmente no existe especificación de un modelo de compresión de audio determinado para el Sistema B. Es admisible cualquier modelo que no exceda las capacidades del sistema en cuanto a velocidad de datos se refiere. Durante el proceso de pruebas del sistema se ensayarán diversos modelos de compresión de audio y se formularán recomendaciones para cada tipo de servicio basadas en la calidad de audio y velocidad de datos requeridas.

En la fig. 41 se ilustra la división funcional del Sistema B en la parte de recepción. El receptor está diseñado para funcionar en la gama de velocidades de datos que permite el canal de transmisión. Esta estructura permite acceder a los servicios de un proveedor determinado mediante la demultiplexión de un solo tren de datos, y acceder a otros proveedores sintonizando otro canal de distinta frecuencia.

La estructura de señal en el Sistema B permite una realización básica sencilla en un receptor digital, que funcionará satisfactoriamente en la mayoría de entornos de recepción. Con miras a mejorar

la explotación en entornos de recepción más adversos se han desarrollado funciones de tratamiento de señal complementarias que pueden incorporarse al receptor básico sin afectar la estructura de señal.

FIGURA 41  
Diagrama de bloques del receptor



## 2 Estructura de señal

La estructura de señal del sistema núcleo se compone de la codificación convolucional, a la que sigue el entrelazado en tiempo y una modulación MDP-4 con conformación de impulsos para el aprovechamiento eficaz de la anchura de banda. Puede añadirse un código externo como el Reed-Solomon al tren binario de cualquiera de las fuentes de datos.

## 3 Generación de señal

Las etapas del proceso de construcción de la señal se indican en el diagrama de bloques de la fig. 42.

FIGURA 42  
Construcción de la señal (funciones de módem transmisor)



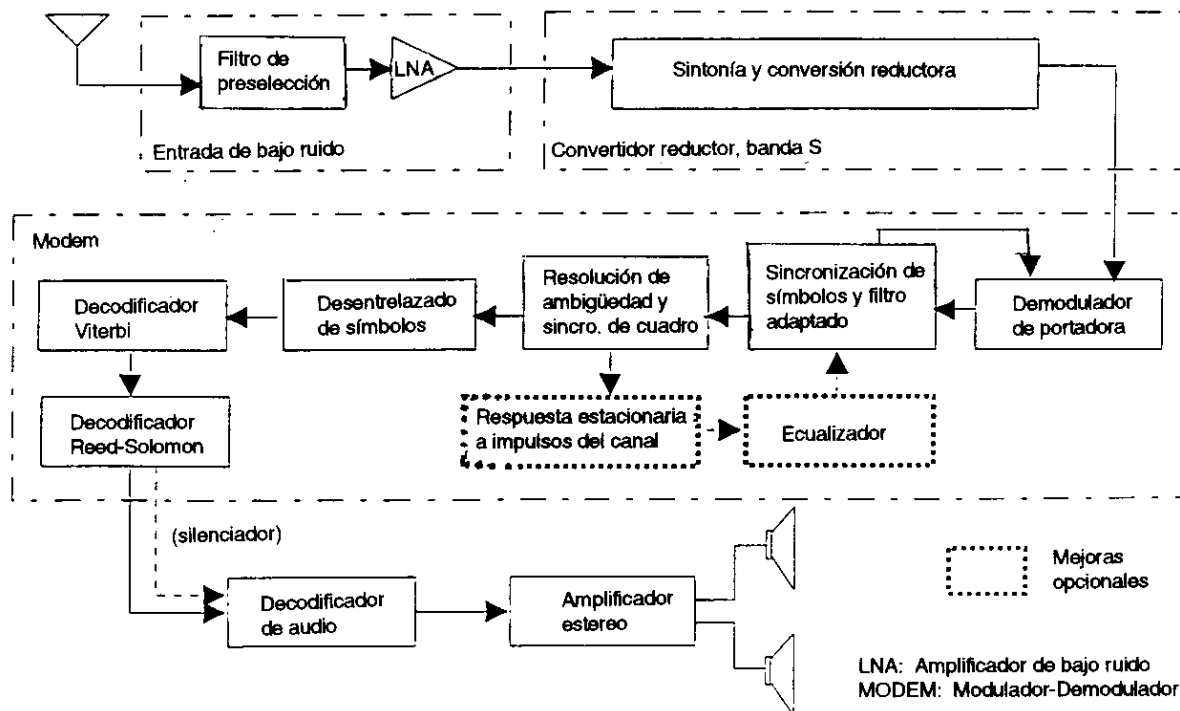
### 3.1 Sincronización

Con el fin de resolver la ambigüedad de la MDP-4 en el receptor y de establecer la sincronización de trama en el entrelazado, se sobrescribe una palabra especial de sincronización ("sync word") sobre una parte del tren de símbolos con anterioridad a la modulación.

## 4 Estructura del receptor

En la fig. 43 se presenta un diagrama de bloques funcional del receptor. A continuación se describen las funciones de cada uno de los bloques implicados.

FIGURA 43  
Diagrama de bloques del receptor



### 4.1 Receptor de núcleo

El receptor de núcleo está compuesto por el convertidor de RF a FI y los bloques de demodulación y detección representados en la fig. 43. El primer bloque desempeña la función de sintonizar el receptor a la frecuencia RF correcta y convertir frecuencia de la señal recibida a una baja frecuencia FI. El segundo bloque será, en la mayoría de los casos, de realización enteramente digital. La baja FI de salida del primer bloque será en el segundo bloque muestreada y procesada para demodular, detectar y decodificar el tren de datos combinado.

#### 4.1.1 Bucles de portadora y de sincronización de símbolos

La demodulación de portadora y la detección de datos se llevan a cabo en bucles de seguimiento de portadoras y de sincronización de símbolos de acoplamiento cruzado por MDP-4. El bucle de portadora será muy a menudo realizado en forma de bucle Costas. Otra opción para la modulación de portadora consiste en utilizar un estimador de fase de bloque, que da resultados un tanto inferiores a los de un demodulador coherente, pero puede ser útil en entornos de rápido desvanecimiento.

El bucle de sincronización de símbolos es un bucle de seguimiento de transiciones que se utiliza para establecer la temporización de símbolos en todas las operaciones subsiguientes.

#### **4.1.2 Desentrelazado de símbolos y resolución de ambigüedad**

Los símbolos detectados, en formato de decisión programada, se introducen en el desentrelazador temporal, donde se restablece su original secuencia en el tiempo. A la entrada del desentrelazador los símbolos son también correlados con respecto a una réplica de la palabra de sincronización ("sync word") que se había sobrepuesto al tren de símbolos. La detección de la "sync word" o de su inversa permite establecer la sincronización de tramas en el desentrelazado así como la resolución de la ambigüedad de la MDP-4.

#### **4.1.3 Decodificación de Viterbi**

La decodificación Viterbi del código convolucional tiene lugar a la relación de 1/2 o de 1/3 que haya escogido el proveedor del servicio. Existen circuitos integrados que funcionan con las dos relaciones, de manera que proporcionar ambas a la vez no encarece notablemente el receptor. La elección de un código de relación 1/3 da lugar a una penalización en anchura de banda que tal vez quiera absorber el proveedor del servicio, especialmente si el servicio está concebido para recepción en vehículos móviles sometidos a fuertes efectos de sombra.

### **4.2 Mejoras del receptor**

Se han desarrollado varios perfeccionamientos del tratamiento de señal que mejoran el funcionamiento del receptor en entornos de recepción desfavorables.

#### **4.2.1 Decodificación con ayuda del estado del canal**

El decodificador Viterbi ofrecerá por término medio unas mejores prestaciones en presencia de desvanecimientos de señal cuando pueda asignarse a su entrada un factor de ponderación cero durante el tiempo en que la señal permanece bajo el umbral. Esto puede conseguirse mediante una estimación de la relación señal/ruido para detectar el momento de aparición del desvanecimiento.

#### **4.2.2 Diversidad de antenas**

Las mediciones de propagación en interiores han demostrado que pueden crearse ondas estacionarias importantes dentro de las edificaciones. Las crestas y valles de estas ondas están separadas por fracciones de la longitud de onda, por lo que resulta práctica una diversidad de antenas con escasa separación. Tal vez sea también aplicable la diversidad de antenas en situaciones exteriores, especialmente para la recepción en móviles. El procedimiento más sencillo consiste en conmutar a la otra antena cuando se detecta una caída de la señal. Dependiendo de las condiciones, podrán probablemente determinarse maneras de actuar más complejas.

#### **4.2.3 Ecuación**

La ecuación es sumamente útil cuando una señal es distorsionada por los ecos que proceden de reflexiones en su trayecto. En la mayoría de aplicaciones de satélites, con ángulos de elevación razonables, las señales reflejadas están a muchos dB por debajo de la señal directa. El problema de los ecos es mucho más grave en la radiodifusión terrenal, pudiendo varios de los ecos aproximarse en potencia a la señal directa. La función del ecualizador es ordenar las señales competidoras, seleccionar la más intensa de ellas y suprimir el influjo de las restantes.

### **4.3 Realización de la función de aplicación**

Esta parte del sistema receptor comprende la demultiplexión de los datos, la decodificación de código externo opcional y las funciones de decodificación de audio. En algunas aplicaciones no se necesita utilizar un código externo, o bien, como en el caso de ciertos sistemas de compresión de audio, se proporciona una protección contra errores complementaria dentro de los circuitos del codificador/decodificador.