

INFORME 473-5*

**CARACTERÍSTICAS DE LOS EQUIPOS RECEPTORES PARA
EL SERVICIO DE RADIODIFUSIÓN POR SATÉLITE****

(Cuestión 2/10 y 11 y Programa de Estudios 2H/10 y 11)

(1970-1974-1978-1982-1986-1990)

1. Introducción

Existe una amplia gama de características que pueden elegirse para los equipos **receptores** — de radiodifusión por satélite, las cuales influyen en el tamaño, la masa y la complejidad del satélite que se necesita para obtener una calidad de servicio determinada, en razón del compromiso que hay que mantener entre la sensibilidad del sistema y la potencia radiada por el satélite. En tales características influyen, por otro lado, las normas de radiodifusión elegidas. En especial, las características de las instalaciones receptoras dependerán de que deban recibir únicamente señales de televisión (acompañadas de una o varias señales de sonido) o sólo señales de sonido, o ambas conjuntamente. En el presente Informe se señalan las principales características sobre la base de los resultados presentados en los trabajos enumerados en las referencias bibliográficas adjuntas. Gran parte de las contribuciones recibidas se refieren a los equipos que funcionan en la banda de frecuencias de 12 GHz.

Se ha hecho patente que las señales de radiodifusión emitidas desde satélites pueden recibirse no sólo mediante equipos de nuevo diseño, sino también, en ciertos casos, con dispositivos de adaptación que permitan utilizar los receptores existentes.

Como la radiodifusión por satélite permite proporcionar al público en general una señal de televisión de alta calidad, comparable a la de los estudios, parece posible fijar un objetivo de calidad más alto para los receptores.

2. Características globales de los equipos receptores [CCIR, 1982-86a, b y c]

Una instalación receptora típica para recepción individual se compone de una antena, una etapa de entrada de bajo nivel de ruido y una unidad interior que comprende las etapas de frecuencia intermedia, un selector de programas, etapas de demodulación o de adaptación, y un monitor o un receptor de televisión.

A título de ejemplo, en el cuadro IV del Informe 215 se presentan importantes objetivos de calidad de funcionamiento de sistemas video compuestos para una cadena de radiodifusión por satélite y equipo receptor.

Parece conveniente especificar las características globales de los equipos receptores mediante el factor de calidad G/T , que es la relación, en $\text{dB}(\text{K}^{-1})$, entre la ganancia de la antena receptora (pérdidas inclusive) y la temperatura total de ruido de la instalación receptora, expresada en Kelvin, referida al punto en que se mide la ganancia de la antena. La ventaja que representa el empleo de dicho parámetro es que en esas condiciones ya no es necesario especificar las características individuales de las distintas partes de la instalación, como son el factor de ruido, la pérdida de acoplamiento, la ganancia de antena, etc. Los fabricantes de receptores pueden entonces elegir estos parámetros de modo que se obtenga, como más económico resulte, la característica global requerida.

Se tiene en cuenta dos tipos diferentes de factor de calidad (G/T):

- El « G/T nominal», considerado como un parámetro que caracteriza la calidad intrínseca del equipo y que se puede obtener directamente midiendo la ganancia en la dirección del eje de la antena, la temperatura de la antena con «cielo despejado» para un ángulo de elevación determinado, la temperatura de ruido total del receptor y la pérdida por acoplamiento. No se incluyen márgenes operacionales. Este factor de calidad, ampliamente utilizado en las estaciones terrenas del servicio fijo por satélite, está definido en el Informe 390. Corresponde al valor más elevado de la relación G/T y permite una comparación cualitativa entre receptores diferentes.

* El § 11 de este Informe (*Sensibilidad a determinados tipos de interferencia*) debe señalarse a la atención de la Comisión de Estudio 8.

** Se observa que el trabajo del Comité Técnico 12 de la CEI, en particular de los Subcomités 12A, D y G, se refiere a las características del receptor para la radiodifusión por satélite.

- El « G/T útil», considerado como el parámetro que caracteriza directamente la calidad en servicio del sistema receptor. Se tienen, pues, en cuenta en él factores operacionales como los efectos de los errores de puntería, el envejecimiento del equipo y el aumento de la temperatura de ruido del cielo durante un porcentaje determinado de tiempo. Este factor puede utilizarse, por tanto, directamente en un presupuesto de enlace. Hay que especificar las condiciones de que se parte para la evaluación.

El anexo I al presente Informe contiene una definición detallada del factor de calidad (G/T) y un ejemplo de cálculo de este factor.

En la actualidad, muchos fabricantes comercializan equipo receptor adecuado para el sistema de radiodifusión por satélite del Japón. La mayoría de los receptores están contruidos como se ha señalado anteriormente. Las antenas, de menos de 1 m de diámetro, son del tipo de alimentación excéntrica. Las unidades externas están conectadas directamente al radiador primario de la antena, sin excepción. La unidad interior es fundamentalmente del tipo adaptador. Algunas unidades van incorporadas en el propio receptor de televisión.

El Anexo II indica las características preferidas de los receptores de radiodifusión por satélite que se fabrican actualmente en Japón y sus características medias de funcionamiento.

El Anexo III contiene ejemplos de características de equipos receptores en Italia, e indica también la calidad de la señal obtenida desde satélites en una anchura de banda de 27 MHz.

Después del lanzamiento del satélite TDF1 en Francia se ha comercializado una variedad de equipos. Las antenas utilizadas son parabólicas con diámetros de 30 a 55 cm., o de tipo plano ligeramente mayores. Los equipos de codificación D2-MAC/paquete para uso interno están colocados en una unidad separada o incorporados en el propio aparato de televisión.

En el anexo IV se indican las características de las antenas receptoras utilizadas para la recepción de TDF-1.

3. Sistemas de antenas [CCIR, 1982-86a]

En la banda de 12 GHz para la recepción individual, la antena usual es un reflector parabólico clásico o con alimentación excéntrica de 0,3 a 1 m de diámetro. Sin embargo, para la recepción comunal pueden utilizarse antenas de mayor diámetro. Las antenas pequeñas de tipo plano son también interesantes y pueden obtenerse para recepción directa. En el Informe 810 se examina la tecnología de las antenas.

Toda antena está sujeta a desviaciones en la puntería provocadas por el envejecimiento del equipo, por la presión del viento y por el error inevitable en la puntería. La relación existente entre el diámetro de la antena y el factor de calidad «útil» se ha estudiado teniendo en cuenta la pérdida de ganancia provocada por el error de puntería de la antena como se indica en la fig. 1. De esta figura puede deducirse que la utilización de antenas de más de 1 metro de diámetro, puede tener grandes inconvenientes si se tienen en cuenta el error total en la puntería debido al envejecimiento, la presión del viento y otros factores que producen una desviación de aproximadamente $\pm 1^\circ$. Cuanto mayor sea el diámetro de la antena, mayor será también la desviación de la puntería debida a la presión del viento. Además, una antena de mayor tamaño exige más espacio para su instalación.

En la actualidad, los sistemas receptores que utilizan antenas de diámetro relativamente pequeño son capaces de cumplir con el factor de calidad y la directividad establecidos en los Planes para 12 GHz. Esta capacidad se ha logrado debido:

- a que el factor de ruido del dispositivo de entrada de bajo nivel de ruido se ha mejorado (por ejemplo, 1,8 dB es un nivel típico, actualmente disponible) muy inferior el nivel anteriormente previsto en la CAMR-RS-77.
- a que la eficacia de la antena ha aumentado del 55 al 70% y
- a que el nivel de los lóbulos laterales se ha reducido notablemente mediante el uso de antenas con un tipo de alimentación excéntrica.

Por ejemplo, en el caso del satélite BS-2 de Japón, con una p.i.r.e. máxima del satélite de unos 58 dBW, se utilizan generalmente antenas de 45 a 60 cm de diámetro en los equipos receptores domésticos.

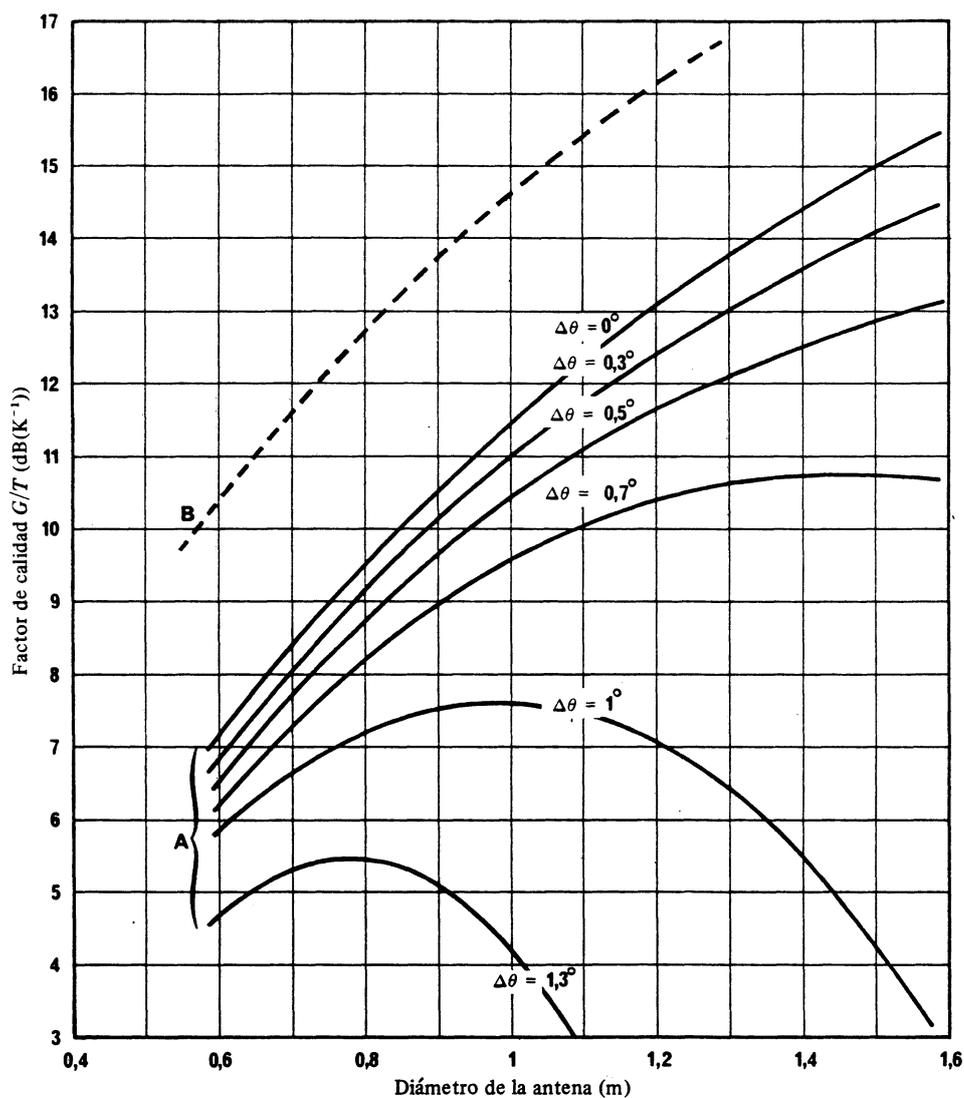


FIGURA 1 – Factor de calidad «útil» (G/T) considerando varias causas de error en la puntería

$$G/T = \frac{\alpha\beta G_r}{\alpha T_a + (1 - \alpha) T_o + (n - 1) T_o} \quad (\text{Estos parámetros se definen en el anexo I})$$

Los valores de los parámetros son:

Curvas A : $\alpha = 0,9$
 β : pérdidas debidas al error global en la puntería $\Delta\theta$ (véase la nota 1)
 $T_a = 150$ K
 $T_o = 290$ K
 $n = 2,51$ (factor de ruido = 4 dB)
 $f = 12$ GHz
 $\eta = 0,6$ (véase la nota 2)

B : $\alpha = 1$
 $\beta = 1$ ($\Delta\theta = 0$)
 $n = 1,78$ (factor de ruido = 2,5 dB)
 $\eta = 0,7$

Nota 1. – El error global de la puntería incluye el error de posicionamiento del satélite ($\pm 0,16^\circ$), el error de ajuste de la antena (aproximadamente del 10 al 20% de la anchura del haz a potencia mitad de la antena) y el error adicional en la puntería debido a las presiones del viento, el envejecimiento, etc.

Nota 2. – El efecto de la eficacia de la antena sobre el factor de calidad G/T para un diámetro de antena determinado, viene dado por $10 \log(\eta/0,55)$ (dB), es decir, aumentando la eficacia de la antena desde 0,55 (tal como aparece en el cuadro IV del anexo I) a 0,70 aumentará el factor G/T en 0,4 dB.

En el caso de un sistema con polarización lineal, también será necesario asegurar la correcta orientación por rotación, por ejemplo con una precisión mejor que 2° , para una protección adecuada contra las señales polarizadas ortogonalmente. Desde el punto de vista de la alineación de la antena, será conveniente utilizar la polarización circular. En este caso, la fabricación del alimentador será quizás algo más compleja que si se utilizara la polarización lineal.

En el Informe 810, figuran diagramas de antenas receptoras para distintas gamas de frecuencias indicando el límite superior de la ganancia relativa, en función del ángulo, que ha de tomarse en consideración a efectos de planificación.

En la elección del dispositivo de alimentación pueden también influir las pérdidas del alimentador. En la banda de 12 GHz, para reducir al mínimo esas pérdidas, es probable que las etapas de entrada estén situadas en el foco de la antena o cerca de él. Así, quizá sea preferible un doble reflector o una antena con alimentación excéntrica debido a la elevada eficacia de la abertura (65 a 70%) y las bajas pérdidas del alimentador. Por otro lado, los progresos realizados en el campo de los dispositivos electrónicos de microondas permiten obtener ahora eficacias similares con un alimentador focal normal. En experimentos efectuados en Canadá a 12 GHz con polarización lineal, se obtuvieron diseños satisfactorios en lo que respecta al costo y a la fiabilidad (experimentos con los satélites Hermes y Anik-B); se había montado un amplificador FET y una unidad de conversión de frecuencia en el punto focal, con un alimentador de alta eficacia. Las unidades dotadas de reflectores de 1,2 m y 1,8 m de diámetro arrojaron valores de G/T , en el caso más desfavorable, de $11 \text{ dB(K}^{-1})$ y $15 \text{ dB(K}^{-1})$, respectivamente, incluidas las pérdidas y un margen de envejecimiento de 1 dB [CCIR, 1978-82a]. Con la misma tecnología, el valor correspondiente de G/T con un reflector de 0,9 m sería de $9 \text{ dB(K}^{-1})$. Estos valores son considerablemente mayores que el de $6 \text{ dB(K}^{-1})$ utilizado para la planificación por la CAMR-RS-77. Dicha Conferencia adoptó el empleo de polarización circular para la radiodifusión por satélite en la banda de 12 GHz. Un alimentador corto de microondas puede facilitar la obtención de la polarización y un valor útil de atenuación a la frecuencia imagen en el primer convertidor; esto introduciría una pequeña pérdida de acoplamiento suplementaria.

4. Etapas de entrada

Estas etapas constituyen una parte importante del receptor. Deberán consistir en un convertidor reductor de frecuencia, que puede estar precedido o no por etapas de amplificación en radiofrecuencia de bajo nivel de ruido y por un oscilador local.

Si se requieren preamplificadores de bajo nivel de ruido, el transistor de efecto de campo (FET) es muy utilizado actualmente. Para bandas de frecuencia más altas tales como 23 GHz, se ha desarrollado el transistor de alta movilidad electrónica de bajo nivel de ruido (HEMT) cuyo uso se está generalizando debido a que se ha reducido su coste.

Los amplificadores de circuitos integrados de microondas híbridos son utilizados generalmente en los amplificadores de bajo nivel de ruido para conseguir factores de ruido más bajos y unas características estables. Además de esta técnica se han desarrollado amplificadores monolíticos FET de GaAs que reducirán los costes en el caso de producción en grandes cantidades.

En el anexo V figuran diversos datos disponibles actualmente, relativos a características de ruido de componentes de bajo nivel de ruido, amplificadores y receptores para la radiodifusión por satélite. Como resumen, el cuadro I muestra el factor de ruido de receptores para las bandas de frecuencia atribuidas al servicio de radiodifusión por satélite.

CUADRO I

Resumen de factores de ruido típicos de receptores actuales (1989)

Banda de frecuencias (GHz)	0,7	2,6	12	23
Factor de ruido típico (dB)	1,5	1,5	1,8	5,0

Nótese que el valor del factor de ruido debería ser identificado muy claramente debido a que puede presentarse en diversas formas (elemento único, amplificador y receptor). Nótese también que los equipos domésticos comerciales que han sufrido un proceso de envejecimiento presentan unas características tales como el factor de ruido que pueden diferir de las que están disponibles en los laboratorios.

En 1980 se realizó en el Japón una medición de la distribución de las características de receptores de conversión directa de 12 GHz seleccionados de entre _____ 100 receptores desarrollados para el experimento BSE. En lo que concierne a la distribución del factor de ruido, los resultados indican que el valor inicial era de 4,1dB como media con una desviación típica de 0,25 dB. La degradación durante dos años fue de 0,15 dB [CCIR, 1978-82bj].

Para el primer oscilador local, puede utilizarse un oscilador local directo de estado sólido, como por ejemplo un dispositivo Gunn, o un transistor de efecto de campo (FET). A fin de estabilizar la frecuencia del oscilador generalmente se utiliza un oscilador enganchado en fase (PLO) que tiene como referencia un oscilador controlado de cristal, o un oscilador con resonador dieléctrico (DRO) de cuarzo de alto Q. Sin embargo, incluso aunque puede suponerse alguna forma de control de frecuencia automático de éste o cualquier otro oscilador local, deben de tomarse las precauciones necesarias para minimizar la deriva de la frecuencia con la temperatura. El diseño del bucle de control automático de frecuencia dependerá de si se utiliza acoplamiento en corriente continua o en corriente alterna en el modulador del transmisor con modulación de frecuencia.

Existe la posibilidad de reducir el número de componentes de la unidad externa y por tanto el coste del receptor, aplicando tecnologías tales como la utilización de mezcladores activos y/o mezcladores auto-oscilantes, lo que elimina un oscilador separado. Con la introducción de geometrías planares en el tipo integrado de antena y las etapas de entrada de bajo nivel de ruido utilizando líneas de microtiras con estructuras coplanar y de ranura se facilitaría el proceso de fabricación [CCIR, 1986-90a].

5. Etapas de frecuencia intermedia

Para la recepción en 12 GHz, es probable que haya que prever dos cambios de frecuencia para reducir los problemas de selectividad, atenuación para la frecuencia imagen y radiación del oscilador local; no pueden excluirse, sin embargo, las instalaciones con un solo cambio de frecuencia. Para las bandas de 700 MHz y 2600 MHz, ambas soluciones pueden resultar convenientes. En el caso de más de un cambio de frecuencia, el primer convertidor reductor, provisto de un oscilador de frecuencia fija, se situará cerca de la antena o en ella. Para la recepción en 12 GHz, la elección del valor de la primera frecuencia intermedia ofrece algunas dificultades, porque hay que elegir esta frecuencia de modo que se eviten interferencias por transmisores terrenales de radiodifusión o por otros servicios que utilicen emisiones radioeléctricas de cierta potencia.

Aparte de esta restricción, la frecuencia intermedia no debiera ser demasiado alta, ya que, si ha de mantenerse un factor de ruido adecuadamente bajo en el amplificador de frecuencia intermedia, el costo de éste aumentará considerablemente con la frecuencia; también el cable coaxial de bajada tiende a costar más cuanto más alta sea la frecuencia.

Por otra parte, si la frecuencia intermedia es demasiado baja, será difícil eliminar la frecuencia conjugada. Dado que en el Plan de radiodifusión por satélite para las Regiones 1 y 3, los canales de una misma zona de servicio están contenidos en una banda de hasta 400 MHz, la gama de sintonización del receptor y, por consiguiente, la gama de la primera frecuencia intermedia debe abarcar al menos 400 MHz y en algunos casos 800 MHz. En estas condiciones, la primera frecuencia intermedia puede elegirse en la banda 900-1700 MHz. Sin embargo, como se resume en el § 11.3, puede ser útil en algunos países utilizar una frecuencia intermedia superior (por ejemplo, 1500-2300 MHz) para evitar la interferencia de los radares de radionavegación.

Con una frecuencia del oscilador local inferior a la frecuencia de la señal, la primera frecuencia conjugada podría situarse en la Región 1, dentro de la banda 9,1-10,3 GHz; un filtro iris incorporado en el guiondas de acoplamiento con la antena permitiría obtener una atenuación de 80 dB de esta frecuencia conjugada, lo que puede ser necesario en ciertas zonas para protegerse de radares marítimos y otros sistemas de navegación de alta potencia (véase el § 11.2).

Para determinar la primera frecuencia intermedia, otro factor es la selección de la primera frecuencia del oscilador local. En el Japón se considera apropiada una primera frecuencia del oscilador de 10,678 GHz por los siguientes motivos:

- La emisión de ondas radioeléctricas en la banda 10,68 GHz a 10,7 GHz como regla general, está prohibida, (artículo 8, números 833 y 834 del Reglamento de Radiocomunicaciones, 1988).

- Se supone que la máxima potencia de radiación del primer oscilador local es de -40 dBW en el caso más desfavorable, cuando se utiliza un convertidor convencional directo.
- En Japón, los sistemas de relevadores radioeléctricos que operan por encima de $10,7$ GHz y los enlaces para radiodifusión de reportajes que operan en la banda $10,55$ GHz a $10,675$ GHz se protegerían contra la posible interferencia de la potencia de fuga del primer oscilador local.

En Francia se utiliza normalmente la frecuencia $10\,750$ GHz como primer oscilador local, valor que corresponde a una primera FI comprendida entre 950 MHz y $1\,750$ MHz.

Para los casos en que un radar de radionavegación interfiera en la recepción de un canal de satélite, está previsto desplazar la frecuencia del primer oscilador local en un múltiplo de $19,18$ MHz.

En el § 12 se trata más a fondo de la radiación no deseada procedente del equipo receptor.

Otro punto que ha de considerarse es la selección de la segunda frecuencia intermedia. La frecuencia debe elegirse de modo que se evite la interferencia causada por los transmisores de radiodifusión terrenal y por otros transmisores. A este respecto, se estudia la utilización de frecuencias próximas a 130 MHz, 400 MHz, así como otras posibilidades. El receptor doméstico diseñado principalmente para recepción individual posiblemente pueda aplicarse a recepción colectiva, en cuyo caso se conectará un paso de entrada común a más de una unidad interior. Cuando un valor elegido de la segunda frecuencia intermedia es menor que el valor de la anchura de banda total a 12 GHz atribuida a la radiodifusión por satélite en una zona de servicio, las frecuencias del oscilador local coinciden con parte de la banda de la primera frecuencia intermedia. Debe prestarse atención a la interferencia mutua entre unidades interiores causada por las fugas del oscilador local, según el nivel de la señal recibida y la potencia de las fugas. Si se quiere reducir al mínimo esta interferencia disponiendo las segundas frecuencias del oscilador local entre dos canales adyacentes cualesquiera, atribuidos a esa zona, conviene que la segunda frecuencia intermedia satisfaga la siguiente relación:

$$f = 38,36 (n + \frac{1}{2}) \text{ MHz (en las Regiones 1 y 3)}$$

$$f = 29,16 (n + \frac{1}{2}) \text{ MHz (en la Región 2)}$$

siendo n un número entero.

Esta relación es válida cuando la frecuencia elegida f es menor que el valor de la anchura de banda total para esa zona. Sin embargo, si $2f$ es menor que la anchura de banda total, existe la posibilidad de interferencia en la frecuencia conjugada, y puede ser conveniente un pequeño ajuste del valor de f .

La segunda frecuencia intermedia, con una anchura de banda de 27 MHz, podría elegirse en las proximidades de 70 a 400 MHz, lo que permitiría evitar de nuevo las bandas de radiodifusión. Para los receptores que se utilicen en las Regiones 1 y 3, esto podría conseguirse mediante el empleo de un filtro de 27 MHz de cuatro polos. La atenuación de la segunda frecuencia conjugada ha de ser por lo menos de 30 dB [CCIR, 1978-82c].

Los diseños recientes de receptores domésticos han mostrado que puede resultar práctico el empleo de filtros de onda acústica superficial para la segunda frecuencia intermedia. Esos filtros resultan aplicables en la gama de frecuencias comprendida entre 35 y 600 MHz y ofrecen propiedades muy deseables de linealidad de fase y corte muy selectivo. En las figs. 2a, b y c aparecen ejemplos de la amplitud alcanzable respecto a la respuesta en frecuencia de dichos filtros.

Por otra parte, la mayoría de los receptores de televisión por satélite del servicio fijo por satélite en funcionamiento en Estados Unidos de América utilizan una segunda frecuencia intermedia de 70 MHz. Se ha adquirido una gran experiencia de funcionamiento y, además, se han desarrollado y probado en la práctica numerosos diseños de circuitos. Esta tecnología debería ser puesta en práctica directamente en los receptores que funcionen en 12 GHz y en los que funcionen en otras bandas [CCIR, 1978-82d].

Otra solución es utilizar un bucle de enganche de fase para obtener la señal de video. Si el mismo puede funcionar directamente en la primera frecuencia intermedia, no será necesaria una segunda frecuencia intermedia [CCIR, 1978-82c]. Sin embargo, debe tenerse en cuenta que la anchura de banda del bucle de algunos diseños con bucle de enganche de fase, es comparativamente ancha y podría provocar la demodulación de los canales adyacentes. En consecuencia el uso de diseños con bucle de enganche de fase como los descritos, puede limitarse a las zonas en las que los canales de recepción del servicio de radiodifusión por satélite están separados suficientemente y las señales de los transmisores que funcionan en otros servicios, como por ejemplo el servicio fijo, no se encuentran demasiado cerca de los canales del servicio de radiodifusión por satélite deseados. Un gran porcentaje de los receptores de televisión por satélite en funcionamiento a 4 GHz en Estados Unidos de América utilizan un bucle de enganche de fase para demodular la portadora de televisión en la segunda frecuencia intermedia [CCIR, 1978-82d].

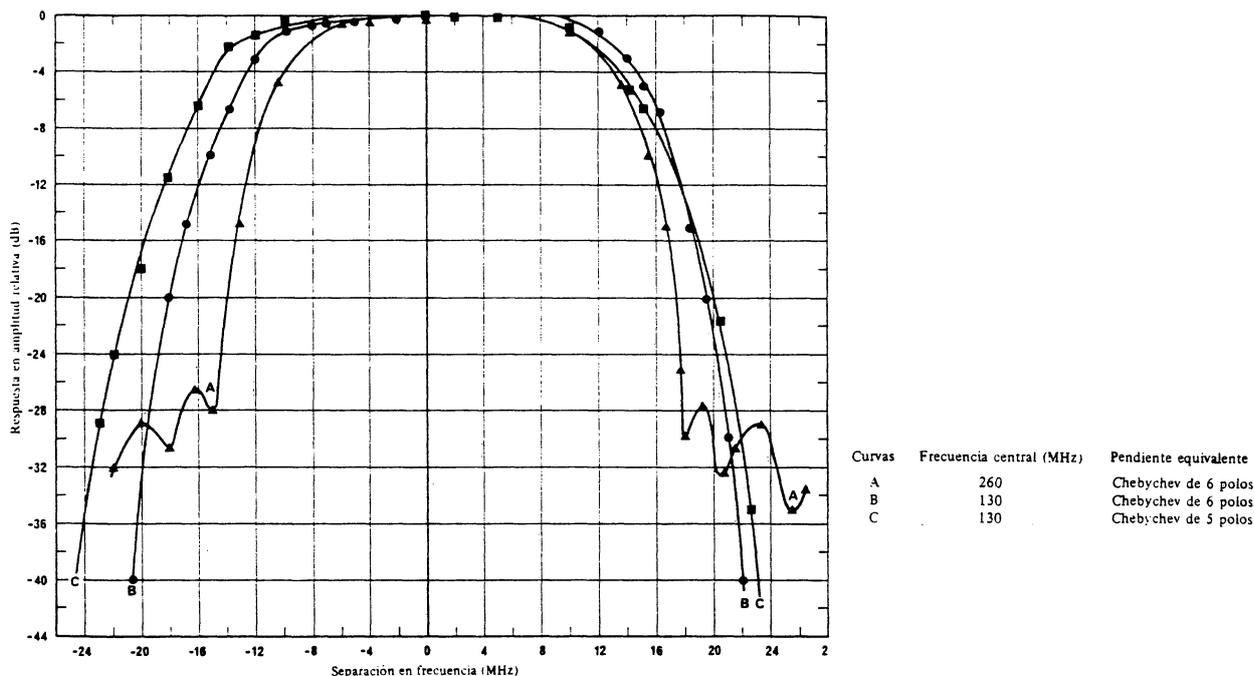
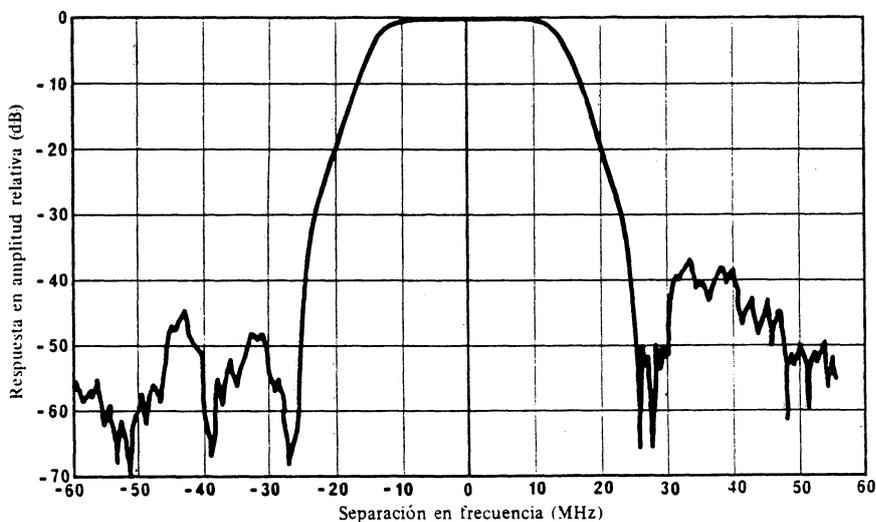
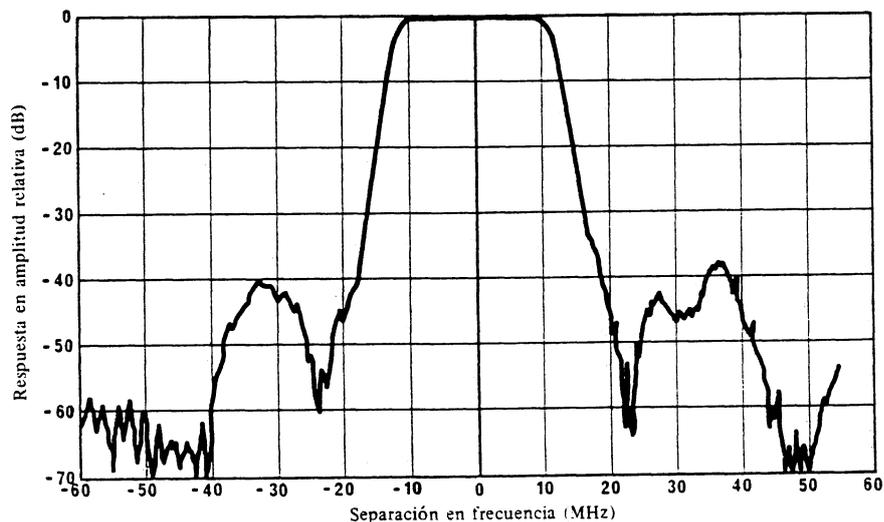


FIGURA 2a - Amplitud respecto a la respuesta en frecuencia de los filtros de onda acústica superficial (segunda frecuencia intermedia)



Frecuencia central = 134,3 MHz
Anchura de banda = 27 MHz

FIGURA 2b - Amplitud en función de la respuesta en frecuencia del filtro SAW



Frecuencia central = 140 MHz
Anchura de banda = 23 MHz

FIGURA 2c - Amplitud en función de la respuesta en frecuencia del filtro SAW

6. Etapas de demodulación o de adaptación

En televisión, podrá utilizarse un demodulador de frecuencia que entregue la señal de video (y eventualmente señales de sonido con modulación de frecuencia o digitalmente transmitidas por subportadoras, si se emplea subportadora para el sonido). Se espera que a largo plazo, esas etapas, así como las de selección de programas a que se hace referencia en el § 5. sean incorporadas a los receptores de televisión destinados a recibir transmisiones tanto desde satélite con modulación de frecuencia, como terrenales por modulación de amplitud. Entretanto, la señal de video puede alimentar directamente a un receptor en videofrecuencia, o modular en amplitud una portadora para producir una señal clásica que, a su vez, alimente un receptor doméstico corriente. En este último caso, la generación de una señal normalizada con banda lateral residual es teóricamente conveniente pero en la práctica no resulta esencial. Se están estudiando dispositivos para la conversión directa de la modulación de frecuencia en modulación de amplitud, sin demodulación intermedia, pero el posible empleo de la precentuación de las señales o de dispersión de energía puede complicar su diseño.

Los demoduladores con extensión de umbral de circuito integrado y componentes discretos, comparables en complejidad a los demoduladores MF convencionales, pero que utilizan bucles de enganche de fase, retroalimentación MF o filtros de seguimiento pueden ser interesantes, respecto al costo, para algunas aplicaciones en el servicio de radiodifusión por satélite. En la actualidad pueden conseguirse umbrales dinámicos para valores de la relación portadora/ruido de unos 8 dB, con señales de color de un nivel medio de modulación.

Para reducir la posibilidad de causar interferencia a otros servicios, a menudo se requiere una cierta dispersión de energía en las señales de radiodifusión por satélite. Para la recepción individual en la banda de 12 GHz, la CAMR-RS-77 adoptó la utilización de técnicas de dispersión de energía con objeto de que la energía en cualquier banda de 4 kHz sea, como mínimo, 22 dB inferior a la potencia total asignada. Para las señales de televisión, puede lograrse tal dispersión añadiendo a la señal de video, antes de aplicarse al enlace de conexión, una señal periódica en diente de sierra o triangular simétrica con una frecuencia de repetición igual a la mitad o a un cuarto de la frecuencia de trama. Una excursión cresta a cresta de la portadora de 600 kHz, que resulta de la señal de dispersión es suficiente para satisfacer dicho requisito. La señal de dispersión debe eliminarse de la de video que se obtiene del demodulador para que no cause efectos visibles en la imagen reproducida. La experiencia indica que un circuito de restitución de la componente continua, sencillo y de bajo costo, bastará para esta finalidad cuando se emplee una señal de dispersión de la magnitud indicada.

En la Región 2 es posible también utilizar una técnica de dispersión de energía ————— que parece ser particularmente adecuada para los equipos de recepción comunal que funcionen en la banda de 12 GHz. Sin embargo, es necesario continuar los estudios a fin de determinar la repercusión de su utilización en la complejidad del diseño y en el costo de las etapas de demodulación o de adaptación.

En lo que respecta a la distribución de las imperfecciones de la señal de video, las mediciones efectuadas en los receptores utilizados en el experimento BSE mostraron que la ganancia diferencial y fase diferencial tuvieron valores medios iguales a 2,1% y 1,8°, con desviaciones típicas de 0,9% y 0,8°, respectivamente. Estas mediciones indicaron también que las degradaciones de la ganancia diferencial y de la fase diferencial fueron, durante los dos años, de 1% y 0,5° [CCIR, 1978-82b].

Las fases de demodulación de los receptores domésticos destinados a la recepción de un sistema de subportadora con modulación digital pueden consistir en un demodulador MF, un demodulador MDP-4 y un procesador de señales MIC.

Las señales de la subportadora de sonidos son introducidas en el demodulador MDP a través del filtro de paso de banda. El demodulador MDP, que efectúa la detección de enganche de fase de la señal MDP-4, regenera las señales MIC y sincroniza con ellas la frecuencia del reloj. El procesador de señales MIC realiza la corrección de errores, el desentrelazado y otros tratamientos de las señales MIC, si es necesario, y convierte entonces las señales digitales en señales analógicas por medio de un convertidor D/A. Además, si es preciso, todas las señales del tren de bits MIC con corrección de errores pueden ser proporcionadas para el uso de sistemas independientes de datos y de radiodifusión sonora, con objeto de satisfacer las necesidades de los distintos servicios de radiodifusión por satélite.

Existe una tendencia a suministrar un número cada vez mayor de receptores de televisión equipados con interfaces RGB. Actualmente se dispone de demoduladores y decodificadores que generan señales RGB para proporcionar una alta calidad de imagen.

7. Técnicas de recepción comunal y distribución

En la radiodifusión por satélite se ha establecido el concepto de recepción de la señal, no sólo para la recepción individual, sino también para la recepción comunal. Para este fin es necesario utilizar técnicas de recepción y distribución adecuadas que satisfagan en lo posible los requisitos de máxima uniformidad en los receptores individuales y comunales.

Por ejemplo, en Japón, aproximadamente la mitad de los 1,7 millones de hogares que recibían programas de radiodifusión por satélite a mediados de 1989 los recibían por redes de cables que utilizan técnicas de distribución en MA o MF. Además, está aumentando el número de pequeñas instalaciones de recepción, que utilizan técnicas de distribución en MF.

7.1 Técnicas de distribución

Según los estudios efectuados en Italia y Japón pueden preverse dos posibles técnicas de distribución MF para la recepción comunal [Mussino, 1984; REEA, 1987; CCIR, 1982-86c]:

- a) Distribución en la banda de la primera frecuencia intermedia (por ejemplo 0,95-1,75 GHz) de hasta 20 canales MF con una separación de 38,36 MHz (o más), sin modificar los parámetros de modulación en radiofrecuencia de las señales del SRS.

Esta técnica se aplica al caso en que no existan limitaciones en cuanto a la ocupación del espectro o a la utilización de frecuencias altas.

- b) Distribución en la banda de radiodifusión de televisión en ondas métricas o decimétricas, incluyendo la banda extendida en ondas decimétricas (por ejemplo 230 - 470 MHz) de unos pocos canales MF seleccionados, separados 38,36 MHz (o más), sin cambiar los parámetros de modulación en RF de las señales del servicio de radiodifusión por satélite.

Esta técnica puede utilizarse cuando los usuarios consideran aceptable la disponibilidad de un número limitado de canales.

Puede ser necesario adoptar las precauciones adecuadas contra la radiación accidental para no interferir a otros servicios, en particular a las atribuciones de las radiobalizas de localización de siniestros (EPIRBs-Emergency position-indicating radiobeacons) en 243 MHz y 406-406,1 MHz.

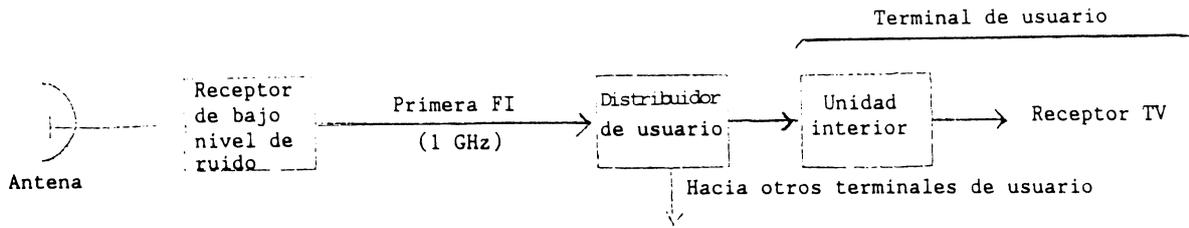
Las Figuras 3a) y b) y 4a) y b) muestran respectivamente ejemplos prácticos de las técnicas de distribución a) y b).

En las técnicas ilustradas en la Fig. 3b, se utilizan conversores de canal y filtros de banda eliminada para seleccionar y combinar los 20 canales deseados de entre los recibidos (hasta 40) de cada posición del satélite. En este ejemplo, se convierten y distribuyen los canales 1, 5 y 9 en lugar de los canales 12, 16 y 20 que son suprimidos por los filtros de eliminación de banda. Para las técnicas ilustradas en la Fig. 4b, los canales 1, 5 y 9 y los canales 24, 28 y 32 se convierten a la banda 230-470 MHz. En la unidad interior, la banda de 230-470 MHz se selecciona y convierte en una porción adecuada de la banda de la primera FI.

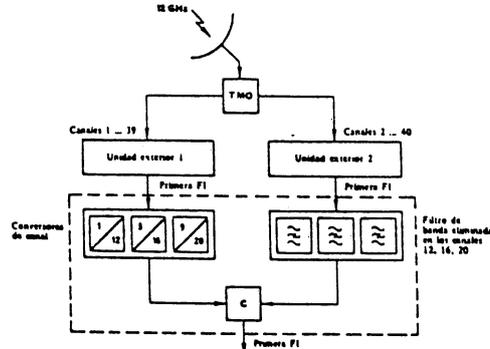
En el caso de las instalaciones de recepción comunal, donde no pueden utilizarse las técnicas de distribución a) y b) mencionadas, puede ser necesario emplear la remodulación MA con banda lateral residual de una portadora para reducir al mínimo la anchura de banda del canal.

Tómese como referencia el Informe 482 y los textos pertinentes del Vol. XI-1.





a) Método para distribuir todos los canales transmitidos con la misma polarización



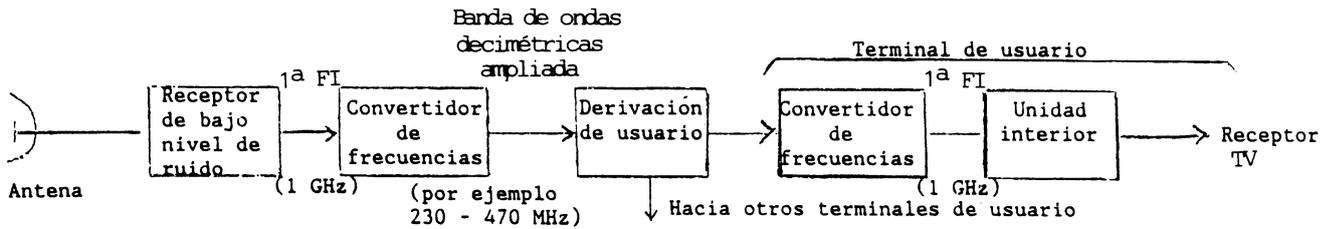
(por ejemplo, 0,95 - 1,75 GHz)
Hacia la red de distribución

TMO: transductor de modo ortogonal
C: combinador

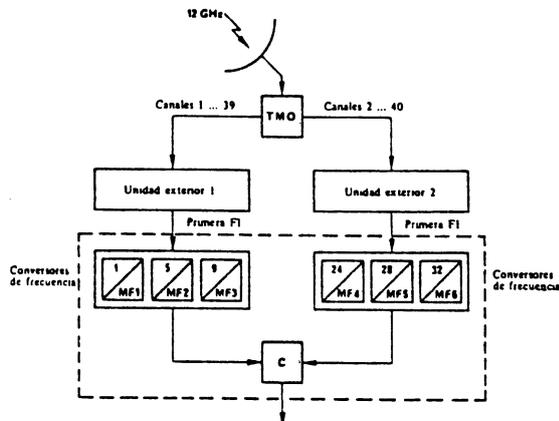
b) Método para distribuir canales seleccionados transmitidos con dos polarizaciones

FIGURA 3

Ejemplos de técnicas de distribución en la primera banda de frecuencias intermedias



a) Método para distribuir canales seleccionados transmitidos con la misma polarización



(por ejemplo 230 - 470 MHz)
A la red de distribución

TMO: transductor de modo ortogonal
C: combinador

b) Método para distribuir canales seleccionados transmitidos con dos polarizaciones

FIGURA 4

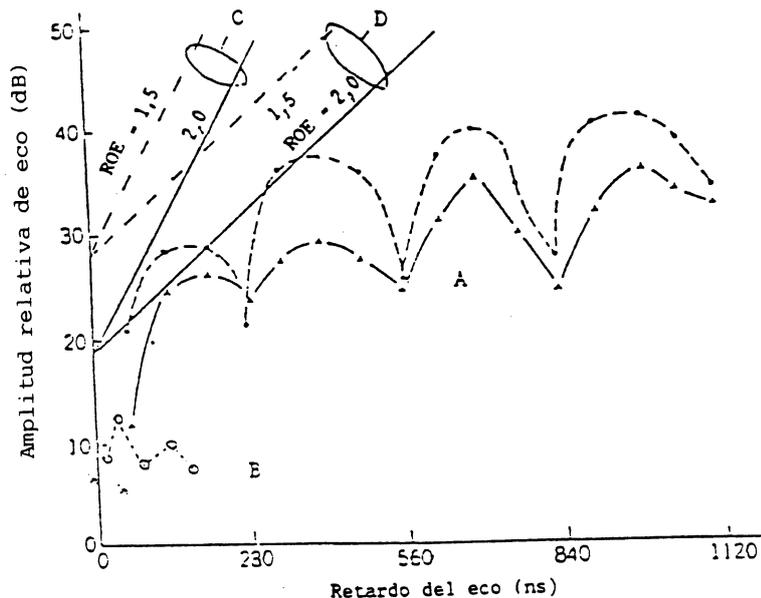
Ejemplos de técnicas de distribución en la banda de ondas decimétricas ampliada

7.2 Degradaciones que afectan a las señales distribuidas

En los pequeños sistemas de antenas colectivas, las señales del SRS distribuidas según técnicas MF a) y b), (véase § 7.1), pueden degradarse con respecto a la recepción directa, a causa de una adaptación imperfecta entre las diversas partes de la instalación, especialmente la red de distribución. Otras degradaciones pueden deberse a una alineación imperfecta de los dispositivos de cabecera (por ejemplo los convertidores de canal y de frecuencia, los filtros de supresión de banda, los amplificadores, etc.).

Las alteraciones correspondientes a la respuesta de frecuencia (amplitud y retardo de grupo) en las salidas del usuario afectan a la distribución espectral de las señales y del ruido. La relación portadora/ruido, en la salida del filtro de recepción, cambia entonces con respecto a la recepción directa, según la frecuencia de la portadora de las señales del SRS distribuidas en la red. Por consiguiente la señal demodulada está afectada por las distorsiones de la onda, las degradaciones de la relación señal/ruido y el aumento del ruido de los impulsos con relaciones portadora/ruido bajas.

En el Japón se han llevado a cabo estudios teóricos y pruebas en laboratorio y en servicio real de los sistemas de distribución por cable [CCIR, 1986-90b]. Estos estudios han mostrado que las técnicas de distribución MA y MF resultan prácticas. En cuanto a las técnicas de distribución MS, se considera que es necesario tener cierto cuidado con la desadaptación de las impedancias de los componentes para evitar los ecos. La fig. 5 muestra un ejemplo de la relación entre la proporción de eco y el retardo del sistema de distribución por cable que produce una degradación por parpadeo apenas perceptible. También muestra que desadaptaciones que dan como resultado una ROE de 1,5 serían aceptables en estos sistemas.



Curvas A - Parpadeo apenas perceptible
 - - - - - en la señal de barra de color
 - ^ - ^ - en la imagen patrón "escena en la cocina"

Curva B - PBE medida para 10^{-8}
 Líneas C - Pérdida del cable 0,4 dB/m
 Líneas D - Pérdida del cable 0,2 dB/m

FIGURA 5

Relación de eco y retardo del eco que producen una degradación de parpadeo apenas perceptible

Los resultados de las pruebas en servicio real demuestran que la aplicación de las técnicas de distribución en MF en los sistemas de distribución por cable no plantea mayores problemas si se utilizan unidades de distribución con características apropiadas.

Para más información, véase el Anexo VI.

Se han realizado pruebas de laboratorio en Francia [CCIR, 1986-90c] sobre las señales D2, D y C-MAC/paquetes, para evaluar las degradaciones de los componentes sonido/datos y video introducidas por un eco único agregado a la señal directa en la segunda frecuencia intermedia de 230 MHz.

En lo que se refiere a la componente sonido/datos, el cuadro II da los valores de la relación portadora/ruido medidos con una proporción de bits erróneos de 1×10^{-3} .

Las degradaciones de la relación portadora/ruido en lo relativo a la recepción directa, medidas para un nivel de eco de -15 dB, eran de 1 dB para D2, 1,5 dB y 1,7 dB para C (con demodulación MF y MDP 2-4 respectivamente) y de 2 dB para las señales D. Las señales D demostraron una mayor sensibilidad a la desviación de frecuencia que las D2 y C.

En lo relativo a la componente de video MAC, el principal efecto de un eco corto, inferior a un retardo de 100 ns, es la degradación de la relación señal/ruido en la señal demodulada.

Para una relación portadora/ruido de 16 dB en 27 MHz, se midieron degradaciones de 1 dB y de 2 dB de la relación señal/ruido (ponderado) de la señal de luminancia, para niveles de eco de, respectivamente, -20 dB y -15 dB. Para una relación portadora/ruido de 12 dB, un nivel de eco de -15 dB corresponde al umbral de visibilidad de ruido impulsivo. En el anexo VII se dan detalles de estas pruebas de laboratorio.

Se han realizado investigaciones experimentales en Italia [Cominetti y Stroppiana, 1986; CCIR, 1986-90d] para evaluar las degradaciones introducidas en las señales C-MAC/paquetes por la red de distribución de los sistemas de antenas colectivas instalados según la técnica b) mencionada en el punto 7.1, en la banda de ondas decimétricas ampliada (230-470 MHz), suponiendo un rendimiento ideal de los dispositivos de cabecera.

CUADRO II

Relación portadora/ruido (C/N) (dB), medida en 27 MHz, correspondiente a una proporción de bits erróneos (BER) de 1×10^{-3}

Tipo de modulación	Tipo de demodulación	Anchura de banda del filtro recepción	Diferencia de frecuencia en el filtro recepción	Nivel de eco para C/N (dB)		
				sin eco	- 20 dB	- 15 dB
D2	limitador/discriminador	27 MHz	$\Delta f = 0$	8	8	9
	limitador/discriminador	27 MHz	$\Delta f = 2,5$ MHz	8,4	9,0	9,5
C	limitador/discriminador	27 MHz	$\Delta f = 0$	9,5	10,3	11
	limitador discriminador	27 MHz	$\Delta f = 2,5$ MHz	10,3	11,5	11,8
	diferencial	21 MHz	$\Delta f = 0$	7,3	9,5	9,0
D	limitador/discriminador	27 MHz	$\Delta f = 0$	10,5	11,2	12,5
	limitador/discriminador	27 MHz	$\Delta f = 2,5$ MHz	10,9	12,2	14,2

CUADRO III

Relación portadora/ruido (C/N) (dB), medida en 27 MHz
correspondiente a una proporción de bits erróneos (BER)
de 1×10^{-3} para señales C-MAC/paquetes (sonido/datos con
modulación MDP 2-4) con modulación diferencial y de frecuencia

Condición		C/N (dB) según el tipo de demodulación	
		Diferencial	limitador/discriminador
Conexión directa modulador-demodulador		7,6	10,1
Red de distribución	mejor condición	7,6	9,3
	peor condición	9,4	12,4

En lo relativo a la componente sonido/datos, el cuadro III da la relación portadora/ruido medida en 27 MHz, que corresponde a una proporción de bits erróneos de 1×10^{-3} , en las salidas en las que se halló la peor calidad de recepción, para los casos de demodulación diferencial y de demodulación de frecuencia convencional de las señales de tipo del tipo C MDP 2-4. Se midieron degradaciones máximas de la relación portadora/ruido de, respectivamente, 1,8 dB y 2,3 dB, para los dos tipos de demodulación.

En lo relativo a la componente de video MAC, no se hallaron distorsiones de señal importantes. La principal degradación se debía a la reducción de la relación portadora/ruido, que no llegó a rebasar los 2 dB.

En el anexo VII se dan detalles de la instalación y del laboratorio utilizados.

Según los resultados obtenidos en Francia y en Italia, relativos a la distribución MF de las señales del SRS de la familia MAC/paquetes, sería necesaria una relación portadora/ruido aproximadamente 2 dB mayor que la obtenida con un sistema receptor idealmente adaptado, para salvar las degradaciones debidas a la red de distribución.

Son necesarios otros estudios para evaluar las degradaciones adicionales introducidas por las demás componentes de las instalaciones receptoras.

8. Recepción de programas radiofónicos

Para la recepción individual en 12 GHz de emisiones de radiodifusión de sonido únicamente, o de canales suplementarios de sonido asociados a emisiones de televisión, parece conveniente utilizar por lo menos las mismas etapas de entrada que para la recepción de señales de televisión. Para evitar la necesidad de instalar un oscilador local muy estable en las etapas de entrada, y para simplificar las etapas de demodulación, cabe prever el multiplaje de varios programas de sonido en la anchura de banda de una señal de video, y emplear esta señal para modular en frecuencia una transmisión en 12 GHz, de potencia y anchura de banda comparables a las utilizadas para la transmisión de televisión por satélite. Este multiplaje podría lograrse por distribución de frecuencia de señales MF analógicas, o mediante señales moduladas digitalmente con multiplaje por distribución en el tiempo o en frecuencia (para ejemplos de sistemas, véase el Informe 215). Estas soluciones, aunque menos eficaces que el empleo de portadoras MF separadas, en lo que se refiere a la utilización de la anchura de banda y de la potencia, presentarían importantes ventajas para la sintonía. Están en curso estudios acerca de tales posibilidades.

9. Efecto de la agrupación de canales

La interdependencia entre el diseño del receptor, la agrupación de canales y los criterios de compartición pueden influir considerablemente sobre el desarrollo y la ejecución de un plan para el servicio de radiodifusión por satélite (Recomendación N.º 712 de la CAMR-79).

En Japón ————— se realizaron mediciones utilizando receptores del tipo conversor-reductor con estructura de doble conversión, compatibles con las características técnicas y el Plan adoptados por la CAMR-RS-77. Los resultados indican que no es probable que la agrupación de canales del plan para el servicio de radiodifusión por satélite en la banda de 12 GHz degrade la recepción de televisión. Los niveles medidos de intermodulación fueron bastante bajos y las características de rechazo de los canales adyacentes fueron satisfactorias.

Es conveniente continuar el estudio de este asunto.

10. Consideraciones económicas

En la relación entre el precio de costo y las características globales de los equipos receptores, medidas por el factor de calidad G/T , intervienen factores tales como la calidad de la fabricación, pruebas efectuadas después de la fabricación, confiabilidad que se desea, costos de instalación, etc. Los estudios sobre el precio de costo, tanto para los equipos como para las instalaciones completas ————— han revelado diferencias importantes entre las estimaciones de orígenes diversos, incluso después de haber dado uniformidad a tales estimaciones sobre una base similar y factores de calidad de funcionamiento análogos.

Las pruebas de instalación efectuadas en Suecia [CCIR, 1978-82e] indican que el coste de la instalación de terminales de TV (recepción solamente) individuales en 12 GHz, instalados por montadores profesionales, supone entre 1 y 1,5 veces aproximadamente el coste de fábrica estimado para terminales de 12 GHz, en cantidad de 10^3 unidades. ————— Aunque estas estimaciones son válidas principalmente para Suecia, indican que no se debe ignorar el coste de instalación al determinar el coste global del sistema de radiodifusión por satélite [CCIR, 1978-82e].

11. Sensibilidad a determinados tipos de interferencia

Cabe suponer, en base a consideraciones teóricas, que un receptor con las características sugeridas en el § 5 sería sensible a las siguientes formas de interferencia. En las situaciones prácticas habrá que tener en cuenta la experiencia y efectuar mediciones para determinar la importancia real de cualquier problema de interferencia.

11.1 *Armónicos de determinadas emisiones que caen dentro de la banda de radiodifusión por satélite*

Este riesgo tiene su origen en los armónicos radiados por los equipos para aplicaciones industriales, científicas y médicas (ICM), y en particular por los hornos de microondas domésticos. Un estudio [CCIR, 1978-82c] ha demostrado que el riesgo es pequeño, si el equipo ICM no excede el límite de radiación parásita recomendado por el CISPR, es decir 57 dB(pW). Este límite debería considerarse aplicable a la potencia total en una anchura de banda de 27 MHz. En muchos lugares no existe una cantidad suficiente de hornos de microondas domésticos para poder realizar mediciones reales prácticas. Sin embargo, en muchas zonas urbanas, un horno de microondas puede estar ubicado en las proximidades de una antena receptora del servicio de radiodifusión por satélite. En el Anexo VIII se indican las limitaciones en la ubicación de los hornos para prevenir la posibilidad de interferencias a los receptores. Las distancias calculadas se basan, entre otras cosas, en una potencia radiada aparente (p.r.a.) del 5.º armónico de 57 dB(pW) y pueden no representar el valor del caso más desfavorable [CCIR, 1978-82b].

11.2 *Emisiones en la banda de la primera frecuencia conjugada 9,1-10,3 GHz en la Región 1*

El riesgo, que existe si la frecuencia del primer oscilador local es inferior a la frecuencia de la señal, proviene de determinadas estaciones de radar de muy alta potencia. Un estudio [CCIR, 1978-82c] ha demostrado que la interferencia puede tener un alcance de 27 km. Por tanto, el problema es grave, y podría resolverse a nivel del receptor eligiendo para el primer oscilador local una frecuencia superior a la de la señal, a fin de evitar la necesidad, aludida en el § 5, de obtener en ciertas zonas un rechazo a la frecuencia conjugada de 80 dB [CCIR, 1978-82f].

11.3 Emisiones en la banda de la primera frecuencia intermedia

Si la banda de la frecuencia intermedia está comprendida entre 900 y 1700 MHz, existe un grave riesgo de interferencia exterior, principalmente de transmisores del servicio de radionavegación, que pueden producir una p.i.r.e. de varios kilovatios.

Las mediciones efectuadas en Francia unos metros por encima del suelo confirmaron la presencia de una intensidad de campo del orden de 10 V/m hasta por lo menos una distancia de 10 km. Se observó que, en realidad, la intensidad de campo dependía de la altura del punto de medición y, teniendo en cuenta que cierto número de usuarios de servicios de radiodifusión por satélite estarán conectados por cables a redes de distribución dentro de edificios, la zona de interferencia real puede ser considerablemente mayor y extenderse hasta 20 km [CCIR, 1982-86d]. Otro estudio [CCIR, 1978-82g] ha demostrado que puede ser necesaria una separación de 11 km, en el supuesto de que el apantallamiento de la interconexión de los circuitos asociados con la frecuencia intermedia sea del tipo utilizado actualmente en los receptores de radiodifusión por ondas decimétricas.

Mediciones efectuadas en Australia [CCIR, 1982-86e] mostraron que ciertos receptores presentaban interferencia con una intensidad de campo de radar de 0,35 V/m. La interferencia desaparecía cuando el nivel de la señal deseada aumentaba en 6 dB por encima del umbral MF. En el curso de la misma prueba otro receptor mostró interferencia con intensidades de campo superiores a 1,6 V/m. Un receptor que sólo podía ser sintonizado de manera que la frecuencia de radar y la señal deseada de frecuencia intermedia tuvieran una separación de 10 MHz, pudo operar con intensidades de campo de hasta 39 V/m [DOC, 1985].

Para evitar las degradaciones de la imagen debidas a tales problemas de interferencia, existen por lo menos dos soluciones:

- Utilización de equipo de recepción protegido contra ese riesgo mediante un buen apantallamiento de la estructura y el empleo de componentes adecuadamente diseñados, en particular el convertidor de ondas centimétricas (cuya ganancia ha de ser elevada, pero que debe presentar bajos niveles de intermodulación) y el conductor de bajada que transmite las señales de frecuencia intermedia. Ello puede entrañar la necesidad de elaborar componentes específicos, y de que la CEI establezca métodos apropiados para medir la inmunidad de la interferencia [CCIR, 1978-82h]. Sin embargo, para el mercado de gran consumo, puede ser demasiado costoso equipar todos los receptores con un selector/demodulador perfectamente apantallado y desacoplado; la fabricación de versiones apantalladas puede resultar incompatible con el mercado del consumidor.
- Elección de la banda de 1500-2300 MHz como frecuencia intermedia. Esto plantea problemas tecnológicos que tal vez se resuelvan en el futuro con las mejoras previstas de los componentes electrónicos.

11.4 Intermodulación

Se ha señalado un posible problema, derivado del gran número de productos de intermodulación de tercer orden que pueden estar presentes en el canal de la señal deseada si se emplea un primer convertidor de banda ancha (por ejemplo, más de 100 productos de intermodulación en el caso en que pueda haber presentes 20 señales con igual separación en una banda de 800 MHz) [CCIR, 1978-82j].

Por consiguiente, los requisitos de linealidad aplicables al convertidor y a los amplificadores FI han de tener en cuenta el número de señales de televisión de amplitudes importantes que pueden hallarse presentes en la primera banda de frecuencia intermedia.

12. Radiaciones no esenciales procedentes de equipos receptores [CCIR, 1982-1986f]

Una posible fuente de radiaciones no deseadas procedentes de terminales receptores del SRS es el primer oscilador local. Los diseños de receptor frontal que utilizan un mezclador directo, pueden tener niveles de oscilador local tan altos como -50 dBW a la entrada de la antena. Los receptores que tienen preamplificadores como primera etapa presentarán habitualmente niveles de -65 a -70 dBW. Podría requerirse una reducción adicional de esos niveles para evitar la posible interferencia en las bandas del SF y del SFS si la frecuencia seleccionada para el primer oscilador local está dentro de las bandas atribuidas a esos servicios. Se dispone de dos posibles métodos para reducir el efecto de la emisión del oscilador local:

- Seleccionar una frecuencia para el oscilador local para todos los terminales domésticos del SRS que no produzca interferencia inaceptable en otros servicios. Un ejemplo de esa frecuencia sería 11,2 GHz, que está en el centro de la banda de guarda comprendida entre la banda baja y la banda alta de la atribución al servicio fijo de 10,7 a 11,7 GHz.
- Utilizar un receptor de simple conversión para los terminales domésticos del SRS, manteniendo así la frecuencia del oscilador local dentro de la banda del SRS.

Aunque ese último enfoque se utiliza corrientemente en el SFS a 4 GHz, realmente no es apropiado para el SRS porque requeriría un oscilador local sintonizable en la unidad situada en el exterior. Además, esto exigiría una cuidadosa distribución de los canales de la frecuencia de satélite para tener la seguridad de que la frecuencia conjugada en la banda está dentro de los canales de polarización cruzada.

La selección cuidadosa de la frecuencia del oscilador local en algún punto situado por encima o por debajo de la banda de recepción puede reducir al mínimo los requisitos de rechazo de la imagen, según las señales que entran dentro de la banda conjugada. Han de tenerse en cuenta otros factores técnicos al seleccionar el mejor método para reducir al mínimo las emisiones no deseadas, como, por ejemplo:

- otras respuestas de emisiones no esenciales creadas en el receptor por la frecuencia del oscilador local, y
- las ventajas aportadas por la frecuencia de corte del guíaondas.

Otras fuentes posibles de radiación no deseada son los osciladores de frecuencia de reloj de los decodificadores utilizados en el equipo receptor. La frecuencia de reloj más alta en los decodificadores MAC/paquetes utilizados en los equipos de televisión domésticos de 625 líneas/50 Hz es 3/2 veces la de la norma de codificación de la televisión digital, es decir, 20,25 MHz. Ciertos armónicos de esta frecuencia de reloj coinciden con los centros de los canales de frecuencias de urgencia de 121,5 MHz y 243 MHz en las bandas de frecuencias de los servicios móvil aeronáutico y móvil por satélite.

Los límites de la radiación electromagnética para equipos producidos en serie son objeto de especificaciones existentes: las Recomendaciones 13-1975 (Aplicable a receptores de radiodifusión) y 22-1985 (Aplicables a equipos de tecnología de la información) del CISPR [CISPR, 1985]. Estas Recomendaciones están destinadas a asegurar la compatibilidad electromagnética entre estos equipos y los servicios de radiocomunicaciones.

La Recomendación 13-2-1989 del CISPR [CISPR, 1989] es una nueva versión de la Recomendación 13 que se aplica a receptores de radiodifusión y al equipo digital asociado y especifica los límites de radiación en frecuencias de socorro aeronáuticas/marítimas (121,5 MHz y 243 MHz) de manera idéntica a la Recomendación 22 del CISPR.

Esto concuerda con las conclusiones de un estudio realizado por la UER [CCIR, 1986-90e] sobre la posible interferencia procedente de equipos MAC/paquetes entre otros, en el sistema SARSAT en frecuencias de socorro aeronáuticas/marítimas (121,5 y 243 MHz), que se ha incorporado junto con la Contribución de la Comisión de Estudio 8 en el Informe 1101. Sin embargo, en un estudio realizado en Estados Unidos de América en relación con la interferencia a operaciones SARSAT en estas frecuencias se llegó a la conclusión de que pudiera necesitarse una disminución de los límites de radiación definidos por el CISPR para proteger el sistema SARSAT [CCIR, 1986-90f].

Este asunto debe considerarse ulteriormente en las Comisiones de Estudio 1 y 8.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

CISPR publication no. 13 (1989) Limits and methods of measurement of radio interference characteristics of sound and television receivers.

CISPR publication no. 22 (1985) Limits and methods of measurement of radio interference characteristics of Information Technology Equipment (ITE).

COMINETTI, M., STROPPIANA, M. [Noviembre 1986] - Distribution of DBS signals of the MAC-family in collective antenna systems", Third International Conference on New Systems and Services in Telecommunication, Liège.

DOC [junio de 1985] Airport radar interference to satellite earth station receivers. Lab. Rep. No. 103, Dept. of Communications (DOC), Belconnen ACT2616, Australia.

MUSSINO, F. [1984] Ricezione televisiva diretta da satellite nella banda dei 12 GHz con il sistema C-MAC a pacchetti (Recepción de televisión directa por satélite en la banda de 12 GHz con el sistema C-MAC en paquetes). *Elettronica e Telecomunicazioni*, 3, 117-130.

REEA[1987] Development of the retransmission system for satellite broadcasting. Study report, Radio Engineering and Electronics Association (Japan), March 1986 (in Japanese).

Documentos del CCIR

[1978-82]: a. 10-11S/59 (Canadá); b. 10-11S/113 (Japón); c. 10-11S/8 (UER);
d. 10-11S/141 (Estados Unidos de América); e. 10-11S/125 (Suecia);
f. 10-11S/45 (Francia); g. 10-11S/62 (Japón); h. 10-11S/47 (Francia);
i. 10-11S/46 (Francia).

[1982-86]: a. 10-11S/137 (Japón); b. 10-11S/171 (Francia);
c. 10-11S/175 (Italia); d. 10-11S/13 (Francia);
e. 10-11S/192 (Australia); f. 10-11S/17 (Estados Unidos de América).

[1986-90]: a. 10-11S/145 (Italia); b. 10-11S/104 (Japón) c. 10-11S/56 (Francia);
d. 10-11S/25 (Japón); e. 10-11S/4 (UER); f. 10-11S/167 (Estados Unidos de América).

CUADRO IV – Ejemplo de cálculo del factor de calidad (G/T)*

		« G/T nominal»		« G/T útil»	
Ganancia de la antena de recepción, G_r (90 cm de diámetro, rendimiento: 55%)	(dB)		38,2		38,2
Pérdidas por acoplamiento, α	(dB)		<u>-0,5</u>		<u>-0,5</u>
Ganancia resultante, αG_r	(dB)		37,7		37,7
Temperatura de la antena, T_a (cielo despejado)	(K)	80		80	
Temperatura referida a la entrada, αT_a	(K)	71		71	
Ruido de acoplamiento, $(\alpha - 1)T_0$	(K)	35		35	
Aumento de la temperatura de ruido de la antena durante el 99% del mes más desfavorable	(K)	—		70	
Temperatura de ruido del receptor	(K)	438		438	
Temperatura de ruido total	(K)	544		614	
	o (dBK)	→	27,4	→	27,9
Precisión de puntería inicial de la antena, θ_1	(grados)	—		0,4	
Estabilidad de puntería de la antena, θ_2	(grados)	—		0,4	
Movimiento orbital del satélite, θ_3	(grados)	—		0,1	
Abertura a potencia mitad de la anchura de banda de la antena, θ_0	(grados)	—		1,8	
Pérdida de puntería $P = -12 [(\theta_1^2 + \theta_2^2 + \theta_3^2)/\theta_0^2]$	} β (dB)		—	→	-1,0
Pérdidas por envejecimiento y polarización			—		-1,0
G/T	(dB(K ⁻¹))		10,3		7,8

* Calculado a 11,7 GHz.

ANEXO I

EJEMPLO DE CÁLCULO DEL FACTOR DE CALIDAD DE LOS EQUIPOS RECEPTORES PARA RECEPCIÓN INDIVIDUAL EN LA BANDA DE 12 GHz

Para el presente ejemplo, el factor de calidad G/T viene dado por la siguiente fórmula, que incluye los errores de orientación de la antena, los efectos de la despolarización y del envejecimiento del equipo:

$$G/T = \frac{\alpha\beta G_r}{\alpha T_a + (1 - \alpha) T_0 + (n-1) T_0}$$

donde

- α : total de las pérdidas por acoplamiento, expresadas como relación de potencias;
- β : total de las pérdidas debidas al error de orientación, a los efectos de la despolarización y al envejecimiento, expresadas como relación de potencias;
- G_r : ganancia efectiva de la antena receptora, expresada como relación de potencias y teniendo en cuenta el tipo de alimentación y el rendimiento;
- T_a : temperatura efectiva de la antena (con cielo despejado o durante un porcentaje de tiempo determinado);
- T_0 : temperatura de referencia = 290 K;
- n : factor de ruido global del receptor, expresado como relación de potencias.

Se pueden producir receptores relativamente baratos con un factor de ruido máximo de 4 dB (438 K). El cuadro IV contiene un ejemplo de cálculo de « G/T nominal» y « G/T útil» en el que se parte de ese factor de ruido y de un diámetro de antena de 90 cm y una eficacia del 55% [CCIR, 1982-86a]. Para calcular la pérdida de puntería P en dB, se puede utilizar la siguiente expresión:

$$P = -12 \left[(\theta_1^2 + \theta_2^2 + \theta_3^2) / \theta_0^2 \right]$$

donde:

- θ_1 : precisión de puntería inicial del equipo de recepción con montura fija en dirección del satélite (grados),
- θ_2 : estabilidad de puntería del equipo de recepción bajo la influencia del entorno climático (grados),
- θ_3 : movimiento orbital del satélite (grados),
- θ_0 : anchura del haz a potencia mitad de la antena del receptor (grados).

Se puede obtener el mismo resultado también con otras combinaciones de parámetros. La fig. 6 contiene un ejemplo de la gama de valores que pueden tener la ganancia de antena, el diámetro de la antena y el factor de ruido. Es interesante observar que, a medida que disminuye el valor del factor de ruido, se magnifica la influencia del aumento de la temperatura de ruido de la antena sobre la ganancia de la antena y el diámetro necesario para un « G/T nominal» y un « G/T útil» determinados.

La temperatura efectiva de ruido de la antena está determinada por su tamaño y el ángulo de elevación, las fuentes externas de ruido y los efectos de la propagación atmosférica. Cuanto más pequeña es la antena, mayor es la ganancia relativa del diagrama en dirección de la Tierra (los lóbulos laterales intersectan también la superficie de la Tierra para un mayor ángulo de elevación de la antena). Por consiguiente, cuanto más pequeña es la antena, mayor es el ángulo de elevación para el que su temperatura de ruido se aproxima a 290 K.

El efecto de la atenuación atmosférica de la señal es asimismo aumentar la temperatura efectiva de ruido, T_a de la antena de acuerdo con la relación siguiente:

$$T_a = T_m(1 - 1/L) \quad (T_a \text{ es la temperatura efectiva de ruido de la antena})$$

donde

$$T_m = 280 \text{ K, y}$$

$$L = 10^{0.1A} \quad (A \text{ es la atenuación atmosférica en dB})$$

Así pues, para una gran atenuación atmosférica, T_a se aproxima a 280 K incluso para grandes ángulos de elevación.

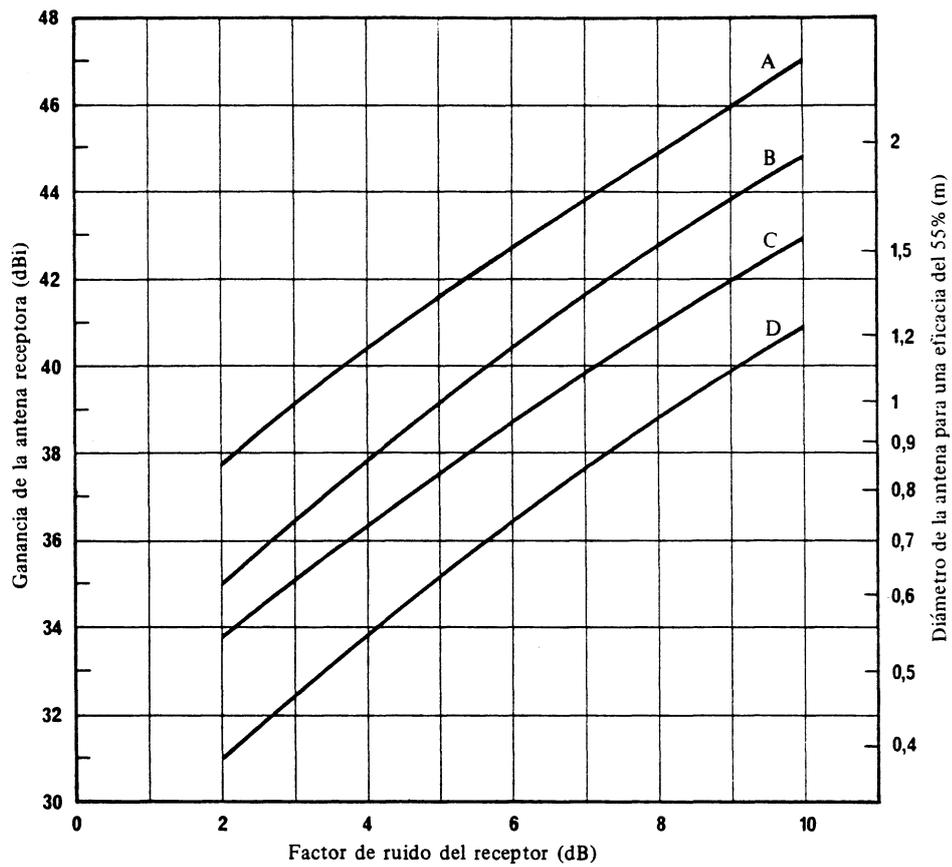


FIGURA 6 - Relación entre el factor de ruido, el diámetro de la antena y la ganancia de la antena para «G/T nominal» y «G/T útil» = $6 \text{ dB}(K^{-1})$ ó $10 \text{ dB}(K^{-1})$, con los valores de pérdidas y temperaturas de antena del ejemplo del cuadro IV

- A : «G/T útil» = 10 dB
- B : «G/T nominal» = 10 dB
- C : «G/T útil» = 6 dB
- D : «G/T nominal» = 6 dB

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Documentos del CCIR

[1982-86]: a. 10-11S/171 (Francia).

BIBLIOGRAFÍA

Documentos del CCIR

[1978-82]: 10-11S/141 (Estados Unidos de América).

ANEXO II

CARACTERÍSTICAS DE LOS EQUIPOS RECEPTORES DOMÉSTICOS PARA LA
RADIODIFUSIÓN POR SATÉLITE EN ————— 12 GHz EN JAPÓN

En el Japón ha empezado a funcionar un sistema de radiodifusión de televisión por satélite en la banda de 12 GHz y se están utilizando equipos receptores domésticos de pequeño tamaño y alta calidad consistentes en una antena y un receptor [CCIR, 1982-86a].

En el cuadro V aparecen las características básicas para el diseño y la producción en serie. Para la determinación de estas características se han tenido en cuenta los siguientes puntos:

- minimización de la interferencia con otros servicios así como de la interferencia mutua entre las unidades interiores;
- normalización de los parámetros de interfaz eléctricos y mecánicos a fin de asegurar la posibilidad de intercambio de las unidades;
- mantenimiento de una elevada calidad de recepción y logro de la flexibilidad suficiente como para poder efectuar la extensión a futuros servicios de radiodifusión.

Diversas tecnologías de circuito son utilizadas para la construcción y producción en serie de las unidades exteriores e interiores. Por lo que se refiere a las antenas, únicamente se utilizan las del tipo de alimentador excéntrico para los tamaños más pequeños.

En agosto de 1989, más de 1,7 millones de hogares recibían programas a través del satélite BS-2 por recepción directa o comunal y este número está aumentando rápidamente.

En el Cuadro V se indica también la calidad media de los equipos receptores producidos en serie disponibles en el mercado a principios de 1989. Estos datos se basan en las experiencias de nueve fabricantes de Japón.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Documentos del CCIR
[1982-86]: a. 10-11S/137 (Japón).



CUADRO V – Resumen de las características fundamentales de los equipos receptores domésticos (Japón)

Elemento	Características preferidas ⁽¹⁾		Resultados de las mediciones ⁽²⁾
1. Aspectos generales: – Frecuencia de recepción (GHz) – Factor de calidad (dB(K ⁻¹))	11,7-12,1		–
	6 ⁽³⁾		14,5 para el tipo 75 cm ⁽⁴⁾
2. Antena: – Diámetro efectivo y ganancia – Directividad: – anchura del haz entre puntos de potencia mitad – ganancia relativa del lóbulo lateral – polarización	Diámetro efectivo (cm)	Ganancia (dB)	
	45	32,0	33,1 (Eficacia= 65%)
	75	36,5	37,7 (Eficacia = 68%) ⁽⁴⁾
	90	38,0	–
	100	39,0	–
	120	40,0	41,2 (Eficacia 65%)
	Fig. 2 del Informe 810		2° 20' (para el tipo 75 cm)
		6°: – 31 dB 12°: – 40 dB 18°: – 45 dB	(Para el tipo 75 cm)
Polarización circular dextrógira			–
3. Unidad exterior: – Factor de ruido (dB) – Supresión de la frecuencia conjugada (unidad exterior) (dB) – Ganancia total (dB) – 1.º oscilador local: – frecuencia (GHz) – estabilidad (MHz) – potencia de radiación (dBm) – primera frecuencia intermedia (GHz)	< 4		1,8 ⁽⁴⁾
	> 31		40
	48 ± 4		48 ± 2
	10,678		–
	± 1,5 ⁽⁴⁾		± 1,0
	< – 30 ⁽⁵⁾		< – 45
	1,036 – 1,332		–
4. Unidad interior: – Potencia de radiación del 2.º oscilador local (dBm) – Anchura de banda en FI (MHz)	< – 55		< – 60
	27		–
5. Calidad: – Relación señal/ruido de la señal de video (dB) – Proporción de bits erróneos de la señal MIC	> 37 cresta a cresta/r.m.s. (ponderada)		38 cresta a cresta/r.m.s. (C/N = 14 dB)
	< 3 × 10 ⁻⁴ (antes de la corrección de errores, C/N = 9 dB)		1,5 × 10 ⁻⁴

⁽¹⁾ Todas las características que aparecen en este cuadro se cumplen para condiciones de contorno normales que se especifican de forma individual.

⁽²⁾ Los resultados mostrados son el valor medio de las muestras en 11,85 GHz.

⁽³⁾ Se pueden elegir cifras diferentes considerando las características del sistema tales como la p.i.r.e. del satélite y la calidad de la señal recibida.

⁽⁴⁾ Con control automático de frecuencias (CAF).

⁽⁵⁾ Se aplica este valor cuando se puede eliminar, mediante una disposición adecuada de las frecuencias, la interferencia perjudicial causada a otros servicios procedente de radiaciones del oscilador local.

ANEXO III
EJEMPLOS DE CARACTERÍSTICAS DE EQUIPOS RECEPTORES
EN ITALIA [CCIR, 1986-90a]

CUADRO VI

Elemento	Característica
1. Banda de frecuencias de entrada (GHz)	11,7-12,5
2. Diámetro de la antena (cm)	60-90
3. Atenuación de la frecuencia conjugada (dB)	< 90
4. Estabilidad en frecuencia del oscilador local (MHz)	± 1,6 para una frecuencia del oscilador local de 10,750 GHz
5. Máxima potencia radiada en la frecuencia del oscilador local (dBm)	- 42
6. Gama de frecuencias de salida (GHz)	0,95-1,75
7. Factor de ruido de la unidad exterior (dB)	≤ 4
8. Umbral de demodulación de la unidad interior (dB)	≤ 10
9. C/N recibida con cielo despejado del Olympus (dB)	18,5 - 22

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Documentos del CCIR
[1986-90]: a. 10-11S/145 (Italia).

ANEXO IV

EJEMPLOS DE CARACTERISTICAS DE EQUIPOS RECEPTORES
PARA TDF-1 (FRANCIA)

CUADRO VII

Tipo de antena	C/N medida con cielo despejado (dB)	G/T calculada con cielo despejado (dB(k ⁻¹))	Factor de ruido previsto (dB)
Parabólica Ø 30 cm alimentación focal en el eje de revolución	18	6,8	1,3
Parabólica Ø 33 cm alimentación posterior, fuente helicoidal	18,2	7	1,8
Antena plana, 72 x 72 cm	20,5	9,3	2,3
Parabólica Ø 49 cm alimentación desfasada	21	9,7	1,8
Parabólica Ø 55 cm alimentación desfasada	21,7	10,4	2,9

Nota - La frecuencia nominal del primer oscilador local es 10 750 GHz y la primera frecuencia intermedia se selecciona entre 950 y 1 750 MHz.

ANEXO V

Datos de factor de ruido

Se ha recibido información de datos relativos a las etapas de entrada de receptores para radiodifusión por satélite, que se resumen en el Cuadro VIII.

CUADRO VII

Información sobre características de ruido para receptores de radiodifusión por satélite

Nº	Referencia	Frec.	Elemento de bajo ruido	Factor de ruido	Observaciones
1	[CCIR, 1978-82a]	700 MHz		1,5 dB	
2	[CCIR, 1978-82a]	2,5 GHz		1,5 dB	
3	[CCIR, 1978-82b]	12 GHz	FET	3,6 dB	Anchura de banda = 400 MHz
4	[CCIR, 1978-82c]	=		4,1±0,25dB	Degradación después de 2 años: 0,15 dB
5		=	FET, factor de ruido=1,8 dB	2,5 dB	Ajustado cuidadosamente
6		=		3,5 dB	Esperado
7	[Konishi, 1979-1980]	=	Conversión directa/FET	4 dB	Anchura de banda=800 MHz
8	=	=		3,4-3,6 dB	Anchura de banda=300-500 MHz
9	[CCIR, 1978-82a]	=		4 dB	Obtenible en breve
10	=	=		4,5 dB	Coste reducido
11	[Hirata, 1983]	=	CIM* monolitico	4 dB	
12	[CCIR, 1982-86a]	=	CIM* FET GaAs	2,5-3,0 dB	Anchura de banda=300 MHz
13	[CCIR, 1986-90a(J)]	12 GHz	HEMT	1,8 dB valor medio	Anchura de banda=300 MHz
14	[CCIR, 1986-90b(J)]	23 GHz	HEMT	5 dB	

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

HIRATA, S. y otros [abril de 1983] SHF receiver for satellite broadcasting. Proc. National Convention of IECE Japón, S7-14 (en japonés).

KONISHI, Y. [junio de 1979] Home receiver for broadcasting-satellite service. 11th International Television Symposium, Montreux, Suiza.

KONISHI, Y. [mayo de 1980] Satellite broadcasting receiver - present and future. IEEE MTT-S. International Microwave Symposium, Washington, DC, Estados Unidos de América.

Documentos del CCIR

[1978-82]: a. 10-11S/141 (Estados Unidos de América); b. 10-11S/16 (Francia);
c. 10-11S/62 (Japón)

[1982-86]: a. 10-11S/137 (Japón)

[1986-90]: a. 10-11S/104 (Japón); b. 10-11S/25 (Japón)

ANEXO VI

Resultados de los experimentos en servicio real con el sistema japonés de distribución por cable de señales de radiodifusión por satélite

La radiodifusión por satélite se inauguró en Japón en 1984 con el satélite BS-2. A finales de agosto de 1989 cerca de 800.000 hogares recibían programas de radiodifusión por satélite mediante técnicas de distribución por cable MA o MF. Las técnicas de distribución MF ofrecen ventajas en cuanto a la calidad de transmisión para la imagen y el sonido con modulación digital y para los programas de datos. En ese momento funcionaban unas 8 000 instalaciones con técnicas de distribución MF y su número está aumentando.

En Japón se han realizado varios estudios sobre la distribución por cable de señales de radiodifusión por satélite. Los resultados muestran que una de las degradaciones importantes de los sistemas de distribución por cable es el parpadeo relacionado con la señal de dispersión de 15 Hz debido al eco resultante de las desadaptaciones en la conexión por cable. Los análisis teóricos así como las pruebas en laboratorio y en servicio real previeron estos efectos y ayudaron a identificar los límites factibles para la amplitud del eco debida a desadaptaciones del cable.

La Figura [5] muestra la relación entre la proporción de amplitud del eco y el retardo en el sistema de distribución MF que produce una degradación por parpadeo apenas perceptible para diferentes tipos de imagen (curvas A) y también muestra la proporción de errores en los bits para la señal digital para sonido y datos (curva B). Las líneas C y D muestran la relación calculada del retardo y del eco en la conexión del cable predicha por la pérdida y la ROE indicadas. De acuerdo con estos resultados, se considera que un valor admisible de la ROE para conexiones en cable se situará entre 1,5 y 2, comparado con 2,5 para el caso de la recepción individual.

Una causa posible del caso más desfavorable de ecos puede ser las condiciones de circuito abierto o corto circuito en el terminal de derivación. Para mantener en un mínimo las reflexiones en los puntos de conexión, es necesario definir un valor mínimo de aislamiento en el terminal de derivación. Por ejemplo, las características preferidas de una unidad de derivación de línea troncal es una ROE inferior a 1,2 y un aislamiento entre la línea troncal y el acceso del receptor superior a 14 dB.

En comparación con los requisitos de un sistema de distribución MA para sistemas de televisión clásicos, los sistemas de distribución MF requieren características menos rigurosas para la mayoría de los parámetros, salvo para las características del eco mencionadas anteriormente. Si se dispone de anchura de banda suficiente y se proporcionan componentes tales como combinadores de señal, y unidades seleccionadas de amplificadores de distribución y se eligen divisores con características apropiadas, los sistemas de distribución por cable pueden proporcionar una calidad de funcionamiento aceptable.

De acuerdo con los experimentos realizados en servicio real, se ha confirmado que la aplicación de técnicas de distribución MF a sistema de distribución por cable no plantea problemas importantes.

ANEXO VII

Resultados de las mediciones de señales del SRS distribuidas,
en las instalaciones receptoras comunitarias

1. Pruebas de laboratorio en Francia

Se han realizado en Francia pruebas de laboratorio [CCIR, 1986-90a] sobre las señales D2, D y C-MAC/paquetes, con los parámetros de modulación especificados en el Informe 1073 del CCIR, utilizando un simulador de satélite con características muy similares al TDF-1, a fin de evaluar las degradaciones de las componentes sonido/datos y vídeo introducidas por un eco único, de un nivel diferente, añadido a la señal directa en la segunda frecuencia intermedia de 230 MHz. El retardo del eco era igual al intervalo binario de cada sistema, es decir 100 ns para D2 y 50 ns para C y D. La diferencia de fase entre las señales directa y retardada se ajustó para causar la máxima degradación.

Las pruebas incluyeron un desplazamiento de 2,5 MHz de la frecuencia de la portadora con respecto al filtro receptor, que corresponde a la operación de un circuito CAF basado en el contenido medio de imagen. Para las señales de tipo C se adoptó la demodulación de frecuencia por limitador/discriminador y la demodulación diferencial MDP 2-4.

Las degradaciones de la componente de sonido/dato se midieron en términos de relaciones portadora/ruido en 27 MHz, correspondientes a una proporción de bits erróneos de 1×10^{-3} . Para la componente de vídeo MAC, la degradación se expresó en términos de relación señal/ruido de la señal de luminancia sin compresión utilizando la red de ponderación indicada en la Recomendación 567-2 (Ginebra, 1982).

2. Pruebas de laboratorio en Italia

En las investigaciones experimentales realizadas en Italia [Cominetti y Stroppiana, 1986; CCIR, 1986-90b] las señales C-MAC/paquetes se inyectaron en la red de distribución representada en la Figura 7 que se preparó en un laboratorio. Este tipo de estructura de red, que se halla frecuentemente en instalaciones existentes, utiliza divisores resistivos que no están perfectamente adaptados a la línea principal, y que son responsables de numerosas reflexiones que se desplazan hacia la unidad de cabecera. Las degradaciones máximas, debidas a las alteraciones de la amplitud y al retardo de grupo y respuesta de frecuencia, se midieron, por consiguiente, en las salidas del quinto piso.

Podría obtenerse una mejor adaptación adoptando divisores de acoplador direccional, que se suelen utilizar solamente en nuevas instalaciones. Para determinar las degradaciones máximas previstas con respecto a las condiciones de adaptación ideales, en términos de relaciones portadora/ruido en 27 MHz, para una proporción de bits erróneos de 1×10^{-3} en la componente sonido/datos, y en términos de variaciones de la relación portadora/ruido para la componente de vídeo, la frecuencia portadora se fijó inicialmente en $f_0 = 387$ MHz, en la que irregularidades considerables afectaban a la respuesta de frecuencia, y a continuación se desplazó en una gama por pasos de ± 10 MHz.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

COMINETTI, M., STROPPIANA, M. [Noviembre, 1986] - Distribution of DBS signals of the MAC-family in collective antenna systems", Third International Conference on New Systems and Services in Telecommunication, Liège.

Documentos del CCIR

[1986-90]: a. 10-11S/56 (Francia); b. 10-11S/34 (Italia).



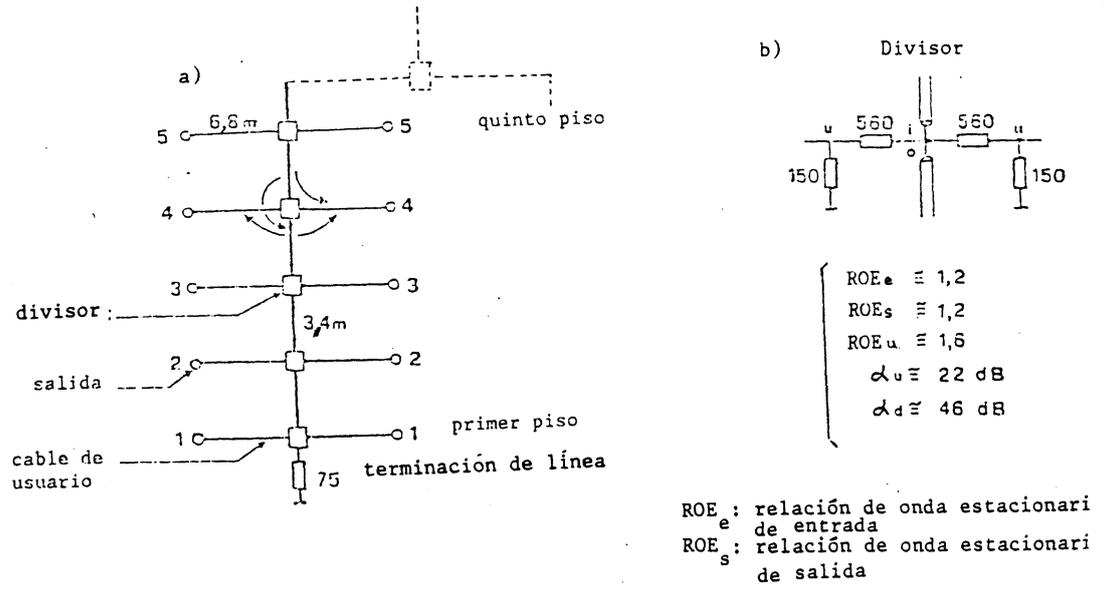


FIGURA 7

- a) Red de distribución típica utilizada en pequeños sistemas de antenas colectivas y adoptada para las pruebas de laboratorio
- b) Estructura y características de su divisor de usuario

ANEXO VIII

[CCIR, 1978-82a]

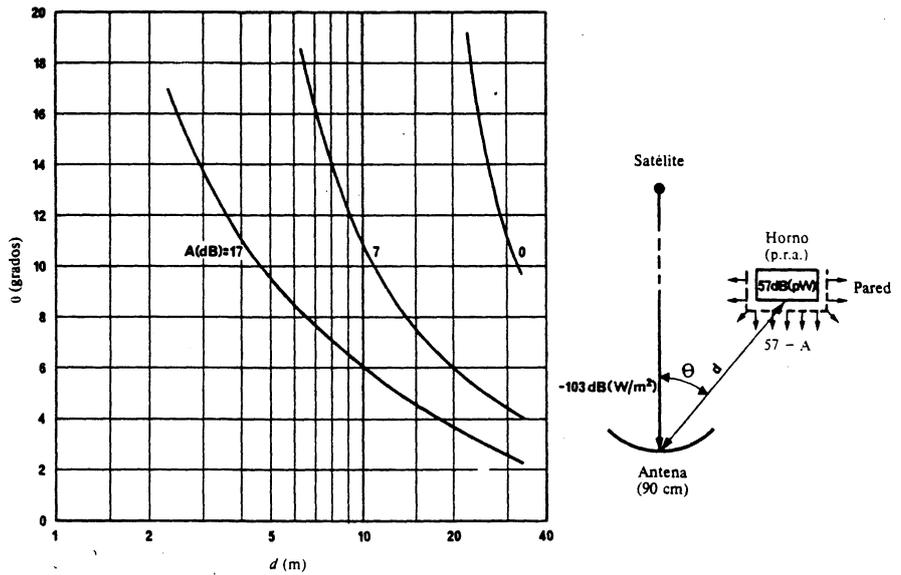


FIGURA 8 - Limitaciones en el emplazamiento de un receptor debidas a la radiación del quinto armonico de un horno de microondas incluyendo la atenuación (A) debida al efecto de pantalla de la pared (C/I = 30 dB)

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Documentos del CCIR
 [1978-82]: a. 10-11S/113 (Japón).