

INFORME UIT-R-BO.810-4*

**TECNOLOGÍA DE LAS ANTENAS DE TRANSMISIÓN Y DE RECEPCIÓN
Y DIAGRAMAS DE REFERENCIA PARA EL SERVICIO
DE RADIODIFUSIÓN POR SATÉLITE**

Servicio de radiodifusión por satélite (sonora y de televisión)

(Cuestiones UIT-R 84/10, UIT-R 93/11)

(1978-1982-1986-1990-1994)

1 INTRODUCCIÓN

La CAMR-RS-77 adoptó ciertos diagramas de radiación de referencia para las antenas transmisoras de satélite y las antenas de recepción de estación terrena a efectos de la planificación del servicio de radiodifusión por satélite de las Regiones 1 y 3 en la banda de 12 GHz. Estos diagramas aparecen en el anexo 8 a las Actas Finales de la mencionada Conferencia. Asimismo, la CARR SAT-83 adoptó unos diagramas de radiación de antena de referencia para la planificación del servicio de radiodifusión por satélite de la Región 2 en 12 GHz. Estos diagramas aparecen en el anexo 5, § 3 de la parte I de las Actas Finales de la CARR SAT-83. (Véase también el § 3 del anexo 5 del Apéndice 30 (ORB-85) del Reglamento de Radiocomunicaciones.)

El presente Informe tiene por objeto proponer nuevos diagramas de referencia para las antenas utilizadas en el equipo de transmisión del satélite y en el equipo de recepción en la Tierra. Esta información se puede emplear para la planificación de los sistemas. En el § 2 figuran los diagramas de referencia; la descripción de la situación actual de la tecnología, incluidos los datos experimentales que justifican los diagramas de referencia, figuran en el § 3.

2. Diagramas de referencia

Para la planificación del servicio de radiodifusión por satélite, se requieren ciertos supuestos relativos a la ganancia máxima de la antena (tanto para la transmisión como para la recepción), así como de la forma en que la ganancia disminuye en función del ángulo medido a partir del eje del haz. Esta información es esencial para el cálculo de la interferencia entre las emisiones destinadas a diferentes zonas de servicio.

En este punto se proponen diagramas de referencia que pueden utilizarse para estos fines. No están destinados a representar especificaciones de la mejor calidad de funcionamiento que pueda obtenerse, sino que se trata de objetivos prácticos razonables que pueden alcanzarse aplicando técnicas correctas de diseño de las antenas.

Los diagramas se presentan en función del ángulo relativo φ/φ_0 , en donde φ es el ángulo medido desde el eje del haz y φ_0 es la anchura angular del haz medida entre los niveles a -3 dB. Los niveles se han expresado en dB con respecto a la ganancia máxima (en el eje) de la antena.

Los diagramas se han especificado separadamente para las componentes copolar y de polarización cruzada. Se aplican igualmente a las polarizaciones lineal y circular. Se ha previsto que puedan aplicarse a la totalidad de la banda de radiodifusión objeto de estudio y para todos los valores de ángulos de acimut.

2.1 Antena transmisora del satélite

Es probable que la planificación inicial se haga a base del supuesto de que los haces emitidos por el satélite tienen secciones transversales elípticas o circulares; los diagramas de antena presentados en este Informe se han basado en este supuesto.

Nota. — Sin embargo, las antenas con haces de forma especial pueden ser de gran utilidad para los satélites de radiodifusión; facilitan la supresión de desbordamiento no deseado hacia países vecinos, al mismo tiempo que aseguran la cobertura eficaz de la zona de servicio. En el § 3 y en el Informe 676 del UIT-R SA se facilita información sobre una antena de este tipo.

* Este Informe debe señalarse a la atención de la Comisión Electrotécnica Internacional (CEI).

2.1.1 *Componente copolar*

Conviene suponer que el diagrama de referencia comprende tres secciones, a saber:

- el lóbulo principal, que corresponde aproximadamente a $0 < \varphi/\varphi_0 < 1,6$;
- los lóbulos laterales cercanos al haz principal, que corresponden aproximadamente a $1,6 < \varphi/\varphi_0 < 3,2$;
- los lóbulos laterales distantes del haz principal, que corresponden aproximadamente a $\varphi/\varphi_0 > 3,2$.

Como se ha indicado en la Recomendación UIT-R S.672-2 la envolvente del lóbulo principal puede aproximarse satisfactoriamente por medio de una curva de la forma $-12(\varphi/\varphi_0)^2$ dB. Este punto ha sido confirmado mediante mediciones en una serie de antenas ya fabricadas en Estados Unidos de América [CCIR, 1974-78a].

El nivel de radiación en la región de los lóbulos laterales cercanos es de particular importancia para los satélites de radiodifusión, puesto que ejerce un efecto significativo sobre la interferencia entre las distintas zonas de servicio. Por ello, será esencial emplear antenas cuya concepción permita reducir el nivel de los lóbulos laterales cercanos.

Pueden lograrse niveles de lóbulo lateral inferiores a -30 dB utilizando configuraciones de alimentación excéntrica, como una bocina Cassegrain [Janky y Barewald, 1977].

En lo que respecta a los lóbulos laterales distantes, las mediciones efectuadas en Estados Unidos de América demuestran que, aplicando la técnica corriente, el nivel puede mantenerse dentro de una envolvente definida por la curva:

$$-[17,5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)] \quad \text{dB}$$

Los estudios efectuados por la Agencia Espacial Europea demuestran que, de ser necesario, podrían diseñarse antenas en las cuales el nivel de los lóbulos laterales distantes descendiera con respecto a φ/φ_0 , con mayor rapidez que la indicada por la fórmula precedente.

Se admite que, en la práctica, puede existir un límite algo más bajo a partir del cual el nivel sea una curva asintota. Para el diagrama de referencia, se considera que este límite es igual, en valor negativo, a la ganancia en el eje de la antena.

Teniendo en cuenta lo que precede, el diagrama de referencia propuesto para la componente copolar de la antena de transmisión del satélite se ha definido en la fig. 1. Es posible que en la práctica resulte difícil alcanzar ese valor en las proximidades de $\varphi/\varphi_0 = 1,5$ [CCIR, 1978-82a]. Un método para mejorar esta situación consiste en utilizar un reflector mayor con iluminación decreciente hacia los bordes.

2.1.2 *Componente de polarización cruzada*

De un estudio efectuado por la Unión Europea de Radiodifusión [CCIR, 1974-78b] se desprende que el límite superior de la componente de polarización cruzada puede expresarse de la forma siguiente:

$$-(a + b \log |(\varphi/\varphi_0) - 1|) \quad \text{dB} \quad (1)$$

en donde a y b son constantes.

Se ha tenido en cuenta la discontinuidad que ocurre en $\varphi/\varphi_0 = 1$ al aplicar un límite a los valores admisibles para la envolvente.

Teóricamente, el nivel puede mantenerse arbitrariamente bajo en todos los ángulos; algunos estudios han indicado que este nivel podría incluso reducirse hasta -40 dB [CCIR, 1974-78c]. No obstante, hasta que se haya obtenido más experiencia práctica en el diseño y fabricación de antenas con muy poca radiación de polarización cruzada, es prudente adoptar, para un diagrama de referencia, una especificación algo menos estricta.

En la práctica, el nivel de la respuesta de polarización cruzada depende principalmente de las características del alimentador. Si el alimentador de la antena transmisora se utiliza exclusivamente para la transmisión y no tiene que formar parte de un conjunto de alimentadores de funciones múltiples, podrán obtenerse excelentes respuestas de polarización cruzada en la gama de -35 a -40 dB en el haz principal [Janky y Barewald, 1977].

Teniendo en cuenta el limitado volumen de información disponible sobre resultados de mediciones, se propone que a y b sean iguales a 40, en la fórmula (1), con un límite superior de -33 para $\varphi/\varphi_0 < 1,5$ y con un límite igual a $-$ (ganancia en el eje) para $\varphi/\varphi_0 > 1,5$.

El diagrama propuesto se ha incluido en la fig. 1. Es posible que en la práctica resulte difícil alcanzar el valor próximo al eje de puntería [CCIR, 1978-82a].

Si el sistema de alimentación se utiliza tanto para la transmisión como para la recepción, o si se utiliza un conjunto de alimentadores múltiples para generar un haz de forma irregular, puede que no sea posible lograr la característica de polarización cruzada indicada en la fig. 1.

2.2 Antena receptora de la estación terrena

2.2.1 Componente copolar

Teniendo en cuenta que los sistemas de radiodifusión requieren el empleo de un número elevado de antenas de recepción (tanto para la recepción individual como para la comunal), las normas de calidad de funcionamiento que son razonables en el aspecto económico tienden a ser más reducidas que en el caso de las antenas de transmisión. Por otra parte, al especificar el diagrama de referencia, debe tenerse en cuenta el probable error de orientación de la antena hacia el satélite deseado.

Para tener en cuenta el error de orientación, se sugiere que el diagrama de referencia corresponda a una ganancia relativa de 0 dB para ángulos relativos de hasta $\varphi/\varphi_0 = 0,25$. A continuación, cabe esperar que la curva se ajuste a la ley cuadrática (es decir, que el nivel relativo sea igual a $-12 (\varphi/\varphi_0)^2$ dB), de la misma manera que en el caso de la antena de transmisión examinada en el punto 2.1, hasta un nivel de -6 dB.

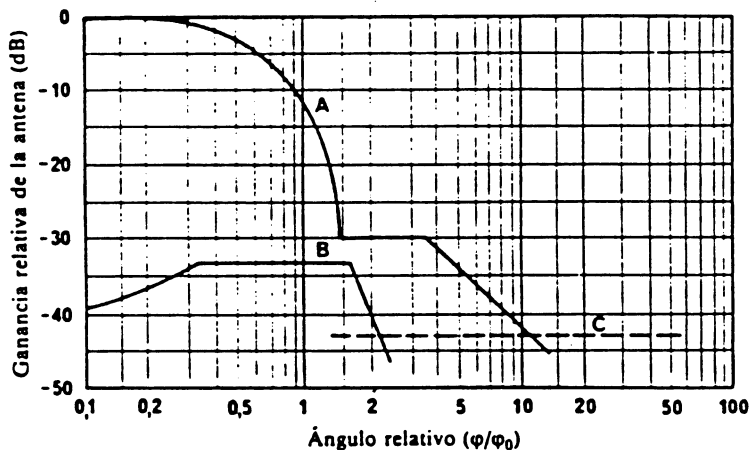


FIGURA 1 - Diagramas de referencia para las componentes copolar y de polarización cruzada de la antena transmisora del satélite con un solo alimentador, que produce un haz de sección transversal circular o elíptica

Curvas A: Componente copolar (dB)

- $12 (\varphi/\varphi_0)^2$ para $0 < \varphi < 1,58 \varphi_0$
- 30 para $1,58 \varphi_0 < \varphi < 3,16 \varphi_0$
- $[17,5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)]$ para $3,16 \varphi_0 < \varphi$

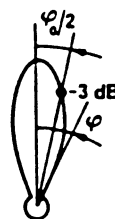
Después de la intersección con la curva C: como la curva C

B: Componente de polarización cruzada (dB)

- $(40 + 40 \log |(\varphi/\varphi_0) - 1|)$ para $0 < \varphi < 0,33 \varphi_0$
- 33 para $0,33 \varphi_0 < \varphi < 1,67 \varphi_0$
- $(40 + 40 \log |(\varphi/\varphi_0) - 1|)$ para $1,67 \varphi_0 < \varphi$

Después de la intersección con la curva C: como la curva C

C: - (Ganancia en el eje) (dB)



Para ángulos mayores, el nivel relativo dependerá del grado en que se utilicen técnicas de supresión de lóbulos laterales.

Para las antenas destinadas a la recepción individual, sin emplear dichas técnicas, el límite superior del nivel relativo disminuye por debajo del punto de -6 dB en una proporción que viene indicada por la fórmula:

$$-[9 + 20 \log (\varphi/\varphi_0)] \quad \text{dB}$$

hasta $\varphi/\varphi_0 = 1,26$, y a partir de este punto desciende en una proporción más rápida, indicada por:

$$-[8,5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)] \quad \text{dB}$$

hasta $\varphi/\varphi_0 = 9,55$. Más allá de este punto, se toma un nivel constante de -33 dB para el resto de la envolvente.

Según la CAMR-RS-77, la curva A de la fig. 2 para recepción individual (en la Región 2) se extiende hasta un valor de $\varphi/\varphi_0 = 15,14$, con un valor constante de -38 dB por encima de éste (véase el anexo 8 a las Actas Finales de la CAMR-RS-77).

Para la recepción comunal, sin empleo de técnicas de supresión de lóbulos laterales, el nivel relativo se obtiene por medio de la fórmula:

$$-[10,5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)] \quad \text{dB}$$

a partir de $\varphi/\varphi_0 = 0,86$ y continuando hasta alcanzar el nivel correspondiente a $-$ (ganancia en el eje). El diagrama correspondiente a un receptor comunal sin supresión de lóbulos laterales se indica en la curva A' de la fig. 2.

Si se emplean las técnicas de supresión de lóbulos laterales, la curva $-12 (\varphi/\varphi_0)^2$ podría continuarse hasta un ángulo relativo de $\varphi/\varphi_0 = 1,44$, correspondiente a un nivel relativo de -25 dB. Los lóbulos laterales podrían mantenerse a un nivel inferior a éste hasta un ángulo relativo de $\varphi/\varphi_0 = 3,8$ y, a continuación, el nivel desciende de acuerdo con una curva definida por:

$$-[10,5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)] \quad \text{dB}$$

El diagrama correspondiente al empleo de técnicas de supresión de lóbulos laterales se ha ilustrado por medio de la curva A'' de la fig. 2. Esta curva debe poder obtenerse tanto para la recepción individual como comunal, si se utilizan técnicas de supresión de lóbulos laterales.

2.2.2 *Componente de polarización cruzada*

El nivel de la componente de polarización cruzada puede definirse de la misma forma que en el caso de la antena de transmisión, pero cabe esperar una calidad de funcionamiento menos satisfactoria. Además, debe tenerse en cuenta la probable inexactitud de orientación de la antena. Por ello, se propone que el nivel sea de -25 dB hasta un ángulo relativo $\varphi/\varphi_0 = 0,25$. Seguidamente, este nivel aumenta de acuerdo con la curva:

$$-(30 + 40 \log |(\varphi/\varphi_0) - 1|) \quad \text{dB}$$

hasta un máximo de -20 dB, que se mantiene hasta un ángulo relativo $\varphi/\varphi_0 = 1,4$. Después, el nivel desciende de acuerdo con la curva:

$$-(30 + 25 \log |(\varphi/\varphi_0) - 1|) \quad \text{dB}$$

hasta un nivel de -30 dB. Se mantiene el nivel de -30 dB hasta la intersección con la curva de componente copolar, y continúa después como la componente copolar. El diagrama resultante se muestra en la curva B de la fig. 2. Puede considerarse que se aplica tanto a la recepción individual como a la recepción comunal.

2.3 *Valores propuestos para φ_0*

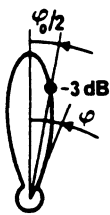
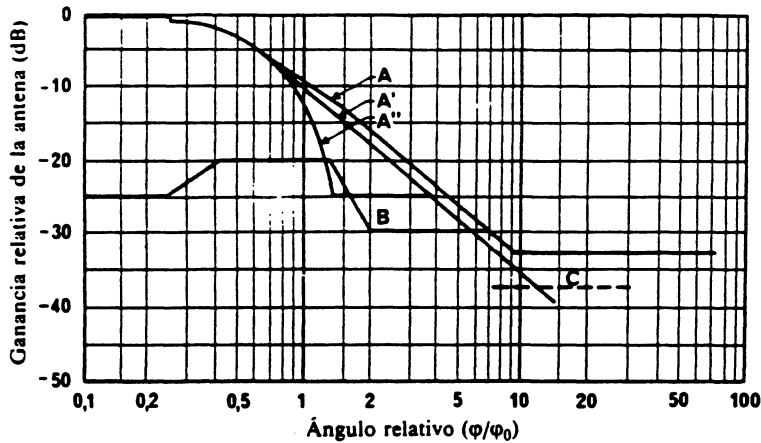
En el cuadro I se indican los valores de φ_0 sugeridos para diferentes tipos de servicio de radiodifusión.

En algunas instalaciones receptoras pueden utilizarse antenas de mayor ganancia, por ejemplo para obtener una mejor relación señal/ruido, pero el propósito del cuadro es indicar los valores de φ_0 para las antenas que probablemente se utilizarán en la mayoría de las instalaciones receptoras.

Se señala que las antenas con menor anchura de haz exigen una alineación y montaje de gran precisión para evitar una degradación en recepción y que pueden necesitar también una especificación del movimiento máximo del satélite, de mayor exigencia que en el caso de satélites para otros servicios.

3. **Tecnología de las antenas y datos experimentales**

En el presente punto se resumen los documentos presentados sobre tecnología de antenas de vehículos espaciales y de estaciones terrenas. En el § 2 se han presentado nuevas envolventes de lóbulos laterales e incluido los principales datos experimentales que las justifican.



Ganancia relativa de la antena (dB):

Componente copolar

A: Recepción individual, sin supresión de lóbulos laterales

- 0 para $0 < \varphi < 0,25 \varphi_0$
- $12 (\varphi/\varphi_0)^2$ para $0,25 \varphi_0 < \varphi < 0,707 \varphi_0$
- $[9,0 + 20 \log (\varphi/\varphi_0)]$ para $0,707 \varphi_0 < \varphi < 1,26 \varphi_0$
- $[8,5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)]$ para $1,26 \varphi_0 < \varphi < 9,55 \varphi_0$
- 33 para $9,55 \varphi_0 < \varphi$

A': Recepción comunal, sin supresión de lóbulos laterales

- 0 para $0 < \varphi < 0,25 \varphi_0$
- $12 (\varphi/\varphi_0)^2$ para $0,25 \varphi_0 < \varphi < 0,86 \varphi_0$
- $[10,5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)]$ para $0,86 \varphi_0 < \varphi$

Después de su intersección con la curva C: como la curva C

A'': Viable para recepción comunal y quizás para recepción individual, empleando técnicas de supresión de lóbulos laterales

- 0 para $0 < \varphi < 0,25 \varphi_0$
- $12 (\varphi/\varphi_0)^2$ para $0,25 \varphi_0 < \varphi < 1,44 \varphi_0$
- 25 para $1,44 \varphi_0 < \varphi < 3,8 \varphi_0$
- $[10,5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)]$ para $3,8 \varphi_0 < \varphi$

B: Componente de polarización cruzada (ambos tipos de recepción)

- 25 para $0 < \varphi < 0,25 \varphi_0$
- $[30 + 40 \log |(\varphi/\varphi_0) - 1|]$ para $0,25 \varphi_0 < \varphi < 0,44 \varphi_0$
- 20 para $0,44 \varphi_0 < \varphi < 1,4 \varphi_0$
- $[30 + 25 \log |(\varphi/\varphi_0) - 1|]$ para $1,4 \varphi_0 < \varphi < 2 \varphi_0$
- 30 hasta la intersección con la componente copolar; seguidamente, como para la componente copolar

C: Valor de la ganancia en el eje con signo menos (dB)

FIGURA 2 — Diagramas de referencia para las componentes copolar y de polarización cruzada de la antena receptora

Nota. — La porción plana de las curvas hasta $\varphi/\varphi_0 = 0,25$ tiene en cuenta el error de puntería de la antena.

CUADRO I - *Anchuras de haz a potencia mitad, ϕ_0 , para las antenas receptoras en tierra*
(Los diámetros típicos figuran entre paréntesis)

Frecuencia	Servicio de radiodifusión por satélite		Servicio de radiodifusión terrenal
	Recepción comunal	Recepción individual	
12 GHz ⁽¹⁾	1,0° (1,8 m) (Regiones 1 y 3)	2,0° (Regiones 1 y 3) (0,9 m) 1,7° (Región 2) (1 m)	3,0° ⁽²⁾ (0,6 m)
2600 MHz	2,7° (3 m)	8° (1 m)	
700 MHz	9° (3,4 m)	15° (paraboloide de 2 m) 30° (Yagi)	Véase la Recomendación 419

(1) Estos son los valores de ϕ_0 adoptados en la CAMR-RS-77 para la planificación del servicio de radiodifusión por satélite en la banda de 12 GHz, aplicables en las Regiones 1 y 3, y los adoptados en la CARR SAT-83 para la planificación del servicio de radiodifusión por satélite en la Región 2.

(2) Algunas administraciones proponen un valor distinto para este parámetro.

3.1 Antenas transmisoras de vehículos espaciales

3.1.1 Niveles de los lóbulos laterales

La eficaz utilización del espectro de frecuencias en la órbita geoestacionaria para las emisiones de radiodifusión por satélite depende, en gran medida, del control direccional de la radiación de la antena. El método más eficaz para asegurar un servicio de radiodifusión a una zona determinada con la p.i.r.e. necesaria y con bajos niveles de radiación fuera de dicha zona, es el del control activo o pasivo del diagrama de radiación de la antena del satélite, en particular en las regiones de los lóbulos laterales cercanos al haz principal. Esto se aplica tanto a los diagramas de radiación copolares como a los de polarización cruzada. (El disco de la Tierra, visto desde la órbita geoestacionaria, subtendiendo un ángulo de aproximadamente 17,5°; y es en esta región donde la reducción de los lóbulos laterales es más ventajosa.) Este aspecto esencial de la utilización eficaz del espectro ha sido objeto de extensos trabajos.

3.1.2 Reflectores y lentes

Constituye una práctica normal hacer variar la iluminación de los reflectores parabólicos de manera progresiva para reforzar la atenuación de los lóbulos laterales. La extensión de esta técnica, combinada con otras, ha demostrado [Thomas y otros, 1970] que un diseño especial permite mantener los niveles de los primeros lóbulos laterales en -40 dB con relación al haz principal, mediante la aplicación de las técnicas de compensación del bloqueo de la abertura y de supresión de la zona activa.

Se emplean también técnicas pasivas para controlar los niveles de los lóbulos laterales en los reflectores. Una técnica común consiste en prever, en el reflector, una zona con pequeños escalones por lo general, en el centro o en el borde exterior. La altura del escalón produce el cambio de fase deseado y determina la anchura y la posición de las cancelaciones deseadas en el diagrama.

En principio, estas técnicas permiten lograr cualquier grado de atenuación deseado de los lóbulos laterales. Sin embargo, ocurre en la práctica que los errores combinados de amplitud, fase y posición limitan el grado de atenuación de los lóbulos a aproximadamente -40 dB respecto al nivel máximo en la dirección del haz principal. Con todo, este grado de atenuación no ha quedado demostrado en equipo espacial homologado. De ahí la adopción de un nivel más alto en el diagrama de radiación de referencia.

Recientemente se ha presentado una técnica efectiva de construcción para una antena de reflector y bocina con una sección transversal del haz arbitraria [Katagi y Takeichi, 1975]. Esta técnica es sencilla. La conformación del frente de onda en las inmediaciones de la abertura se determina en primer lugar de acuerdo con la conformación deseada del haz, basándose luego la forma del reflector en consideraciones de geometría óptica. Tales antenas pueden ser de utilidad en el diseño de satélites de radiodifusión.

3.1.3 Conformación del haz

Se han estudiado tres métodos de conformación de haz: formaciones en fase, reflectores elípticos o circulares con alimentadores múltiples y reflectores conformados con un sólo alimentador. Tras el examen de cada uno de estos métodos, se estudió el efecto de la utilización del mismo reflector para transmisión y recepción sobre la forma del haz de la antena del satélite, y el efecto del cambio de posición orbital del satélite sobre la forma del haz.

3.1.3.1 Formación de antenas en fase

Se han realizado diversos estudios sobre el empleo de antenas constituidas por elementos múltiples a bordo de satélites para atender las necesidades de los servicios de radiodifusión y de telecomunicaciones.

Las formaciones activas parecen ofrecer la posibilidad de reducir mucho los efectos de interferencia y de aumentar la reutilización del espectro, debido a la mayor flexibilidad y eficacia con que se pueden explotar.

Las formaciones que utilizan la combinación en fase permiten un control virtualmente ilimitado de la amplitud y de la fase de la iluminación de la abertura, pudiendo utilizarse una sola abertura para obtener el número de haces paralelos que se desee (suponiendo una matriz de puesta en fase separada para cada haz que se genere). Pueden escogerse ciertas partes de la abertura con formas arbitrarias para obtener secciones transversales con formas también arbitrarias de modo que pueda seguirse con bastante exactitud un límite geográfico. Las formaciones de antenas parecen proporcionar una atenuación del primer lóbulo lateral de -40 dB respecto del haz principal [Hult y otros, 1968].

La formación de antenas en fase adaptable ofrece la posibilidad de suministrar aperturas ligeras con alta directividad y un control preciso de la forma del haz junto con la capacidad de producir selectivamente nulos en los diagramas de radiación en direcciones especificadas, por ejemplo, hacia importantes fuentes de interferencia o en direcciones en las que no se desea la recepción. En particular, la utilización de un algoritmo de autocalibración permite relajar las tolerancias tanto mecánicas como eléctricas, y preserva así el aislamiento extremadamente alto y el control de ganancia para la radiodifusión directa por satélite a la vez que reduce el costo y el peso de la formación de antenas [1990 - 1994]a.

El concepto de autocalibración se ha demostrado con éxito en un laboratorio utilizando elementos de antena espaciados irregularmente sin intentar la adaptación de las características eléctricas de los elementos. Los que proponen este método estiman que se necesitarán unos tres años de investigaciones antes de que los ingenieros determinen la rentabilidad de esta técnica.

3.1.3.2 Antenas con reflectores de alimentación múltiple

Otros métodos para la antena de haz conformado comprenden la utilización de reflectores de alimentación múltiple y lentes. En estos dispositivos, cada elemento de alimentación de un sistema de alimentadores múltiples ilumina separadamente el reflector o la lente para generar un haz componente en el campo lejano. Mediante el ajuste adecuado de la distribución de fase y amplitud de la iluminación de la abertura principal por cada alimentador y la suma de las entradas de los alimentadores en circuitos híbridos, puede conformarse el diagrama secundario para cubrir una zona de forma arbitraria. Se han construido algunos modelos de estas antenas y se emplean dichas técnicas en antenas de satélites actualmente en órbita (Intelsat IV-A) y previstos (DSCS-III). Se dispone de cierto número de programas de computador perfeccionados para calcular la distribución de fase y amplitud del sistema de los elementos de alimentación. En el Informe 676 figura información adicional sobre el desarrollo de estas técnicas en los Estados Unidos de América.

Una antena con haces especialmente conformados, desarrollada en el Japón para el satélite experimental de radiodifusión (BSE), consta de un reflector elíptico y tres bocinas primarias de alimentación para adaptar el haz a la forma de la zona de servicio, que incluye las islas principales y las islas apartadas del Japón [CCIR, 1974-78d]. La frecuencia del enlace descendente es de 12 GHz. Los diagramas de radiación medidos concuerdan bien con los cálculos teóricos. Tal antena facilitaría la supresión del desbordamiento indeseable que afectaría a los países vecinos, al tiempo que aseguraría una cobertura eficaz de la zona deseada.

Otro estudio indica que se puede mejorar la supresión de los lóbulos laterales utilizando bocinas de alimentación excéntrica en este tipo de antenas [CCIR, 1974-78e]. También se ha desarrollado una antena de haz perfilado y polarización circular similares a la configuración anteriormente señalada. Los resultados de mediciones efectuadas muestran que la discriminación de la componente de polarización cruzada podría mantenerse mayor que 33 dB respecto a la ganancia de la componente copolar en la dirección de puntería en la mayor parte de las direcciones.

Sin embargo, se encontró que el requisito de una discriminación de 40 dB alrededor del eje de puntería era difícil de alcanzar considerando la tecnología actual para satélites de radiodifusión de capacidad media [CCIR, 1978-82b]. Conviene estudiar más detenidamente esta cuestión.

3.1.3.3 Antenas de reflector conformado

En contraste con los diseños de bocinas de alimentación puestas en formación antes examinadas, se ha elaborado y probado en Estados Unidos de América una nueva tecnología que utiliza una sola bocina de alimentación con un reflector conformado. Como en el caso de los diseños de bocinas de alimentación puestas en formación, el método del reflector conformado utiliza una geometría de alimentación excéntrica para obtener una alta eficacia de apertura. El reflector conformado sirve para dar forma a la distribución de la p.i.r.e. en la zona de servicio. Esta nueva tecnología tiene menores pérdidas de salida, crea generalmente una mejor conformación de haz y tiene menos peso que los reflectores con formación de bocinas de alimentación en fase.

Una de las primeras aplicaciones de este método de reflector conformado para conseguir una antena de satélite de haz conformado fue a un satélite de radiodifusión en 12 GHz previsto para lanzamiento en diciembre de 1993. La zona de servicio abarcada era la parte continental de los Estados Unidos (CONUS) [1990-1994]b, y Williams et al. 1993.

Los objetivos de diseño de esta antena incluían no sólo la adaptación de la forma del haz a la de CONUS sino también: 1) ofrecer variaciones de ganancia en el haz principal para compensar las diferencias en la atenuación causada por la lluvia prevista, y 2) el control de radiación de lóbulo lateral para cumplir los requisitos de interferencia de otros países de la Región 2 en el plan de 12 GHz.

El diseño del reflector conformado se llevó a cabo en dos etapas. En la primera etapa, no se tuvo especialmente en cuenta la calidad de funcionamiento del lóbulo lateral. En cambio, se optimizó la forma del reflector para que se ajustara a la forma del haz en CONUS y suministrara casi 1,5 dB más de ganancia en la parte oriental de CONUS, con ganancias locales máximas hacia los principales centros de población.

En la segunda etapa del diseño, se afinó la forma del reflector para controlar la ganancia de lóbulo lateral hacia otros países de la Región 2 de modo que no se redujeran los márgenes de protección global equivalentes (oepms, overall equivalent protection margins) de esos países. Para ello, la versión del software SOUP de la IFRB, aumentado con una subrutina de haz conformado, se utilizó en primer lugar para calcular los oepms en más de 15 000 puntos de prueba de recepción en toda la Región 2, suponiendo el diagrama de radiación de lóbulo lateral correspondiente al diseño de antena de la primera etapa.

Utilizando estos resultados como referencia, se volvió a optimizar la forma del reflector para reducir la ganancia de lóbulo lateral hacia aquellos países cuyos oepms habían sido perjudicados. Al utilizar un reflector con un diámetro nominal de casi 2,2 m y una sola bocina de alimentación acanalada excéntrica, se comprobó que era posible obtener la supresión del lóbulo lateral deseada sin degradar la característica de ganancia derivada en cualquier punto en el lóbulo principal en más de 0,3 dB.

3.1.3.4 Otros factores que afectan la forma del haz de la antena del satélite

Es posible utilizar técnicas de conformación del haz con alimentadores múltiples para conseguir un diagrama del lóbulo principal diferente de la configuración gaussiana tradicional. Concretamente, es posible mantener un nivel de amplitud más uniforme en la zona a la que se pretende dar servicio. Esta igualación del diagrama de radiación puede presentar ciertas ventajas en determinadas circunstancias. La principal ventaja reside en que se necesita menos energía primaria en el vehículo espacial para proporcionar la p.i.r.e. mínima necesaria en el borde de la zona de servicio. Ello significa que se puede utilizar un transmisor más pequeño y paneles de células solares más pequeños, con el consiguiente ahorro económico. En ciertos casos, este ahorro puede ser importante.

Un inconveniente de esta técnica es que el diagrama más uniforme puede exceder ligeramente la actual envolvente gaussiana dentro de la zona deseada de servicio, pero no fuera del contorno previsto de -3 dB. En este caso, la administración que desee aplicar dicha técnica de configuración del haz tendrá que efectuar de antemano la coordinación con los países vecinos. Conviene estudiar más detenidamente esta técnica.

Se han obtenido resultados analíticos y de mediciones a 12 GHz [Chen y Franklin, 1980] de una cobertura por haz perfilado del huso horario Este de los Estados Unidos de América utilizando polarización lineal. El alimentador de 25 bocinas pone de manifiesto el empleo de bocinas suplementarias en la zona periférica para cancelar lóbulos laterales. La comparación de los resultados calculados con las mediciones para frecuencias de transmisión de 11,7 y 11,95 GHz, han mostrado una excelente concordancia.

Las antenas realizadas cubren la banda 11,7-14,5 GHz y han proporcionado unas características muy uniformes. El empleo de la misma antena en la banda de recepción/transmisión en 12,2/18,1 GHz requeriría ciertos compromisos de funcionamiento. Aunque podría compensarse el reflector haciendo dicroica la tercera parte de la porción exterior (es decir, transparente) a las frecuencias cercanas a 18 GHz, la limitación en anchura de banda de los alimentadores y del polarizador provocaría una degradación de las características.

Generalmente, los sistemas de radiodifusión no toleran los traslados de satélites a posiciones orbitales nuevas, debido a la modificación de la zona de cobertura en tamaño y forma. Si el desplazamiento longitudinal es pequeño, por ejemplo, menor de 5° , y se ha especificado durante el desarrollo de la antena, puede diseñarse la cobertura con un diagrama compuesto (mayor que cualquier otro) con una pequeña disminución de la ganancia, de 0,3 a 0,5 dB. El vehículo espacial puede reapuntarse fácilmente en la dirección Este-Oeste para proporcionar una flexibilidad suplementaria.

Si la modificación de la longitud orbital es grande, por ejemplo un desplazamiento desde 100° W a 115° W, puede ser poco práctico el diseño según el diagrama compuesto, debido a la disminución de la ganancia. La diferencia de ganancia de una antena diseñada para 115° y utilizada para 100° puede alcanzar 3 dB en determinadas zonas. Este efecto, normalmente, será menos riguroso para una antena de haz perfilado de mayor cobertura, es decir, proporcionando la cobertura en el contorno de -2 dB, en vez de en el contorno de -3 a -4 dB de haz perfilado no tan ajustado al contorno de cobertura.

Si se especifican dos longitudes discretas, podría sintetizarse un diseño utilizando una combinación de divisores de potencia variable o bocinas conmutables para reconfigurar la alimentación de la antena de órbita. Normalmente, esto no es deseable desde el punto de vista de la complejidad y fiabilidad.

3.1.4 *Haces múltiples*

Se ha demostrado que el uso de haces múltiples para proporcionar coberturas múltiples independientes dentro de una zona deseada de servicio aumenta la capacidad total del espectro mediante la reutilización de las frecuencias.

Pueden producirse haces múltiples a partir de una sola abertura empleando las técnicas de reflectores, lentes o formaciones de elementos radiantes.

Los alimentadores de bocinas múltiples excéntricas, en combinación con un reflector o una lente, son una solución viable para las necesidades del servicio de radiodifusión por satélite, tanto para las antenas de los vehículos espaciales como de las estaciones terrenas. Si se dedica un haz separado a cada grupo de usuarios, es posible la reutilización de las bandas de frecuencia. Se ha mostrado un proyecto de antena de haces múltiples para microondas [Ohm, 1974], que utiliza un sistema de alimentadores de bocinas múltiples excéntricas y un reflector Cassegrain, para eliminar esencialmente el bloqueo de la abertura, reducir las aberraciones en coma y asegurar un buen aislamiento entre los haces (40-45 dB).

Se han dedicado grandes esfuerzos al estudio de las lentes de características variables para producir haces independientes múltiples. Se han presentado técnicas analíticas y algunos resultados experimentales de una antena guíaondas de lente [Dion y Ricardi, 1971], que indican la posibilidad de obtener un diagrama de radiación de cobertura variable. Se obtiene esta cobertura variable mediante la excitación selectiva de alimentadores derivados para conseguir la iluminación de abertura y la distribución de fase adecuadas.

Las formaciones que utilizan la combinación de antenas en fase ofrecen grandes posibilidades para los futuros satélites en las gamas de frecuencias más elevadas. Pueden producirse haces múltiples independientes mediante la excitación selectiva de algunos elementos.

Se han desarrollado antenas de lentes en fase para sistemas de perturbación electrónica y de telemedida, y se han hecho experiencias con antenas de este tipo que producen varios haces orientables independientemente en anchuras de banda de una octava. La suma selectiva de grupos de haces produce haces aún más estrechos que pueden orientarse independientemente.

3.1.5 Reconfiguración de la antena del satélite en órbita [CCIR, 1982-86a]

La mayoría de los sistemas de comunicación por satélite explotados actualmente utilizan antenas de satélite cuyas zonas del haz caen a ambos lados de la zona de servicio y dependen de la ubicación en la órbita. En el futuro, surgirá la necesidad de modificar la forma o el tamaño de la zona del haz mientras el satélite está en órbita y en una ubicación fija. Se necesitaría una modificación más compleja de la zona si el satélite en órbita se traslada a otra posición orbital o si se monta un satélite de reserva cuya ubicación en la órbita puede no ser desconocida, pues va a sustituir a uno o varios satélites ya presentes. En ambas situaciones se necesitaría una reconfiguración de la antena en órbita a fin de que la zona del haz corresponda a la zona de servicio.

En el análisis siguiente se supone que se utilizarán antenas de haz perfilado cuya abertura está gobernada por una agrupación de alimentadores de bocina.

La primera forma de antena reconfigurable sería para dar servicio a varias zonas desde una sola posición orbital. Por ejemplo, en la fig. 3a) se muestran tres posibles zonas de servicio a las que se puede atender desde una única posición orbital. Es decir, la potencia de la antena puede dirigirse a la zona A o a la B o a la zona compuesta C. La división de potencia entre la zona A y la zona B generalmente no es igual pues la zona más amplia recibe más potencia para igualar la densidad de flujo de potencia. Cabe también que una zona reciba más potencia para reducir las necesidades de las estaciones terrenas en esa zona.

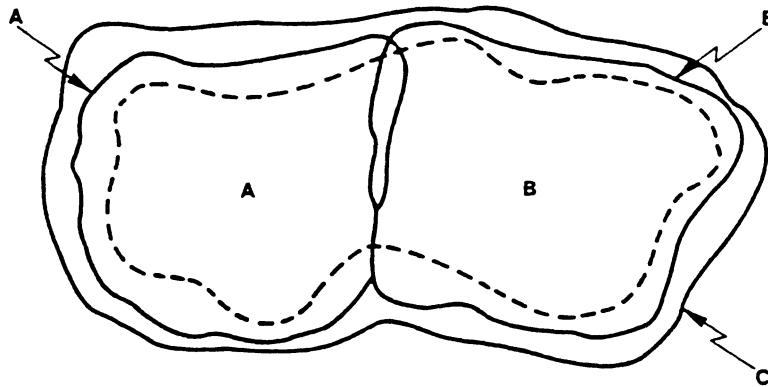
Estos diagramas de iluminación en tierra pueden conseguirse mediante las redes de conformación de haz y de alimentación de la agrupación que se muestran en la fig. 3b). El repartidor de potencia variable (RPV) controlable desde el suelo reparte la potencia en dos subsistemas que individualmente producen las zonas de haz A y B. Una división adecuada de la potencia entre los dos subsistemas produce la zona de haz C. En este laberinto puede existir una combinación de circuitos adicional como los dispositivos desfasadores para asegurar una puesta en fase uniforme a lo largo de la abertura. En la fig. 3c) se muestra un diagrama esquemático del repartidor de potencia variable. Los desfasadores tienen un desplazamiento de fase máximo de π/e radianes y alcanzan gradualmente este valor con una resolución de 4 bits. Esto corresponde a $\pi/32$ radianes. La potencia de salida en cada puerta será la misma cuando los estados del desfasador sean idénticos. La salida de cualquiera de las puertas será nula cuando la diferencia de fase sea de 90° . Por consiguiente, todas las divisiones son posibles dentro de los incrementos fijados por el número de bits.

Otro tipo de antena reconfigurable que presenta problemas de orden más práctico que la estructura descrita, es para el caso en que la reconfiguración es requerida cuando un satélite se reubica a partir de su longitud actual o cuando se necesita que un satélite de reserva pueda ocupar varias posiciones orbitales posibles. La posición orbital final es desconocida a priori puesto que no se sabe qué satélite fallará el primero.

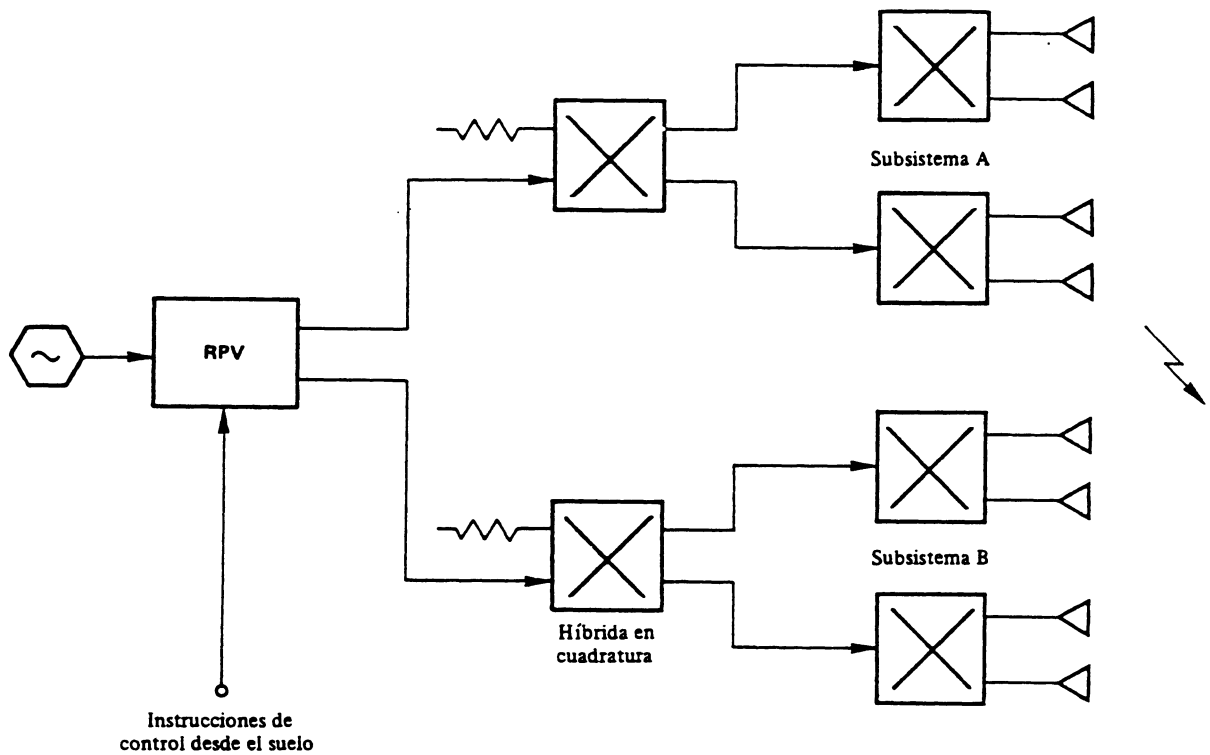
En el caso de antenas diseñadas para adaptarse al contorno de la zona de servicio y producir poca radiación fuera de esta zona, el desplazamiento del satélite ya no producirá un haz perfectamente conformado para esa zona. Esto se debe a que el satélite «ve» la zona de servicio desde una perspectiva diferente. En especial, para los haces conformados, la cobertura de zona de servicio en la periferia del haz es sensible a la ubicación del satélite. Por tanto será necesario reconfigurar el dispositivo de alimentación de la antena para volver a conseguir la iluminación óptima de la zona de servicio. Es evidente, como se ha indicado en la reconfiguración de la antena descrita anteriormente, que no basta con dividir la potencia entre los alimentadores, puesto, que prevalecerán las zonas de haz originales. Por tanto se necesitan múltiples alimentadores que puedan ser excitados por cantidades variables de potencia. Algunos alimentadores, según la ubicación del satélite y el contorno de la zona, podrán recibir más o menos potencia, o no recibir ninguna.

En los Estados Unidos de América se está estudiando un sistema de antena reconfigurable que puede programarse para dar zonas de haz óptimas para los 50 estados desde satélites situados entre los 66° W y los 129° W de longitud. En la fig. 4 se representan las zonas de haz típicas que pueden generarse para tres ubicaciones diferentes.

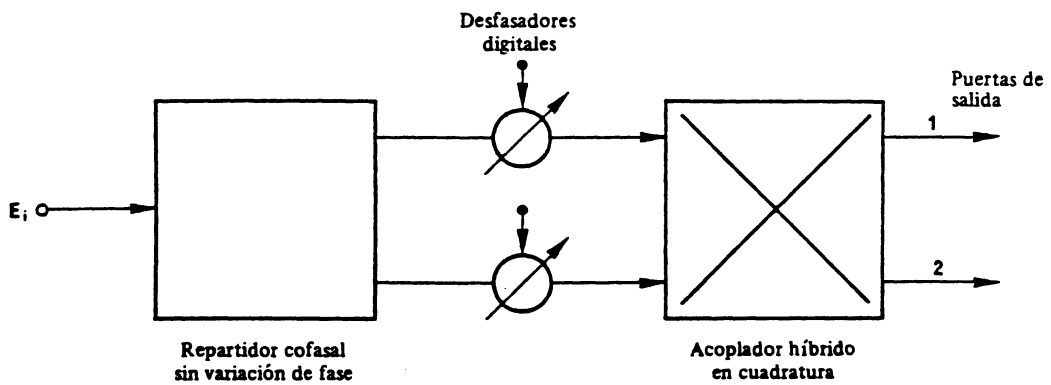
Se observa que la red de antenas reconfigurables es generalmente más complicada y más pesada que una red de configuración de haces más sencilla. Otro factor que conviene considerar es que el aumento de circuitos introducirá más pérdidas en las partes del transpondedor en que las pérdidas son críticas. Además, cabe prever un costo adicional del satélite pero este factor es menos importante que los factores de peso y rendimiento.



a) Zonas de servicio supuestas

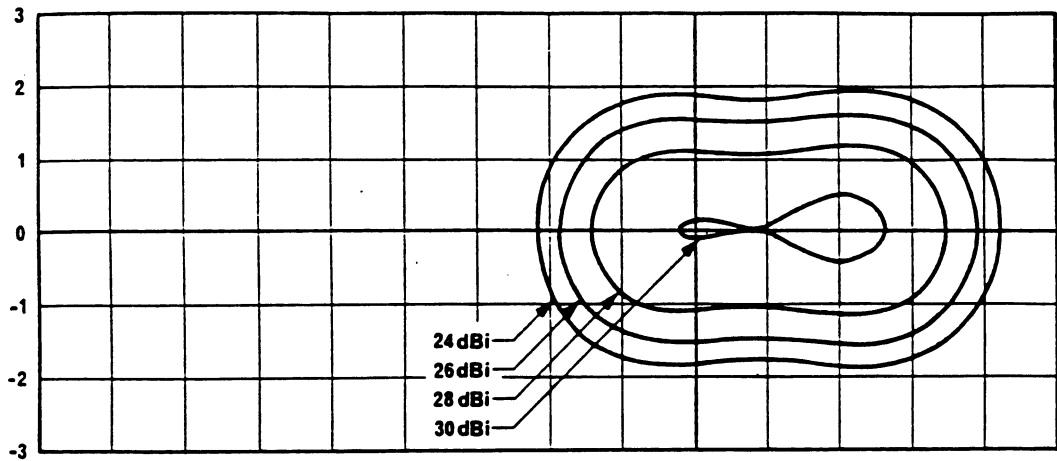


b) Red de conformación del haz

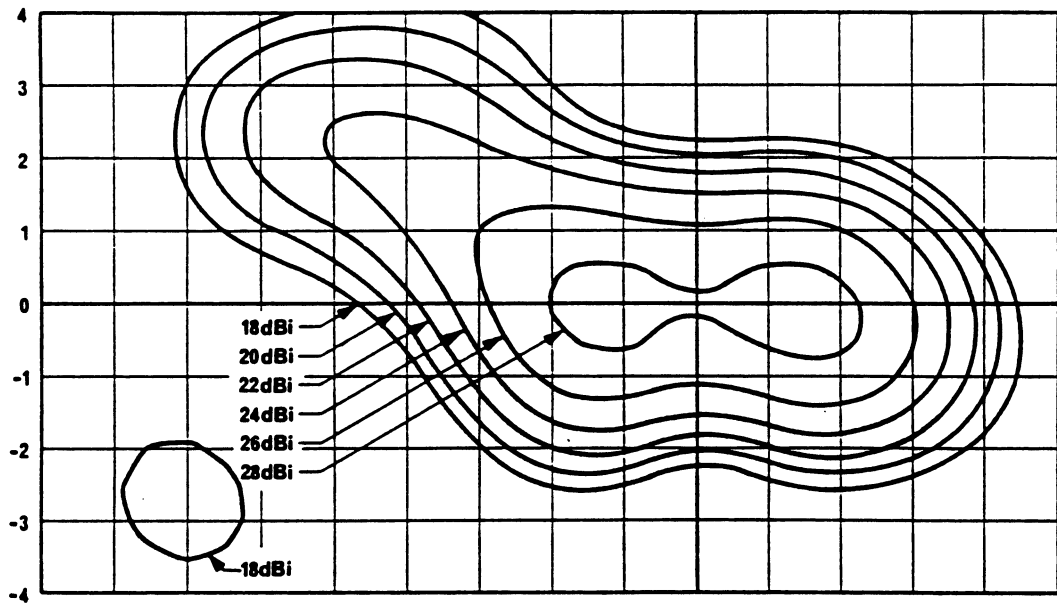


c) Repartidor de potencia variable (RPV)

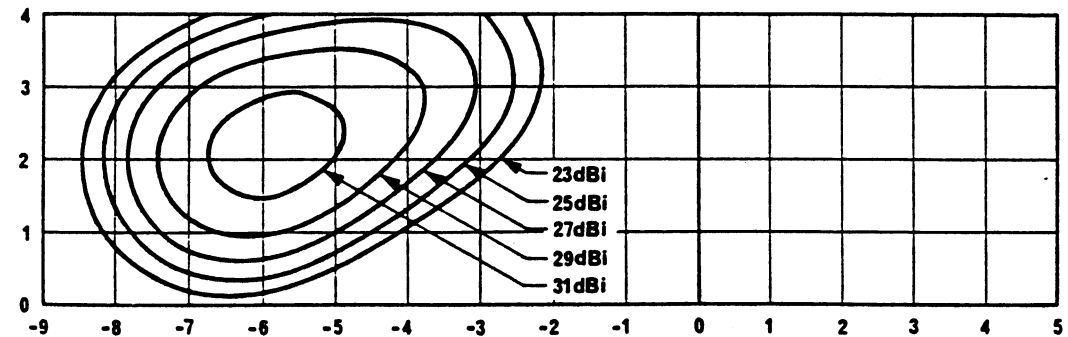
FIGURA 3 – Antena reconfigurable para dar servicio a varias zonas desde una posición orbital única



a) 66° W (CONUS)



b) 119° W (CONUS/Alaska/Hawai)



c) 139° W (Solamente Alaska)

FIGURA 4 – Zonas de haz típicas para diferentes posiciones orbitales

CONUS: Zona continental de los Estados Unidos, excluida Alaska

3.2 Antenas de recepción en tierra

En este punto se consignan los resultados de algunas mediciones en antenas de un tipo adecuado para la recepción individual o comunal. Además, se exponen los resultados de ciertas experiencias de supresión de lóbulos laterales a fin de justificar el nivel recomendado de -25 dB para la recepción comunal en el diagrama de radiación de referencia.

3.2.1 Tamaños y tipos de antena

En la banda de 12 GHz, para la recepción individual, la antena ordinaria _____ es un reflector parabólico clásico o con alimentación excéntrica, de 0,3 a 1 m de diámetro. Para la recepción comunal podrán emplearse, no obstante, antenas de mayor diámetro. Son posibles dos sistemas de alimentación: la iluminación directa, o un montaje de reflector doble. La elección del diámetro de la antena y del tipo de alimentación dependerá de consideraciones de orden económico, ya que para un factor de calidad (G/T) dado, una ganancia de antena más reducida exigirá una temperatura de ruido más baja en el equipo receptor. La antena podrá ser de aluminio o consistir en una estructura moldeada compuesta, por ejemplo, de plástico con un revestimiento conductor o con una malla de alambre incrustada. Para la superficie habrá que prever una precisión efectiva del orden de 1 mm en valor eficaz (raíz cuadrada de la media cuadrática), cualesquiera que sean las condiciones meteorológicas, y la montura tendrá que ser suficientemente rígida para mantener la orientación correcta con una precisión mayor de, por ejemplo, $0,5^\circ$ ó $0,6^\circ$, para las dimensiones de antena consideradas (0,3 a 1 m).

Actualmente son también interesantes las antenas planas, que pueden tener haces de radiación transversal u orientables. Tales antenas presentan la ventaja de que es más fácil apoyarlas y mantenerlas correctamente orientadas con vientos fuertes, y de que es menos probable una pérdida de ganancia causada por depósitos de nieve. Así ocurre particularmente en el caso de una antena con haz orientado para lograr el ángulo de elevación requerido con la antena montada en un plano vertical. Otra mejora consiste en una antena con elementos en fase y un haz que pueda orientarse por desviación de la perpendicular, lo que permite montar la antena en la pared o en el techo más apropiado de un edificio con orientación arbitraria. Esta disposición sería menos molesta, y la instalación más sencilla.

Las antenas planas de radiación transversal probablemente sean ya una alternativa económica a las antenas parabólicas y, en el caso de los tamaños más pequeños al menos, pueden ofrecer una eficacia comparable a la de las antenas parabólicas de tamaño similar. En la actualidad, la eficacia de las formaciones de mayor tamaño y las formaciones de antenas orientables suele ser menor que la de las antenas parabólicas comparables. En el futuro, puede incorporarse en la antena un amplificador de entrada de bajo nivel de ruido, con las primeras etapas del amplificador distribuidas a lo largo de la estructura de orientación para reducir las pérdidas.

La antena plana de radiación transversal puede presentar características de ganancia y radiación de lóbulos laterales equivalentes a las de una parábola de tamaño comparable. En lo que respecta a su instalación en los hogares, en muchos casos también ofrece mayores ventajas que la antena parabólica pues son menos aparatosas, más ligeras y más fáciles de instalar.

Como resultado de recientes trabajos de desarrollo llevados a cabo en los Estados Unidos, en el Reino Unido y en Japón se han obtenido diseños de antenas receptoras para el SRS que utilizan sistemas planares en fase [Sorbello y otros, 1988; Wells, 1989; Sorbello y Zaghoul, 1989; Griffiths y otros, 1989; Maddock, 1988]. A continuación se describen las características de estas "antenas planas", con inclusión de datos medidos de sus diagramas de radiación copolar y contrapolar a fin de incluirlos en el punto 3.2.3.

Junto a diversos tipos de antenas parabólicas con alimentador descentrado, han aparecido algunas antenas planas en el mercado de Japón. La antena plana ofrece ventajas e inconvenientes en cuanto a su instalación sobre la pared de la casa, evitándose así la acumulación de nieve, pero quedan muchos aspectos por estudiar como es su eficacia.

3.2.2 Datos medidos para las antenas parabólicas

En la fig. 5a se muestran los datos extraídos de los diagramas de antena medidos, para la componente copolar de antenas parabólicas.

Todas las antenas eran de polarización lineal. El cuadro II contiene la lista de las antenas de donde proceden los datos. Los datos se presentan por grupos, y cada grupo está representado por una línea vertical que indica la gama de variación de la ganancia para la muestra de puntos que corresponden a los datos de ese grupo. Para esta división en grupos se han tomado las debidas precauciones a fin de que cada grupo abarque el número suficiente de datos. El círculo superior en cada línea vertical representa el punto por encima del cual se sitúan el 20% de los datos. El círculo inferior es el correspondiente punto inferior de 20%. El valor mediano está representado por un círculo blanco. Además de los datos medidos, la fig. 5a comprende también un gráfico del diagrama de antena de referencia indicado en el § 2.

En la fig. 5b se muestran datos similares tomados de un grupo de antenas de 3,3 m en 12 GHz que tenían polarización lineal. Los valores medianos están bastante por debajo de la curva A de la fig. 2 en todos los ángulos medidos, y los valores de cresta están por debajo del diagrama de referencia hasta seis y ocho veces la anchura del haz a potencia mitad. Estos datos se obtuvieron sin tomar ninguna medida para suprimir los lóbulos laterales.

Para antenas de los tamaños y costo que se consideran apropiados para aplicaciones de radiodifusión por satélite, es poco probable que se obtengan de manera regular ganancias por debajo del valor correspondiente a la antena isotropa en los lóbulos laterales distantes y en los lóbulos posteriores.

En Japón [CCIR, 1974-78f] se han efectuado mediciones de diagramas de radiación de antenas receptoras con polarización lineal, de diámetros comprendidos entre 40 cm y 1,6 m. La fig. 6 ilustra algunos datos obtenidos con una antena parabólica de 60 cm de diámetro.

De los resultados ilustrados en la fig. 6 y de los obtenidos por mediciones de diagramas de antenas de 1,0 y 1,6 m de diámetro, concebidas para lograr una alta eficacia, con poco peso y reducido costo, se desprende que los diagramas de las componentes copolares para la recepción individual están dentro del diagrama de radiación de referencia.

Se hicieron mediciones de la componente de polarización cruzada en distintos tipos de antenas parabólicas con una relación D/λ comprendida entre 40 y 100. Los resultados se exponen en la Figura 7, en la misma forma que en las Figuras 5a y 5b.

Se efectuaron mediciones en Canadá sobre una antena parabólica con alimentación centrada. La antena tenía un diámetro de 1,2 m y estaba polarizada linealmente. En 1982, se midieron los diagramas de lóbulos laterales en la banda de frecuencias de 11,7 a 12,2 GHz. Se determinó que la eficacia en el punto central de la banda era del 72%, y la fig. 8 muestra la dispersión de las crestas de los lóbulos laterales. Los diagramas de lóbulos laterales de la antena se obtuvieron a tres frecuencias (en los extremos y en el centro de la banda de frecuencia) y para dos secciones azimutales (plano E y plano H). También se muestra para comparación el diagrama de referencia adoptado para la Región 2 en la Conferencia CARR SAT-83 [CCIR, 1982-86b].

El análisis de una información limitada sobre la respuesta en polarización cruzada de antenas de pequeña abertura, en las que no se han adoptado precauciones especiales para reducir el nivel de los lóbulos laterales, indica que puede lograrse un nivel de discriminación de 20 dB, como mínimo, siendo de 32 dB el nivel máximo, tanto en el eje como en cualquier otro punto. En caso de emplearse técnicas para la reducción de los lóbulos laterales, el nivel mínimo de discriminación puede reducirse a 25 dB.

3.2.3 Características y datos medidos de las antenas planas

La antena plana básica de polarización simple consta de tres capas, como se indica esquemáticamente en la Figura 9. Dos de ellas están impresas por grabación, una conteniendo los elementos de recepción y la otra el divisor de potencia o la red de combinación. Estas capas se encuentran separadas entre sí por espaciadores de espuma de plástico, y la capa de la red del divisor de potencia también se encuentra separada de la capa del plano de tierra por un espaciador de espuma de plástico.

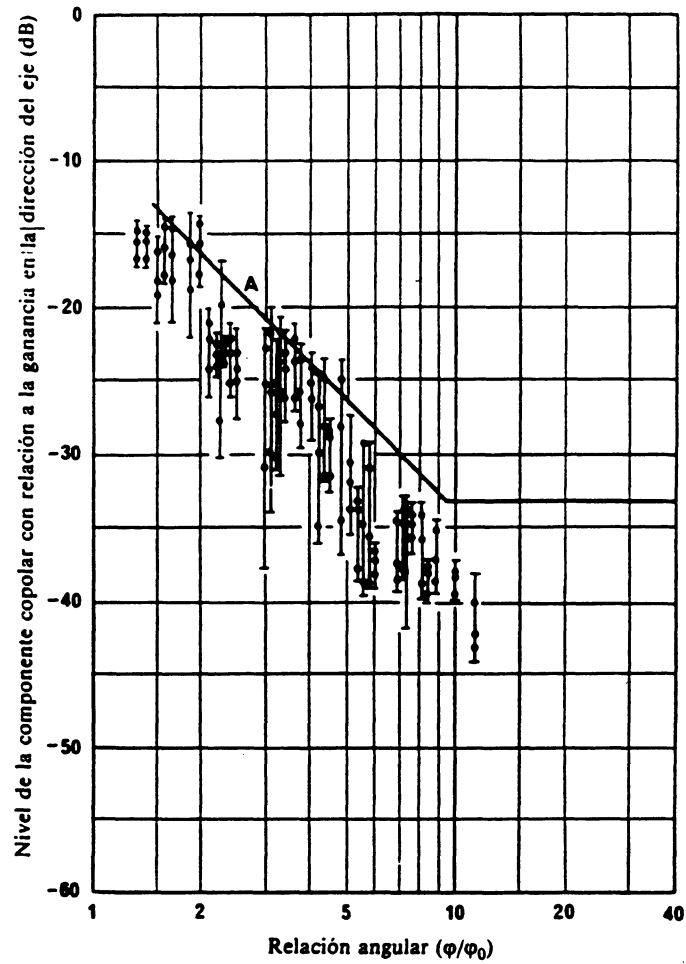
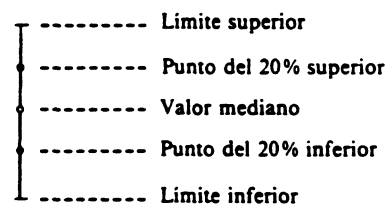


FIGURA 5a - Valores medidos de los niveles de cresta de los lóbulos laterales de la componente copolar y diagrama de referencia de la antena



Curva A: Diagrama de referencia para la recepción individual

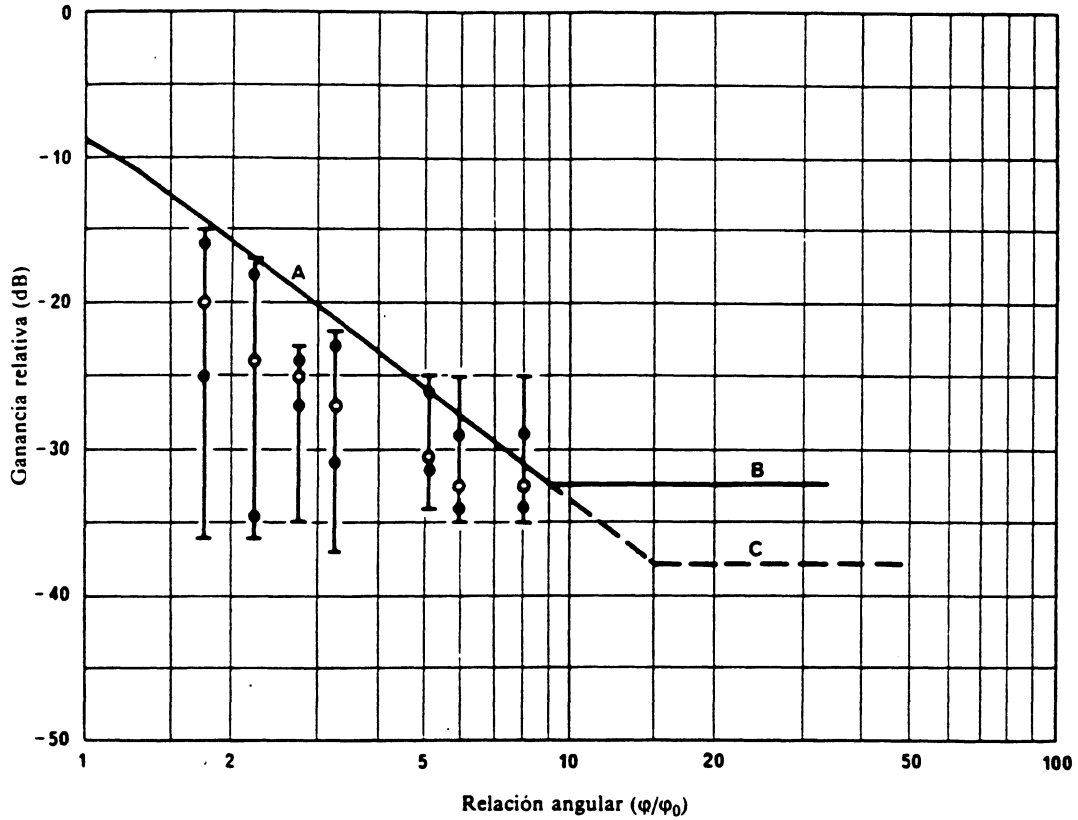


FIGURA 5b - Valores medidos de los niveles de cresta de los lóbulos laterales de la componente copolar en 12 GHz y diagrama de radiación de referencia de la estación terrena

Curvas A: Diagrama de referencia para la recepción individual
 B: Regiones 1 y 3
 C: Región 2

— Limite superior
 ● Punto del 20% superior
 ○ Valor mediano
 ● Punto del 20% inferior
 — Limite inferior

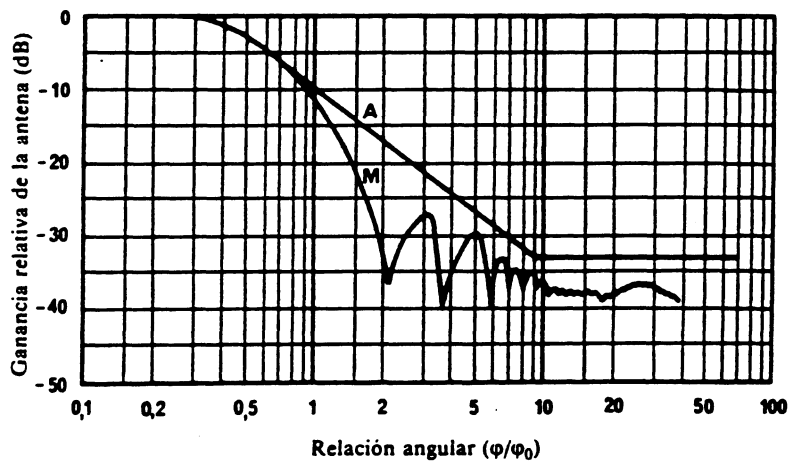


FIGURA 6 - Ejemplo de diagrama copolar de una antena parabólica de sistema terrenal (12 GHz)

Curvas A: Diagrama de referencia para recepción individual
 M: Resultados medidos en una antena parabólica de 60 cm

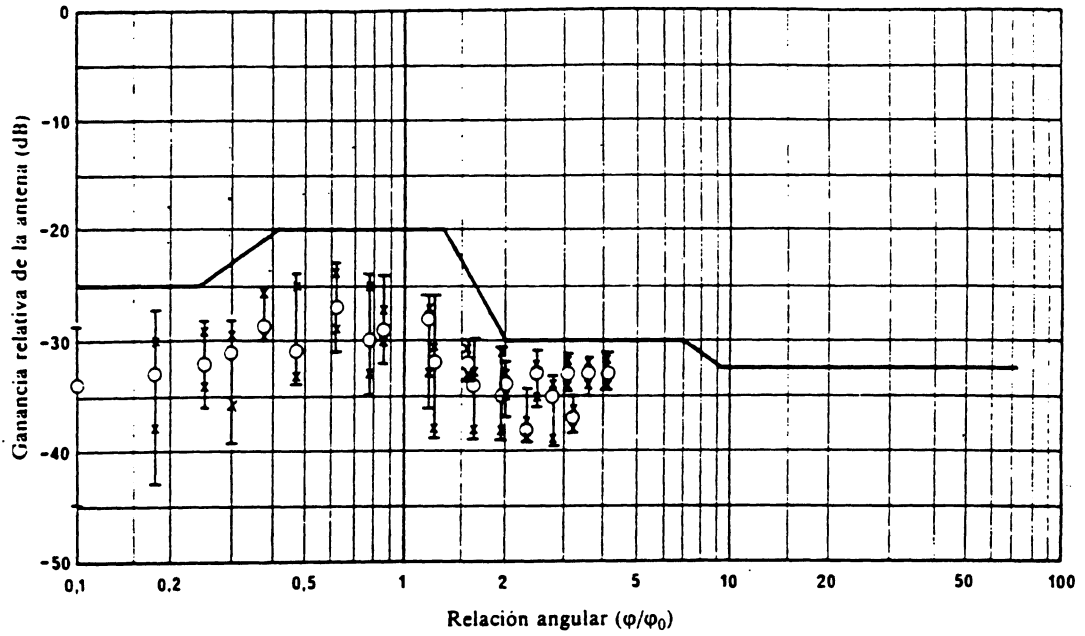


FIGURA 7 - Datos medidos en relación con la respuesta de polarización cruzada

- Diagrama de referencia
- Limite superior
- Punto del 20% superior
- Valor mediano
- Punto del 20% inferior
- Limite inferior

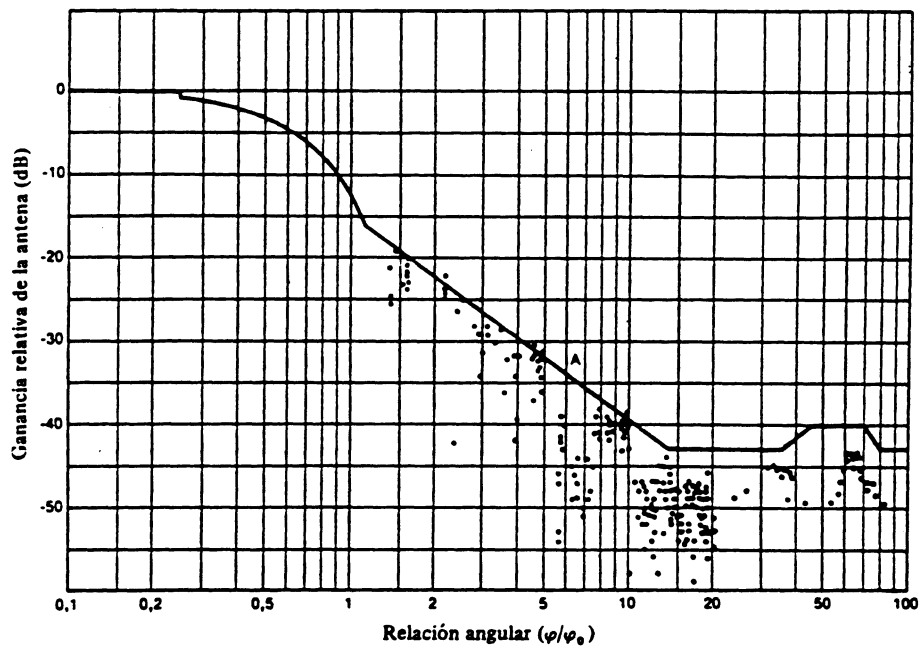


FIGURA 8 - Niveles de cresta de los lóbulos laterales de la componente copolar medidos en una antena de 1,2 m con alimentación centrada, a 12 GHz ($\varphi_0 = 1,46^\circ$)

Curva A: Componente copolar del diagrama de referencia adoptado para la Región 2 por la CARR SAT-83

Dos aspectos de esta construcción determinan el bajo costo de producción que resulta indispensable para un producto electrónico de consumo. Uno de ellos es la impresión por grabación de las capas que pueden producirse fácilmente en serie. El otro es el acoplamiento capacitivo entre los elementos de recepción y el divisor de potencia, con lo que se evita la necesidad de conexiones físicas.

En el Cuadro II se recogen las características físicas y las principales características eléctricas de una familia de modelos de antenas planas que se encuentran a disposición en el mercado. Se observará que las ventajas y la eficiencia de estas antenas planas son comparables, a las de las antenas parabólicas de dimensiones equivalentes. La característica de lóbulos laterales también es comparable a la de las antenas parabólicas, tal como se examina a continuación.

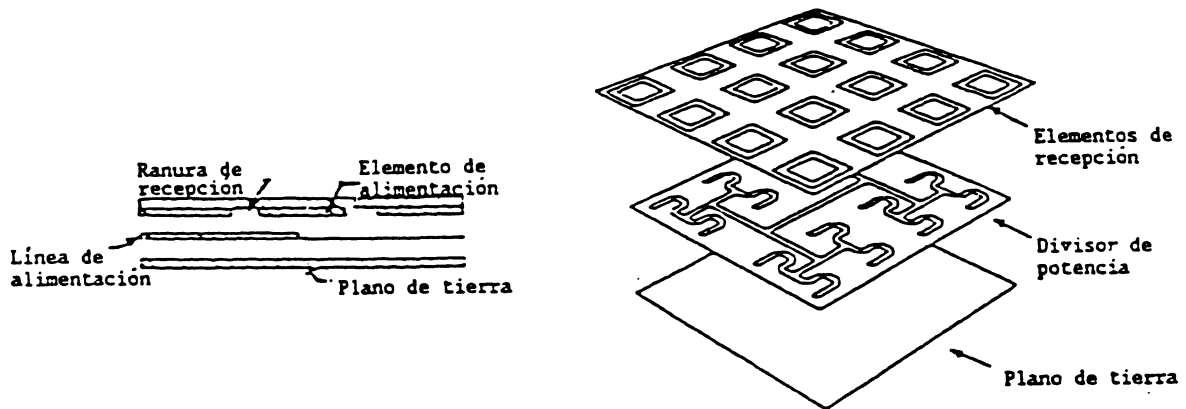


FIGURA 9

Representación esquemática de la construcción de un sistema de antena plana para la recepción de radiodifusión por satélite

En la Figura 10 se indican los datos medidos sobre los diagramas de radiación copolar y de polarización cruzada de los modelos de producción del sistema de 256 elementos y 41 cm cuadrados, y esos datos se comparan con los diagramas de referencia que figuran en la Recomendación 652. La antena de 256 elementos se elige a título ilustrativo porque, al ser la más pequeña de la familia de antenas planas, es la más vulnerable a la interferencia provocada por satélites adyacentes.

Los diagramas de referencia de la Figura 10 están medidos en un plano que contiene el eje del haz y está a 45° respecto de los planos principales del sistema. Son representativos de los diagramas de radiación medidos en todos los planos que contienen el eje del haz y están a más de 15° de los planos principales. Estos diagramas de radiación son los que revisten mayor interés desde el punto de vista de la interferencia, pues con la polarización circular que se estipula en los planes para el SRS en 12 GHz, la antena siempre puede instalarse de forma tal que todas las fuentes significativas de interferencia procedentes de satélites queden separadas al menos 15° de los planos principales. De hecho, éste será normalmente el caso si la antena se instala con sus bordes horizontal y vertical, porque la posición orbital asignada a cada país en los planes del SRS se encuentra entre 15° y 40° al Oeste de la longitud de la zona de servicio correspondiente a ese país.

CUADRO II

Características de una familia de antenas planas

Características	Número de elementos radiantes			
	256	384	256	1024
Gama de frecuencias (GHz)	11,7-12,2	11,7-12,0	11,7-12,5	11,2-11,45
Dimensiones del panel (cm)**	41 x 41	42 x 60	41 x 41	78 x 78
Espesor (cm)	2	2,5	2	2,5
Peso (kg)	2,3	5	2,3	9
Ganancia (dBi)	32,5	34,5	31	37
Eficiencia (%)	>65	>60	>55	>50
Polarización*	R o L	R o L	R o L	V y H
Discriminación de polarización cruzada en el eje (dB)	-20	-20	-25	-25
Angulo de desviación del haz (°)	0	0 6 12	0	0
Anchuras del haz a potencia mitad (°)	4 x 4	4 x 2,7	4 x 4	2 x 2
Factor de ruido del LNB (dB)	1,6	1,6	1,6	1,6
G/T de la antena (dB/K)	9,8	11,4	8,5	13,2

* R - circular dextrógira; L - circular levógira; V - lineal vertical; H - lineal horizontal

** Se trata de las dimensiones globales del panel, incluida la estructura de apoyo; las dimensiones de la zona activa de la configuración son inferiores (4 cm menos, aproximadamente).

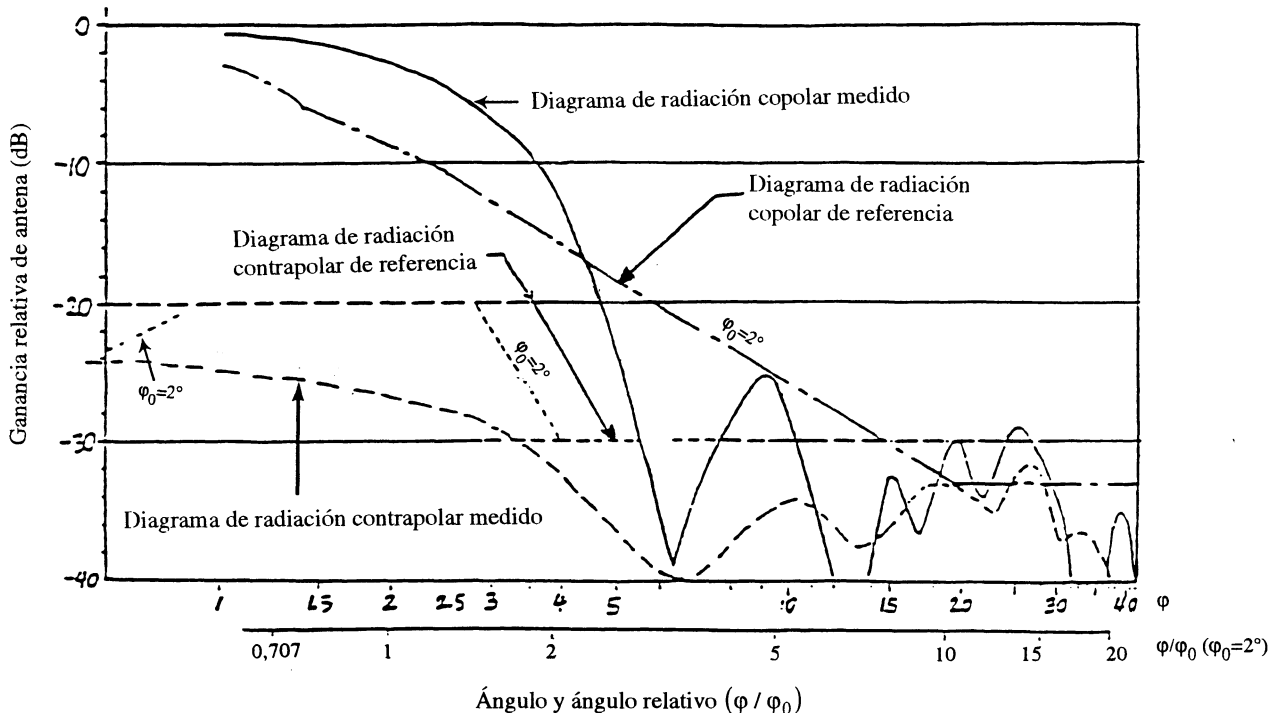


FIGURA 10

Diagrama de radiación medido para los lóbulos laterales de una antena plana de 256 elementos, en un plano que contiene el eje del haz y está a 45° respecto de los planos principales del sistema

En la Figura 10 también se muestran los diagramas de referencia de las componentes copolar y contrapolar para antenas receptoras individuales en tierra en las Regiones 1 y 3, tal como figuran en la Recomendación 652 del CCIR y en el punto 3.7.2 del Apéndice 30 (ORB-85) del Reglamento de Radiocomunicaciones.

Esos diagramas de referencia dan por supuesta una anchura de haz de potencia mitad $\varphi_0 = 2^\circ$, la anchura de haz de potencia mitad tomada como hipótesis para los cálculos de la interferencia al establecer el plan para las Regiones 1 y 3 en la CAMR-77.

Puede observarse que aunque la antena plana de 256 elementos posee una anchura de haz de potencia mitad de 4° , su diagrama de lóbulos laterales contrapolar se ajusta al de referencia para $\varphi_0 = 2^\circ$ en todos los ángulos fuera del eje mayores de $0,5^\circ$ (excepto en 27° , en cuyo caso supera al de referencia en 1,6 dB), y su diagrama de radiación copolar concuerda para un ángulo fuera del eje de 18° . Incluso por encima de este ángulo, donde cabe prever que las densidades de flujo de potencia de satélites adyacentes son bajas, la antena plana excede a la radiación de referencia en sólo unos 3 dB.

3.2.4 Técnicas de supresión de los lóbulos laterales para antenas parabólicas

Existen muchos métodos para reducir los lóbulos laterales, que van desde la técnica más sencilla a la más compleja [Han, 1972].

Cabe lograr una reducción disminuyendo la iluminación desde el centro a los bordes en la abertura del reflector [Han, 1972; Silver, 1949]. El inconveniente es una pérdida de ganancia en el eje, pero pueden obtenerse aún eficacias globales del 50%. Mediante una sencilla infrailuminación, los niveles de los lóbulos laterales se reducen en todos los planos de rotación alrededor del eje de alineación óptica.

Los análisis realizados recientemente en Italia han demostrado el efecto de utilizar superficies onduladas sobre la calidad de funcionamiento de las antenas parabólicas. Gracias al empleo de tales superficies, es posible obtener diagramas de radiación iguales en los dos planos principales, elevado aislamiento de polarización cruzada, lóbulos laterales reducidos, bajo desbordamiento y, en consecuencia, temperaturas de ruido de la antena inferiores, así como un mayor grado de eficacia de apertura (a veces superior al 70%).

La Figura 11 presenta el diagrama de radiación copolar correspondiente a una antena parabólica de 60 cm con un reborde ondulado. Cabe observar que dicho diagrama se sitúa por lo menos a 3,5 dB por debajo de la correspondiente referencia de la CAMR-77 para todas las relaciones angulares φ/φ_0 superiores a 1. [PACINI, 1985].

En teoría, una abertura circular con iluminación uniforme produce lóbulos laterales a unos 15 dB por debajo de la cresta del diagrama secundario. Con una distribución de abertura proporcional a $(1 - \gamma/2)$, donde γ es la función radial normalizada respecto del radio de abertura, los lóbulos laterales se reducen a 24,5 dB por debajo de la cresta del diagrama. Los diagramas en 6 GHz de un reflector parabólico de 1,22 m con una iluminación del borde de la abertura de -12 dB muestran el primer lóbulo lateral a 26 dB por debajo de la cresta del lóbulo principal [Silver, 1949]. Si el alimentador permanece en el foco del reflector y se suprime una parte del reflector, creando así un reflector con alimentación excéntrica, los lóbulos laterales pueden reducirse varios decibelios más al reducirse el bloqueo de abertura. Sin embargo, la abertura se reduce también con lo que tiene lugar un ensanchamiento del haz principal y una reducción de la ganancia. Esto puede compensarse aumentando el tamaño del reflector. En la fig.12 aparecen los datos de lóbulos laterales medidos en varios reflectores con alimentación excéntrica. Las curvas representan la envolvente de las crestas de los lóbulos laterales para cada antena. Todos los datos quedan muy por debajo de la curva A' de la fig. 2. La eficacia de las antenas está comprendida entre el 63% y el 70% [CCIR, 1982-86c].

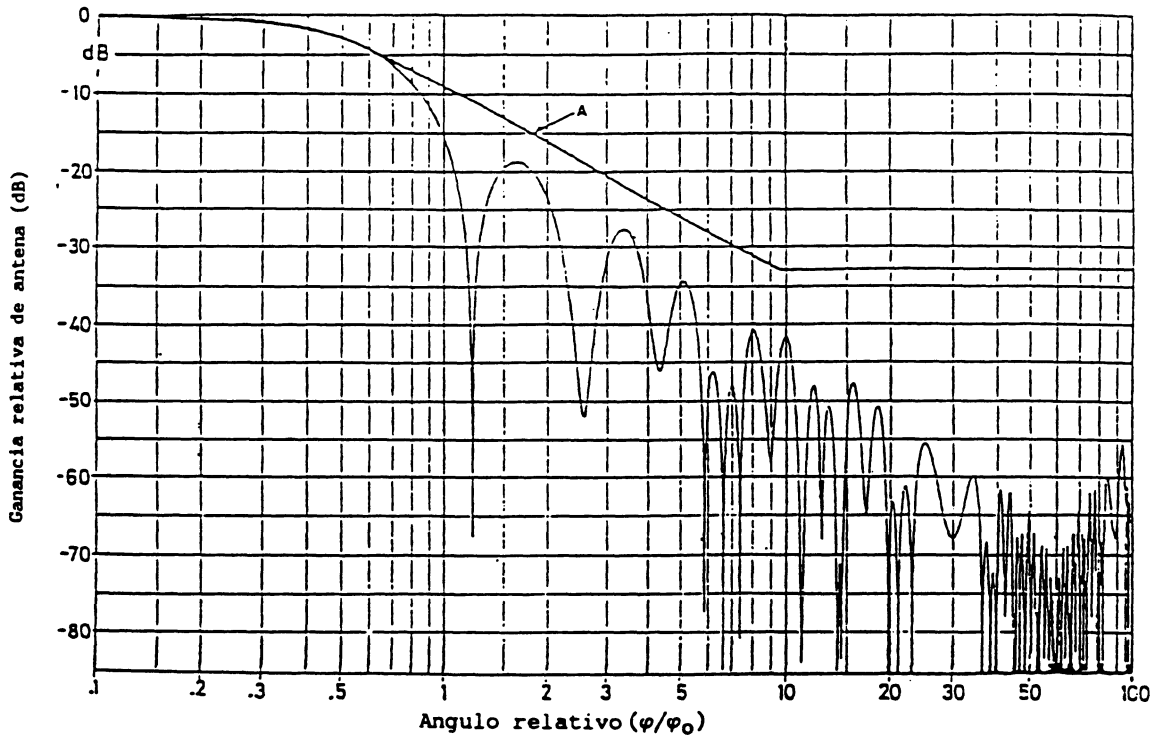


FIGURA 11

Diagrama de radiación calculado para una parábola de 60 cm de diámetro con reborde ondulado

Nota - La curva A es el diagrama de referencia copolar de la CAMR-77 para la recepción individual.

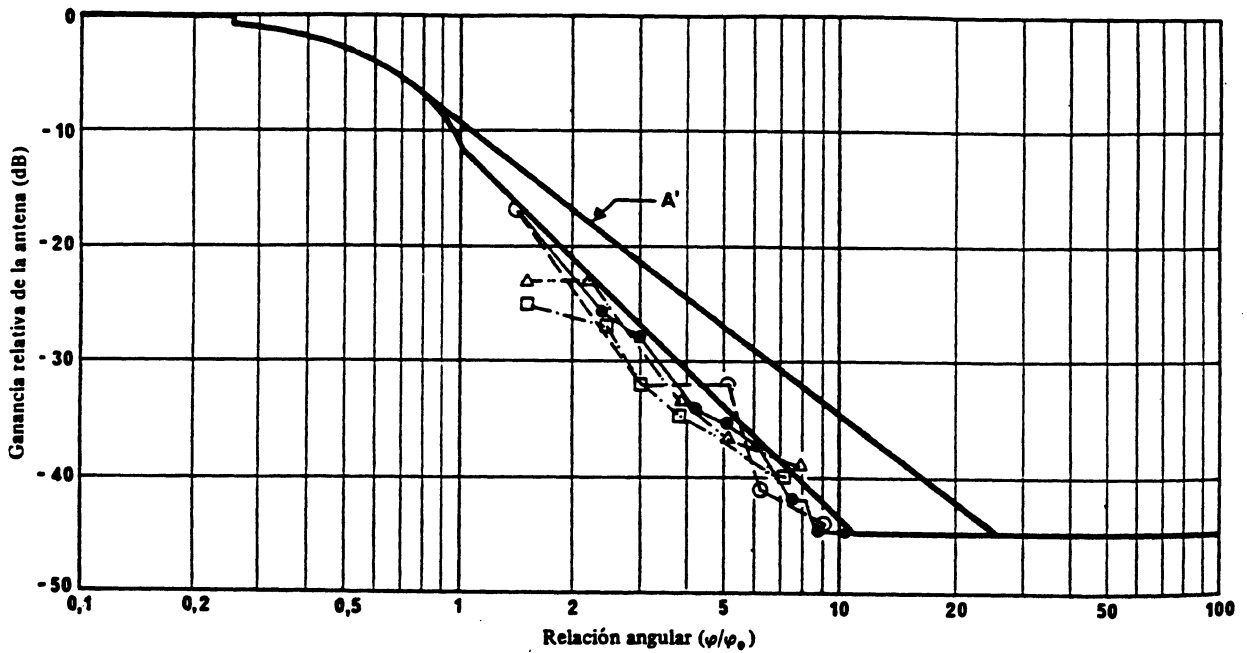


FIGURA 12— *Envolturas compuestas de los lóbulos laterales para receptores con alimentación excéntrica*

- — — — ○ Antena de 1,22 m con alimentador descentrado y polarización lineal
- — — — ● Antena de 1 m con alimentador descentrado y polarización lineal
- - - - - □ Antena de 0,75 m con alimentador descentrado y polarización lineal
- △ - - - - △ Antena de 0,75 m con alimentador descentrado y polarización circular

Otro método de reducción de los lóbulos laterales en un plano es la utilización de un soporte de alimentador dipode. El dipode es un soporte de alimentación rígido, de dos brazos, orientado en un plano con una riorra de soporte en el plano ortogonal. Al funcionar, el plano del lóbulo lateral inferior se orienta según el plano ecuatorial, reduciéndose así los niveles de los lóbulos laterales en dirección de los satélites vecinos. Esta configuración del dipode proporciona lóbulos laterales bajos en el plano de los soportes, debido a que la discontinuidad del bloqueo es mínima en el plano de abertura [EDUTEL, 1977]. La envolvente A" de la fig. 2 puede lograrse fácilmente en el plano ecuatorial mediante una antena con alimentadores soportados por un dipode.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- CHEN, C. C. y FRANKLIN, C. F. [diciembre de 1980] Ku-Band multiple beam antenna. NASA Contract Report 154364.
- DION, A. R. y RICARDI, L. J. [febrero de 1971] A variable coverage satellite antenna system. *Proc. IEEE*, Vol. 59, 2, 252-262.
- EDUTEL, Communications and Development, Inc. [enero de 1977] Comparative study of side-lobe suppression techniques for small aperture earth terminals. Informe preparado para COMSAT General Corporation. Palo Alto, Ca., Estados Unidos de América.
- GRIFFITHS, H. D., VERNON, A. M. y MILNE, K. - "Planar phaseshifting, structures for steerable DBS TV antennas"; IEE ICAP, Warwick, Reino Unido, abril de 1989.
- HAN, C. C. [junio de 1972] Optimized earth terminal antenna systems for broadcast satellites. Ph.D. dissertation, Stanford University.
- HULT, J. L. y otros [1968] Technology potentials for satellite spacing and frequency sharing. Rand Corporation RM-5785-NASA.
- JANKY, J. M. y BAREWALD, J. [septiembre de 1977] Interference control in broadcast satellite applications: Antenna sidelobe patterns and transponder transfer gain. Conf. Proc. IEEE Electronics and Aerospace Systems Convention (EASCON '77).
- KATAGI, T. y TAKEICHI, Y. [noviembre de 1975] Shaped-beam horn-reflector antennas. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. AP-23, 6, 757-763.
- MADDOCKS, M. C. D., 1988 - A flat-plate antenna for DBS reception. BBC Research Department Report N° BBC RD 1988/6.
- OHM, E. A. [octubre de 1974] A proposed multiple beam microwave antenna for earth stations and satellites. *BSTJ*, Vol. 53, 8, 1657-1665.
- PACINI, G. P. [1985] - "DBS receiver-outdoor unit" *Elettronica e Telecomunicazioni*, 1.
- SILVER, S. [1949] Microwave antenna theory and design. MIT Radiation Laboratory Series, Vol. 12, McGraw-Hill, Nueva York, NY, Estados Unidos de América, 195.
- SORBELLO, R. M.; ZAGHLOUL, A. I.; EFFLAND, J. E.; DIFONZO, D. F. [1988], A high-efficiency, flat-plate array for direct broadcast satellite applications. Record of the 18th European Microwave Conference, Estocolmo, Suecia, septiembre de 1988, páginas 295-299.
- SORBELLO, R. M.; ZAGHLOUL, A. I. Wideband, high-efficiency, circularly polarized slot elements. Record of the IEEE Antennas and Propagation Society Symposium; San José, CA; junio de 1989; páginas 1473-1476.
- THOMAS, R. K., MEIER, R. y GOEBELS, F. J. [abril de 1970] Side-lobe suppression techniques for reflector antennas on satellites. *Progress in Astronautics and Aeronautics*, Vol. 24, 299.
- WELLS, Daniel R., The flat antenna--now a reality. *The Journal of Space Communications*, Vol. 6, N° 5, junio de 1989.
- Williams et al.: B. WILLIAMS, P. RAMANUJAM, J. MEYERS - Implementation of a Shaped Beam Model in Spectrum Orbit-Utilization Program (SOUP)", IEEE AP-S International Symposium Digest, June 1993, pp 1663-1666.

Documentos del CCIR

- [1974-78]: a. 11/134 (Estados Unidos de América); b. 11/157 (UER); c. 11/135 (Estados Unidos de América); d. 11/39 (Japón); e. 11/315 (Japón). f. 11/40 (Japón).
[1978-82]: a. 10-11S/142 (Estados Unidos de América); b. 10-11S/116 (Japón).
[1982-86]: a. 10-11S/177 (Estados Unidos de América); b. 10-11S/57 (Canadá); c. 10-11S/18 (Estados Unidos de América).
[1990-94]: a. 10-11S/158 (Estados Unidos de América); b. 10-11S/157 (Estados Unidos de América)

BIBLIOGRAFÍA

- ATIA, A. E. y DiFONZO, D. F. [diciembre de 1975] Sidelobe reduction techniques. IEEE National Telecommunications Conference (NTC '75), 1 a 3 de diciembre, Nueva Orleans, La., Estados Unidos de América, 43, 26-29.
- BALCEWICZ, J. F. [marzo-abril de 1983] In-orbit reconfigurable communication satellite antennas. *RCA Eng.*
- DIJK, J. y otros [junio de 1973] The polarization losses of offset antennae. Eindhoven University of Technology, Países Bajos.
- FCC Filing [diciembre de 1980] Application of satellite-to-home subscription television service. Vol. 3.
- HULT, J. L. [20 de junio de 1972] Shaped coverage patterns with satellite array antennas. IEEE International Conference on Communications (ICC '72), 19-21 de junio, Filadelfia, Pa., Estados Unidos de América, Conf. Record, Session 26: Aerospace and electronic systems. Technology for future satellite systems, 26-15 - 26-25.
- IEE [1968] Institution of Electrical Engineers. Colloquium on direct broadcasting from satellites. Colloquium Digest No. 1968/24.
- JANKY, J. M., LUSIGNAN, B. B., LEE, L. S., HA, E. C. y REINHART, E. E. [junio de 1976] New side-lobe envelopes for small aperture earth stations. *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol. BC-22, 2, 39-44.
- KREUTEL, R. W. y ENGLISH, W. J. [octubre de 1974] Design and measurements of satellite antenna systems for frequency re-use. IEEE Electronics and Aerospace Systems Convention (EASCON '74), Washington, DC, Estados Unidos de América, 513.
- MITTRA, R. y otros [1986] Satellite Communication Antenna Technology. *Elsevier Science Publishing Co., Inc.*, Nueva York, NY 10163, Estados Unidos de América.
- PRINS, D. W. y KREJCI, D. W. [noviembre-diciembre de 1975] Multibeam antennae. *Signal*, 7.
- RUBIN, P. A., JANKY, J. M. y RUSSEL, S. P. [marzo de 1977] Side-lobe levels attainable in small-aperture antennas. *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol. BC-23, 1, 1-5.
- SCHROEDER, K. G. [octubre de 1970] Technology trends in spacecraft phased arrays. IEEE Electronics and Aerospace Systems Convention (EASCON '70), 113.
- SCHROEDER, K. G. [septiembre de 1971] International Symposium on Antennae and Propagation. Paper II-C1, Sendai, Japón.
- SCHROEDER, K. G. [febrero de 1972] Beam shaping potential of high-gain antennae for geostationary spacecraft with high interference rejection. Aerospace Corporation.
- SIELMAN, P. F., SCHWARTZ, L. y NOJI, T. T. [abril de 1972] Multiple beam communicating satellites with remote beam steering and beam shaping. *Progress in Astronautics and Aeronautics*, Vol. 32, 265.
- SOULE, H. y otros [marzo de 1984] Shaped Beam Antennas for Direct Broadcast Satellites. Proc. AIAA 10th Communications Satellite Systems Conference.

Documentos del CCIR

- [1974-78]: 11/393 (Estados Unidos de América); 11/412 (Francia).
[1982-86]: 10-11S/60 (Canadá); 10-11S/68 (Presidente del GMT 10-11S).
-