



This electronic version (PDF) was scanned by the International Telecommunication Union (ITU) Library & Archives Service from an original paper document in the ITU Library & Archives collections.

La présente version électronique (PDF) a été numérisée par le Service de la bibliothèque et des archives de l'Union internationale des télécommunications (UIT) à partir d'un document papier original des collections de ce service.

Esta versión electrónica (PDF) ha sido escaneada por el Servicio de Biblioteca y Archivos de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) a partir de un documento impreso original de las colecciones del Servicio de Biblioteca y Archivos de la UIT.

(ITU) للاتصالات الدولي الاتحاد في والمحفوظات المكتبة قسم أجراه الضوئي بالمسح تصوير نتاج (PDF) الإلكترونية النسخة هذه والمحفوظات المكتبة قسم في المتوفرة الوثائق ضمن أصلية ورقية وثيقة من نقلًا.

此电子版（PDF版本）由国际电信联盟（ITU）图书馆和档案室利用存于该处的纸质文件扫描提供。

Настоящий электронный вариант (PDF) был подготовлен в библиотечно-архивной службе Международного союза электросвязи путем сканирования исходного документа в бумажной форме из библиотечно-архивной службы МСЭ.



UNIÓN INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES

CCIR

COMITÉ CONSULTIVO
INTERNACIONAL
DE RADIOCOMUNICACIONES

RECOMENDACIONES E INFORMES DEL CCIR, 1982

(ASÍ COMO CUESTIONES, PROGRAMAS DE ESTUDIOS,
RESOLUCIONES, RUEGOS Y DECISIONES)

XV ASAMBLEA PLENARIA
GINEBRA, 1982

VOLÚMENES IV Y IX — PARTE 2

COMPARTICIÓN DE FRECUENCIAS Y COORDINACIÓN ENTRE SISTEMAS DEL SERVICIO FIJO POR SATÉLITE Y DE RELEVADORES RADIOELÉCTRICOS



Ginebra, 1982



UNIÓN INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES

CCIR

COMITÉ CONSULTIVO
INTERNACIONAL
DE RADIOCOMUNICACIONES

RECOMENDACIONES E INFORMES DEL CCIR, 1982

(ASÍ COMO CUESTIONES, PROGRAMAS DE ESTUDIOS,
RESOLUCIONES, RUEGOS Y DECISIONES)

XV ASAMBLEA PLENARIA
GINEBRA, 1982

VOLÚMENES IV Y IX — PARTE 2

COMPARTICIÓN DE FRECUENCIAS Y COORDINACIÓN ENTRE SISTEMAS DEL SERVICIO FIJO POR SATÉLITE Y DE RELEVADORES RADIOELÉCTRICOS



Ginebra, 1982

ISBN 92-61-01423-2

**PLAN DE LOS VOLÚMENES I A XIV
DE LA XV ASAMBLEA PLENARIA DEL CCIR**

(Ginebra, 1982)

VOLUMEN I	Utilización del espectro y comprobación técnica de las emisiones.
VOLUMEN II	Investigación espacial y radioastronomía.
VOLUMEN III	Servicio fijo en frecuencias inferiores a unos 30 MHz.
VOLUMEN IV-1	Servicio fijo por satélite.
VOLUMEN IV/IX-2	Compartición de frecuencias y coordinación entre sistemas del servicio fijo por satélite y de relevadores radioeléctricos.
VOLUMEN V	Propagación en medios no ionizados.
VOLUMEN VI	Propagación en medios ionizados.
VOLUMEN VII	Frecuencias patrón y señales horarias.
VOLUMEN VIII	Servicios móviles.
VOLUMEN IX-1	Servicio fijo: sistemas de relevadores radioeléctricos.
VOLUMEN X-1	Servicio de radiodifusión (sonora).
VOLUMEN X/XI-2	Servicio de radiodifusión por satélite (sonora y de televisión).
VOLUMEN XI-1	Servicio de radiodifusión (televisión).
VOLUMEN XII	Transmisión a larga distancia de señales de radiodifusión sonora y de televisión (CMTT).
VOLUMEN XIII	Vocabulario (CMV).
VOLUMEN XIV-1	Informaciones relativas a la XV Asamblea Plenaria: Actas de las sesiones plenarias. Textos administrativos. Estructura del CCIR. Listas de los textos del CCIR.
VOLUMEN XIV-2	Índice alfabético de los términos técnicos del CCIR que figuran en los Volúmenes I a XIII.

Las referencias en el interior de los textos de las Recomendaciones, Informes, Resoluciones, Ruegos, Decisiones, Cuestiones y Programas de Estudios del CCIR se refieren a la edición de 1982 a menos que se indique lo contrario, es decir, que sólo se menciona el número base.

VOLÚMENES IV Y IX, PARTE 2

COMPARTICIÓN DE FRECUENCIAS Y COORDINACIÓN ENTRE SISTEMAS DEL
SERVICIO FIJO POR SATÉLITE Y DE RELEVADORES RADIOELÉCTRICOS

CUADRO DE MATERIAS

Página

Plan de los Volúmenes I a XIV de la XV Asamblea Plenaria del CCIR	II
Cuadro de materias	III
Índice numérico de los textos	V
 <i>Sección 4/9A – Condiciones de compartición</i>	
Rc. 355-3 Compartición de frecuencias entre sistemas del servicio fijo por satélite y servicios terrenales de radiocomunicación que funcionan en la misma banda de frecuencias	1
Informe 209-4 Compartición de frecuencias entre sistemas del servicio fijo por satélite y servicios terrenales de radiocomunicación	2
Informe 876 Compartición de bandas de frecuencias entre los sistemas del servicio fijo por satélite y del servicio fijo en bandas de frecuencias superiores a 40 GHz	9
Rc. 356-4 Valores máximos admisibles de interferencia debidos a los sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa en un canal telefónico de un sistema del servicio fijo por satélite que utiliza la modulación de frecuencia, cuando ambos sistemas comparten las mismas bandas de frecuencias	15
Rc. 357-3 Valores máximos admisibles de interferencia en un canal telefónico de un sistema de relevadores radioeléctricos analógico con modulación angular que comparte las mismas bandas de frecuencias que los sistemas del servicio fijo por satélite	16
Rc. 558-1 Valores máximos permisibles de interferencia producida por radioenlaces terrenales a sistemas del servicio fijo por satélite, utilizados para la transmisión de telefonía codificada por MIC de 8 bits y que comparten las mismas bandas de frecuencias	18
Informe 793 Obtención de los criterios de interferencia para los sistemas digitales del servicio fijo por satélite que comparten bandas de frecuencias con los sistemas terrenales	19
Informe 877 Criterios de interferencia para los sistemas de relevadores radioeléctricos digitales que comparten bandas de frecuencias con el servicio fijo por satélite	21
Rc. 358-3 Valores máximos admisibles de la densidad de flujo de potencia producida en la superficie de la Tierra por satélites del servicio fijo que comparten las mismas bandas de frecuencias superiores a 1 GHz, con los sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa	27
Informe 386-3 Determinación de la potencia en cualquier banda de 4 kHz, radiada en dirección del horizonte por las estaciones terrenas del servicio fijo por satélite que compartan bandas de frecuencias inferiores a 15 GHz con los servicios terrenales	28
Informe 387-4 Protección de los sistemas de relevadores radioeléctricos terrenales con visibilidad directa contra las interferencias causadas por emisiones de estaciones espaciales del servicio fijo por satélite en las bandas de frecuencias compartidas entre 1 y 23 GHz	32
Rc. 406-5 Valor máximo de la potencia isotrópica radiada equivalente de los transmisores de sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa que comparten bandas de frecuencias con el servicio fijo por satélite	41
Informe 790-1 Límites de la p.i.r.e y límites de potencia para los transmisores de los sistemas de relevadores radioeléctricos terrenales que comparten las bandas de frecuencias entre 11 y 14 GHz y próximas a 30 GHz con sistemas digitales por satélite	43
Informe 393-3 Intersecciones de los haces de las antenas de los sistemas de relevadores radioeléctricos con las órbitas utilizadas por las estaciones espaciales del servicio fijo por satélite	51
Informe 791-1 Compartición de bandas de frecuencias del servicio entre satélites con los servicios fijo y móvil	64

Sección 4/9B – Coordinación y cálculos de interferencia

Rc. 359-5	Determinación de la zona de coordinación de las estaciones terrenas del servicio fijo por satélite que utilicen las mismas bandas de frecuencias que los sistemas terrenales del servicio fijo	71
Informe 382-4	Determinación de la zona de coordinación	72
Informe 388-4	Métodos para determinar la interferencia en sistemas terrenales de relevadores radioeléctricos y en sistemas del servicio fijo por satélite	115
Informe 448-3	Determinación de las posibilidades de interferencia entre estaciones terrenas y estaciones terrenales	137
Informe 792-1	Cálculo de la máxima densidad de potencia (valor medio calculado en una banda de 4 kHz) de una portadora con modulación angular	144
Informe 449-1	Mediciones de las interferencias en sistemas de televisión con modulación de frecuencia que utilizan las frecuencias compartidas entre los sistemas del servicio fijo por satélite y entre éstos y los sistemas terrenales	149
Índice alfabético de términos (palabras clave) de los Volúmenes IV y IX, Parte 2		157

ÍNDICE NUMÉRICO DE LOS TEXTOS
de la Parte 2 del Volumen IV y del Volumen IX

Página

SECCIÓN 4/9A: Condiciones de compartición	1
SECCIÓN 4/9B: Coordinación y cálculos de interferencia	71

RECOMENDACIONES	Sección	Página
Rc. 355-3	4/9A	1
Rc. 356-4	4/9A	15
Rc. 357-3	4/9A	16
Rc. 358-3	4/9A	27
Rc. 359-5	4/9B	71
Rc. 406-5	4/9A	41
Rc. 558-1	4/9A	18
INFORMES		
Informe 209-4	4/9A	2
Informe 382-4	4/9B	72
Informe 386-3	4/9A	28
Informe 387-4	4/9A	32
Informe 388-4	4/9B	115
Informe 393-3	4/9A	51
Informe 448-3	4/9B	137
Informe 449-1	4/9B	149
Informe 790-1	4/9A	43
Informe 791-1	4/9A	64
Informe 792-1	4/9B	144
Informe 793	4/9A	19
Informe 876	4/9A	9
Informe 877	4/9A	21

Nota 1. – Las Cuestiones, Programas de Estudios, Resoluciones, Ruegos y Decisiones que figuran ya en orden numérico en el cuadro de materias, no se repiten en el presente índice.

Nota 2. – Para la lista completa de los textos del CCIR, véase la Parte 1 del Volumen IV y del Volumen IX.

SECCIÓN 4/9A: CONDICIONES DE COMPARTICIÓN

Recomendaciones e Informes

RECOMENDACIÓN 355-3

**COMPARTICIÓN DE FRECUENCIAS ENTRE SISTEMAS DEL SERVICIO FIJO
POR SATÉLITE Y SERVICIOS TERRENALES DE RADIOCOMUNICACIÓN
QUE FUNCIONAN EN LA MISMA BANDA DE FRECUENCIAS**

(Cuestión 2/4)

(1963-1966-1974-1982)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que los sistemas del servicio fijo por satélite y los de los servicios terrenales de radiocomunicación comparten ciertas bandas de frecuencia superiores a 1 GHz;
- b) que se necesita una reglamentación de las interferencias mutuas entre las estaciones de ambos tipos de servicios;
- c) que es de desear el desarrollo continuado de estos servicios;
- d) que es preciso limitar a pequeños valores admisibles el ruido introducido en los canales telefónicos de uno de estos servicios por interferencias de estaciones del otro servicio;
- e) que entre los medios de reducir a niveles admisibles las interferencias entre los sistemas del servicio fijo por satélite y los sistemas terrenales de radiocomunicación que comparten las mismas bandas de frecuencia, pueden citarse:
 - en las estaciones espaciales de satélite, la limitación del flujo de potencia por unidad de superficie y por unidad de anchura de banda, producida en la superficie de la Tierra;
 - en las estaciones terrenas de telecomunicación por satélite, la limitación (apropiada a las características técnicas consideradas y a los factores debidos a la propagación) de su distancia mínima a los transmisores terrenales, y limitaciones de la potencia máxima radiada en pequeños ángulos de elevación;
 - en las estaciones de los servicios terrenales, la limitación (apropiada a las características técnicas consideradas y a los factores debidos a la propagación) de su distancia mínima a las estaciones terrenas, así como las limitaciones de la potencia total emitida y de la potencia isótropa radiada equivalente;
- f) que aplicando restricciones razonables en el diseño de sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa y de sistemas del servicio fijo por satélite, es posible que puedan compartir bandas de frecuencia, pero que pueden plantearse dificultades considerables en la compartición con otros servicios terrenales provistos de transmisores de gran potencia, de receptores muy sensibles y de zonas de alcance variable,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

1. Que cuando los sistemas analógicos de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa y modulación angular y los sistemas del servicio fijo por satélite, comparten bandas de frecuencia, el ruido originado en los canales telefónicos por interferencias mutuas se limite a un valor suficientemente pequeño para que sea admisible, con relación al ruido total admisible en el circuito ficticio de referencia correspondiente, según se indica actualmente en la Recomendación 356 y en la Recomendación 357.
2. Que, cuando se comparten las mismas bandas de frecuencia entre los sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa y los sistemas digitales del servicio fijo por satélite, la potencia interferente se limite a un valor suficientemente pequeño para que sea admisible, según se indica actualmente en la Recomendación 558 (véase la nota).
3. Que la reglamentación de las interferencias mutuas entre las estaciones del servicio fijo por satélite y los sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa, incluya restricciones aplicables a la utilización de estos dos sistemas, de forma que se evite la necesidad de establecer procedimientos de coordinación especiales entre las administraciones que utilizan relevadores radioeléctricos y las que hagan uso de estaciones espaciales; estas restricciones se indican actualmente en las Recomendaciones 358 y 406.
4. Que se siga estudiando el asunto de la compartición de bandas de frecuencia entre los sistemas del servicio fijo por satélite y los sistemas terrenales de radiocomunicación distintos de los de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa, así como los principios de tal compartición.

5. Que en la reglamentación de las interferencias mutuas de cada estación terrena de un sistema del servicio fijo por satélite con las estaciones terrenales de radiocomunicación que utilicen las mismas bandas de frecuencia, se apliquen procedimientos especiales de coordinación entre las administraciones interesadas. Los procedimientos recomendados están indicados en el apéndice 28 al Reglamento de Radiocomunicaciones.

Nota. — Véase el Informe 877 para la interferencia de los sistemas de relevadores radioeléctricos digitales por los sistemas del servicio fijo por satélite.

INFORME 209-4 *

**COMPARTICIÓN DE FRECUENCIAS ENTRE SISTEMAS
DEL SERVICIO FIJO POR SATÉLITE Y SERVICIOS TERRENALES
DE RADIOCOMUNICACIÓN**

(Cuestión 2/4)

(1963-1966-1970-1974-1982)

1. Introducción

Al considerar la compartición de las frecuencias entre sistemas del servicio fijo por satélite y servicios terrenales de radiocomunicación, hay que respetar cuatro condiciones:

- las señales transmitidas por los satélites no deben causar interferencia inadmisible en los receptores de las estaciones terrenales, como en A de la fig. 1;
- las señales transmitidas por las estaciones terrenales no deben causar interferencia inadmisible en los receptores de las estaciones terrenales, como en B de la fig. 1;
- las señales transmitidas por las estaciones terrenales no deben causar interferencia inadmisible en los receptores de las estaciones terrenales, como en C de la fig. 1;
- las señales transmitidas por las estaciones terrenales no deben causar interferencia inadmisible en los receptores de los satélites, como en D de la fig. 1.

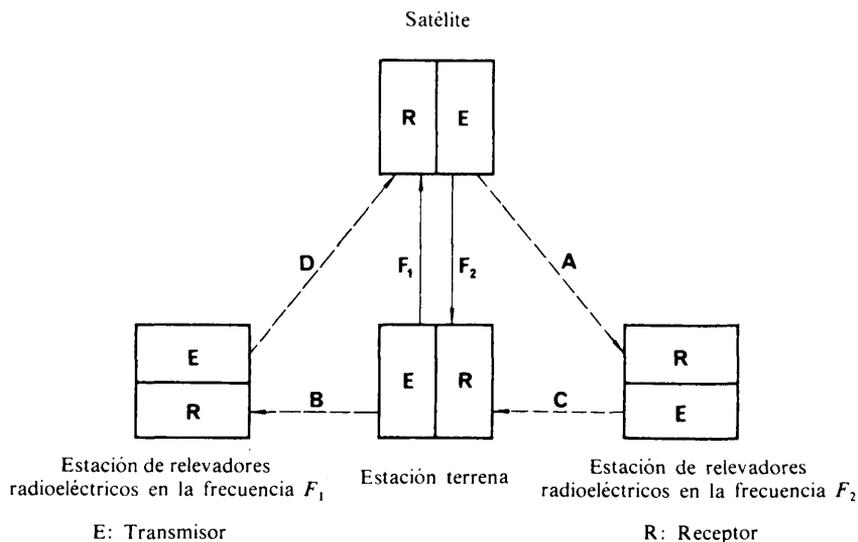


FIGURA 1

Trayectos de las señales interferentes entre los sistemas del servicio fijo por satélite y los sistemas terrenales de radiocomunicación

———— Señal deseada
- - - - - Señal interferente

Nota. — Las frecuencias indicadas pertenecen a las bandas atribuidas, en régimen de compartición, a los servicios terrenales de radiocomunicación y al servicio fijo por satélite para las transmisiones en el sentido Tierra-espacio (F_1) y espacio-Tierra (F_2).

* Este Informe debe señalarse a la atención de la Comisión de Estudio 8.

2. Factores que intervienen en la compartición

La determinación de la posibilidad de compartición entre dos sistemas depende de los siguientes factores:

- nivel máximo admisible de interferencia en un canal telefónico, en un canal de televisión o en un canal de radiodifusión sonora, a la salida del sistema que sufre la interferencia;
- número de trayectos concretos de interferencia entre los que hay que dividir la interferencia máxima admisible;
- relación entre las potencias, o entre las densidades espectrales de potencia de las señales deseada e interferente a la entrada del receptor, con la que se obtiene el valor justo admisible de interferencias a la salida del receptor, habida cuenta de los tipos de modulación empleados;
- potencia, o densidad espectral de potencia, del transmisor interferente;
- pérdida de transmisión a lo largo del trayecto de la señal interferente, incluidas las ganancias efectivas de antena, la pérdida básica de transmisión y el efecto de las polarizaciones;
- potencia, o densidad espectral de potencia, del transmisor deseado;
- pérdida de transmisión a lo largo del trayecto de la señal deseada, incluidas las ganancias efectivas de antena y la pérdida básica de transmisión.

En la Recomendación 356 figuran los valores máximos admisibles de interferencia en el circuito ficticio de referencia en lo que respecta a los sistemas del servicio fijo por satélite, y en la Recomendación 357 en lo que concierne a los sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa.

3. Métodos de compartición

Los métodos particulares que permiten realizar la compartición de las bandas de frecuencias entre los sistemas del servicio fijo por satélite y los servicios terrenales de radiocomunicación son los siguientes:

- limitación de la potencia radiada por los transmisores de sistemas de relevadores radioeléctricos (véanse la Recomendación 406 y el Informe 393); en el anexo I figuran detalles sobre este particular;
- limitación de la densidad de flujo de potencia producida en la superficie de la Tierra por los satélites del servicio fijo (véanse la Recomendación 358 y el Informe 387);
- método específico de cálculo de la distancia dentro de la cual los transmisores de las estaciones terrenas o los transmisores terrenales pueden causar interferencias inadmisibles, respectivamente, a los receptores terrenales o de estaciones terrenas que utilicen las mismas bandas de frecuencias (véanse la Recomendación 359 y el Informe 382).

En los artículos 27 y 28 y en el apéndice 28 al Reglamento de Radiocomunicaciones se especifican los límites y los métodos de cálculo correspondientes.

En el anexo II figuran detalles sobre las posibilidades de compartición de bandas de frecuencias entre los sistemas del servicio fijo por satélite y los sistemas de relevadores radioeléctricos transhorizonte.

En el anexo III figuran informaciones relativas a la compartición entre el servicio fijo por satélite y el servicio de radiolocalización terrenal.

4. Transacciones entre sistemas, para la compartición entre sistemas del servicio fijo por satélite y sistemas de relevadores radioeléctricos

Los objetivos de diseño de calidad de funcionamiento de sistemas de relevadores radioeléctricos y del servicio fijo por satélite se especifican en las Recomendaciones 393 y 353 del CCIR, respectivamente, para sistemas MDF-MF, y en la Recomendación 594 y en la Recomendación 522 para los sistemas que utilizan MIC.

Estas Recomendaciones representan un compromiso entre los valores normalizados preferidos que deben respetarse para un circuito telefónico y el incremento del coste al mejorar la calidad de los sistemas de comunicación. Es la razón por la que constituyen las bases primarias para el diseño global de sistemas radioeléctricos terrenales y por satélite.

La degradación total permitida de cualquier sistema debe repartirse entre:

- el ruido térmico;
- la interferencia dentro del sistema; y
- la interferencia producida por otros sistemas que comparten la misma banda de frecuencias.

Puede llegarse a una repartición racional de la interferencia si las Recomendaciones correspondientes tienen en cuenta el efecto de la interferencia sobre el coste total de los sistemas mutuamente interferentes. En [Murphy, 1982] y en CCIR [1978-82] aparece un detallado examen de tal técnica. En el anexo IV se resume un ejemplo de aplicación.

Si bien esta técnica no puede aplicarse fácilmente cuando está implicada más de una administración, los posibles ahorros en el coste total pueden justificar la consideración de su utilización.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

MURPHY, J. [1982] Optimization of interference between services sharing the same frequency bands. *Ann. des Télécomm.* (Se publicará ulteriormente).

Documentos del CCIR

[1978-82]: 4/344(Rev.1), 9/255(Rev.1) (Australia).

ANEXO I

PROTECCIÓN DE LAS ESTACIONES ESPACIALES DEL SERVICIO FIJO POR SATÉLITE
CONTRA LA INTERFERENCIA DE SISTEMAS TERRENALES DE RELEVADORES
RADIOELÉCTRICOS, EN LAS BANDAS DE FRECUENCIAS
COMPARTIDAS POR ENCIMA DE 1 GHz

Desde el punto de vista de la limitación de la potencia de los transmisores terrenales, cabe examinar dos posibilidades:

- interferencia producida a un satélite por el haz principal del transmisor de un sistema terrenal de relevadores radioeléctricos;
- interferencia producida a un satélite por la radiación de lóbulos laterales de un gran número de estaciones terrenales dentro de la zona de cobertura del satélite.

La primera conduce a un límite de la p.i.r.e. máxima de las estaciones terrenales cuyas antenas apuntan aproximadamente hacia la órbita geoestacionaria, mientras que la segunda conduce a un límite de la potencia máxima suministrada a las antenas de las estaciones terrenales.

1. Limitaciones de la p.i.r.e.

Para que el satélite se encuentre en el haz principal de la estación terrenal, esta última tiene que estar en el horizonte visible desde el satélite. La p.i.r.e. admisible dependerá, entre otros factores, de la ganancia de la antena del satélite hacia el horizonte que, por lo general, es considerablemente inferior que la ganancia del haz principal.

Otros parámetros del satélite que intervienen en el cálculo son: temperatura de ruido del receptor, número de canales telefónicos y grado de dispersión de energía empleado.

2. Limitación de la potencia suministrada a la antena

Fuera de su haz principal, la ganancia de una antena de estación terrenal es, en gran medida, independiente de la ganancia en este haz. Por consiguiente, cuando el satélite no se encuentra en el haz principal, la interferencia puede reducirse limitando la potencia total suministrada a la antena en vez de limitar la p.i.r.e.

La interferencia total a través del haz principal de la antena del satélite depende, por tanto, del número de estaciones terrenales situadas dentro de la zona de cobertura y del promedio de la ganancia de sus antenas en la dirección del satélite. Los parámetros del satélite mencionados en el punto precedente intervienen también en el cálculo.

ANEXO II

COMPARTICIÓN DE LAS BANDAS DE FRECUENCIAS ENTRE SISTEMAS DEL SERVICIO FIJO
POR SATÉLITE Y SISTEMAS DE RADIOENLACES TRANSHORIZONTE

1. Introducción

En este anexo se estudian las condiciones en que los sistemas del servicio fijo por satélite y los sistemas de radioenlaces transhorizonte pueden usar la misma banda de frecuencias sin causarse interferencias mutuas excesivas.

2. Sistemas de radioenlaces transhorizonte

Se observan diferencias importantes entre los parámetros de los diversos tipos de sistemas transhorizonte: por ejemplo, las potencias de transmisión pueden variar entre unos centenares de vatios y 50 kW; los diámetros de antena, entre 3 y 35 m; la capacidad de la banda de base entre un canal telefónico y un canal de televisión; el factor de ruido de los receptores entre 1 dB y 12 dB, etc. Por lo general, y habida cuenta de los imperativos económicos, hay que elegir los parámetros más apropiados para cada sistema y, en ocasiones, para cada enlace particular. Los márgenes de funcionamiento que habría que considerar con miras a una normalización son irrealizables, ora desde el punto de vista técnico, ora desde el punto de vista económico.

Parece poco probable que en los sistemas de radioenlaces transhorizonte llegue a hacerse tanto uso de los canales radioeléctricos en paralelo como en los sistemas de relevadores radioeléctricos de visibilidad directa.

3. Consideraciones geométricas

Las relaciones geométricas determinantes de la exposición de los satélites a los haces de antena de las estaciones de sistemas de relevadores radioeléctricos se indican en el Informe 393. Aunque el haz más estrecho de las antenas de los sistemas transhorizonte tiende a reducir la probabilidad de exposición a los diversos sistemas de órbitas, hay que reconocer que por ser mayores la potencia del transmisor, la sensibilidad del receptor y la ganancia de la antena, es mayor también la probabilidad de interferencias apreciables en caso de exposición a esos haces e incluso a los lóbulos laterales principales.

Además, los enlaces transhorizonte se utilizan frecuentemente entre pequeñas islas muy distantes unas de otras y en otros casos similares, lo cual limita la gama de posibles direcciones para los trayectos e impide así el uso de este medio de evitar la exposición a las órbitas.

4. Consideraciones acerca de la interferencia

4.1 *Interferencias mutuas con los satélites*

La potencia isotrópica radiada equivalente de una estación terminal de un sistema transhorizonte puede ser de unos 85 a 90 dBW, es decir, poco distinta de la de estaciones terrenas típicas. Por consiguiente, un satélite situado en el lóbulo principal de la antena de una estación transhorizonte recibirá señales deseadas y señales interferentes de potencia bastante igual, en caso de que se utilice una frecuencia compartida en el trayecto ascendente. Supongamos ahora que se comparte una frecuencia en el trayecto descendente; en este caso, la señal interferente captada por el receptor del sistema transhorizonte sería de aproximadamente -110 dBW, es decir, casi equivalente al valor mediano de la señal deseada, lo que originaría prácticamente la interrupción de la comunicación.

4.2 *Interferencias mutuas con las estaciones terrenas*

El problema de la distancia de coordinación entre estaciones terrenas y estaciones de sistemas de radioenlaces transhorizonte es esencialmente el mismo que el de la distancia de coordinación entre estaciones terrenas y estaciones de sistema de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa, con la sola diferencia de que en este caso hay que prever una mayor pérdida básica de transmisión. La pérdida básica de transmisión necesaria para que la interferencia sea despreciable, varía entre valores próximos a 190 dB, cuando ninguna de las antenas está apuntada a la otra estación, y a 300 dB cuando cada una de las antenas está apuntada a la otra estación (direcciones complementarias en acimut, pero distancia superior a la de visibilidad directa).

Conviene señalar que se dispone de mucha más información sobre los desvanecimientos descendentes en propagación transhorizonte que sobre los desvanecimientos ascendentes que tienen gran importancia para calcular la distancia de coordinación. Los datos estadísticos usuales de la pérdida en el trayecto transhorizonte, pueden sufrir distorsiones notables por encima de los valores medianos, a causa de la propagación por conductos debida a inversiones de temperatura que, en algunos casos, han ocasionado un aumento de la señal recibida de 60 a 70 dB por encima de los valores medianos durante periodos bastante largos. Las características topográficas debajo de la zona de dispersión son capaces de originar conductos en ciertos trayectos; este efecto puede ser netamente superior al valor medio característico de la región o del tipo de región considerado.

En los trayectos en que puede haber interferencias, es aconsejable medir la pérdida de propagación en el momento en que las inversiones de temperatura son más probables. Con una instalación móvil no es fácil medir pérdidas básicas de transmisión cuyo valor exceda de 250 dB.

Con los satélites geoestacionarios, el problema de la coordinación es algo más sencillo por encontrarse la antena de la estación terrena permanentemente orientada en una dirección bien definida y no en varias direcciones, como ocurre durante el seguimiento de un satélite móvil. El grado de protección necesario sería el mismo.

5. Conclusiones

5.1 Es probable que en la mayoría de los casos pueda resolverse el problema de la coordinación. Este problema se simplificaría mucho en los casos particularmente difíciles, si pudiera disponerse de una banda de frecuencias no compartida a la cual pudiesen transferirse las frecuencias del enlace perturbador.

5.2 Para realizar la compartición con un sistema de satélites geoestacionarios habría que limitar, sobre una pequeña parte de la superficie terrestre, la gama de acimutes autorizados para los enlaces transhorizonte. Es probable que esta restricción no sea tan molesta que impida la compartición.

5.3 Los sistemas de satélites de distribución aleatoria en órbitas inclinadas parecen exigir actualmente tales restricciones de la gama de acimutes autorizados para los enlaces transhorizonte, y ello en una superficie tan extensa, que se considera irrealizable la compartición de frecuencias.

ANEXO III

COMPARTICIÓN DE FRECUENCIAS ENTRE EL SERVICIO FIJO POR SATÉLITE
Y EL SERVICIO DE RADIOLOCALIZACIÓN TERRENAL

El servicio fijo por satélite y el servicio de radiolocalización terrenal tienen algunas atribuciones en las mismas bandas, especialmente, por encima de 50 GHz, como se indica en el Cuadro de atribución de bandas de frecuencias.

En la compartición intervienen tres factores fundamentales: la gestión de las frecuencias, las condiciones geográficas y las técnicas de reducción de la interferencia. En los Informes 827 y 828 * se trata, respectivamente, de esos factores y se examinan con mayor detalle la utilización del espectro radioeléctrico por el radar, y los resultados teóricos y experimentales de la compartición del espectro entre transmisiones MDF-MF y sistemas de radar que emplean la técnica de supresión de impulsos.

ANEXO IV

EJEMPLO DE APLICACIÓN DE LAS TÉCNICAS DE OPTIMIZACIÓN PARA EL CASO DE INTERFERENCIA
ENTRE SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELÉCTRICOS TERRENALES
Y SISTEMAS DEL SERVICIO FIJO POR SATÉLITE**1. Metodología**

El primer paso es la construcción de un modelo de los sistemas mutuamente interferentes. Se asocian entonces los costes con los parámetros del modelo que están bajo control del proyectista. Esto se lleva a cabo ajustando las ecuaciones apropiadas a los datos de coste disponibles. A continuación se suman todos estos costes para determinar el coste total correspondiente a todos los sistemas.

Para cada sistema hay normas de calidad global que incluyen la degradación de la calidad debida a todas las fuentes. Estas normas pueden utilizarse para delimitar, o hacer dependientes, algunos de los parámetros de diseño. (Los parámetros dependientes se fijan cuando se han asignado valores a todos los demás parámetros.) Además, los parámetros pueden hacerse dependientes utilizando las ecuaciones de propagación radioeléctrica para la transmisión de señales en el interior de cada sistema y para la propagación de la interferencia entre sistemas. Entonces el coste total es una función de las variables dependientes restantes.

Puede obtenerse el coste mínimo global variando las variables independientes en un programa de optimización. El conjunto de parámetros resultante es óptimo en cuanto que corresponde al mínimo coste total. A partir de ellos puede calcularse el nivel de interferencia que constituye el nivel preferido que debe adoptarse como objetivo de diseño, puesto que se asocia con la configuración conjunta óptima del sistema. La elección de otro nivel de interferencia supone un cambio en las variables independientes y por lo tanto un incremento cuantificable en el coste total del sistema.

2. Resultados de un ejemplo de estudio

En la fig. 2 se ilustra un modelo típico de sistemas interferentes. La interferencia causada por el sistema terrenal al segmento espacial, o viceversa, se evita normalmente por medio de la orientación apropiada del sistema de relevadores radioeléctricos con respecto a la órbita geoestacionaria. Se supone que una estación terrena interferida que transmite SCPC/MDP, sufre interferencia de una sección homogénea (como se define en la Recomendación 392) del sistema de relevadores radioeléctricos. En este modelo la sección homogénea consiste en 7 tramos de 40 km de longitud y la estación terrena se sitúa en la mitad de la sección homogénea.

Se supone que la interferencia a largo plazo (20% del tiempo) se produce únicamente entre el par más próximo de transmisores o receptores de la sección homogénea y el receptor o transmisor de la estación terrena. La interferencia a corto plazo se supone que ocurre únicamente entre la estación terrena el repetidor extremo de la sección homogénea en cada dirección, R_1 y R_7 . El modo de propagación dominante es por conductos.

En ambos casos de interferencia causada por el sistema de relevadores radioeléctricos a la estación terrena, y viceversa, es necesario optimizar la sección homogénea completa a la vista de la interferencia causada o proveniente de un repetidor. Debido a que el coste de un radioenlace es una función del ruido en banda base con un mínimo en el caso de un sistema analógico de relevadores radioeléctricos es más económico contrarrestar el efecto de la interferencia causada a la estación terrena o al sistema de relevadores radioeléctricos, mejorando ligeramente cada repetidor más bien que ajustando el enlace interferente o interferido [Murphy, 1982].

* Debería ignorarse la última frase de las «Conclusiones» del Informe 828, dado que este caso de compartición no existe en el Cuadro de atribución de bandas de frecuencias del Reglamento de Radiocomunicaciones.

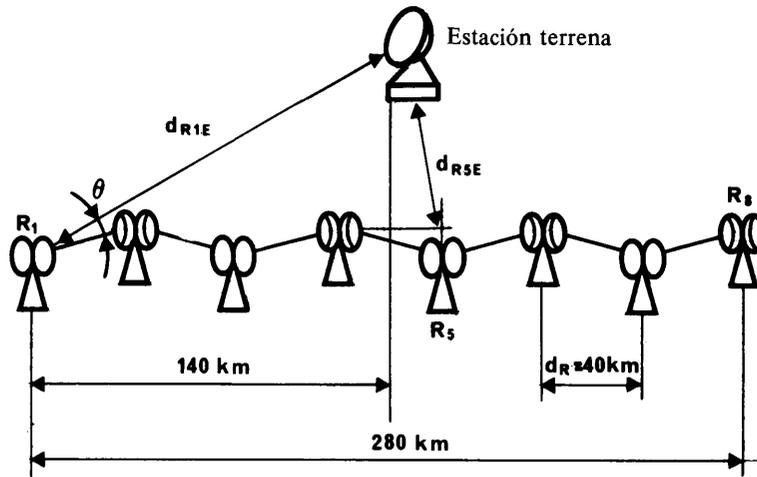


FIGURA 2 – Modelo de interferencia mutua entre una estación terrena de comunicaciones por satélite y un sistema de relevadores radioeléctricos

Para determinar el coste total se requiere una serie de ecuaciones de coste apropiadas. En Murphy [1982] aparece una serie de tales ecuaciones; basada en éstas, aparece en la fig. 3 la variación del coste total con los dos parámetros independientes más importantes (que se han evaluado con referencia a la fig. 1).

La fig. 4 muestra que la relación de interferencia en el óptimo es aproximadamente proporcional al producto de G_{R5E} (ganancia de la antena del repetidor interferente en la dirección de la estación terrena) y G_{ER5} (ganancia de la antena de la estación terrena en la dirección de R_5) pero que el coste óptimo C_o , es prácticamente independiente hasta valores de alrededor de 40 dB. Esto significa, en la práctica, que a menos que el producto de las ganancias supere este valor, el valor de J es el que se obtiene incidentalmente en la optimización de los dos sistemas, en presencia de interferencia a corto plazo. Este valor es por tanto el *valor de diseño* en el caso de interferencia.

Para valores mayores del producto de ganancias, cuando el coste se hace dependiente de la interferencia, el valor de interferencia es aproximadamente constante. La fig. 5 muestra explícitamente el codo abrupto en la curva de interferencia de coste óptimo, aproximadamente a -7 dB. Este valor, en el cual el coste se incrementa significativamente, es el *valor máximo permisible* de interferencia.

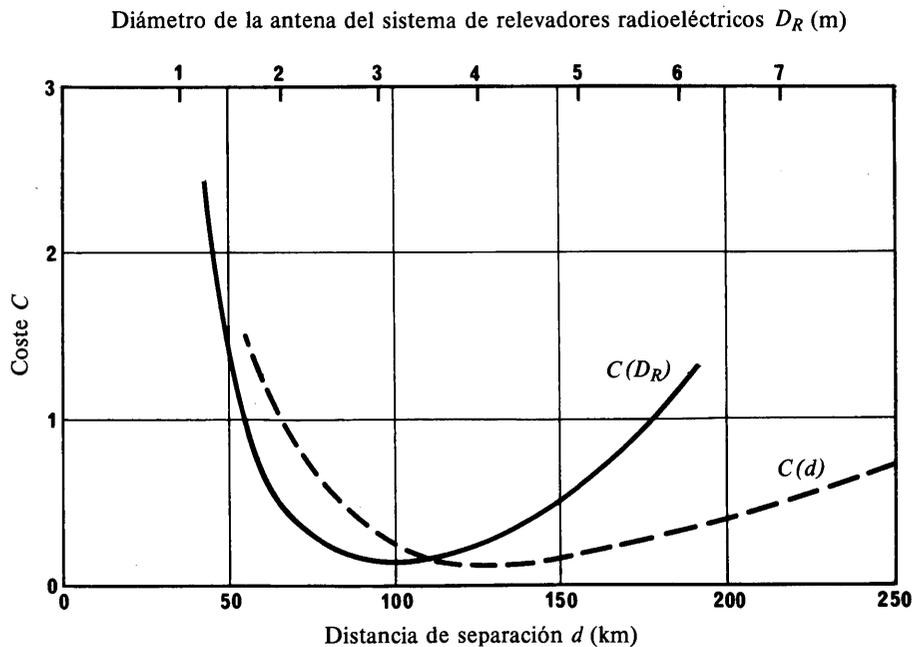


FIGURA 3 – Variación del coste total de los sistemas con la distancia de separación, d , y el diámetro de la antena del sistema de relevadores radioeléctricos, D_R . Las otras variables independientes se mantienen en sus valores óptimos

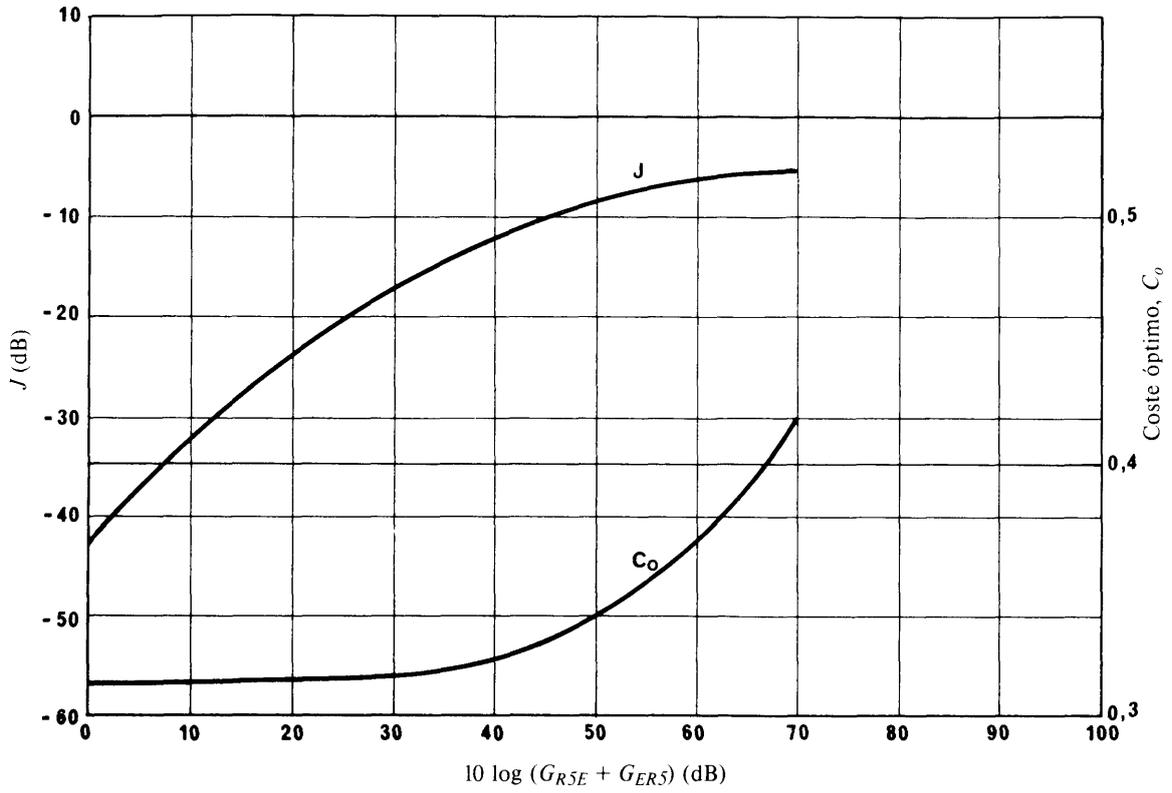


FIGURA 4 – Variación del coste de los sistemas y de la interferencia óptima en función del producto de las ganancias de la antena de la estación terrena y del repetidor que causa la interferencia a largo plazo

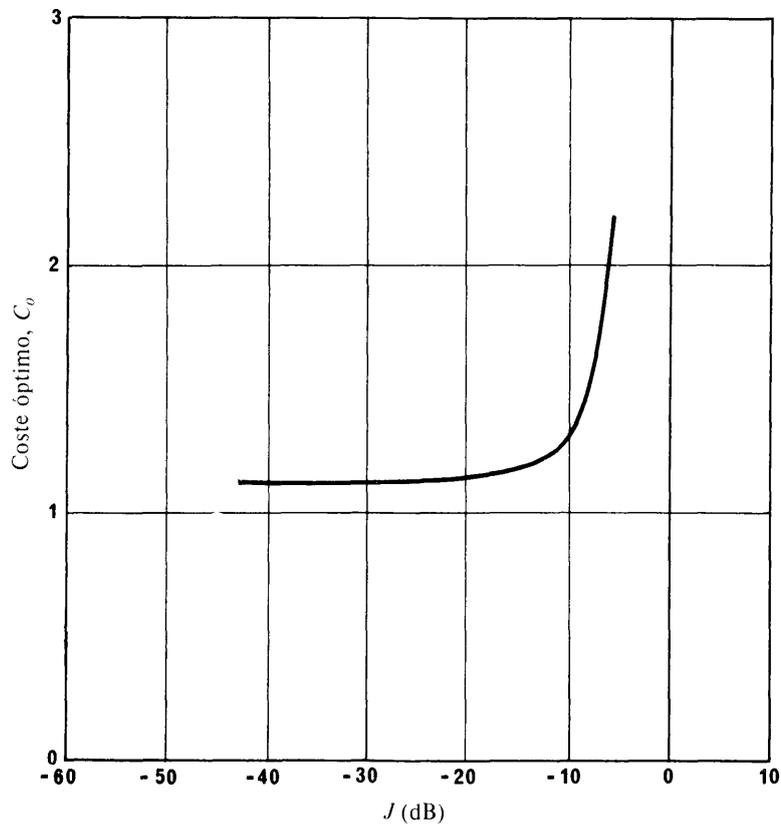


FIGURA 5 – Relación entre el coste óptimo y el nivel de interferencia determinado por las ganancias de las antenas implicadas en la transmisión de la interferencia a largo plazo

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

MURPHY, J. [1982] Optimization of interference between services sharing the same frequency bands. *Ann. des Télécomm.* (Se publicará ulteriormente).

INFORME 876

**COMPARTICIÓN DE BANDAS DE FRECUENCIAS ENTRE LOS SISTEMAS
DEL SERVICIO FIJO POR SATÉLITE Y DEL SERVICIO FIJO
EN BANDAS DE FRECUENCIAS SUPERIORES A 40 GHz**

(Programa de Estudios 2A/4)

(1982)

1. Introducción

En este Informe se presentan los resultados de un estudio de las condiciones que deben reunirse para poder compartir bandas de frecuencias por encima de 40 GHz entre el servicio fijo por satélite y los sistemas terrenales de relevadores radioeléctricos. Los trayectos de interferencia considerados en este Informe son los cuatro trayectos indicados en la fig. 1 del Informe 209. En estos casos se considera que la interferencia causada por una estación terrenal a un receptor de satélite es despreciable porque la p.i.r.e. de las estaciones terrenales será muy baja, excepto si el haz principal de la antena del satélite estuviese dirigido hacia el haz principal de una antena terrenal, caso que sería muy poco frecuente. En consecuencia, se analizan los otros trayectos de interferencia. Sólo se estudia el caso, para la banda de frecuencias mencionada, de los sistemas terrenales y por satélite con modulación digital.

2. Conceptos fundamentales para el cálculo de la interferencia

2.1 Modelo de sistema

Resulta difícil fijar los parámetros del sistema a causa de la ausencia de Recomendaciones o Informes en materia de sistemas terrenales de relevadores radioeléctricos o servicios espaciales en bandas de frecuencias superiores a 40 GHz. En el análisis que sigue, teniendo en cuenta la expansión y el desarrollo previsibles tanto de los sistemas por satélite como de los sistemas terrenales, se ha adoptado el valor máximo posible de p.i.r.e. para el transmisor interferente y los parámetros más sensibles posible para el receptor.

En el punto 1 del anexo I se incluye un ejemplo de parámetros del sistema. Los parámetros supuestos pueden representar una configuración del sistema más susceptible a la interferencia que la que probablemente puede presentarse en una situación real.

2.2 Características supuestas de propagación

Por encima de 40 GHz, las señales son atenuadas por el oxígeno y el vapor de agua, incluso en condiciones de atmósfera despejada, y, más aún, en presencia de lluvia. Según el Informe 724, se sugiere el valor de 1/7,5 del valor normal para la atenuación debida al vapor de agua, que es proporcional a la concentración de vapor de agua ρ . Es decir que ρ debe considerarse igual a 1 g/m³. Sin embargo, como este valor parece ser excesivamente riguroso, en el presente Informe se utiliza el valor $\rho = 3$ g/m³. Para el estudio se han elegido las bandas de frecuencias de 40, 100 y 230 GHz teniendo en cuenta que en dichas bandas, a causa de la reducida absorción por la atmósfera, la interferencia será importante.

2.3 Interferencia máxima admisible

En el cálculo de la máxima densidad de flujo de potencia admisible de la interferencia causada por un servicio espacial o un servicio terrenal se supone que el nivel máximo admisible de interferencia es 10 dB inferior al nivel de ruido total de la relación portadora/ruido (C/N) necesaria. Dado que los sistemas terrenales de relevadores radioeléctricos y los servicios por satélite que funcionen en estas bandas utilizarán probablemente la modulación digital, se ha adoptado, como anchura de banda de referencia, la de 1 MHz.

3. Límites de la densidad de flujo de potencia producida por una estación espacial

En este punto se examinan los aspectos de la interferencia causada por un transmisor de satélite a un receptor terrenal. Dado que en la mayoría de los países la longitud del trayecto de propagación a través de una tormenta de lluvia es superior a 4 km (Informe 564 (Kyoto, 1978) figs. 1 y 2, ángulo de elevación 40° a 50°) y que la longitud de una sección de los sistemas terrenales de relevadores radioeléctricos será probablemente inferior a 4 km, la interferencia procedente del satélite resultará más atenuada que la señal radioeléctrica terrenal deseada durante una precipitación de lluvia. En consecuencia, sólo se examina la condición en que no tiene lugar ninguna precipitación de lluvia.

Veamos en primer lugar la interferencia que tiene lugar dentro del haz. Se supone que hay un satélite cada 3° en la órbita geostacionaria, en cuyo caso se verán unos 50 satélites por encima del horizonte. Como la abertura del haz de las antenas receptoras es menor de 3° , se presume que hay a lo sumo un satélite dentro del haz de la antena receptora y que los demás se encuentran fuera del haz. No se tiene en cuenta la suma de las interferencias provenientes de dichos satélites, pues la directividad de la antena a más de 3° del haz es superior a 25 dB y se supone que la densidad de flujo de potencia total producida por unos 50 satélites es superior en 14 dB a la de cada uno de ellos (el factor de reducción obtenido por promediación es -3 dB). Como es probable que la mayor parte del haz de la antena receptora terrenal esté comprendido dentro de $\pm 1^\circ$, y la inclinación del trayecto es inferior a 4° , la máxima densidad de flujo de potencia admisible, en las condiciones de propagación del espacio libre y con un ángulo de elevación θ inferior a 5° , sería de -101 , -96 y -86 dB(W/(m² · MHz)) a 40, 100 y 230 GHz respectivamente, según el punto 2.1 del anexo I al presente Informe.

Veamos ahora la interferencia que tiene lugar fuera del haz. La suma de las interferencias producidas por unos 50 satélites es 14 dB mayor que la de un satélite, como ya se ha dicho. Se supone que la directividad de la antena terrenal es superior a 45 dB y que la de la antena del satélite es de 0 dB. En estas hipótesis, la densidad máxima admisible de flujo de potencia producida en la superficie de la Tierra por cualquier satélite, en las condiciones de propagación del espacio libre y con un ángulo de elevación θ superior a 25° , sería de -73 , -70 y -74 dB(W/(m² · MHz)) a 40, 100 y 230 GHz, respectivamente.

Basándose en el análisis anterior es posible calcular la densidad de flujo de potencia producida en la superficie de la Tierra por las emisiones de cualquier estación espacial en las condiciones de propagación del espacio libre. Sin embargo, en la actualidad es difícil fijar un límite de densidad de flujo de potencia, pues es preciso estudiar más detenidamente el factor de atenuación debida al vapor de agua. Los valores provisionales propuestos aparecen en el cuadro IV, para una concentración de vapor de agua $\rho = 3$ g/m³. Si se supone que $\rho = 1$ g/m³, sólo la densidad de flujo de potencia máxima admisible en dirección del eje, para una frecuencia de 230 GHz, pasa a ser -100 dB(W/(m² · MHz)), mientras que las densidades de flujo de potencia máximas admisibles fuera del eje variarán menos de 2 dB.

4. Distancia de separación entre una estación terrena y una estación radioeléctrica terrenal

En esta sección se examina la cuestión de la distancia de separación mínima necesaria, entre la estación terrena y la estación terrenal, para que no se excedan los valores de interferencia admisibles, tanto en condiciones de lluvia como de ausencia de lluvia.

En las frecuencias por encima de 40 GHz el ángulo de elevación de la antena de la estación terrena se supone superior a 30° a fin de evitar la absorción atmosférica y la atenuación debida a la lluvia. Por ende, la ganancia de la antena en el plano horizontal es igual a la ganancia residual, que se supone de -10 dBi. En algunos casos, sin embargo, el ángulo de elevación será menor, y se adopta en tal caso el valor de 10° a título de ejemplo adicional. Para calcular la ganancia en los lóbulos laterales de la antena se utiliza la ecuación (1) del Informe 614.

En las condiciones de lluvia y de ausencia de lluvia, se fija un nivel de interferencia admisible correspondiente a proporciones de bits erróneos (BER) de 10^{-11} y 10^{-3} , respectivamente. El valor de la atenuación debida a la lluvia que ha de utilizarse en el cálculo se halla dividiendo el margen de protección contra el desvanecimiento por la longitud del tramo del sistema terrenal, o por la longitud efectiva del trayecto de propagación por satélite. Esto significa que se supone una intensidad de lluvia constante en la zona considerada y se tiene en cuenta la atenuación que sufre la señal interferente a causa de la lluvia con dicha intensidad de lluvia. No se tiene en cuenta la dispersión causada por la precipitación porque la señal dispersada será atenuada por ésta, y es poco probable que los trayectos de propagación se crucen. Esto, sin embargo, requerirá un estudio más detenido. Los parámetros posibles del sistema que se utilizan en este caso se indican en el anexo I.

De acuerdo con lo anterior — e incluso en el caso de la frecuencia de 40 GHz que exige la distancia de separación máxima — la distancia de separación mínima es de unos 52 km dentro de $\pm 1^\circ$ del eje del haz principal de la antena terrenal, y de aproximadamente 1 km para los ángulos con el eje superiores a $\pm 40^\circ$, para un ángulo de elevación de la antena terrena de más de 30° , mientras que para un ángulo de elevación de 10° las distancias de separación mínimas son 127 km y 1,7 km, respectivamente. El método de cálculo y los resultados exactos se presentan en el anexo I.

5. Conclusiones

Se ha investigado la posibilidad de la compartición de bandas de frecuencias por encima de 40 GHz entre sistemas del servicio fijo por satélite y sistemas terrenales de relevadores radioeléctricos. Esta compartición entraña restricciones en cuanto a la máxima densidad de flujo de potencia que puede producir cualquier estación espacial en la superficie de la Tierra, en las condiciones de propagación del espacio libre. Se indican los valores provisionales de estas restricciones en el cuadro IV. Estos valores podrían ser aplicables a posibles sistemas por satélite futuros.

La distancia de separación necesaria entre la estación radioeléctrica terrenal y la estación terrena sería muy pequeña.

De acuerdo con lo precedente, y habida cuenta de la situación actual, parece posible la compartición de bandas de frecuencias entre sistemas del servicio fijo por satélite y sistemas terrenales de relevadores radioeléctricos en las frecuencias superiores a 40 GHz, aunque se necesita un estudio más detenido para fijar los valores relativos a las condiciones de propagación, es decir, la dispersión causada por la precipitación y la atenuación debida al vapor de agua, especialmente en el caso en que el haz principal de la antena del satélite apunta en la dirección del haz principal de la antena terrenal.

ANEXO I

1. Parámetros supuestos del sistema

1.1 Parámetros del sistema expuesto a interferencia

Los parámetros del sistema terrenal de relevadores radioeléctricos se indican en el cuadro I y los de la estación terrena de telecomunicaciones por satélite en el cuadro II. Para el sistema por satélite, la absorción atmosférica de la señal deseada se calcula en la hipótesis de que ρ (concentración del vapor de agua en g/m^3) es $3 \text{ g}/\text{m}^3$, el ángulo de elevación $\theta = 45^\circ$ y 10° y las longitudes efectivas del trayecto a través de la atmósfera 4 km y 2 km para el oxígeno y el vapor de agua respectivamente.

1.2 Parámetros del sistema que causa interferencia

Se supone que el transmisor radioeléctrico terrenal tiene los parámetros indicados en el cuadro III. También se supone que la potencia de salida del transmisor disminuye proporcionalmente con la frecuencia a razón de 6 dB/octava y que la anchura de banda es algo menor que la indicada en el cuadro I porque la densidad de flujo de potencia se hace mayor.

Por otra parte, se supone que la potencia de transmisión de la estación terrena de telecomunicación por satélite es de 10 dB(W/MHz), independientemente de la frecuencia, y que la ganancia de la antena en el plano horizontal es constante e igual a -10 dBi para un ángulo de elevación de 45° . Con un ángulo de elevación de 10° la ganancia de la antena en el plano horizontal es función del ángulo acimutal con respecto al haz principal. En los cálculos que siguen se considera el caso más desfavorable, es decir, que la estación terrenal está en el plano vertical que contiene el eje del haz principal de la antena de la estación terrena (ángulo acimutal con el haz principal = 0°).

CUADRO I — Posibles parámetros sensibles de un sistema terrenal de relevadores radioeléctricos expuesto a interferencia

Modulación	MDP de 4 niveles		
	Anchura de banda (MHz)	200	
Factor de ruido (dB)	5		
Pérdida del alimentador (dB) (en cada estación)	2,5		
C/N necesaria (10^{-11}) (dB)	21		
Frecuencia (GHz)	40	100	230
Potencia de salida (dBW)	-10	-18	-25
Diámetro de la antena (m) ($\eta = 0,6$)	0,6	0,6	0,3
p.i.r.e. (dBW)	33,5	33,5	27,5
Longitud del tramo (km)	4	3	3
Potencia interferente admisible en ausencia de lluvia (dBW)	-91,0	-88,5	-100,3
C/N necesaria (10^{-3}) (dB)	14	14	14
Potencia interferente admisible en presencia de lluvia (dBW)	-126	-126	-126
Margen de protección contra el desvanecimiento (dB)	42,0	44,5	32,7

CUADRO II — Posibles parámetros sensibles de una estación terrena de telecomunicaciones por satélite expuesta a interferencia

Modulación		MDP de 4 niveles		
Anchura de banda (MHz)		100		
Temperatura de ruido (K)		30		
Diámetro de la antena (m)		3		
Pérdida del alimentador (dB)		2,5		
C/N necesaria (10^{-11}) (dB)		21		
p.i.r.e. de la estación espacial (dBW)		70		
Distancia (km)		38 000		
Frecuencia (GHz)		40	100	230
Absorción atmosférica ($\rho = 3$) (dB)	$\theta = 45^\circ$	0,3	0,6	2,1
	$\theta = 10^\circ$	1,0	2,4	8,7
Potencia interferente admisible en ausencia de lluvia (dBW)	$\theta = 45^\circ$	- 120,1	- 120,4	- 121,9
	$\theta = 10^\circ$	- 120,8	- 122,2	- 128,5
C/N necesaria (10^{-3}) (dB)		14	14	14
Potencia interferente admisible en presencia de lluvia (dBW)		- 144	- 144	- 144
Margen de protección contra el desvanecimiento (dB)	$\theta = 45^\circ$	31,2	30,8	29,3
	$\theta = 10^\circ$	30,4	29,0	22,8

CUADRO III — Posibles parámetros de un sistema terrenal de relevadores radioeléctricos que causa interferencia, en el caso más desfavorable

Frecuencia (GHz)	40	100	230
Potencia de salida (dBW)	4	- 4	- 11
Diámetro de la antena transmisora (m)	1	1	1
Ganancia de la antena (dB) ($\eta = 0,6$)	50	58	65
p.i.r.e. (dBW)	54	54	54
Anchura de banda (MHz)	100	100	100

2. Cálculo de la interferencia

2.1 Interferencia causada por la estación espacial a la estación radioeléctrica terrenal

2.1.1 Interferencia dentro de haz (sin lluvia, ángulo de elevación $\theta = 4^\circ$)

La máxima densidad de flujo de potencia en las condiciones de propagación del espacio libre se determina mediante la ecuación (1):

$$dfp_{m\acute{a}x.in} = P_i + L_f + L_{at}(\theta) - 10 \log A_e - 10 \log B \quad (1)$$

donde

$dfp_{m\acute{a}x.in}$: máxima densidad de flujo de potencia dentro del haz (dB(W/(m² · MHz))),

P_i : potencia interferente admisible (dBW),

L_f : pérdida del alimentador en recepción (dB),

$L_{at}(\theta)$: absorción atmosférica (dB) (ángulo de elevación $\theta = 4^\circ$, concentración de vapor de agua $\rho = 3 \text{ g/m}^3$),

A_e : superficie efectiva de la antena receptora (m²),

B : anchura de banda en recepción (MHz).

Esta ecuación arroja valores de $-101,3$, $-95,5$ y $-86,1$ (dB(W/(m² · MHz))) para las frecuencias de 40, 100 y 230 GHz, respectivamente. Estos valores deben satisfacerse fuera del haz principal de la antena de la estación espacial.

2.1.2 Interferencia fuera del haz (sin lluvia, ángulo de elevación $\theta = 25^\circ$)

La máxima densidad de flujo de potencia en las condiciones de propagación del espacio libre se determina mediante la ecuación (2):

$$dfp_{m\acute{a}x.off} = P_i + L_f + L_{at}(\theta) - 10 \log A_e - 10 \log B - 17 + 3 + 45 \quad (2)$$

donde

$L_{at}(\theta)$: absorción atmosférica (dB) (ángulo de elevación $\theta = 45^\circ$, $\rho = 3 \text{ g/m}^3$),

17 dB: 50 satélites,

-3 dB: factor de reducción supuesto, obtenido por promediación,

45 dB: directividad de la antena terrenal a más de 20° del haz.

Se obtiene así $-72,5$, $-69,7$ y $-73,9$ (dB(W/(m² · MHz))) para 40, 100 y 230 GHz, respectivamente. Estos valores deben satisfacerse en el eje principal de la antena de la estación espacial.

En el cuadro IV se indica, a base de estos resultados, el límite propuesto para la densidad de flujo de potencia producida en la superficie de la Tierra por las emisiones de cualquier estación espacial en las condiciones de propagación del espacio libre. Cuando θ está comprendida entre 5° y 25° , la densidad de flujo de potencia debe variar linealmente con el ángulo de llegada, tal como ocurre en las frecuencias más bajas.

Los valores admisibles de p.i.r.e. de la estación espacial, correspondientes a estos valores, son 80, 82 y 82 dB(W/MHz) para 40, 100 y 230 GHz, respectivamente. Estos valores parecen suficientemente altos, incluso teniendo en cuenta la posible evolución futura de la tecnología de los satélites de telecomunicaciones.

CUADRO IV — Límite provisional propuesto para la densidad de flujo de potencia en la superficie de la Tierra

Banda de frecuencias (GHz)	Límite de densidad de flujo de potencia (dB(W/(m ² · MHz)))		
	$\theta \leq 5^\circ$	$5^\circ < \theta \leq 25^\circ$	$25^\circ < \theta \leq 90^\circ$
40 - 100	-102	$-102 + (\theta - 5)$	-82
100 - 275	-100	$-100 + (\theta - 5)$	-80

Nota. - En las bandas sujetas a absorción en torno a 60, 120 y 180 GHz no es necesaria una limitación de la densidad de flujo de potencia.

2.2 Distancia de separación entre una estación terrana y una estación radioeléctrica terrenal

La distancia de separación d necesaria se determina resolviendo la ecuación (3). Los parámetros se indican en los cuadros I, II y III y en el punto 1.2 del presente anexo.

$$P_{ii} + G_{ai} - 10 \log 4\pi (1000 d)^2 = P_i + L_f + K \cdot d - 10 \log A_e - 10 \log B + A_r \quad (3)$$

donde

- P_{ii} : potencia de salida del transmisor interferente (dB(W/MHz)),
- G_{ai} : ganancia de la antena transmisora interferente en la dirección del receptor considerado (dB),
- d : distancia de separación necesaria (km),
- P_i : potencia interferente admisible en presencia o en ausencia de lluvia (dBW),
- L_f : pérdida del alimentador en recepción (dB),
- K : factor de absorción atmosférica ($\rho = 3 \text{ g/m}^3$) en ausencia de lluvia, o en presencia de una determinada atenuación debida a la lluvia (dB/km),
- A_e : superficie efectiva de la antena receptora (m^2),
- B : anchura de banda en recepción (MHz),
- A_r : directividad de la antena receptora en la dirección ϕ hacia el transmisor interferente (dB).

Las zonas de separación necesarias correspondientes a las condiciones de lluvia y de ausencia de lluvia se superponen para cada frecuencia, como se observa en la fig. 1 para la estación receptora terrenal, y en la fig. 2 para la estación transmisora terrenal.

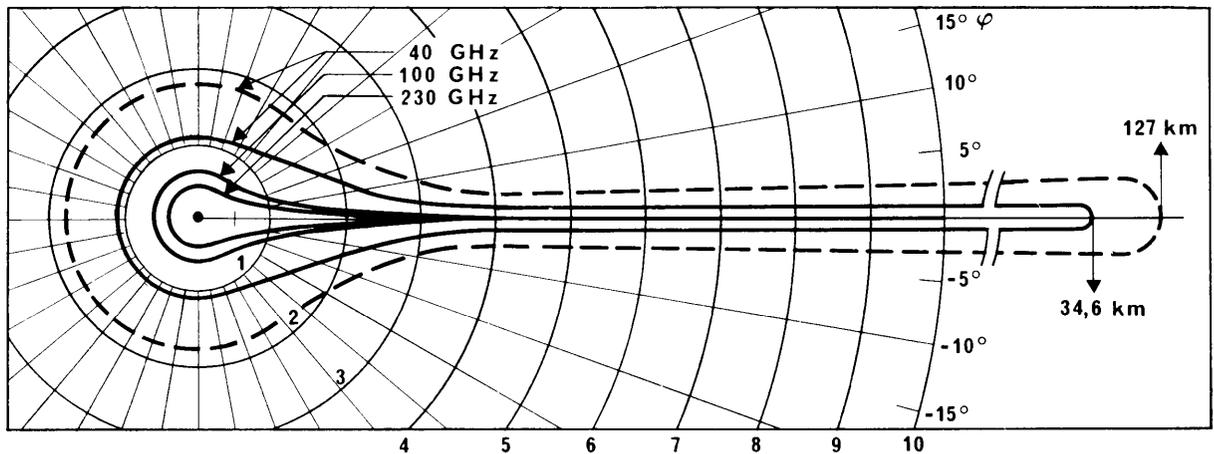


FIGURA 1 – Zona de separación necesaria para una estación receptora terrenal

———— : Ángulo de elevación de la antena de la estación terrenal de 45°

----- : Ángulo de 10° a 40 GHz

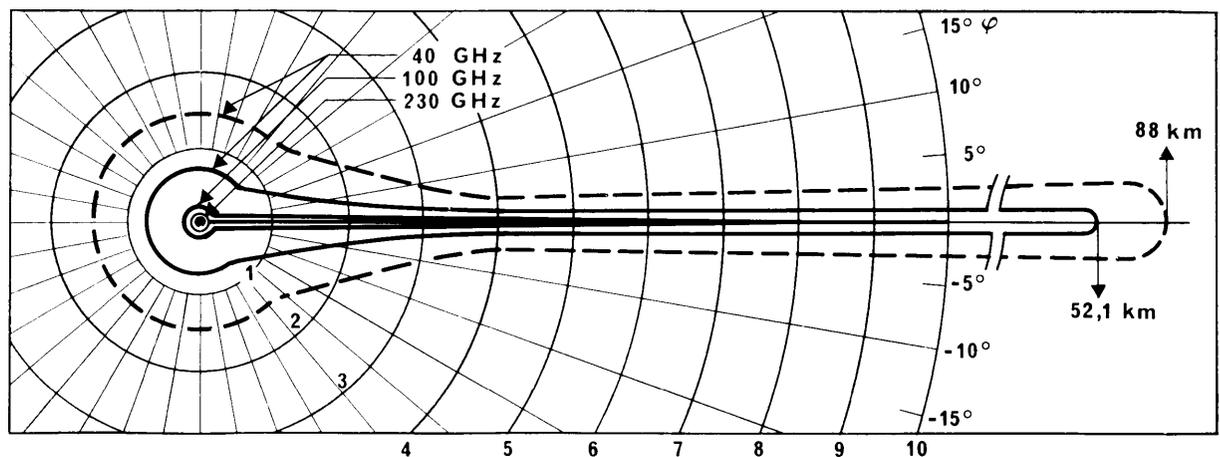


FIGURA 2 – Zona de separación necesaria para una estación transmisora terrenal

———— : Ángulo de elevación de la antena de la estación terrenal de 45°

----- : Ángulo de 10° a 40 GHz

RECOMENDACIÓN 356-4

VALORES MÁXIMOS ADMISIBLES DE INTERFERENCIA DEBIDOS A LOS SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELÉCTRICOS CON VISIBILIDAD DIRECTA EN UN CANAL TELEFÓNICO DE UN SISTEMA DEL SERVICIO FIJO POR SATÉLITE QUE UTILIZA LA MODULACIÓN DE FRECUENCIA, CUANDO AMBOS SISTEMAS COMPARTEN LAS MISMAS BANDAS DE FRECUENCIAS

(Cuestión 2/4 y Programa de Estudios 2A/4)

(1963-1966-1970-1974-1978)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que los sistemas del servicio fijo por satélite y los sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa comparten ciertas bandas de frecuencias de la gama superiores a 1 GHz;
- b) que las interferencias mutuas elevarían el nivel de ruido en los dos tipos de sistemas a un valor superior al que existiría sin esa compartición de frecuencias;
- c) que es de desear que el ruido imputable a las interferencias en los canales telefónicos de los sistemas del servicio fijo por satélite originadas por las transmisiones de los sistemas de relevadores radioeléctricos no sea superior, durante la mayor parte del tiempo, a una pequeña fracción del ruido total admisible en esos sistemas especificado en la Recomendación 353;
- d) que es necesario especificar la potencia máxima de interferencia tolerable en un canal telefónico, para determinar el valor máximo de la potencia de transmisión y de la potencia isotropa radiada equivalente de las estaciones de sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa, y para saber si serían satisfactorias ciertas ubicaciones de las estaciones terrenas y de las estaciones de sistemas de relevadores radioeléctricos;
- e) que una distribución de la potencia media durante un minuto, como la indicada en la fig. 1, equivaldría a atribuir a la interferencia una fracción conveniente de la potencia total de ruido admitida en el circuito ficticio de referencia;
- f) que en un sistema del servicio fijo por satélite puede haber interferencias en la recepción, tanto a bordo de un satélite como en una estación terrena, pero que los niveles más intensos de interferencia durante pequeños porcentajes de tiempo afectan principalmente a los receptores de las estaciones terrenas,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

1. Que los sistemas del servicio fijo por satélite y los sistemas de relevadores radioeléctricos que comparten las mismas bandas de frecuencias se conciban de tal modo, que la potencia de los ruidos de interferencia en un punto de nivel relativo cero de cualquier canal telefónico del circuito ficticio de referencia para sistemas del servicio fijo por satélite, producidos por el conjunto de las transmisiones del sistema de relevadores radioeléctricos, conforme a la Recomendación 406, no exceda de los valores siguientes:

- 1.1 1000 pW0p, potencia sofométrica media, durante un minuto, durante más del 20% de un mes cualquiera;
- 1.2 50 000 pW0p, potencia sofométrica media, durante un minuto, durante más del 0,03% de un mes cualquiera.

2. Que se considere la nota siguiente parte integrante de la presente Recomendación.

Nota. — En la nota 6 de la Recomendación 353 se define la forma en que han de tenerse en cuenta los valores precedentes en los objetivos generales de ruido para los sistemas del servicio fijo por satélite.

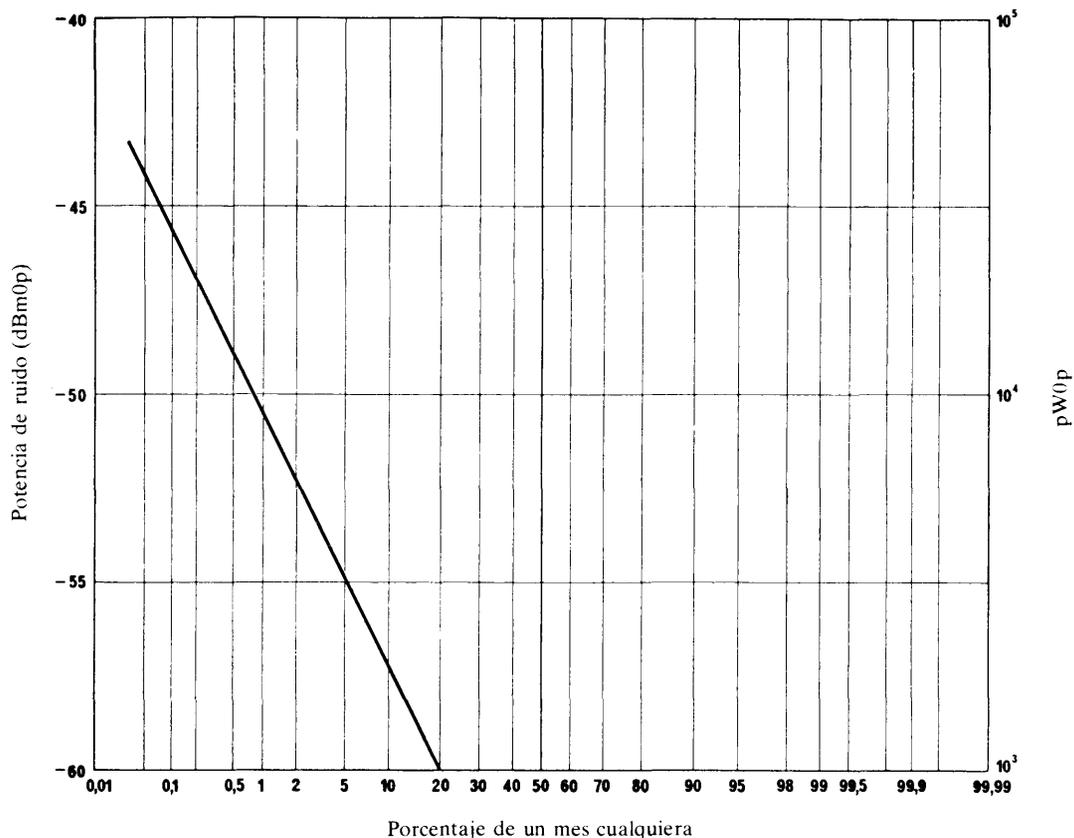


FIGURA 1 - Ejemplo de una posible interpolación

RECOMENDACIÓN 357-3

**VALORES MÁXIMOS ADMISIBLES DE INTERFERENCIA EN UN CANAL TELEFÓNICO
DE UN SISTEMA DE RELEVADORES RADIOELÉCTRICOS ANALÓGICO
CON MODULACIÓN ANGULAR QUE COMPARTE LAS MISMAS
BANDAS DE FRECUENCIAS QUE LOS SISTEMAS
DEL SERVICIO FIJO POR SATELITE**

(Cuestión 17/9)

(1963-1966-1974-1978)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que los sistemas del servicio fijo por satélite y los sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa comparten bandas de frecuencias por encima de 1 GHz;
- b) que las interferencias mutuas aumentarían el nivel de ruido en los dos tipos de sistemas a un valor superior al que tendría sin esa compartición de frecuencias;
- c) que es de desear que el ruido imputable a las interferencias en los canales telefónicos de los actuales sistemas de relevadores radioeléctricos, producidos por las emisiones de satélites y de estaciones terrenas, sea sólo una fracción del ruido total de estos sistemas que no obligue a modificar las especificaciones de la Recomendación 393;
- d) que es preciso especificar la potencia máxima de interferencia tolerable, en un canal telefónico, para determinar el valor máximo admisible del flujo de potencia producido en la superficie de la Tierra por los satélites de comunicación y para saber si serían satisfactorias ciertas ubicaciones de las estaciones terrenas y de las estaciones de sistemas de relevadores radioeléctricos;
- e) que una distribución de la potencia media durante un minuto como la del ejemplo de la fig. 1 equivaldría a atribuir a las interferencias una fracción razonable de la potencia total de ruido admisible en el circuito ficticio de referencia,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

1. Que los sistemas del servicio fijo por satélite y los sistemas de relevadores radioeléctricos analógicos con visibilidad directa y modulación angular, que comparten las mismas bandas de frecuencias, de tal modo que la potencia de los ruidos debidos a interferencias en un punto de nivel relativo cero de un canal telefónico cualquiera de un circuito ficticio de referencia de 2500 km, para sistemas de relevadores radioeléctricos analógicos con modulación angular y multiplaje por distribución de frecuencia bajo la influencia del conjunto de las transmisiones de las estaciones terrenas y espaciales de los sistemas de servicio fijo por satélite, incluidos los transmisores asociados de teledata, telex y seguimiento, no exceda de los siguientes valores:

- 1.1 1000 pW0p, valor sofométrico medio de un minuto, durante más del 20% de cualquier mes;
- 1.2 50 000 pW0p, potencia sofométrica media de un minuto, durante más del 0,01% de cualquier mes.

2. Que la nota siguiente se considere parte integrante de la presente Recomendación.

Nota. — En la Recomendación 393 se detalla la forma en que los valores indicados deben tenerse en cuenta en los objetivos generales de ruido para los sistemas de relevadores radioeléctricos.

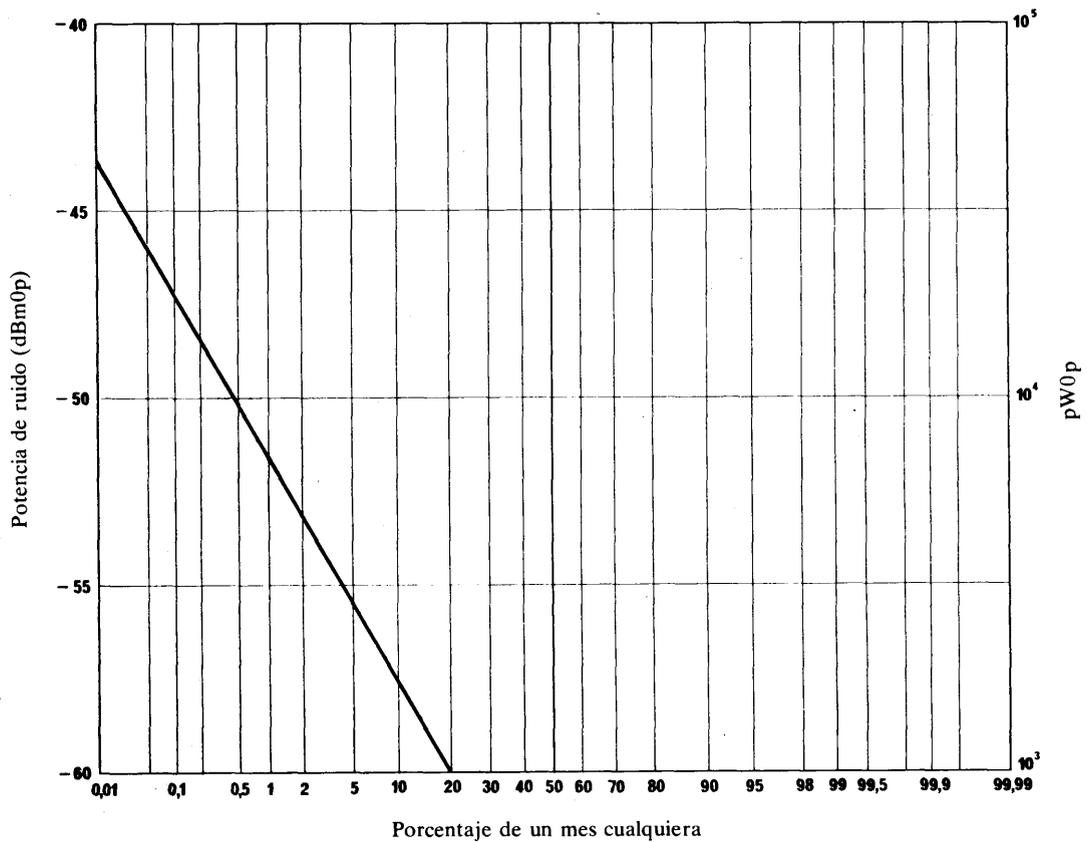


FIGURA 1 — Ejemplo de una posible interpolación

RECOMENDACIÓN 558-1

**VALORES MÁXIMOS PERMISIBLES DE INTERFERENCIA PRODUCIDA
POR RADIOENLACES TERRENALES A SISTEMAS DEL SERVICIO FIJO POR SATÉLITE,
UTILIZADOS PARA LA TRANSMISIÓN DE TELEFONÍA CODIFICADA POR MIC DE 8 BITS
Y QUE COMPARTEN LAS MISMAS BANDAS DE FRECUENCIAS**

(Programa de Estudios 2A/4)

(1978-1982)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a)* que hay sistemas del servicio fijo por satélite y de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa que comparten bandas de frecuencias en gamas superiores a 1 GHz;
- b)* que la interferencia producida por los sistemas de relevadores radioeléctricos puede aumentar la proporción de bits erróneos de un sistema por satélite, por comparación con la que se obtendría en ausencia de la compartición de frecuencias;
- c)* que conviene que la proporción de los bits erróneos debida a la interferencia producida por transmisores de los sistemas de relevadores radioeléctricos en sistemas del servicio fijo por satélite, sea, durante la mayor parte del tiempo, igual a una fracción determinada de la proporción total de bits erróneos en esos sistemas, como se especifica en la Recomendación 522;
- d)* que es necesario determinar la potencia interferente de radiofrecuencia máxima permisible en un sistema por satélite para fijar la potencia máxima del transmisor y la p.i.r.e. de las estaciones de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa, así como determinar si serían satisfactorias las ubicaciones específicas de las estaciones terrenas y de las estaciones terrenales de relevadores radioeléctricos;
- e)* que la interferencia producida por los sistemas de relevadores radioeléctricos puede variar con el tiempo, como consecuencia de la variación de las condiciones de propagación;
- f)* que los sistemas del servicio fijo por satélite pueden sufrir interferencia a través del receptor del satélite y del receptor de la estación terrena, pero que experimentarán los niveles más altos de interferencia correspondientes a pequeños porcentajes de tiempo principalmente a través de los receptores de la estación terrena;
- g)* que, cuando las variaciones de la propagación son pequeñas, es preferible definir el límite permisible de interferencia como una fracción de la potencia de ruido antes del demodulador, ya que ello permite sumar las múltiples contribuciones de interferencia, sobre la base de una adición de potencias de radiofrecuencia,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

1. Que se diseñen los sistemas del servicio fijo por satélite y de relevadores radioeléctricos que comparten las mismas bandas de frecuencias de tal modo que la interferencia causada a un sistema de telefonía MIC de 8 bits del servicio fijo por satélite por el conjunto de transmisores de estaciones de relevadores radioeléctricos explotadas de conformidad con la Recomendación 406 se ajuste a los siguientes límites provisionales*:

1.1 La potencia interferente**, promediada en cualquier intervalo de 10 min, no deberá exceder el 10% del nivel de potencia de ruido total a la entrada del demodulador que daría lugar a una proporción de errores de 1×10^{-6} durante más del 20% de cualquier mes.

1.2 La potencia interferente en radiofrecuencia no deberá hacer que la proporción de bits erróneos, promediada en cualquier minuto, exceda de 1×10^{-4} durante más del 0,03% de cualquier mes.

Nota 1. — Para el cálculo del límite indicado en el punto 1.1 de la parte dispositiva, debe suponerse que la potencia de ruido global a la entrada del demodulador es de naturaleza térmica.

Nota 2. — Tal vez sea necesario incluir en la parte dispositiva un párrafo para abarcar un periodo de tiempo inferior al 0,03% de cualquier mes, pero se trata de un asunto que requiere un estudio complementario con respecto a las proporciones de errores apropiadas y a los datos estadísticos en materia de propagación.

* Es posible que deban modificarse estos criterios a la luz de ulteriores estudios.

** En esta Recomendación se supone que la interferencia a largo plazo proveniente de los enlaces radioeléctricos terrenales es de tipo continuo. No se ha examinado la situación correspondiente a los casos en que la interferencia no es de tipo continuo.

INFORME 793

OBTENCIÓN DE LOS CRITERIOS DE INTERFERENCIA PARA LOS SISTEMAS DIGITALES DEL SERVICIO FIJO POR SATÉLITE QUE COMPARTEN BANDAS DE FRECUENCIAS CON LOS SISTEMAS TERRENALES

(Programa de Estudios 2A/4)

(1978)

1. Observaciones generales

En la Recomendación 522 se proporcionan criterios de calidad de funcionamiento para las transmisiones digitales de sistemas del servicio fijo por satélite. En la nota 4 del punto 2 de la parte dispositiva se especifica que tales criterios de calidad de funcionamiento son aplicables en presencia de interferencia originada en fuentes externas.

Dado que el servicio fijo por satélite comparte con otros servicios la mayoría de las bandas de frecuencias que se le han atribuido, la interferencia total admisible no sólo comprende la interferencia causada por otras redes de satélites, sino también la originada en sistemas terrenales y, por tanto, debe distribuirse en forma tal que tenga en cuenta ambas categorías de fuentes de interferencia.

En este Informe se considera la obtención de los criterios de interferencia procedente de los sistemas terrenales solamente.

2. Criterios de interferencia a largo plazo

Los criterios de calidad de funcionamiento a largo plazo para transmisiones digitales enunciados en la Recomendación 522 se expresan en términos de la proporción de bits erróneos requerida. Por consiguiente, parecería razonable relacionar también los criterios de interferencia con la proporción de bits erróneos.

Esto sería análogo al caso de la telefonía MDF-MF analógica, donde tanto el criterio de la calidad de funcionamiento como el de interferencia se expresan en términos de la potencia de ruido del canal telefónico, siendo el último una pequeña fracción del primero. Sin embargo, a diferencia del caso de la telefonía MDF-MF analógica, en el caso de sistemas digitales, las proporciones de bits erróneos no se suman de manera lineal, y para expresar los criterios de interferencia en términos de la proporción de bits erróneos, habría que hacer referencia al criterio de calidad de funcionamiento global, así como a la magnitud del aumento de la proporción de bits erróneos debido a la presencia de interferencia.

No obstante, pueden utilizarse otros métodos para relacionar los criterios de interferencia con la calidad de funcionamiento global; por ejemplo, la relación puede definirse en términos de los parámetros anteriores a la demodulación, ya sea mediante la relación portadora deseada/portadora interferente (C/I), o mediante la relación potencia de ruido externo/interno (I/N). Este método presenta dos ventajas: los parámetros anteriores a la demodulación pueden obtenerse fácilmente (y, de hecho, habría que utilizarlos también en una etapa del cálculo del aumento de la proporción de bits erróneos) y, además, los componentes de interferencia (I), tras los dos primeros y más importantes, tienden a sumarse casi linealmente en potencia antes de la demodulación. Esto facilitaría la subdivisión entre las contribuciones de interferencia.

En la práctica, existe una relación bastante más compleja entre los parámetros antes de la demodulación (C/I) e (I/N), el factor de aumento de la proporción de bits erróneos (k^*), y las condiciones y características operacionales de un sistema digital determinado. En la fig. 1 se muestra la relación entre los valores de (C/I) y k para una relación «interferencia anterior a la demodulación/ruido total» de -10 dB y para diversas condiciones operacionales, medida en una simulación en laboratorio de un sistema de modulación con manipulación por desplazamiento de fase de 4 niveles y codificación diferencial (MDP (4 niveles), CD).

La fig. 1 ilustra las ventajas del funcionamiento con linealidad creciente y de la utilización de los códigos de corrección de errores, aunque, lo que es más importante, muestra que un criterio de interferencia basado en un límite en el factor de aumento de la proporción de bits erróneos (k) o en la relación portadora deseada/portadora interferente (C/I) puede reducir las ventajas de coordinación entre los sistemas terrenales y fijos por satélite que pueden obtenerse con la aplicación de características de equipos o modos de funcionamiento perfeccionados. Sin embargo, este no es el caso de un criterio obtenido a partir de la relación potencia de ruido interna/externa (I/N) y, por tanto, es preferible un límite basado en la subdivisión de la potencia de ruido antes del demodulador.

* k es la relación entre la proporción neta de bits erróneos y la misma proporción en ausencia de interferencia.

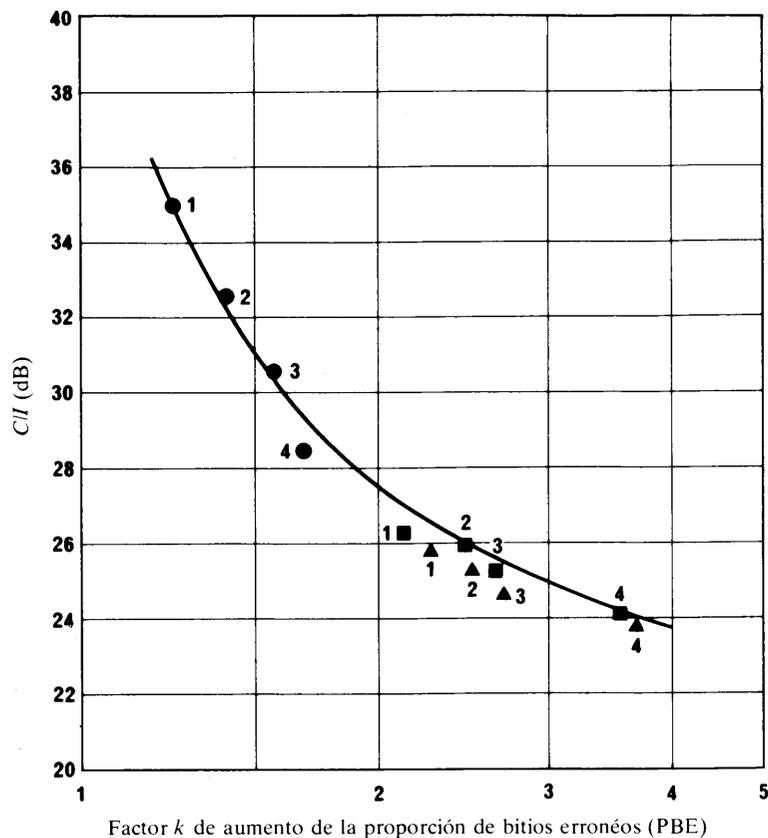


FIGURA 1 – Relación entre los valores de C/I y k para diversos modos de transmisión con MDP (4 niveles), CD. Componentes de interferencia anterior a la demodulación: 10%; Proporción neta de bits erróneos: 10^{-6} . (Medición efectuada en una simulación en laboratorio)

●: Sin corrección de errores en recepción (FEC)

■: FEC, relación 7/8

▲: FEC, relación 4/5

1: Reducción de la potencia de salida de la estación terrena respecto a saturación, 3 dB; reducción de la potencia de salida del satélite respecto a saturación, 0 dB.

2: 6 dB/0 dB

3: 10 dB/4 dB

4: 14 dB/14 dB

La línea de trazo continuo representa el promedio de los resultados experimentales.

En el caso de sistemas analógicos (Recomendación 356), se toma como interferencia máxima admisible procedente de estaciones terrenales 1/10 del margen de ruido total, y se considera que esta relación sería adecuada provisionalmente también para el caso de sistemas digitales.

Por consiguiente, se sugiere que el criterio de interferencia a largo plazo para la protección de las transmisiones digitales en los sistemas del servicio fijo por satélite, contra la interferencia procedente de los sistemas terrenales debiera definirse * como sigue:

- la potencia de interferencia **, promediada en un intervalo cualquiera de 10 min, no deberá exceder, para más del 20% de cualquier mes, del 10% de la potencia de ruido total a la entrada del demodulador que daría lugar a una proporción de errores de 1×10^{-6} .

* Es posible que sea necesario modificar este criterio habida cuenta de ulteriores estudios.

** Se supone que la interferencia es de naturaleza permanente: no se han considerado los casos en que la interferencia no es de naturaleza permanente, como por ejemplo, las transmisiones de radar.

3. Criterios de interferencia de corta duración

Para pequeños porcentajes del tiempo, la interferencia causada en una estación terrena por un transmisor terrenal puede ser, debido a condiciones de propagación «favorables a las interferencias», considerablemente mayor que la experimentada normalmente (es decir, durante 80% del tiempo). Por consiguiente, para tales pequeños porcentajes del tiempo una transmisión digital recibida puede resultar degradada debido a sus propias condiciones desfavorables de propagación o a un aumento de la interferencia causado por condiciones de propagación favorables a la interferencia, o a ambas causas simultáneamente.

En la mayoría de los casos, es probable que predomine una única señal interferente. Sin embargo, es improbable que la aparición de tales focos de interferencia de elevado nivel guarden correlación en el tiempo. Por tanto, en este caso, será preferible definir la asignación de interferencia como una fracción del tiempo total en que se permite al circuito funcionar en condiciones degradadas. Esta asignación de interferencia se aplicará a los dos objetivos a corto plazo de la Recomendación 522, y se prevén los siguientes límites*, basados en 1/10 de la asignación de porcentaje de tiempo:

- la potencia interferente de radiofrecuencia no deberá hacer que la proporción de bitios erróneos, promediada en cualquier minuto, exceda de 1×10^{-4} en más del 0,03% de cualquier mes;
- la potencia interferente de radiofrecuencia no deberá hacer que la proporción de bits erróneos, promediada en cualquier segundo, exceda de 1×10^{-3} en más del 0,001% de cualquier año.

INFORME 877

CRITERIOS DE INTERFERENCIA PARA LOS SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELÉCTRICOS DIGITALES QUE COMPARTEN BANDAS DE FRECUENCIAS CON EL SERVICIO FIJO POR SATÉLITE

(1982)

1. Introducción

En el caso de los sistemas analógicos, está bien definida la posibilidad de la compartición de las bandas de frecuencias radioeléctricas entre el servicio fijo por satélite y los sistemas de relevadores radioeléctricos terrenales. Asimismo, se prevé que la compartición será posible cuando uno o ambos sistemas sean digitales, es decir, que cada sistema podrá funcionar satisfactoriamente a pesar de la interferencia radioeléctrica producida por la compartición de una banda de frecuencias común.

El establecimiento de criterios de compartición claros y prácticos, basados en el conocimiento de los mecanismos de interferencia y sus características, ha hecho posible la compartición entre sistemas analógicos por satélite y sistemas analógicos de relevadores radioeléctricos terrenales. El mecanismo de interferencia en los sistemas digitales difiere bastante del de los sistemas analógicos y, por tanto, cabe esperar que los correspondientes criterios de compartición serán distintos. En este Informe se estudia la base para establecer los criterios de compartición entre los sistemas de relevadores radioeléctricos terrenales digitales (véase la nota 1) y los sistemas del servicio fijo por satélite. Se hace una amplia comparación con los sistemas analógicos a fin de destacar la necesidad de un tratamiento diferente.

2. Carácter de los mecanismos de interferencia para los sistemas radioeléctricos analógicos y digitales

2.1 *Sistemas radioeléctricos analógicos*

Con el fin de establecer criterios de compartición específicos y prácticos, en general, los sistemas analógicos se caracterizan en su región lineal mediante:

- una relación lineal entre el ruido en la banda de base y la relación portadora/ruido (C/N) recibida, asociada con el ruido térmico del receptor;
- una relación lineal entre el ruido en la banda de base y la relación portadora/interferencia (C/I) recibida, asociada con la interferencia radioeléctrica;

* Es posible que sea necesario modificar estos criterios a la luz de ulteriores estudios.

- el ruido en la banda de base debido al ruido térmico del receptor que es independiente de la interferencia radioeléctrica; análogamente, el ruido en la banda de base debido a la interferencia radioeléctrica es independiente del ruido térmico del receptor;
- las dos componentes del ruido en la banda de base se suman en potencia.

Se han utilizado estas características, para establecer los criterios de compartición entre sistemas analógicos del servicio fijo por satélite y de relevadores radioeléctricos terrenales. Estos conceptos no son absolutamente correctos o aplicables en todas las condiciones, pero han demostrado ser muy útiles y válidos para solucionar problemas de diseño.

2.2 *Sistemas radioeléctricos digitales*

Los sistemas digitales funcionan de una manera totalmente diferente y se caracterizan por:

- La presencia de errores digitales, debidos al ruido térmico del receptor, que dan lugar a «ruido» en la señal de banda de base. Estos se cuantifican mediante el concepto de proporción de bits erróneos (BER). La BER, y por tanto el ruido en la banda de base, son función no lineal de la relación C/N . En la fig. 1 se ilustra una relación típica. El efecto de esta relación, es que existe una C/N bien definida, por debajo de la cual la señal es inutilizable debido al elevado ruido en la banda de base y/o a la pérdida de alineación de trama en el multiplex digital o grupos de canales, es decir que supone prácticamente una interrupción de la señal. Por encima de esta C/N crítica, el ruido de la banda de base disminuye rápidamente hasta hacerse insignificante, predominando el ruido de cuantificación MIC básico. Típicamente, un aumento de 1 dB en la relación C/N reducirá la BER en un factor de 10, lo que supone una disminución de 10 dB en el ruido en la banda de base provocado por los errores. Debe cuidarse de que el diseño de un sistema digital de relevadores radioeléctricos presente una relación C/N superior al valor crítico para un porcentaje aceptablemente alto del tiempo.
- El hecho de que la interferencia, en la mayor parte de las situaciones prácticas, no cause errores por sí misma, pero aumente la posibilidad de que el ruido térmico produzca errores, como lo indica el cierre del diagrama en ojo del circuito de decisión digital. Una manera adecuada de valorar los efectos de la interferencia es mediante el concepto de degradación de la relación C/N , que se define como el aumento necesario de la relación C/N para restablecer la BER en presencia de interferencia. En la mayor parte de la gama prácticamente importante de valores de la relación C/N , la degradación debida a una interferencia dada (C/I) es independiente de la relación C/N . Por tanto, en la mayor parte de los casos reales el efecto de la interferencia equivale a desplazar la curva de la BER de la fig. 1 hacia la derecha, en una magnitud igual a la degradación de la relación C/N . Esto se muestra en dicha figura mediante la curva de trazo interrumpido.

Debe observarse que en los sistemas digitales el efecto combinado del ruido térmico y de la interferencia difiere bastante del efecto que tienen sobre los sistemas analógicos. En los sistemas digitales, el ruido en la banda de base (errores) provocado por el ruido térmico depende del nivel de interferencia y, similarmente, el ruido en la banda de base asociado con la interferencia depende en gran medida del nivel del ruido térmico. Puede no haber asociación independiente de las componentes del ruido en la banda de base con el ruido térmico del receptor o con la interferencia.

Debe observarse también que la especificación exclusiva de la relación C/I no basta para determinar la degradación de la C/N . La degradación real es función de la distribución de amplitud de la interferencia, así como de su relación C/I . En teoría, se necesita una descripción estadística completa de la amplitud de la interferencia para determinar la degradación, y en los sistemas reales es muy raro disponer de dicha información. En [Rosenbaum y Glave, 1974] se describe un intento de solución de este problema, reduciendo la cantidad de datos necesarios, demostrándose que para una interferencia con valores de cresta acotados, puede establecerse un límite superior razonablemente aproximado de la BER si se conocen la relación C/I y la relación valor de cresta/valor eficaz de la interferencia. Lamentablemente, hasta la fecha, se sabe muy poco sobre los valores de esta última relación de la interferencia que pueden presentarse en situaciones reales, o si verdaderamente la interferencia tendrá siempre una cresta limitada.

Cuando la potencia de interferencia es pequeña comparada con el ruido térmico, a menudo puede calcularse el efecto sobre la BER con bastante exactitud, tratanto la potencia de interferencia como ruido térmico adicional de igual potencia. Este método se ha utilizado también cuando la potencia de interferencia es igual o superior a la del ruido térmico. Sin embargo, puede dar lugar a la predicción de resultados muy pesimistas. Los niveles altos de la potencia de interferencia sólo tendrán efectos similares al del ruido térmico si aquella tiene una distribución de amplitud comparable; es decir, que la distribución debe tener crestas suficientemente altas para producir errores como lo indica el cierre momentáneo del diagrama en ojo. En general, no se prevé que la interferencia procedente de sistemas por satélite sea de esta naturaleza, aunque por el momento se sabe poco con certeza al respecto. La causa más probable de que la interferencia tenga valores de cresta grandes es que la señal interferente sufra distorsión debido a los efectos de filtrado o de la propagación. Por tanto, es necesario tener más conocimientos sobre la naturaleza de la interferencia que probablemente ha de encontrarse en las situaciones prácticas, lo que debe deducirse mediante estudios teóricos respaldados por mediciones en los sistemas reales.

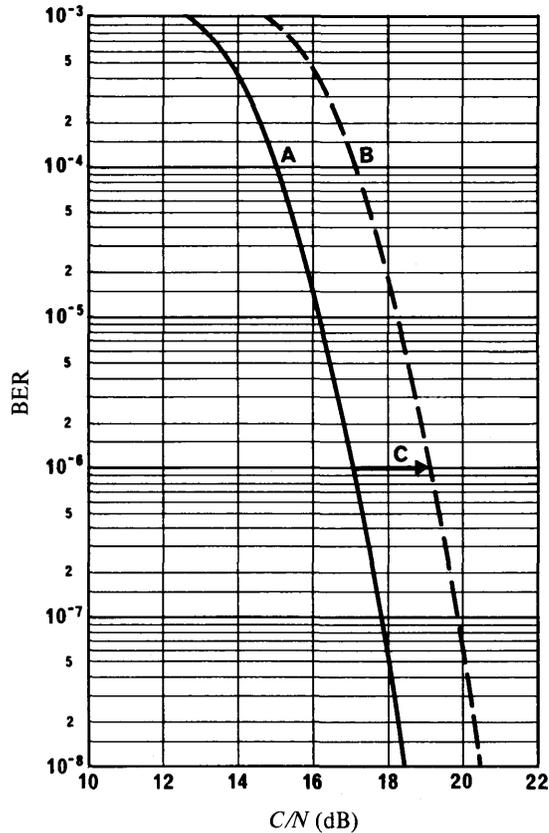


FIGURA 1 - Valor típico de la proporción de bits erróneos (BER) en función de la relación portadora/ruido (C/N) de los sistemas de relevadores radioeléctricos digitales

- A: Sin interferencia
- B: Con interferencia
- C: Degradación

Si no se dispone de información sobre las estadísticas de la amplitud de la señal interferente, la adición de las potencias de la interferencia y del ruido térmico, proporciona un límite superior adecuado para la BER (véase la nota 2). En muchos casos prácticos hay una multiplicidad de fuentes de interferencia. La suma de las potencias de estas fuentes y del ruido térmico constituye un método adecuado para atribuir niveles admisibles de interferencia en sistemas complejos.

3. Aplicación de las características de ruido e interferencia de los sistemas digitales a los criterios generales de compartición

3.1 Sistemas analógicos

Los criterios generales de interferencia para los sistemas de relevadores radioeléctricos se determinan admitiendo degradaciones secundarias de los objetivos de calidad de funcionamiento más importantes. En el caso de los sistemas analógicos estas especificaciones son:

- a) un valor máximo «a largo plazo» del ruido en la banda de base que se supone existe en las condiciones de propagación en el espacio libre o próximas a ella;
- b) una especificación «a corto plazo» para tener en cuenta el desvanecimiento de la portadora, en la que se establece un límite superior del porcentaje de tiempo durante el cual el ruido en la banda de base puede exceder de un valor elevado, muy superior al nivel «a largo plazo» indicado en el párrafo a) anterior.

Los criterios generales de compartición en cuanto a la interferencia se relacionan directamente con estas especificaciones principales de la calidad de funcionamiento, como sigue:

- el valor máximo «a largo plazo» del ruido de interferencia en la banda de base, que es típicamente el 10% del nivel de ruido «a largo plazo» recomendado por el CCIR para el circuito ficticio de referencia. Este ruido se debe fundamentalmente a la interferencia directa procedente de los transmisores de los satélites, recibida en condiciones de propagación en el espacio libre;

- una especificación, «a corto plazo», en la que se establece un límite superior al porcentaje de tiempo durante el cual el ruido en la banda de base provocado por la interferencia, puede exceder de un valor elevado, muy superior al nivel de ruido «a largo plazo». Este porcentaje de tiempo es típicamente el 10% del tiempo permitido para el ruido intenso provocado por el desvanecimiento de la portadora, recomendado por el CCIR para el circuito ficticio de referencia (Recomendaciones 393 y 395). El nivel a corto plazo, se relaciona principalmente con la propagación anómala de las señales interferentes procedentes de transmisores de estaciones terrenas de satélite.

De conformidad con estos criterios generales de compartición, se han determinado los valores detallados de la relación C/I y el porcentaje de tiempo admisibles. Debe observarse que cuando se aplican estos criterios al diseño de un sistema real es necesario no comprometer ninguno de los márgenes que el proyectista pueda, eventualmente, incorporar al sistema. Puede ser necesario incorporar estos márgenes en el sistema porque las circunstancias requieran un diseño conservador, o porque se necesite una calidad de funcionamiento superior a la recomendada por el CCIR.

3.2 *Sistemas digitales*

Para los sistemas digitales, deben establecerse los criterios generales de compartición, admitiendo que la interferencia produzca degradaciones especificadas de los objetivos importantes de calidad de funcionamiento. Como se ha mencionado en el punto 2, en el diseño de un sistema de relevadores radioeléctricos digitales predomina la necesidad de mantener la relación C/N por encima de la C/N crítica durante un alto porcentaje del tiempo. En la mayoría de los casos, esto se logra proyectando el sistema con un gran margen de desvanecimientos, típicamente 35 dB, de modo que la señal pueda desvanecerse en esa magnitud antes de alcanzar la relación C/N crítica por debajo de la cual se interrumpe el servicio. En las condiciones de propagación de espacio libre o próximas a ésta, que existen durante la mayor parte del tiempo, la BER es despreciable, y en cuanto al diseño del sistema, no es uno de los parámetros más importante del mismo (véase la nota 3). Cuando la relación C/N está por debajo del valor crítico, se considera, en general, que el sistema es inutilizable. En los sistemas digitales utilizados para telefonía, se considera típicamente que el sistema está interrumpido si la BER excede de un valor del orden de 10^{-4} .

Los criterios de compartición para los sistemas radioeléctricos digitales deben definirse sobre la base de la degradación admisible en la calidad y de la disponibilidad debida a la presencia de interferencia procedente del sistema por satélite. Dicho margen de tolerancia debe expresarse como la fracción admisible de la degradación total en la calidad y la disponibilidad como consecuencia de condiciones adversas de propagación. Siguiendo este criterio general, pueden determinarse los valores detallados de la relación C/I para un porcentaje de tiempo dado. Como sucede con los sistemas analógicos, la aplicación de este criterio no excluye que los sistemas diseñados con márgenes adicionales alcancen una calidad de funcionamiento superior.

Debe observarse especialmente que no es aceptable especificar criterios de compartición en función de la interferencia que produce una BER dada. El nivel real de interferencia requerido para producir una BER dada es muy sensible al ruido térmico real presente y a la naturaleza precisa de la interferencia en un momento dado. Por ello, este método podría conducir a proyectar sistemas en los que la calidad de funcionamiento podría deteriorarse fácilmente, pasando de aceptable a totalmente inaceptable, desde el punto de vista de los periodos de interrupción, debido a variaciones poco importantes de las condiciones de explotación del sistema. Asimismo, y con igual importancia, este método podría conducir a suprimir los márgenes válidos que el proyectista incorporó en el sistema. De hecho, basándose en la interferencia admisible procedente de los sistemas de satélite, un sistema diseñado con cierta prudencia podría fácilmente resultar perjudicado en relación con un sistema diseñado mas libremente.

3.3 *Recomendación propuesta*

En el anexo I al presente Informe aparece una propuesta de Recomendación y se pide a las administraciones que presenten con urgencia contribuciones relativas a esos valores.

4. **Algunas consideraciones sobre los problemas de los sistemas reales**

4.1 *Consideraciones básicas*

Existen dos mecanismos mediante los cuales la interferencia procedente de los sistemas de satélite puede aumentar el periodo de interrupción de los sistemas terrenales de relevadores radioeléctricos digitales:

- la interferencia de bajo nivel «a largo plazo» (por ejemplo, durante el 80% de cualquier mes) procedente del transmisor del satélite o de la estación terrena, que producirá una degradación constante de la relación C/N (estudiada en el punto 2) y reducirá el margen de desvanecimiento, aumentando, por tanto, el periodo de interrupción;
- la interferencia de alto nivel «a corto plazo» debida a la propagación anómala de la señal desde el transmisor de la estación terrena del sistema de satélite; esta interferencia provocará una fuerte degradación de la relación C/N o quizás produzca errores, si tiene un nivel de cresta suficiente, tal como se indica en el punto 2.

Se considera que estos dos mecanismos son independientes y no se producen simultáneamente durante periodos significativos. Por tanto, los periodos de interrupción debidos a cada uno de ellos pueden sumarse directamente.

4.2 Consideraciones relativas a la C/I

Para establecer los requisitos relativos a la relación C/I, en ausencia de información detallada sobre la naturaleza de la interferencia, tendrá que suponerse que la potencia de interferencia se comporta como potencia de ruido térmico de igual valor. Éste será probablemente un método bastante exacto para la interferencia «a largo plazo», que en la práctica será igual o inferior a la potencia de ruido térmico. Sin embargo, la situación «a corto plazo» presenta dificultades considerables. El comportamiento de los sistemas digitales ante niveles muy altos de interferencia, BER elevada y ruido térmico reducido, no es muy conocido ni está bien definido. Por tanto, es muy difícil calcular con precisión las relaciones C/I aceptables, aún en circunstancias específicas, y más aún el intento de generalizar con el fin de formular Recomendaciones o directrices. Por el momento, parece que el único procedimiento práctico es suponer que la interferencia puede tratarse como ruido térmico, en la hipótesis de que este método proporciona un límite superior adecuado, si no absoluto, de la BER.

Sin embargo, no debe interpretarse que, aunque por razones de conveniencia tratemos los efectos de la potencia de interferencia como si se debieran al ruido térmico, los resultados previstos reflejarán con precisión lo que sucede verdaderamente en los sistemas reales. Las relaciones teóricas entre la BER, el ruido térmico y la interferencia publicados hasta ahora concuerdan, en general, con los valores prácticos a condición de que la interferencia pueda caracterizarse y sea inferior en unos 10 dB al nivel de la portadora. Sin embargo, todas las conclusiones sobre el comportamiento de la BER, basadas en un método simple, como es considerar equivalentes la interferencia y el ruido térmico, deben verificarse siempre desde el punto de vista de su compatibilidad con la teoría. Con una BER elevada, producida por altos niveles de interferencia, la teoría puede no ser muy útil y, por tanto, habrá que recurrir a las predicciones avaladas por mediciones. Será necesario realizar estudios sobre cómo establecer el criterio general de compartición expuesto en este Informe en función del valor admisible de la relación C/I y del porcentaje de tiempo durante el cual puede permitirse que ocurra.

4.3 Distribución de las interrupciones

En general, la interferencia puede afectar a varios repetidores de un sistema. En el caso de los sistemas analógicos, debido a su comportamiento lineal intrínseco, el nivel de ruido puede distribuirse, al menos en teoría, sobre cierto número de repetidores de cualquier manera; no obstante, las dificultades que se plantean desde el punto de vista administrativo pueden imponer restricciones a este procedimiento. En el caso de los sistemas digitales, el periodo de interrupción total podría distribuirse, también en teoría, sobre cierto número de repetidores de cualquier manera. Es necesario evaluar cuidadosamente las disposiciones por las cuales todo el periodo de interrupción se asignó a un repetidor con un nivel correspondiente relativamente alto de interferencia. También en este caso las dificultades que se plantean desde el punto de vista administrativo pueden imponer restricciones sobre la distribución del periodo de interrupción admisible.

5. Resumen

En este Informe se presentan los siguientes puntos básicos:

- que en un sistema radioeléctrico digital, el margen admisible en calidad y disponibilidad, a causa de la propagación, es el requisito predominante del diseño;
- que en un sistema digital, puede no haber una asociación independiente de las componentes del ruido en la banda de base debidos al ruido térmico del receptor y a la interferencia;
- que los criterios de interferencia para la compartición se determinan admitiendo degradaciones especificadas de la calidad de funcionamiento y de la disponibilidad consecuencia de las condiciones adversas de propagación;
- que los criterios de compartición deben establecerse de modo que no se degrade ninguno de los márgenes adicionales que el proyectista deba incorporar al sistema para cumplir los objetivos globales de calidad de funcionamiento;
- que las degradaciones admisibles en la calidad y disponibilidad de un sistema terrenal de relevadores radioeléctricos digital, producidas por la interferencia procedente de sistemas del servicio fijo por satélite, se exprese como fracción admisible de la degradación total de la calidad y de la disponibilidad.

Nota 1. — Por sistemas digitales se entiende aquí aquellos que transmiten señales telefónicas codificadas en un formato MIC de 8 bits por muestra con multiplexaje por distribución en el tiempo. Generalmente, la señal digital multiplexada se recodifica, a menudo con gran número de niveles para modular la portadora radioeléctrica. Se supone que la señal digital se regenera completamente en cada repetidor radioeléctrico. El método básico expuesto en este Informe puede aplicarse también a los sistemas digitales que transmiten otros servicios.

Nota 2. — El ruido térmico o gaussiano no presenta los efectos estadísticos más desfavorables desde el punto de vista de la proporción de bits erróneos (BER). En [Rosenbaum y Glave, 1974] se indica que aún con una interferencia de amplitud limitada, restringida de modo que por sí misma no produzca errores, la BER puede ser peor que con un ruido térmico de igual potencia. Puede suponerse que esto es aún más probable si la amplitud de la interferencia no está limitada en el sentido descrito en [Rosenbaum y Glave, 1974]. Por tanto, en teoría, el método de la equivalencia del ruido térmico no es un verdadero límite superior absoluto para la BER. Sin embargo, hay razones para dudar (de acuerdo con al experiencia obtenida con sistemas reales) si tal límite superior absoluto es aplicable a situaciones prácticas, puesto que en general no es probable que la interferencia procedente de sistemas de satélite tenga gran amplitud. Cabe esperar que esto sea cierto aún después que la interferencia haya sufrido diversas distorsiones debido a los efectos del filtrado y de la propagación. En estas condiciones es cuando la equivalencia de potencia de ruido térmico puede considerarse como un límite superior adecuado.

Nota 3. — La experiencia obtenida con los sistemas reales indica que los equipos de relevadores radioeléctricos digitales tienen una BER residual muy baja (digamos inferior a 10^{-16}) que es independiente de la relación C/N . Está asociada con las fluctuaciones de fase de la portadora de referencia recuperada que se utiliza para la detección coherente. Además, parece que la interferencia puede empeorar la BER residual. Con los niveles de interferencia a largo plazo más desfavorables que se prevé ocurran en un sistema digital, como sucede cuando se utiliza la discriminación por polarización cruzada para separar las portadoras en el mismo radiocanal, se ha observado que la BER residual aumenta tres órdenes de magnitud. Sin embargo, la BER residual es aún muy baja (digamos, inferior a 10^{-13}) y, por tanto, bastante aceptable. Este fenómeno no se conoce totalmente y, por consiguiente, aunque en estos momentos la BER en las condiciones de espacio libre (que es verdaderamente la BER residual) no se considera como un parámetro importante del sistema, es aconsejable considerar el efecto de la interferencia procedente de los sistemas de satélite para llegar a la comprensión de este fenómeno. Por el momento no se sabe si los efectos observados son de naturaleza intrínseca o se deben a las características de los tipos particulares de equipos.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ROSENBAUM, A. S. y GLAVE, F. E. [enero de 1974] An error probability upper-bound for coherent phase shift keying with peak-limited interference. *IEEE Trans. Comm. Tech.*, Vol. COM-22, 1, 6-16.

ANEXO I

TEXTO PROPUESTO PARA UNA NUEVA RECOMENDACIÓN

VALORES MÁXIMOS ADMISIBLES DE LA INTERFERENCIA
 PRODUCIDA POR EL SERVICIO FIJO POR SATÉLITE A LOS SISTEMAS
 TERRENALES DE RELEVADORES RADIOELÉCTRICOS QUE EMPLEAN LA
 MODULACIÓN DIGITAL PARA TELEFONÍA Y QUE COMPARTEN LAS MISMAS
 BANDAS DE FRECUENCIAS POR DEBAJO DE 15 GHz
 (Cuestión 17/9)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que hay sistemas del servicio fijo por satélite y del servicio fijo que comparten un gran número de bandas de frecuencias por debajo de 15 GHz;
- b) que muchos sistemas de relevadores radioeléctricos que emplean la modulación digital para la telefonía están ya en explotación o se prevé su utilización en estas bandas compartidas;
- c) que es necesario especificar la interferencia admisible máxima producida al servicio terrenal para determinar la máxima densidad de flujo de potencia debida a los satélites de comunicaciones que puede permitirse en la superficie de la Tierra y para determinar si serían satisfactorias las ubicaciones específicas de estaciones terrenas y de estaciones terrenales de relevadores radioeléctricos;
- d) que los objetivos admisibles de calidad y disponibilidad para los sistemas digitales de relevadores radioeléctricos aparecen, respectivamente, en el Informe 594 y en la Recomendación 557;
- e) que las degradaciones admisibles de la calidad de funcionamiento y de la disponibilidad de un sistema terrenal de relevadores radioeléctricos digital debidas a la interferencia producida por sistemas del servicio fijo por satélite deberían expresarse como la fracción permisible de la degradación total admisible en la calidad y la disponibilidad,

RECOMIENDA:

Que los sistemas del servicio fijo por satélite y los sistemas de relevadores radioeléctricos digitales para telefonía MIC a 8 bits/muestra se diseñen de manera que, en el trayecto digital ficticio de referencia de una longitud de 2500 km definido en la Recomendación 556, la degradación admisible de la calidad de funcionamiento y de la disponibilidad resultante de la suma de las emisiones de las estaciones terrenas y espaciales del servicio fijo por satélite, incluyendo los transmisores asociados para teledida, telemando y seguimiento que funcionan conforme a la Recomendación 358, no superasen el siguiente límite provisional establecido para los criterios a corto plazo, que es generalmente un caso límite:

1. Las emisiones interferentes no deben causar una proporción de bits erróneos superior a 10^{-3} durante más del 0,005% de cualquier mes. Tiempo de integración: 1 s.

Nota 1. — Un límite para los criterios a largo plazo está todavía en estudio en el CCIR.

Nota 2. — El límite propuesto está basado en los mejores conocimientos actualmente disponibles, pero está sujeto a revisión en el futuro a la luz de nuevos estudios.

RECOMENDACIÓN 358-3

**VALORES MÁXIMOS ADMISIBLES DE LA DENSIDAD DE FLUJO DE
POTENCIA PRODUCIDA EN LA SUPERFICIE DE LA TIERRA POR
SATÉLITES DEL SERVICIO FIJO QUE COMPARTEN LAS MISMAS
BANDAS DE FRECUENCIAS SUPERIORES A 1 GHz, CON LOS SISTEMAS
DE RELEVADORES RADIOELÉCTRICOS CON VISIBILIDAD DIRECTA**

(Cuestión 2/4)

(1963-1966-1974-1982)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que los sistemas del servicio fijo por satélite y los sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa comparten ciertas bandas de frecuencias;
- b) que es necesario asegurar, por ello, que las transmisiones de los satélites no causarán interferencias perjudiciales en los sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa;
- c) que los sistemas de relevadores radioeléctricos pueden protegerse de manera satisfactoria contra las emisiones de los satélites, si se imponen límites adecuados a la densidad de flujo de potencia producida en la superficie de la Tierra, en una banda de referencia;
- d) que no obstante, la limitación de la densidad de flujo de potencia producida en la superficie de la Tierra no debería imponer restricciones excesivas sobre el diseño de los sistemas del servicio fijo por satélite;
- e) que en los sistemas del servicio fijo por satélite se podría recurrir a métodos de dispersión de la energía de la portadora para reducir la densidad espectral de flujo de potencia en radiofrecuencia de las transmisiones efectuadas por satélites;
- f) que los cálculos efectuados en estudios recientes han demostrado que, cuando la frecuencia aumenta, pueden admitirse límites más elevados de flujo de potencia sin que por ello se menoscabe la debida protección de los sistemas de relevadores radioeléctricos,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

1. Que en las bandas de frecuencias de la gama de 2,5 a 23 GHz, compartidas entre los sistemas del servicio fijo por satélite y los sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa, la densidad máxima de flujo de potencia producida en la superficie de la Tierra por las emisiones de un satélite, incluida la procedente de un satélite reflector, cualesquiera que sean el método y las condiciones de modulación, no exceda:

1.1 En la banda 2,5 a 2,690 GHz y en una banda de 4 kHz cualquiera:

- 152 dB(W/m²) para $\theta \leq 5^\circ$
- 152 + 0,75 ($\theta - 5$) dB(W/m²) para $5^\circ < \theta \leq 25^\circ$
- 137 dB(W/m²) para $25^\circ < \theta \leq 90^\circ$

1.2 En la banda 3,4 a 7,750 GHz y en una banda de 4 kHz cualquiera:

- 152 dB(W/m²) para $\theta \leq 5^\circ$
- 152 + 0,5 ($\theta - 5$) dB(W/m²) para $5^\circ < \theta \leq 25^\circ$
- 142 dB(W/m²) para $25^\circ < \theta \leq 90^\circ$

- 1.3 En la banda de 8,025 a 11,7 GHz y en una banda de 4 kHz cualquiera:
- | | | |
|-----------------------------|----------------------------|-----------------------------------|
| -150 | dB(W/m ²) para | $\theta \leq 5^\circ$ |
| -150 + 0,5 ($\theta - 5$) | dB(W/m ²) para | $5^\circ < \theta \leq 25^\circ$ |
| -140 | dB(W/m ²) para | $25^\circ < \theta \leq 90^\circ$ |
- 1.4 En la banda 12,2 a 12,75 GHz y en una banda de 4 kHz cualquiera:
- | | | |
|-----------------------------|----------------------------|-----------------------------------|
| -148 | dB(W/m ²) para | $\theta \leq 5^\circ$ |
| -148 + 0,5 ($\theta - 5$) | dB(W/m ²) para | $5^\circ < \theta \leq 25^\circ$ |
| -138 | dB(W/m ²) para | $25^\circ < \theta \leq 90^\circ$ |
- 1.5 En la banda 17,7 a 19,7 GHz y en una banda de 1 MHz cualquiera:
- | | | |
|-----------------------------|----------------------------|-----------------------------------|
| -115 | dB(W/m ²) para | $\theta \leq 5^\circ$ |
| -115 + 0,5 ($\theta - 5$) | dB(W/m ²) para | $5^\circ < \theta \leq 25^\circ$ |
| -105 | dB(W/m ²) para | $25^\circ < \theta \leq 90^\circ$ |

siendo θ el ángulo de llegada de la onda radioeléctrica medido en grados sobre el horizonte.

2. Que los valores arriba mencionados se supongan referidos a las densidades de flujo de potencia y ángulos de llegada que se obtendrían en las condiciones de propagación en el espacio libre.

Nota 1. — En los números 2561 a 2580.1 del Reglamento de Radiocomunicaciones (artículo 28 de las Actas Finales de la CAMR-79) se establecen los límites definitivos aplicables en las bandas de frecuencias compartidas. El CCIR prosigue los estudios en esta materia que, en el futuro, podrán traducirse en la modificación de dichos límites.

Nota 2. — Según los números 2581 a 2585 del Reglamento de Radiocomunicaciones (véanse las Actas Finales de la CAMR-79) los límites de densidad de flujo de potencia de la banda 17,7-19,7 GHz se aplican provisionalmente a la banda 31,0-40,5 GHz, hasta que el CCIR recomiende valores definitivos y éstos sean aprobados por una Conferencia Administrativa competente (número 2582.1 del Reglamento de Radiocomunicaciones).

INFORME 386-3

DETERMINACIÓN DE LA POTENCIA EN CUALQUIER BANDA DE 4 kHz, RADIADA EN DIRECCIÓN DEL HORIZONTE POR LAS ESTACIONES TERRENAS DEL SERVICIO FIJO POR SATÉLITE QUE COMPARTAN BANDAS DE FRECUENCIAS INFERIORES A 15 GHz CON LOS SERVICIOS TERRENALES

(Cuestión 2/4)

(1966-1970-1974-1982)

1. Necesidades de los sistemas del servicio fijo por satélite

Al considerar un límite para la potencia máxima admisible radiada en el plano horizontal por las estaciones terrenas, hay que tener en cuenta las necesidades de los sistemas del servicio fijo por satélite que razonablemente pueden preverse. Hay que incluir los de telefonía multicanal, televisión y radiodifusión sonora y tener en cuenta el empleo de canales telefónicos para transmitir señales tales como las de telegrafía armónica, las de datos y las de prueba o de señalización, cuando esta utilización o esta transmisión influye en la potencia máxima que ha de transmitirse en una banda de 4 kHz de anchura. Esta anchura de banda resulta adecuada para la protección de los sistemas de relevadores radioeléctricos analógicos con modulación angular contra las señales interferentes. El límite de potencia así establecido debe corresponder a los distintos métodos de modulación, número de canales telefónicos necesarios y dimensiones de las antenas de las estaciones terrenas que puedan utilizarse. Hay que tener en cuenta asimismo las características de los satélites que se empleen, entre ellas la distribución del ruido y la ganancia de antena de los satélites. Las condiciones de funcionamiento (margen y dispersión de la energía de la portadora) desempeñan también un papel importante en el resultado final.

2. Potencia isotropa radiada equivalente (p.i.r.e.)

Se considera la potencia requerida para dos tipos de sistemas de telefonía multicanal, representativos de los que probablemente necesitarán el mayor valor de potencia en cualquier banda de 4 kHz. Por otra parte, se estima que las condiciones relativas a la televisión con modulación de frecuencia no serán verosímilmente más estrictas que para las transmisiones telefónicas que ocupan una banda de base de la misma anchura, a condición de utilizar técnicas adecuadas de dispersión de energía.

A continuación figuran las ecuaciones generales que sirven para determinar los niveles aceptables de potencia radiada de las estaciones terrenas. Se pueden calcular las potencias reales introduciendo en ellas los valores adecuados de los sistemas de satélites previstos.

2.1 *Sistemas de modulación de frecuencia*

La potencia total P_r requerida de la señal a la entrada de un receptor de satélite viene dada por la fórmula:

$$P_r = S/N + 10 \log (kTb) - P - 20 \log (f_r/f_m) \quad \text{dBW} \quad (1)$$

donde:

S/N : relación señal/ruido correspondiente a una supuesta contribución de ruido en el trayecto ascendente en una banda de anchura b (generalmente un canal telefónico) (dB),

k : constante de Boltzmann, $1,38 \times 10^{-23}$ J/K,

T : temperatura de ruido del sistema de recepción del satélite (K),

b : anchura de banda del canal considerado (Hz). Para un canal telefónico, $b = 3100$ Hz,

P : mejora debida a la precentuación (dB),

f_r : valor r.m.s. de la excursión de la señal de prueba (0 dBm0) del canal, (MHz),

f_m : frecuencia superior de la banda de base (MHz).

Para obtener la potencia requerida de la señal a la entrada del sistema de recepción del satélite, una estación terrena tiene que radiar una p.i.r.e., D_s , en una banda de 4 kHz, según la fórmula:

$$D_s = P_r - (28 + 10 \log dF) + M_u - 20 \log (\lambda/4\pi R) - G_r + 3 \quad \text{dBW} \quad (2)$$

donde:

los 3 dB corresponden a condiciones de poca carga en los casos de aplicación de las técnicas de dispersión del espectro, de acuerdo con el Informe 384,

M_u : margen de transmisión para el trayecto ascendente (dB),

λ : longitud de onda de la frecuencia portadora (m),

R : distancia hasta el satélite (m),

G_r : ganancia en recepción de la antena del satélite (dB).

El segundo término de la expresión de D_s corresponde a la relación máxima entre la potencia en una banda de 4 kHz y la potencia total de la portadora (véase el Informe 384, anexo I), en condiciones de distribución espectral gaussiana de la señal radioeléctrica con un valor r.m.s. de la excursión multicanal:

$$dF = f_r L \quad \text{MHz} \quad (3)$$

donde:

$$L = 0,178 \sqrt{n},$$

n : número de canales telefónicos considerado.

Los métodos de dispersión son actualmente objeto de estudios tendientes a evitar que las densidades espectrales alcancen valores sustancialmente mayores en condiciones de poca carga.

2.2 *Sistemas de banda lateral única y modulación de amplitud (BLU-MA)*

Para un sistema BLU-MA, la potencia que debe recibirse en cada canal a la entrada del sistema receptor del satélite viene dada por:

$$P_r = S/N + 10 \log (kTb) \quad \text{dBW} \quad (4)$$

que da, con la separación normal entre canales de 4 kHz, la p.i.r.e. requerida en la estación terrena, en una banda de 4 kHz, según:

$$D_s = P_r - 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) - G_r + M_u \quad \text{dBW} \quad (5)$$

para una señal de excitación de 0 dBm0. Hay que señalar que la potencia de la señal vocal varía enormemente de un circuito telefónico a otro. Se considera adecuado adoptar un valor de 0 dBm0 como potencia máxima en un canal telefónico (media en un tiempo de integración de unos segundos).

3. *Potencia radiada en dirección del horizonte en cualquier banda de 4 kHz*

Puesto que el efecto de pantalla del terreno es generalmente ventajoso para las estaciones terrenas, el conocimiento de la potencia radiada en el plano horizontal — tal como se ha definido anteriormente — tiene un interés práctico limitado. Para describir con mayor claridad las características de radiación de una estación terrena, hay que determinar e indicar la potencia radiada aparente en dirección del horizonte físico en una banda cualquiera de 4 kHz.

Es necesario determinar el ángulo φ más pequeño que pueda encontrarse entre el haz principal de una antena y el horizonte físico. Como quiera que una disminución de este ángulo va acompañada de un aumento prohibitivo de la temperatura de ruido del sistema receptor y, en numerosas ubicaciones, de un aumento de la profundidad de desvanecimiento, es indispensable especificar para este ángulo un valor mínimo de 1° .

Para un ángulo de elevación mínimo ε del haz *principal* de la estación terrena, se calcula el ángulo φ según la fórmula $\varphi = \varepsilon - \theta_E$, donde θ_E es el ángulo de elevación del horizonte en el acimut en que se produce ε . Todos los ángulos se indican en grados.

Para un valor de φ dado, la potencia radiada aparente en dirección del horizonte, en cualquier banda de 4 kHz, puede calcularse como sigue:

$$E_H = D_s - G_s + 32 - 25 \log \varphi \quad \text{dBW, } (1^\circ \leq \varphi \leq 48^\circ) \quad (6)$$

$$= D_s - G_s - 10 \quad \text{dBW, } (48^\circ < \varphi \leq 180^\circ)$$

donde: G_s es la ganancia de antena máxima de la estación terrena.

La expresión dada por E_H se deriva de una ecuación que figura en el Informe 391 que describe los diagramas de antena de estación terrena de gran apertura. En lo que respecta a la validez de esta ecuación, conviene hacer las mismas reservas. En efecto, para ciertos valores de φ , los componentes de ganancia de la antena real pueden ser varios decibelios superiores al valor correspondiente de la ecuación.

El ángulo de elevación del horizonte, θ_E , debe determinarse por lo menos a partir de la altura del centro de la antena.

En la fig. 1 se muestra la p.i.r.e. en dirección del horizonte en función del ángulo de discriminación φ , tomando como parámetro la densidad de potencia a la entrada de la antena en cualquier banda de 4 kHz, $D_s - G_s$.

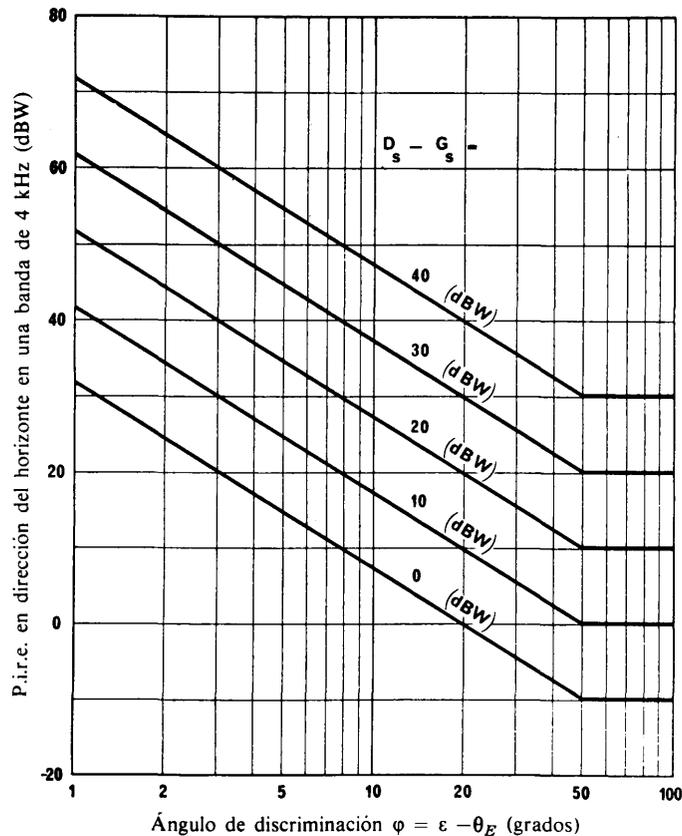


FIGURA 1

P.i.r.e. en dirección del horizonte, en función del ángulo de discriminación φ
 Parámetro $D_s - G_s$ (dBW)

Los valores de $D_s - G_s$, que no coinciden con ninguna de las curvas indicadas, pueden interpolarse linealmente en la gama en decibelios. En el anexo I figuran dos ejemplos representativos de la obtención de los valores de $D_s - G_s$.

En general, para la explotación de los sistemas actuales del servicio fijo por satélite resulta suficiente una p.i.r.e. en el plano horizontal de unos 35 dBW en cualquier banda de 4 kHz de anchura para una antena que funcione con un ángulo de elevación del haz principal de 3°. Sin embargo, debiera introducirse un margen con objeto de tener en cuenta los sistemas futuros, por ejemplo, los sistemas con antenas de menor diámetro, mayores capacidades de canal, y métodos diferentes de modulación. Los límites fijados en la Conferencia Administrativa Mundial de Radiocomunicaciones, Ginebra, 1979, parecen responder a estas especificaciones.

En los números 2540 a 2548.1 del artículo 28 del Reglamento de Radiocomunicaciones se fijan límites específicos a la p.i.r.e. de las estaciones terrenas.

4. Consideración de señales moduladoras distintas de las de los canales telefónicos, o de otros tipos de modulación distintos de la modulación de frecuencia o de banda lateral única

Cuando se construye una estación terrena para utilizarla solamente con sistemas del servicio fijo por satélite, que emplean señales moduladoras distintas de las de los canales telefónicos, especialmente los canales de televisión, o que emplean métodos de modulación distintos de la modulación de frecuencia o de banda lateral única, el cálculo de los valores de D_s puede limitarse a estas señales moduladoras o a estos métodos de modulación.

ANEXO I

Los siguientes ejemplos ilustran la forma de utilizar las ecuaciones en la hipótesis de valores de parámetros representativos de un sistema del servicio fijo por satélite de 1200 canales:

Parámetro	MDF-MF	BLU-MA
S/N ascendente dB ⁽¹⁾	56 ⁽¹⁾	56 ⁽¹⁾
T K	1500	1500
P dB	2,5	
f_r MHz	1,1	
f_m MHz	5,0	
P_r dBW	-95	-106
dF MHz	6,8	
M_u dB	3,0	3,0
λ m	5×10^{-2}	5×10^{-2}
R m	$4,16 \times 10^7$	$4,16 \times 10^7$
G_r dB	13,0	13,0
D_s dB(W/4 kHz)	62,1	84,4
G_s dB	64,0	64,0
$D_s - G_s$ dB(W/4 kHz)	-2	20

⁽¹⁾ Correspondiente a una contribución de ruido del trayecto ascendente de 1400 pW.

INFORME 387-4

**PROTECCIÓN DE LOS SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELÉCTRICOS
TERRENALES CON VISIBILIDAD DIRECTA CONTRA LAS INTERFERENCIAS
CAUSADAS POR EMISIONES DE ESTACIONES ESPACIALES DEL SERVICIO
FIJO POR SATÉLITE EN LAS BANDAS DE FRECUENCIAS COMPARTIDAS
ENTRE 1 Y 23 GHz**

(Programa de Estudios 2A/4)

(1966-1970-1974-1978-1982)

1. Introducción

Las emisiones de estaciones espaciales causarán interferencias a sistemas de relevadores radioeléctricos terrenales en las bandas de frecuencias compartidas. Por el haz principal o los lóbulos laterales de las antenas de las estaciones terrenales de los sistemas de relevadores radioeléctricos penetrará energía interferente, en mayor o menor grado.

Si bien pueden calcularse los efectos interferentes debidos a las emisiones de una determinada estación espacial en un solo sistema de relevadores radioeléctricos, es prácticamente imposible calcular los efectos acumulativos de numerosas estaciones espaciales en cada uno de los múltiples sistemas de relevadores radioeléctricos existentes o en proyecto. Por consiguiente, y teniendo en cuenta la uniformidad en las características de los sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa, se ha encontrado la forma de proteger a estos sistemas, imponiendo restricciones generales a las emisiones de las estaciones espaciales.

Estas restricciones se refieren al valor de la densidad máxima admisible de flujo de potencia, en una anchura de banda de referencia, producida en la superficie de la Tierra por las emisiones de las estaciones espaciales en condiciones supuestas de propagación en el espacio libre.

Al determinar los valores de la densidad máxima admisible del flujo de potencia, se tienen en cuenta los siguientes criterios:

- los valores han de ser suficientemente bajos, de modo que no se rebasen los límites recomendados de interferencia máxima admisible a los actuales y futuros sistemas de relevadores radioeléctricos terrenales que utilizan las mismas frecuencias;
- los valores han de ser suficientemente altos, de modo que puedan funcionar satisfactoriamente los sistemas de radiocomunicaciones espaciales.

2. Método para determinar la densidad máxima admisible de flujo de potencia

2.1 Criterio de interferencia

Para determinar los valores de densidad máxima admisible de flujo de potencia se han utilizado los límites de interferencia máxima admisible en un canal telefónico, señalados en la Recomendación 357 para los sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa empleados para telefonía multicanal analógica con modulación angular. Se ha demostrado que una anchura de banda de referencia de 4 kHz es suficiente para estos sistemas, que funcionan por lo general por debajo de unos 15 GHz, teniendo en cuenta los efectos de las señales interferentes a la entrada de los receptores en las estaciones terrenales del circuito ficticio de referencia del CCIR.

Los valores máximos de interferencia admisible indicados en la Recomendación 357 son adecuados para proteger tales sistemas de relevadores radioeléctricos empleados para televisión.

En ausencia de una recomendación para los sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa para señales digitales en frecuencias superiores a 15 GHz, por un solo trayecto de transmisión y con un desvanecimiento Rayleigh despreciable, puede admitirse provisionalmente que, salvo para el 20% del tiempo, la relación portadora/interferencia total debe ser en todo momento superior a 30 dB a la entrada de todo receptor de relevadores radioeléctricos terrenales y que, para pequeños porcentajes de tiempo en que la señal deseada es atenuada, principalmente a causa de las precipitaciones, la potencia total de la interferencia a la entrada de cualquier receptor de relevador radioeléctrico terrenal no deberá ser superior al 10% de la potencia del ruido térmico en ese mismo punto*. Como se ha demostrado que en las señales con modulación digital influye la potencia total de interferencia en la anchura de banda ocupada, y como es probable que en la práctica sean grandes las anchuras de banda, se ha adoptado una anchura de banda de referencia de 1 MHz.

2.2 Modelos de sistemas

Para evaluar los efectos interferentes producidos por las emisiones de estaciones espaciales en los sistemas de relevadores radioeléctricos terrenales con visibilidad directa, es necesario proponer, teniendo en cuenta la expansión y el desarrollo previsibles de los sistemas terrenales y espaciales, modelos apropiados para ambos tipos de sistemas.

* El valor provisional de 30 dB está basado en sistemas digitales MDP de 4 niveles actualmente utilizados. Para los sistemas de 8 o de 16 niveles que podrán emplearse en el futuro, será necesario volver a estudiar ese valor.

2.2.1 *Parámetros del modelo de sistemas de relevadores radioeléctricos terrenales con visibilidad directa*

En los anexos I y II figuran los parámetros que describen las características técnicas del modelo de sistema de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa.

Para los sistemas de telefonía multicanal analógica con modulación angular, puede suponerse que la potencia de interferencia y la del ruido térmico (tanto antes como después de la detección) se van sumando en todo el trayecto de transmisión del sistema. Esta hipótesis no puede admitirse para los sistemas de señales digitales.

2.2.2 *Parámetros del modelo orbital para sistemas espaciales*

Sólo interesan las características de las estaciones espaciales transmisoras. Dado que no varía la geometría entre un determinado sistema de relevadores radioeléctricos terrenales y una estación espacial en la órbita de los satélites geoestacionarios, las condiciones de interferencia más rigurosas se producirán, o hay que suponerlo, cuando una o más estaciones espaciales en dicha órbita se encuentren en los haces principales de estaciones receptoras terrenales pertenecientes a un sistema de relevadores radioeléctricos.

Se ha llegado, pues, a la conclusión de que lo mejor es representar el modelo de sistema espacial por estaciones espaciales transmisoras situadas a intervalos regulares (separaciones angulares geocéntricas de 3 y 6° de arco, que representan dos casos de distinta gravedad) en toda la parte de la órbita de los satélites geoestacionarios visible desde un sistema terrenal.

En el punto 4 se estudian los efectos de las interferencias de emisiones de estaciones espaciales de satélites de órbita no geoestacionaria.

2.3 *Relación entre el ángulo de llegada y los límites de densidad de flujo de potencia*

Las antenas de relevadores radioeléctricos apuntan normalmente en una dirección cercana a la horizontal. Por ello, son particularmente sensibles al flujo de potencia interferente que llega en dirección tangencial (o casi tangencial) a la superficie de la Tierra. El esquema de radiación de las antenas de los relevadores radioeléctricos presenta una discriminación tanto mayor cuanto mayor es el ángulo de llegada de la señal interferente. En consecuencia, se puede permitir que la densidad de flujo de potencia aumente con el ángulo de llegada. Al determinar la magnitud admisible de este aumento se han tenido debidamente en cuenta las características de ciertos tipos de antena de relevadores radioeléctricos; por ejemplo, las antenas periscopio, que ofrecen una discriminación mediocre de lóbulos laterales en los ángulos de hasta 90° con relación al eje del haz principal.

Los diversos estudios efectuados [May y Pagones, 1971] demuestran que, para la protección de los sistemas de relevadores radioeléctricos, es aceptable una relación de la forma general, ilustrada en la fig. 1, entre la densidad admisible de flujo de potencia y el ángulo de llegada. En general, el aumento de densidad de flujo de potencia permitida para los ángulos de llegada de gran valor es también útil para los sistemas del servicio fijo por satélite que utilizan antenas de haz estrecho. Sin embargo, como el satélite debe respetar los límites de densidad de flujo de potencia con relación a todos los ángulos de llegada, no siempre es posible concebir antenas de satélite capaces de aprovechar al máximo la reducción de los límites de densidad de flujo de potencia para los ángulos de elevación más grandes.

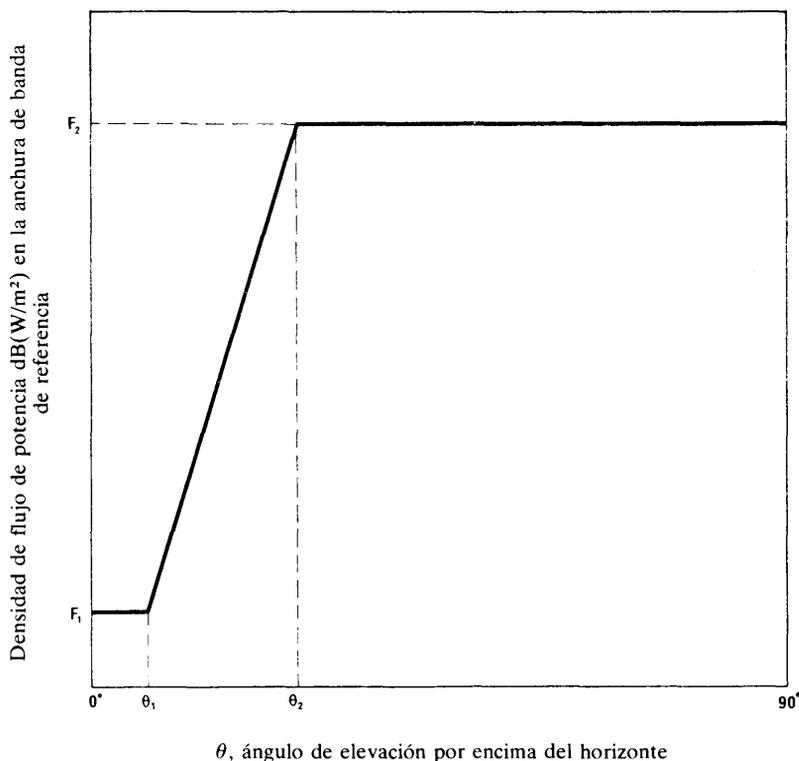


FIGURA 1 – Límite de densidad de flujo de potencia en función del ángulo de llegada

2.4 *Análisis de la interferencia*

Las características de los sistemas terrenales de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa se conocen bien o pueden predecirse con bastante aproximación; en cambio, es preciso estudiar más a fondo la forma específica y los niveles absolutos del diagrama de densidad de flujo de potencia de la fig. 1, derivado genéricamente. Pueden definirse límites específicos en función de los siguientes parámetros:

- la gama de aumento (esto es, los valores reales de densidad de flujo de potencia máxima admisible para pequeños y grandes ángulos de elevación, representados respectivamente por los niveles F_1 y F_2 en la fig. 1);
- la rapidez de aumento (esto es, la pendiente, en dB/grado, entre los ángulos de elevación θ_1 y θ_2 de la fig. 1);
- los valores de los ángulos de llegada θ_1 y θ_2 .

En el anexo I se dan las líneas generales del método empleado en los análisis estadísticos.

2.5 *Relación entre la frecuencia y los límites de densidad de flujo de potencia*

Cuando la frecuencia pasa de 4 a unos 23 GHz, hay que tener en cuenta varios factores para deducir los límites de densidad de flujo de potencia:

- Cabe esperar que las temperaturas de ruido, en modelos de sistema receptor terrenal, aumenten con la frecuencia. En la práctica, debido a restricciones de la anchura del haz, no es probable que las ganancias de antenas asociadas lleguen a ser muy superiores a las que se utilizan actualmente en frecuencias más reducidas. Los desvanecimientos, en particular en las frecuencias superiores a 10 GHz se deberán cada vez en mayor medida a la absorción por la lluvia durante pequeños porcentajes de tiempo. Cuando el desvanecimiento se deba a la lluvia, cabrá esperar cierta correlación entre la reducción de las señales deseada e interferente, en especial dentro del haz. Estos factores tienden a hacer aumentar la densidad admisible de flujo de potencia. Por otro lado, en los sistemas de relevadores radioeléctricos, las pérdidas en la línea de alimentación pueden ser más reducidas, y esto podría reducir el límite admisible de densidad de flujo de potencia. Como resultado de todo ello, los límites de densidad de flujo de potencia sólo son ligeramente superiores, en la gama de frecuencias de 10 a 15 GHz, a los indicados para las frecuencias inferiores a 10 GHz.
- En frecuencias superiores a unos 15 GHz, es probable que los sistemas terrenales utilicen modulación digital. Si bien en tales sistemas no es aplicable ya la característica aditiva de la interferencia de los sistemas para señales con modulación angular analógica, la generalmente menor sensibilidad de los sistemas digitales a la interferencia permite reducir considerablemente los valores máximos admisibles de la densidad de flujo de potencia. Además, en esas frecuencias, el desvanecimiento se debe sobre todo a la atenuación por la lluvia, y la correlación entre las señales deseada e interferente es apreciable. Por otro lado, hay una importante absorción atmosférica en el trayecto interferente de una estación espacial, en particular para pequeños ángulos de llegada que incluyen el haz principal. En el anexo II se ilustra la forma de calcular los valores de densidad de flujo de potencia en unos 20 GHz.

3. **Límites de densidad de flujo de potencia**

Habida cuenta de lo expuesto en los puntos precedentes, se estima que, si se respetan los límites indicados a continuación, es pequeña la probabilidad de que las estaciones espaciales causen una interferencia inaceptable en los sistemas terrenales de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa:

- En las bandas de frecuencias comprendidas entre 1 y 23 GHz, aproximadamente (las bandas de frecuencias compartidas entre el servicio fijo por satélite y el servicio fijo, se indican en el artículo 8 del Reglamento de Radiocomunicaciones) compartidas entre sistemas del servicio fijo por satélite y sistemas terrenales de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa, la densidad máxima de flujo de potencia producida en la superficie de la Tierra por las emisiones de cualquier estación espacial, no debe exceder los valores indicados en el cuadro I, cualesquiera que sean las condiciones y los métodos de modulación utilizados.

4. **Interferencia causada por estaciones espaciales no geoestacionarias**

Para los sistemas que utilizan estaciones espaciales transmisoras en órbitas dispuestas al azar, y mientras el espacio orbital no esté densamente poblado de estas estaciones espaciales, las aportaciones de interferencia a sistemas terrenales de relevadores radioeléctricos por los haces principales de sus antenas serán transitorias y, desde un punto de vista estadístico, de una magnitud pequeña aceptable [Chamberlain y Medhurst, 1964].

El estudio de la interferencia que pueden producir estaciones espaciales en órbitas inclinadas elípticas de 12 horas a 4 GHz indica que es probable que sean adecuados los límites especificados en la Recomendación 358.

CUADRO I — Límites de densidad de flujo de potencia ⁽¹⁾

Gama de frecuencias (GHz)	Límite de densidad de flujo de potencia dB (W/m ²)			Anchura de banda de referencia
	$\theta \leq 5^\circ$ ⁽²⁾	$5^\circ < \theta \leq 25^\circ$	$25^\circ < \theta \leq 90^\circ$	
1,7-2,5 ⁽³⁾	- 154	- 154 + 0,5 ($\theta-5$)	- 144	En cualquier banda de 4 kHz
2,50-2,69	- 152	- 152 + 0,75 ($\theta-5$)	- 137	
3-8	- 152	- 152 + 0,5 ($\theta-5$)	- 142	
8-11,7	- 150	- 150 + 0,5 ($\theta-5$)	- 140	
11,7-15,4	- 148	- 148 + 0,5 ($\theta-5$)	- 138	
15,4-23	- 115	- 115 + 0,5 ($\theta-5$)	- 105	En cualquier banda de 1 MHz

⁽¹⁾ Con arreglo a los números 2581 a 2585 del Reglamento de Radiocomunicaciones, los límites de densidad de flujo de potencia en la banda 17,7–19,7 GHz se aplicarán provisionalmente a la banda 31,0–40,5 GHz hasta que el CCIR haya recomendado valores definitivos, que refrende una Conferencia Administrativa de Radiocomunicaciones competente (número 2582.1 del Reglamento de Radiocomunicaciones).

⁽²⁾ θ : ángulo de llegada de la onda (grados por encima de la horizontal).

⁽³⁾ Entre 1,7 y 2,5 GHz, el servicio fijo por satélite actualmente no tiene atribuida ninguna banda de frecuencias por el Reglamento de Radiocomunicaciones.

Para otras órbitas inclinadas, es muy probable que resulten aplicables las conclusiones relativas a las órbitas dispuestas al azar, con las mismas garantías, siempre que las proyecciones de las órbitas sobre la Tierra no sean repetitivas a corto plazo. Dado su movimiento relativamente sistemático, es posible que las estaciones espaciales en órbitas ecuatoriales no geoestacionarias provoquen en los sistemas terrenales de relevadores radioeléctricos una interferencia global excesiva por los haces principales de las antenas. Debe hacerse observar que, al seleccionar las ubicaciones de las estaciones de relevadores radioeléctricos, no se tienen en cuenta los satélites que utilizan este tipo de órbitas; de lo contrario, surgirían limitaciones inaceptables.

5. Influencia de los límites de densidad de flujo de potencia en las características de funcionamiento de sistemas espaciales

A continuación se analiza brevemente la utilidad de las emisiones de las estaciones espaciales que se ajusten a los límites inferiores indicados en el punto 3.

Se suponen las siguientes características, representativas de una estación terrena receptora relativamente sencilla:

CUADRO II

Bandas de frecuencias (GHz)	Diámetro de la antena (m)	Ganancia de la antena (dB)	Temperatura de ruido del sistema receptor (K)
4	7,5	47	500
12	6,0	55	700
20	4,5	57	1000

Suponiendo condiciones de propagación en el espacio libre y la densidad de flujo de potencia máxima admisible en los ángulos de elevación reducidos, se puede comparar la densidad de potencia recibida con la densidad de potencia del ruido térmico a la entrada del receptor de la estación terrena. Suponiendo, además, una modulación angular de gran excursión o una modulación digital (espectros gaussiano y en coseno cuadrado, respectivamente), hay que restar unos 4 dB de la relación portadora/densidad de ruido, con la relación portadora/ruido disponible no degradada.

CUADRO III

Bandas de frecuencias (GHz)	Densidad espectral de la portadora (dBW)	Densidad espectral de ruido (dBW)	Banda de referencia	Relación portadora/ruido (dB)
4	-137,5	-165,5	4 kHz	24
12	-137,0	-164,0	4 kHz	23
20	-104,5	-138,5	1 MHz	30

En las frecuencias inferiores a unos 15 GHz, donde se utilizan señales con modulación angular de gran excursión, el margen resultante parece ser muy adecuado. Por encima de los 15 GHz, en los sistemas que utilizan modulación digital, la utilidad de estas relaciones portadora/ruido es sólo marginal, habida cuenta de los parámetros supuestos del sistema.

En ciertos casos pueden ser convenientes relaciones portadora/ruido más elevadas. En ellos, los límites más elevados de densidad de flujo de potencia asociados a los ángulos de llegada más grandes son muy beneficiosos en relación con las antenas de haz estrecho de las estaciones espaciales (véase el anexo III).

6. Otras consideraciones

Lo anterior se basa, en parte, en el margen para interferencia de la Recomendación 357, en la suposición de que este margen lo utilizarán en su totalidad las estaciones espaciales transmisoras, y en la suposición de que el número real de antenas de estación terrenal apuntadas hacia la órbita de los satélites geostacionarios sea pequeño y concuerde razonablemente con los modelos estadísticos.

Si se resuelve emplear las asignaciones de frecuencias para trayectos ascendente y descendente en los sistemas espaciales, según un modo de intercambio facultativo, parte del margen para interferencia de la Recomendación 357 tendría que atribuirse a la interferencia causada por estaciones terrenas, y esto entrañaría una reducción correspondiente de la densidad admisible de flujo de potencia producida por las estaciones espaciales.

Además, en los estudios a que se alude en el punto 2.3 se partió de la hipótesis de la utilización de diagramas de radiación de antena del tipo descrito en el Informe 614. Estos diagramas son adecuados para las aberturas circulares que presentan una simetría completa. Sin embargo, algunos tipos de antenas de sistemas de relevadores radioeléctricos terrenales no presentan diagramas de radiación simétrica circular y sólo en el plano horizontal pueden considerarse semejantes a los diagramas de referencia del Informe 614. Son necesarios nuevos estudios puesto que la interferencia procedente de las estaciones espaciales se recibe en todos los planos. Estos estudios fueron recientemente realizados [Butzien, 1981] con una caracterización tridimensional completa del reflector de bocina piramidal. Las conclusiones fueron semejantes a las de los anteriores estudios [May y Pagones, 1971]. En especial, aunque los límites establecidos en el punto 3 protegen debidamente los sistemas de relevadores radioeléctricos, la interferencia admisible puede rebasarse en un pequeño porcentaje de sistemas sensibles.

Hay que advertir que, si se evita que los haces principales de las antenas terrenales apunten dentro de 1° de la órbita de los satélites geostacionarios, se puede reducir en gran medida el potencial de interferencia procedente de las estaciones espaciales.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- BUTZIEN, P. E. [enero de 1981] Radio system interference from geostationary satellites. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-29, 1, 33-40.
- CHAMBERLAIN, J. K. y MEDHURST, R. G. [marzo de 1964] Mutual interference between communication satellites and terrestrial line-of-sight radio-relay systems. *Proc. IEE*, Vol. 111, 3, 524-534.
- MAY, A. S. y PAGONES, M. J. [enero de 1971] Model for computation of interference to radio-relay systems from geostationary satellites. *BSTJ*, Vol. 50, 1, 81-102.

ANEXO I

DETERMINACIÓN DE LOS LÍMITES DE DENSIDAD DE FLUJO DE POTENCIA
EN LA BANDA DE FRECUENCIAS COMPRENDIDA ENTRE 1 Y 10 GHz**1. Introducción**

Varias administraciones han adoptado un criterio estadístico para estudiar la influencia de diversos límites de densidad de flujo de potencia en las posibilidades de compartición de frecuencias entre estaciones espaciales transmisoras en la órbita de los satélites geoestacionarios y sistemas terrenales de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa.

2. Método de evaluación

Los cálculos se basan en sistemas de relevadores radioeléctricos situados al azar, con una longitud igual a la del circuito ficticio de referencia del CCIR. Se han introducido variaciones en la latitud media de los sistemas y, en ciertos casos, en el acimut de extremo a extremo del sistema, suponiéndose determinadas distribuciones del ángulo de elevación y del acimut de los haces principales de las antenas de las estaciones terrenales en torno del acimut medio del sistema.

Partiendo de diversos límites hipotéticos de densidad de flujo de potencia, se ha calculado, para modelos de sistemas terrenales, la interferencia global producida por satélites con una separación de 3° y 6°, todos los cuales producen las densidades de flujo de potencia máximas supuestas, para todos los ángulos de llegada.

Los valores absolutos de la densidad de flujo de potencia se han elegido de manera que:

- pueda tolerarse un incremento razonable al aumentar los ángulos de llegada;
- puedan tenerse en cuenta estaciones espaciales, geoestacionarias o no, con los mismos límites de densidad de flujo de potencia;
- los valores de interferencia máxima admisible de la Recomendación 357 se rebasen únicamente para fracciones relativamente pequeñas ($\approx 10\%$) de los modelos del sistema terrenal de «gran sensibilidad», y para porcentajes algo menores de los sistemas de «sensibilidad media».

3. Modelos de sistema

En el cuadro IV siguiente se muestran las características técnicas representativas de los sistemas de relevadores radioeléctricos para los que se han efectuado los análisis:

CUADRO IV — *Parámetros hipotéticos de los sistemas de relevadores radioeléctricos*

Frecuencia	2,5 GHz	4 GHz	4 GHz
Tipo de sistema	Gran sensibilidad	Sensibilidad media	Gran sensibilidad
Longitud del tramo (km)	60	50	50
Ganancia de la antena (dB)	38	40	42
Pérdida de la línea de alimentación (dB)	3	3	3
Temperatura de ruido del receptor (K)	750	1750	750
Ruido térmico del canal por salto (pW0p)	25	25	10 y 25

Se han supuesto para las antenas de las estaciones terrenales los siguientes diagramas de radiación:

$$G(\varphi) = \begin{cases} G_1 - 25 \log \varphi & \text{dB, para } \varphi_0 \leq \varphi \leq \varphi_1 \\ G_2 & \text{dB, para } \varphi_1 < \varphi \leq 180^\circ \end{cases} \quad (1)$$

donde φ : ángulo (grados) con relación al eje del haz principal.

4. Resultados de los cálculos

Los cálculos indican que los límites de densidad de flujo de potencia que figuran en el punto 3 del presente Informe asegurarán una protección adecuada a los modelos de sistemas de relevadores radioeléctricos de sensibilidad media, pero que, en ciertos casos, se rebasarán los valores admisibles de la Recomendación 357 para los modelos de sistemas de alta sensibilidad.

5. Influencia de la variación en función del tiempo de los niveles de las señales deseada e interferente

Se ha tenido en cuenta, hasta cierto punto, la posibilidad de que las señales deseada e interferente varíen en función del tiempo. Por ejemplo, cálculos en la hipótesis de desvanecimiento de tipo Rayleigh durante la tercera parte del mes indican que los límites de densidad de flujo de potencia consignados en el cuadro I del presente Informe para la gama de frecuencias 3 a 8 GHz darían lugar a un ruido de 50 000 pW0p en un canal telefónico de un modelo de sistema de relevadores radioeléctricos en 4 GHz durante aproximadamente 0,003% a 0,02% del tiempo, según la latitud a que se halle el sistema. Se supuso que el modelo de sistema de relevadores radioeléctricos disponía de una protección por diversidad de conmutación de 1 : 1 cada cinco saltos, y que los satélites del modelo de sistema espacial estaban separados 3° y producían el valor admisible de flujo de potencia en todos los ángulos de llegada.

Convendría estudiar estos efectos con mayor detalle.

ANEXO II

LIMITACIÓN DE LA DENSIDAD DE FLUJO DE POTENCIA PRODUCIDA EN LA SUPERFICIE DE LA TIERRA POR SATÉLITES DEL SERVICIO FIJO EXPLOTADOS A UNOS 20 GHz

En el presente anexo se describe, a título de ejemplo, un modelo típico de interferencia, del que se derivan límites de densidad de flujo de potencia para grandes y pequeños ángulos de elevación. Se supone la misma variación con el ángulo de llegada en las frecuencias más reducidas.

1. Características del modelo

Como base de cálculo, se adoptó un modelo de enlace digital MDP de 4 niveles, cuyos parámetros se enumeran a continuación:

- potencia del transmisor: 50 mW (–13 dBW);
- pérdidas en la línea de alimentación: 4 dB;
- diámetro de la antena: 1 m (ganancia = 43,5 dB aproximadamente, superficie efectiva = 0,4 m²);
- pérdidas en el espacio libre (10 km): 138 dB;
- anchura de banda: 400 MHz;
- factor de ruido del receptor: 5 dB.

En este modelo, la potencia normal en la recepción es de –68 dBW y el nivel de ruido térmico es de –112,8 dBW.

Además, se formularon las hipótesis siguientes:

- una separación entre satélites de 3°, en cuyo caso unos 50 satélites aparecerán en el horizonte o por encima de él;
- una absorción atmosférica de 3 dB para la interferencia dentro del haz rebasada durante más del 80% de cualquier mes;
- una ganancia media del lóbulo lateral de la antena para las señales fuera del haz de –3 dB;
- una densidad media de flujo de potencia de los 50 satélites 3 dB inferior al valor admisible.

2. Límites de densidad de flujo de potencia

Se examina en primer lugar la interferencia dentro del haz, que determina la densidad de flujo de potencia admisible para ángulos de elevación reducidos. En este caso de atenuación de la señal deseada de los relevadores radioeléctricos como consecuencia de fuertes lluvias, se atenúa también la señal interferente procedente de los satélites, y dado que el trayecto de propagación de ésta a través de la atmósfera es más largo, la atenuación es generalmente mayor que la de la señal deseada. Por consiguiente, en condiciones normales de propagación y partiendo del supuesto de que la relación señal deseada/señal interferente debe ser como mínimo de 30 dB, la interferencia máxima admisible es:

$$-68 - 30 = -98 \text{ dBW, en una banda de 400 MHz.}$$

Teniendo en cuenta la superficie efectiva de la antena y las pérdidas de alimentación en el paso de entrada de recepción y convirtiendo la anchura de banda a 1 MHz, la densidad máxima de flujo de potencia para las señales recibidas dentro del haz en condiciones de espacio libre es de –115 dB(W/m²) en cualquier banda de 1 MHz.

Seguidamente se estudia la interferencia fuera del haz. La densidad de flujo de potencia admisible con ángulos de elevación elevados es función de la suma de estas interferencias. En este caso, los requisitos en condiciones de lluvia son mayores que en condiciones normales, y es suficiente efectuar el cálculo para estas condiciones. Si se supone que la densidad de flujo de potencia admisible es 10 dB inferior al nivel del ruido térmico, el valor máximo admisible de densidad de flujo de potencia es de $-110,3 \text{ dB(W/m}^2\text{)}$ en cualquier banda de 1 MHz.

Como ya se ha indicado, se considera este límite como objetivo cuando la señal deseada sufre una atenuación superior a 30 dB a causa de la lluvia, en cuyo caso se supone una atenuación adicional de las señales interferentes de 6 dB. En consecuencia, la densidad de flujo de potencia admisible sería de $-104,3 \text{ dB(W/m}^2\text{)}$ en cualquier banda de 1 MHz.

ANEXO III

UTILIZACIÓN DE ANTENAS DE HAZ ESTRECHO EN LOS SATÉLITES GEOESTACIONARIOS

Para poder sacar provecho del aumento de la densidad de flujo de potencia admitido para los ángulos grandes de elevación, hay que instalar en el satélite una antena de haz estrecho orientada hacia la Tierra. Cuando el haz estrecho no está apuntado hacia el punto subsatelital (y se encuentra así cerca del horizonte), se deben tomar precauciones especiales a fin de que las transmisiones del satélite se ajusten a los límites de la densidad de flujo de potencia en todos los ángulos de elevación.

Estas precauciones consisten principalmente en iluminar la superficie de la Tierra con una densidad de flujo de potencia menor que la del límite admisible en el centro del haz, para que las transmisiones que lleguen con todos los ángulos de elevación permanezcan dentro de los límites de la densidad de flujo de potencia.

Por la fig. 2 puede verse la relación entre el ángulo (ángulo α) de referencia del satélite (que por definición es el ángulo comprendido entre el radio vector al centro de la Tierra y el trayecto de un rayo hacia un punto de la superficie terrestre) y el ángulo de llegada correspondiente de las transmisiones del satélite por encima del horizonte. La fig. 3 muestra diagramas tipo para el haz principal de antena de los satélites, y se indican tres aberturas distintas:

CUADRO V

Anchura del haz entre puntos a 3 dB (grados)	Diámetro de antena en 4 GHz (m)
2	2,6
1	5,2
0,5	10,4

La fórmula general de los diagramas del haz principal es la siguiente:

$$10 \log (G/G_0) = -12(\varphi/\varphi_0)^2 \quad \text{dB} \quad (2)$$

donde φ es el ángulo medido a partir del eje del haz principal, y φ_0 es la anchura de haz de potencia mitad.

La curva de trazo continuo de la fig. 4 indica la densidad de flujo de potencia en el centro del haz que se ajusta a los límites indicados para cualquier ángulo de elevación. Una antena de satélite con una anchura de haz de potencia mitad de $0,5^\circ$ se puede adaptar a las variaciones rápidas de este límite de la densidad de flujo de potencia para los ángulos de llegada pequeños, cuando la transmisión se acerca al horizonte. Los haces de satélite más anchos, orientados hacia cerca del horizonte, están limitados por la curva de densidad de flujo de potencia en el horizonte.

La fig. 4 indica también el lugar geométrico de los centros del haz de antenas de satélite para anchuras angulares diferentes. Se señala que para un haz de determinada anchura, la densidad de flujo en el centro del haz debe estar limitada de conformidad con las curvas, a fin de que ninguna parte del haz exceda el límite marcado por la curva de trazo continuo.

De estas curvas se desprende que quienes proyecten los sistemas de satélite quizá no puedan aprovechar plenamente la curva superior de flujo de potencia en cada satélite, para todos los ángulos de llegada.

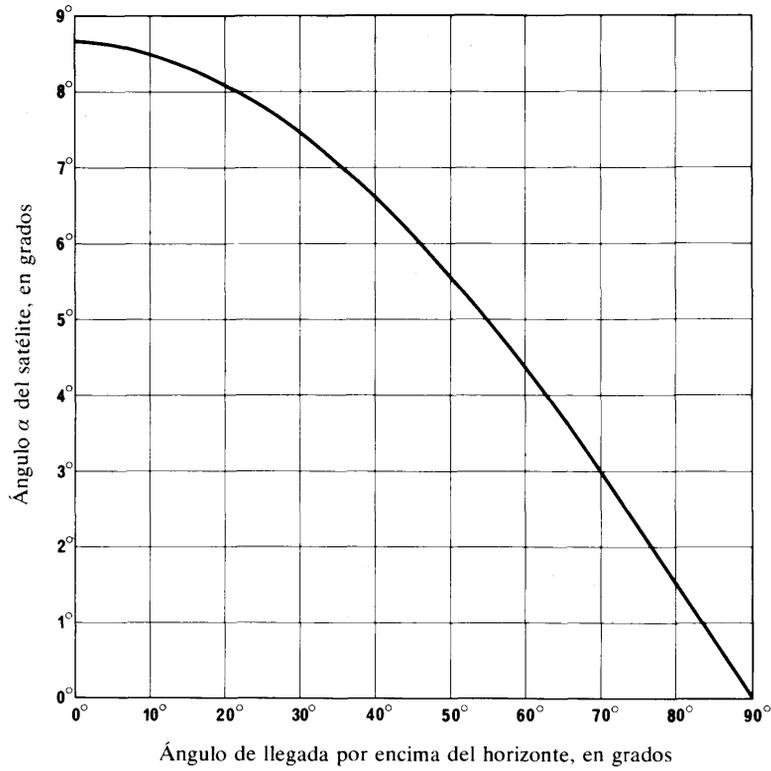


FIGURA 2 – Ángulo α del satélite en función del ángulo de llegada por encima del horizonte

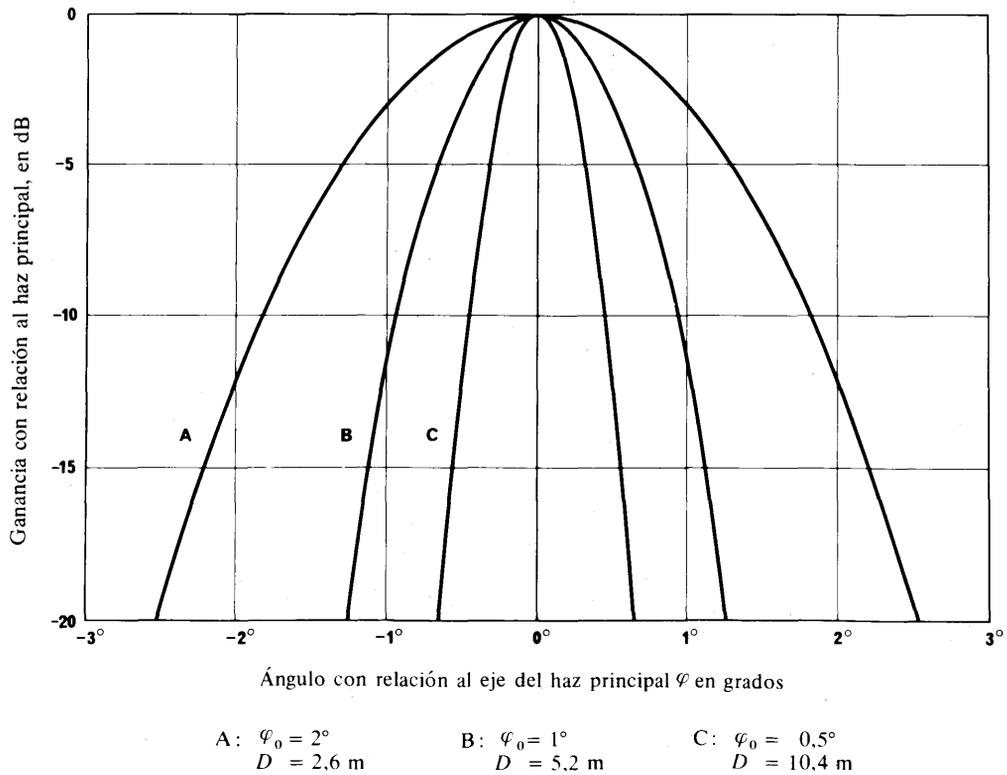


FIGURA 3 – Diagramas tipo para el haz principal de las antenas de satélite

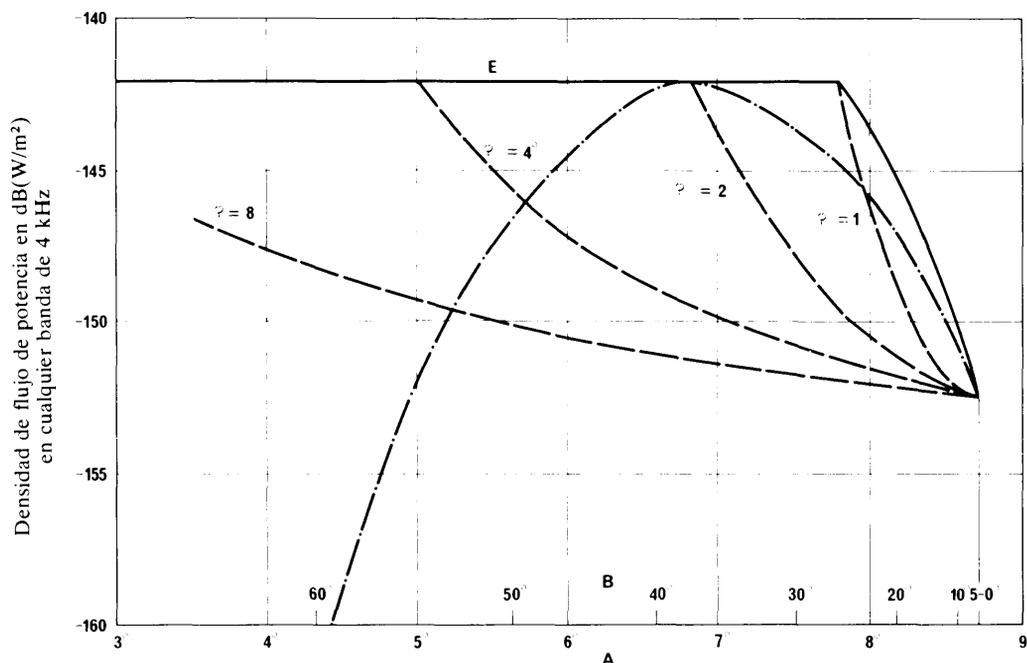


FIGURA 4 – Densidad máxima de flujo de potencia en el centro del haz sin exceder la curva E

- Lugar geométrico de los centros del haz de antenas de satélite para distintas anchuras angulares para las que se alcanza el límite impuesto por la curva E
- .-.-.-.- Ejemplo de un haz de 2° de anchura angular que se ajusta a la curva E
- E: límite de la densidad de flujo de potencia en la banda de 3 a 8 GHz
- A: escala del ángulo formado por la recta satélite-centro de la Tierra y la recta que une al satélite con un punto de la superficie de la Tierra (grados)
- B: escala del ángulo de llegada por encima del horizonte (grados)

RECOMENDACIÓN 406-5

VALOR MÁXIMO DE LA POTENCIA ISÓTROPICA EQUIVALENTE DE LOS TRANSMISORES DE SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELÉCTRICOS CON VISIBILIDAD DIRECTA QUE COMPARTEN BANDAS DE FRECUENCIAS CON EL SERVICIO FIJO POR SATÉLITE

(Cuestión 17/9 y Programa de Estudios 2A/4)

(1966-1970-1974-1978-1982)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que los sistemas del servicio fijo por satélite y los sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa comparten ciertas bandas de frecuencias de la gama comprendida entre 1 y 30 GHz aproximadamente;
- b) que, para evitar interferencias apreciables en el receptor de las estaciones espaciales, sin tener que utilizar en las estaciones terrenas de los sistemas del servicio fijo por satélite transmisores de excesiva potencia o antenas de exageradas dimensiones, es necesario definir valores máximos admisibles para la potencia isotrópica radiada equivalente de los transmisores de los sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa;
- c) que los valores máximos admisibles de la potencia de transmisión debieran ser tales que no impusieran restricciones excesivas a la concepción de los sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa;

- d) que es conveniente que los sistemas de relevadores radioeléctricos utilicen antenas muy direccionales;
- e) que es preciso evitar niveles excesivos de interferencia relativamente constantes producidos por emisiones de relevadores radioeléctricos en la dirección de satélites del servicio fijo por satélite y, en particular, en la dirección de satélites geoestacionarios;
- f) que los ingenieros encargados de planificar redes de relevadores radioeléctricos pueden elegir a menudo varios trayectos para los nuevos sistemas, sin que ello entrañe problemas económicos o de otra índole,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

1. Que en las bandas de frecuencias * comprendidas entre 1 y 10 GHz compartidas por los receptores de las estaciones espaciales de sistemas del servicio fijo por satélite y por sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa:
 - 1.1 La potencia suministrada a la entrada de la antena de uno cualquiera de los transmisores de estos sistemas de relevadores radioeléctricos no exceda de +13 dBW.
 - 1.2 El valor máximo de la potencia isotrópica radiada equivalente de cualquiera de estos sistemas de relevadores radioeléctricos no exceda en ningún caso de +55 dBW.
 - 1.3 Las ubicaciones de las estaciones transmisoras que utilizan valores máximos de la potencia isotrópica radiada equivalente superiores a 35 dBW se elijan, siempre que sea factible, de modo que la dirección de la radiación máxima de cualquier antena se aleje por lo menos 2° de la dirección de la órbita del satélite geoestacionario.
 - 1.3.1 Si en un caso particular no pudieran respetarse estas cláusulas, los máximos de la potencia isotrópica radiada equivalente por transmisor no deberán ser superiores a:
 - 1.3.1.1 +47 dBW para cualquier haz de antena dirigido dentro de un ángulo de 0,5° con la dirección de la órbita del satélite geoestacionario.
 - 1.3.1.2 de +47 a +55 dBW, según una ley lineal (8 dB por grado angular) para cualquier haz de antena dirigido dentro de un ángulo de 0,5° a 1,5° con la dirección de la órbita del satélite geoestacionario.
 - 1.4 En el caso de nuevos sistemas de relevadores radioeléctricos establecidos en trayectos ya existentes **, los valores máximos de potencia isotrópica radiada equivalente por transmisor no debieran exceder, en la medida de lo posible, de los indicados a continuación:
 - 1.4.1 +47 dBW para cualquier haz de antena que forme un ángulo no mayor de 0,5° con cualquier punto de la órbita de los satélites geoestacionarios, notificado internacionalmente o, de ser posible, de la órbita geoestacionaria (véase la nota 4);
 - 1.4.2 de +47 a +55 dBW, según una ley lineal (8 dB por grado angular) para cualquier haz de antena que forme un ángulo comprendido entre 0,5° y 1,5° con cualquier punto de la órbita de los satélites geoestacionarios notificado internacionalmente o, de ser posible, de la órbita geoestacionaria (véase la nota 4).
2. Que en las bandas de frecuencias * comprendidas entre 10 y 15 GHz compartidas entre los receptores de la estación espacial de sistemas del servicio fijo por satélite y sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa:
 - 2.1 La potencia suministrada a la entrada de la antena de cualquier transmisor de estos sistemas de relevadores eléctricos no exceda de +10 dBW.
 - 2.2 El valor máximo de la potencia isotrópica radiada equivalente de cualquiera de estos sistemas de relevadores radioeléctricos no exceda en ningún caso de +55 dBW.
 - 2.3 Las ubicaciones de las estaciones transmisoras que utilizan valores máximos de la potencia isotrópica radiada equivalente superiores a +45 dBW, se elijan, siempre que sea factible, de modo que la dirección de la radiación máxima de cualquier antena se aleje por lo menos 1,5° de la dirección de la órbita del satélite geoestacionario.
3. Que en las bandas de frecuencias * superiores a 15 GHz compartidas entre los receptores de la estación espacial de sistemas del servicio fijo por satélite y sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa:
 - 3.1 La potencia suministrada a la entrada de la antena de cualquier transmisor de estos sistemas de relevadores radioeléctricos no exceda de +10 dBW.
 - 3.2 El valor máximo de la potencia isotrópica radiada equivalente de cualquier transmisor de estos sistemas de relevadores radioeléctricos no exceda en ningún caso de +55 dBW.
 - 3.3 No haya restricción alguna en cuanto a la dirección de la radiación máxima (véase la nota 6).

* Las bandas de frecuencias de que se trata figuran en el Reglamento de Radiocomunicaciones.

** En relación con esta Recomendación, se consideran como «trayectos existentes» todos los estudiados antes de las Conclusiones de la XI Asamblea Plenaria del CCIR, Oslo, 1966, y que entraron en servicio antes del 1.º de enero de 1973.

Nota 1. — Para calcular el ángulo formado por la dirección del haz principal de la antena de la estación terrenal y la dirección de la órbita geostacionaria, se tendrá en cuenta la influencia de la refracción atmosférica (véase el Informe 393).

Nota 2. — Las estaciones receptoras de los sistemas terrenales que funcionan en las bandas comprendidas entre 1 y 15 GHz compartidas con los sistemas espaciales (espacio-Tierra) evitarán, en su propio interés, dirigir el haz principal de sus antenas hacia la órbita del satélite geostacionario cuando tengan una sensibilidad elevada.

Nota 3. — En el artículo 27 del Reglamento de Radiocomunicaciones (números 2502 a 2511.2) se fijan los límites vigentes en las bandas de frecuencias compartidas. El CCIR prosigue los estudios sobre la cuestión que, en el futuro, podrá dar lugar a una Recomendación encaminada a que se revisen los límites. En la fase actual, no se propone modificar los límites estipulados en el Reglamento de Radiocomunicaciones.

Nota 4. — El funcionamiento de un sistema de relevadores radioeléctricos establecido en un trayecto existente, que rebase los límites especificados en los puntos 1.4.1 y 1.4.2, puede dar lugar, habida cuenta de las características de los sistemas terrenales y espaciales interesados, a interferencias molestas para un satélite geostacionario cuya posición haya sido notificada después de la puesta en servicio del sistema de relevadores radioeléctricos. En ese caso, las disposiciones que han de adoptarse en relación con esos sistemas para reducir tales interferencias a un nivel aceptable por parte de las administraciones interesadas deberían determinarse por consulta entre dichas administraciones.

Nota 5. — Los límites indicados para las bandas por encima de 10 GHz deberían normalmente proporcionar una protección adecuada a los sistemas digitales por satélite que transmiten telefonía con codificación MIC de 8 bits (véase el Informe 790).

Nota 6. — En el número 2504.1 del Reglamento de Radiocomunicaciones se estipula que las disposiciones del número 2504, que corresponden al punto 3.3 de la parte dispositiva anterior, se aplicarán hasta que el CCIR haya formulado una Recomendación sobre la necesidad de imponer restricciones en las bandas de frecuencias especificadas en el número 2511 (bandas superiores a 15 GHz); todos los sistemas puestos en servicio después del 1 de enero de 1982 deben respetar esas restricciones en la medida de lo posible.

INFORME 790-1

LÍMITES DE LA p.i.r.e Y LÍMITES DE POTENCIA PARA LOS TRANSMISORES DE LOS SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELÉCTRICOS TERRENALES QUE COMPARTEN LAS BANDAS DE FRECUENCIAS ENTRE 11 Y 14 GHz Y PRÓXIMAS A 30 GHz CON SISTEMAS DIGITALES POR SATÉLITE

(Cuestión 17/9)

(1978-1982)

1. Introducción

Los límites actuales de la potencia entregada a la entrada de la antena y de la p.i.r.e. de las estaciones terrenales de relevadores radioeléctricos en las bandas compartidas del trayecto ascendente entre 11 y 14 GHz y próximas a 30 GHz se establecieron principalmente a partir de estudios que incluían transmisiones MF. Este Informe considera su validez en los sistemas digitales por satélite que utilizan modulación MDP de 4 niveles. Los modelos de sistemas de satélite adoptados en el estudio, y las densidades de estaciones de relevadores radioeléctricos son consecuentes con las que se han supuesto en los anteriores estudios relativos a la MF.

2. Evaluación del nivel de interferencia inadmisibles en el receptor del satélite

En la Recomendación 522 el objetivo de calidad de funcionamiento a largo plazo de un circuito ficticio de referencia (HRC) digital por satélite que transporta telefonía MIC, es que la proporción de bits erróneos a la salida del HRC no exceda de 1×10^{-6} , valor medio en 10 min, durante más del 20% de cualquier mes.

Al ser probablemente pequeña la variación en el tiempo de la interferencia terrenal que llega a un satélite por el trayecto ascendente, es adecuada la utilización de un criterio de interferencia admisible basado en el objetivo de calidad de funcionamiento a largo plazo. De acuerdo con esto, se adopta el 10% de potencia de ruido que da lugar a una proporción de errores de 1×10^{-6} , como límite para la determinación de los niveles de interferencia admisibles en el satélite.

Es también razonable suponer que el efecto de la interferencia es relativamente independiente de la distribución espectral de la señal interferente; el factor importante es la potencia de la señal interferente que llega a la anchura de banda de interés del receptor.

Considérese ahora un sistema de satélite que utiliza MDP de 4 niveles AMDT que funcione a velocidades de transmisión de alrededor de 120 Mbit/s (anchura de banda: 72 MHz). En estos sistemas la relación portadora/ruido (C/N) necesaria para conseguir una proporción de bits erróneos de 1×10^{-6} en el enlace, en condiciones normales de funcionamiento, se estima en unos 17 dB, siendo independiente de la radiofrecuencia utilizada. Por tanto, utilizando el criterio del 10% de ruido, la relación tolerable portadora/interferencia terrenal sería de 27 dB. Suponiendo lógicamente que el margen de interferencias se divide a partes iguales entre los trayectos ascendente y descendente, la relación portadora/interferencia terrenal en el trayecto ascendente (C/I_u) se hace igual a 30 dB.

Evidentemente, el nivel de interferencia resultante en el satélite depende del nivel de portadora, que a su vez es función de la asignación de ruido en el trayecto ascendente. Para un margen de ruido en el trayecto ascendente igual al 10% del ruido total, la relación portadora/ruido en el trayecto ascendente (C/N_u) es igual a 27 dB. Los valores correspondientes de C/N_u para un 20% y 40% del ruido total asignado al trayecto ascendente son de 24 y 21 dB respectivamente. Además, para una temperatura de ruido del sistema de satélite de 1000 K, que se considera un mínimo razonable en los sistemas que funcionen en un futuro previsible en las frecuencias aquí tratadas, el ruido de entrada (N_u) es igual a kTB , que en una anchura de banda de 72 MHz es -120 dBW. Así, los niveles de portadora para márgenes de ruido de 10, 20 y 40% en el trayecto ascendente son de -93 , -96 y -99 dBW, respectivamente. Por tanto, utilizando el valor C/I_u de 30 dB, los niveles admisibles de interferencia en el trayecto ascendente (I_u) para las tres condiciones de ruido de ese trayecto, 10, 20 y 40% del ruido total, son de -123 , -126 y -129 dBW, respectivamente.

Ahora bien, la interferencia terrenal que llega al receptor del satélite puede ser de dos tipos, «directa» e «indirecta», entendiéndose como interferencia «directa» la procedente de una estación de relevadores radioeléctricos apuntada dentro de $0,5^\circ$ de la órbita geoestacionaria, mientras que la interferencia «indirecta» se debe a estaciones de relevadores radioeléctricos que no apuntan hacia la órbita geoestacionaria. Suponiendo que el margen de interferencia del trayecto ascendente se comparte igualmente entre las interferencias «directa» e «indirecta», los niveles admisibles para cada tipo serán de -126 , -129 y -132 dBW, respectivamente, en los sistemas cuyas asignaciones de ruido para el trayecto ascendente son del 10, 20 y 40%.

3. Máximos niveles de transmisión admisibles en las estaciones de relevadores radioeléctricos

En los cuadros I a III se han evaluado los máximos niveles de potencia de las estaciones de relevadores radioeléctricos compatibles con los anteriores criterios de interferencia para dos tipos de antenas de recepción de satélite-antenas que cubren toda la Tierra visible y antenas de haz estrecho. Para su obtención se adoptaron las siguientes hipótesis adicionales:

3.1 Hipótesis comunes a 11 y 30 GHz

- La interferencia directa se debe a estaciones de relevadores radioeléctricos situadas en el horizonte de visibilidad del satélite, es decir, en el borde del haz de las antenas que cubren toda la Tierra visible. En el caso de antenas de haz estrecho, la interferencia directa procede de estaciones de relevadores radioeléctricos situadas fuera del haz principal.
- La interferencia indirecta procede de estaciones de relevadores radioeléctricos que se hallan dentro de la zona de cobertura del haz del satélite.
- La ganancia media de una antena que cubre toda la Tierra visible es de 18,5 dB y su ganancia en el borde del haz de 17 dB.
- El número de estaciones de relevadores radioeléctricos en el interior de la zona de cobertura de una antena de haz estrecho es proporcional al cuadrado de la anchura angular del haz.
- Una anchura de haz de 1° y una ganancia de 43 dB para la antena de haz estrecho. *Nota.* – Al ser la ganancia de la antena inversamente proporcional al cuadrado de la anchura del haz y suponerse el número de estaciones de relevadores radioeléctricos en el interior del haz proporcional al cuadrado de la anchura del mismo, el nivel de transmisión aceptable para cada estación situada en el interior del haz es relativamente independiente de la anchura de haz supuesta.
- En las antenas de satélite de haz estrecho la ganancia media fuera de haz en la dirección del horizonte del satélite no es superior a 17 dB.
- En las antenas de los sistemas terrenales de relevadores radioeléctricos la ganancia media fuera de haz en la dirección del satélite es de -6 dB.
- Para las estaciones terrenales situadas en el interior de la zona de cobertura (interferencia indirecta) la discriminación de polarización es de 3 dB.
- Ninguna discriminación de polarización para las estaciones terrenales que contribuyen a la interferencia directa.

- La p.i.r.e. máxima de una estación terrenal es de E dBW por canal radioeléctrico. Este es el parámetro adecuado para la consideración de la interferencia directa incidente en el sistema de satélite.
- La potencia media es de $(P - 3)$ dBW por canal radioeléctrico a la entrada de la antena de la estación terrenal, siendo P dBW el máximo nivel de entrada aceptable. Este es el parámetro adecuado para la consideración de la interferencia indirecta, ya que fuera del haz principal la ganancia de la antena de la estación terrenal es muy independiente de la ganancia del haz principal.
- En la anchura de banda de los radiocanales de sistemas de relevadores radioeléctricos a 30 GHz puede llegar hasta 220 MHz.
- A 11 GHz, pueden utilizarse sistemas de banda ancha y estrecha. Los sistemas de corta distancia y de banda estrecha funcionan normalmente con unos 35 dBW y no están sujetos a restricciones de puntería. Los sistemas de banda estrecha y de larga distancia funcionarán probablemente con niveles de potencia más elevados y es posible que deban regirse por las disposiciones del número 2503 del Reglamento de Radiocomunicaciones.

3.2 *Hipótesis propias de la operación a 11 GHz*

- 17 500 estaciones terrenales que utilizan la misma frecuencia portadora que el servicio por satélite, situadas dentro de la zona de cobertura global de la cara de la Tierra visible por el satélite, pero cuyas antenas apuntan no menos de $1,5^\circ$ lejos del satélite. Se basa esta hipótesis en una densidad media de estaciones de relevadores radioeléctricos de aproximadamente una por cada 2500 km^2 de superficie habitada cubierta; en este cálculo se considera habitada la quinta parte de la superficie de la zona de cobertura global de la cara visible.
- 120 estaciones terrenales que utilizan la misma frecuencia portadora que el servicio por satélite, situadas dentro de una cobertura de 1° de la antena de haz estrecho del satélite, pero cuyas antenas apuntan no menos de $1,5^\circ$ lejos del satélite. Se basa esta hipótesis en una densidad media de estaciones de relevadores radioeléctricos de una por cada 2500 km^2 .
- No más de una estación terrenal que utiliza la misma frecuencia portadora que el servicio por satélite, situada en el horizonte del satélite y cuyo haz apunta dentro de $0,5^\circ$ de la dirección del satélite (véase el anexo I).
- El valor medio de la pérdida básica de transmisión en el espacio libre es de 205 dB, y su valor máximo 206 dB.
- La atenuación atmosférica no excedida durante más del 20% del tiempo (tiempo despejado) para un ángulo de elevación próximo a cero es de 5 dB.
- La atenuación atmosférica media con tiempo despejado es de 2,5 dB para la consideración de la interferencia indirecta causada a un receptor de satélite que cubre toda la Tierra visible (ángulos de elevación entre $1,5^\circ$ y 90°).

3.3 *Hipótesis propias de la operación a 30 GHz*

- 5000 estaciones terrenales que utilizan la misma frecuencia portadora que el servicio por satélite, situadas dentro de una anchura de 1° del haz de la antena del satélite, pero cuyas antenas apuntan no menos de $1,5^\circ$ lejos del satélite. Se basa esta hipótesis en una densidad media de estaciones de relevadores radioeléctricos de aproximadamente una por cada 64 km^2 .
- Los satélites no utilizan a estas frecuencias la recepción por cobertura global de la Tierra visible.
- El número de estaciones terrenales que utilizan la misma frecuencia portadora que el servicio por satélite, situadas en el horizonte del satélite, y cuyos haces apuntan dentro de $0,5^\circ$ de la dirección del satélite, es de 19 (véase el anexo I).
- La atenuación atmosférica no excedida durante más del 20% del tiempo para un ángulo de elevación próximo a cero es de 12 dB.
- El valor medio de la pérdida de transmisión en el espacio libre es de 214 dB, y su valor máximo 215 dB.

4. **Interferencia directa causada por una estación de relevadores radioeléctricos situada en el haz principal de una antena de haz restringido**

El análisis del punto 3 no incluye el caso especial de que exista interferencia directa procedente de una estación terrenal de relevadores radioeléctricos situada en el haz principal de una antena de recepción de satélite de haz restringido, dirigida hacia el horizonte del satélite. Los niveles máximos tolerables de p.i.r.e. de la estación de relevadores radioeléctricos en estas circunstancias se incluyen en la fig. 1 para una gama de anchuras del haz restringido de la antena. Al obtener la fig. 1 se adoptaron las siguientes hipótesis, además de las que se enumeran en el cuadro IV:

- A 30 GHz sólo una estación de relevadores radioeléctricos da lugar a interferencia directa de este tipo.
- En una antena de satélite de haz estrecho, la ganancia en la dirección de una estación de relevadores radioeléctricos situada en el haz principal, que contribuye a la interferencia directa, es 2 dB inferior a la ganancia en el centro del haz; por ejemplo, para un haz de 1° la ganancia sería de 42,5 dB.
- La interferencia total admisible del enlace ascendente puede corresponder a la interferencia directa únicamente por ser insignificante la interferencia indirecta.

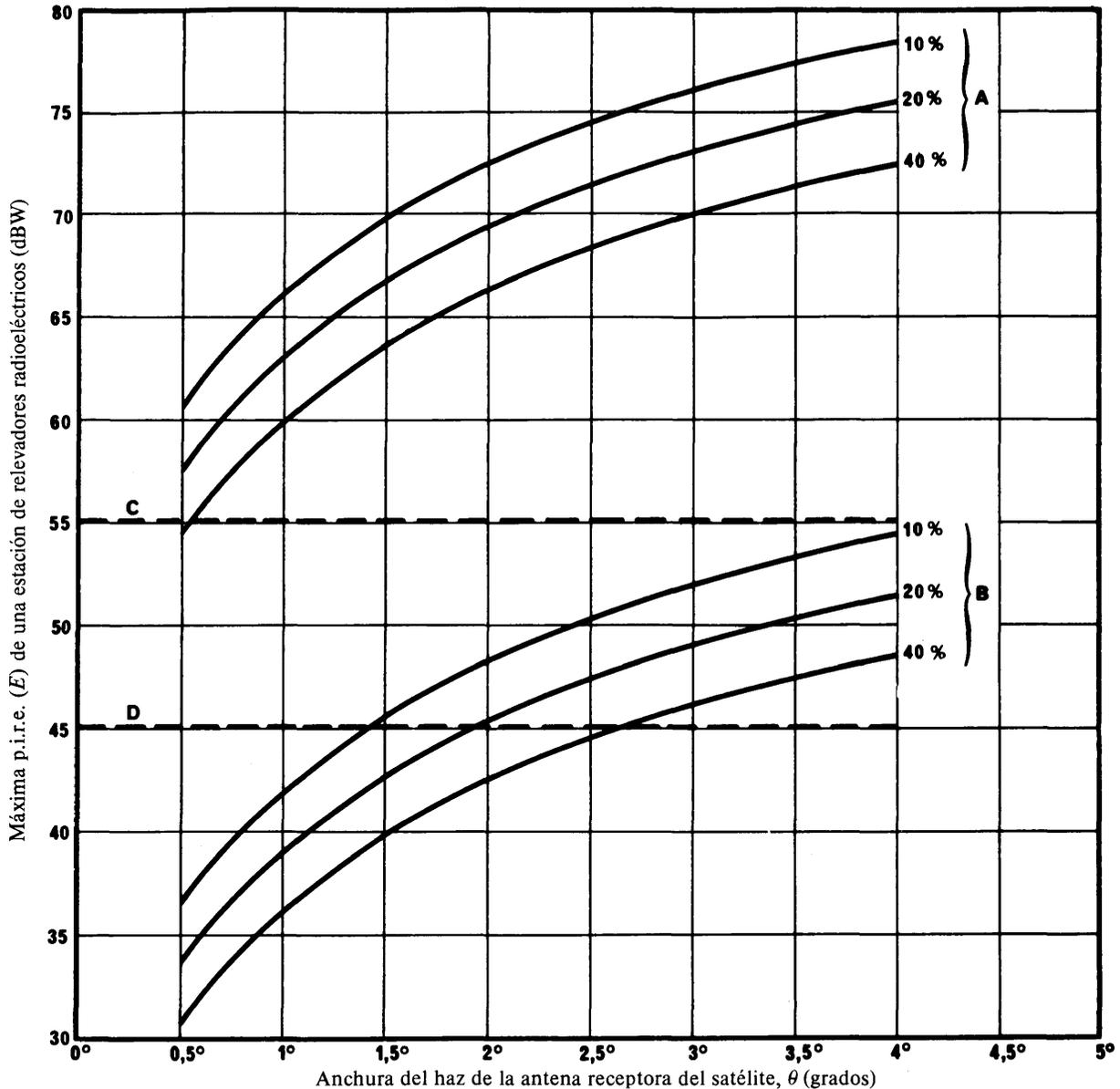


FIGURA 1 - Máxima p.i.r.e. (E) de una estación terrenal de relevadores radioeléctricos, sin exceder los criterios de interferencia, para una antena de recepción de satélite de anchura de banda θ , cuyo haz apunta hacia el horizonte

- A: Asignación de ruido a 30 GHz en el trayecto ascendente
 B: Asignación de ruido a 11 GHz en el trayecto ascendente
 C: Límite de p.i.r.e. especificada en el número 2504 del Reglamento de Radiocomunicaciones para las bandas superiores a 15 GHz (sin restricciones en cuanto a la dirección de puntería)
 D: Límite de p.i.r.e. recomendado en el número 2503 del Reglamento de Radiocomunicaciones para las estaciones que apuntan dentro de $\pm 1,5^\circ$ de la órbita geostacionaria, en las bandas de 10 a 15 GHz

5. Conclusiones

Se han considerado, en el contexto de la interferencia causada a los sistemas digitales por satélite, la máxima potencia tolerable entregada a la entrada de la antena y los máximos niveles de p.i.r.e. de las estaciones de relevadores radioeléctricos que operan en bandas compartidas entre 11 y 14 GHz y próximas a 30 GHz. En los cuadros I a III se incluyen los resultados de los cálculos para una serie de proporciones de ruido en el trayecto ascendente del sistema de satélite, excluyendo el caso de que las estaciones de relevadores radioeléctricos situadas en el haz restringido del satélite contribuyan a la interferencia directa. Suponiendo el más riguroso de los niveles en cada una de las dos bandas de frecuencias, los límites de la potencia entregada a la entrada de antena P y de la p.i.r.e. de las estaciones terrenales, se ha visto que son:

$P = 18$ dBW y p.i.r.e. = 59 dBW cuando se comparten frecuencias de unos 11 a 14 GHz, y

$P = 19$ dBW y p.i.r.e. = 70 dBW cuando se comparten frecuencias próximas a 30 GHz.

Dado que los límites de la potencia entregada a la entrada de la antena y de la p.i.r.e. que se recomiendan en la Recomendación 406 para las estaciones de relevadores radioeléctricos que comparten estas frecuencias con los sistemas de satélite, son respectivamente de 10 y 55 dBW, puede concluirse que, los sistemas de satélite digitales que operan en las bandas entre 11 y 14 GHz y próximas a 30 GHz se hallan protegidos de manera satisfactoria.

El análisis del punto 4 trata el caso en que la interferencia directa procedente de una estación terrenal de relevadores radioeléctricos incide sobre una antena de recepción de satélite de haz restringido dirigido hacia el horizonte.

Los resultados del análisis revelan que, a 11 GHz, una interferencia directa con una p.i.r.e. de 55 dBW sobre un haz restringido puede dar lugar a una interferencia excesiva. Sin embargo el Reglamento de Radiocomunicaciones recomienda que las estaciones de relevadores radioeléctricos que funcionan en las bandas de frecuencias comprendidas entre 10 y 15 GHz no deberán, a ser posible, apuntarse dentro de $\pm 1,5^\circ$ de la órbita geostacionaria cuando la p.i.r.e. de la estación de relevadores radioeléctricos excede de 45 dBW. Para una p.i.r.e. de 45 dBW, sería aceptable una interferencia directa del haz principal sobre una antena de recepción de haz restringido en la banda de 11 GHz, en el caso de haces restringidos de menos de 1° aproximadamente de anchura de haz. Para valores de p.i.r.e. comprendidos entre 35 y 45 dBW, puede demostrarse que la interferencia directa del haz principal sería aceptable para haces restringidos comprendidos entre 1° y 4° . En 30 GHz, la interferencia es aceptable para haces restringidos de menos de unos $0,5^\circ$ de anchura de haz.

Es evidente la necesidad de proseguir el estudio para determinar la influencia que se desea tenga sobre los criterios de compartición, el hecho relativamente infrecuente de que una antena de recepción de satélite de haz restringido apunte hacia el horizonte.

La interferencia directa del haz causada por antenas de satélite de haz restringido, implica la probabilidad conjunta de ocurrencia de varios sucesos raros. Concretamente, esta interferencia se produce únicamente cuando el haz restringido se transmite bajo un ángulo de elevación bajo (menos de 15°), y dentro de una zona de cobertura al menos uno de los transmisores terrenales apunta directamente al satélite. En la mayor parte de los casos, en latitudes medias, los haces restringidos de los satélites tienen ángulos de elevación mucho mayores, por lo que la exposición directa de los haces es imposible. Para estos casos, la antena receptora del satélite presenta una discriminación de antena considerable. No obstante, parece que incluso en este caso raro de interferencia directa, la interferencia que se genera es aceptable.

CUADRO I – Operación a 11 GHz
(Cobertura global de la Tierra visible)

	Fuente de interferencia	
	17 500 estaciones terrenales en el haz del satélite	Una estación terrenal con el haz de antena apuntando al satélite
Potencia media a la entrada de la antena de cada estación de relevadores radioeléctricos (dBW) por canal radioeléctrico	$P-3$	—
Máxima p.i.r.e. de un transmisor terrenal (dBW) por canal radioeléctrico	—	E
Ganancia media fuera de haz de una antena terrenal en la dirección del satélite (dB)	-6	—
10 log (número de transmisores terrenales)	42,5	0
10 log (número de canales radioeléctricos en 72 MHz: anchura de banda de las transmisiones de satélite a 120 Mbit/s)	3	3
Pérdida básica de transmisión en el espacio libre (dB)	205	206
Atenuación atmosférica no excedida en más del 20% del tiempo (dB)	2,5	5
Discriminación de polarización (dB)	3	0
Ganancia de la antena del satélite (dB)	18,5	17
Máxima potencia entregada a la entrada de la antena (P) por una estación de relevadores radioeléctricos, sin exceder el nivel de interferencia (dBW) por canal radioeléctrico	10% del ruido en el trayecto ascendente: +29,5 20% del ruido en el trayecto ascendente: +26,5 40% del ruido en el trayecto ascendente: +23,5	—
Máxima p.i.r.e. (E) de una estación de relevadores radioeléctricos, sin exceder el nivel de interferencia (dBW por canal radioeléctrico)	—	10% del ruido en el trayecto ascendente: +65,0 20% del ruido en el trayecto ascendente: +62,0 40% del ruido en el trayecto ascendente: +59,0

CUADRO II – Operación a 11 GHz
(Cobertura de haz restringido)

	Fuente de interferencia	
	120 estaciones terrenales en el haz del satélite	Una estación terrenal con el haz de antena apuntando al satélite
Potencia media a la entrada de la antena de cada estación de relevadores radioeléctricos (dBW) por canal radioeléctrico	$P-3$	—
Máxima p.i.r.e. de un transmisor terrenal (dBW) por canal radioeléctrico	—	E
Ganancia media fuera de haz de una antena terrenal en la dirección del satélite (dB)	-6	—
10 log (número de transmisores terrenales)	21,0	0
10 log (número de canales radioeléctricos en 72 MHz: anchura de banda de las transmisiones de satélite a 120 Mbit/s)	3	3
Pérdida básica de transmisión en el espacio libre (dB)	205	206
Atenuación atmosférica no excedida en más del 20% del tiempo (dB)	0	5
Discriminación de polarización (dB)	3	0
Ganancia de la antena del satélite (dB)	43	17
Máxima potencia entregada a la entrada de la antena (P) por una estación de relevadores radioeléctricos, sin exceder el nivel de interferencia (dBW) por canal radioeléctrico	10% del ruido en el trayecto ascendente : +24,0 20% del ruido en el trayecto ascendente : +21,0 40% del ruido en el trayecto ascendente : +18,0	—
Máxima p.i.r.e. (E) de una estación de relevadores radioeléctricos, sin exceder el nivel de interferencia (dBW por canal radioeléctrico)	—	10% del ruido en el trayecto ascendente : +65,0 20% del ruido en el trayecto ascendente : +62,0 40% del ruido en el trayecto ascendente : +59,0

CUADRO III — Operación a 30 GHz
(Cobertura de haz restringido)

	Fuente de interferencia	
	5000 estaciones terrenales en el haz del satélite	19 estaciones terrenales con el haz de antena apuntando al satélite
Potencia media a la entrada de la antena de cada estación de relevadores radioeléctricos (dBW) por canal radioeléctrico	$P - 3$	—
Máxima p.i.r.e. de un transmisor terrenal (dBW) por canal radioeléctrico	—	E
Ganancia media fuera de haz de una antena terrenal en la dirección del satélite (dB)	- 6	—
10 log (número de transmisores terrenales)	37	13
10 log (número de canales radioeléctricos en 72 MHz: anchura de banda de las transmisiones de satélite a 120 Mbit/s)	- 5	- 5
Pérdida básica de transmisión en el espacio libre (dB)	214	215
Atenuación atmosférica no excedida en más del 20% del tiempo (dB)	0	12
Discriminación de polarización (dB)	3	0
Ganancia de la antena del satélite (dB)	43	17
Máxima potencia entregada a la entrada de la antena (P) por una estación de relevadores radioeléctricos, sin exceder el nivel de interferencia (dBW) por canal radioeléctrico	10% del ruido en el trayecto ascendente: + 17,0 20% del ruido en el trayecto ascendente: + 14,0 40% del ruido en el trayecto ascendente: + 11,0	—
Máxima p.i.r.e. (E), de una estación de relevadores radioeléctricos, sin exceder el nivel de interferencia (dBW por canal radioeléctrico)	—	10% del ruido en el trayecto ascendente: + 68,0 20% del ruido en el trayecto ascendente: + 65,0 40% del ruido en el trayecto ascendente: + 62,0

CUADRO IV — Operación a 11 y 30 GHz (cobertura de haz restringido)
 Interferencia directa: una de las estaciones terrenales que contribuyen a la interferencia directa
 está en el haz principal de la antena del satélite

	Fuente de interferencia	
	Una estación terrenal en el haz principal del satélite con su haz de antena apuntando al satélite	
	11 GHz	30 GHz
Máxima p.i.r.e. de un transmisor terrenal (dBW por canal radioeléctrico)	E	E
10 log (número de transmisores terrenales en el haz principal)	0	0
10 log (número de canales radioeléctricos en 72 MHz : anchura de banda de las transmisiones de satélite a 120 Mbit/s)	3	- 5
Pérdida básica de transmisión en el espacio libre (dB)	206	215
Atenuación atmosférica no excedida en más del 20% del tiempo (dB)	5	12
Ganancia de la antena del satélite en la dirección de la estación terrenal, para el haz principal (dB)	$42,5 - 20 \log \theta$; siendo θ° la anchura del haz de la antena del satélite	
Discriminación de polarización (dB)	0	0
Máxima p.i.r.e. de estación terrenal de relevadores radioeléctricos (E), sin exceder el límite de interferencia (dBW por canal radioeléctrico)	Véase la fig. 1	Véase la fig. 1

ANEXO I

CÁLCULO APROXIMADO DEL MÁXIMO NÚMERO DE ESTACIONES DE RELEVADORES RADIOELÉCTRICOS QUE OPERAN A 11 Y 30 GHz QUE PUEDEN PROBABLEMENTE APUNTAR EN DIRECCIONES QUE FORMEN ÁNGULOS DE MENOS DE 0,5° CON LA DE UN SATÉLITE GEOESTACIONARIO

La superficie del anillo de Tierra desde el cual es posible ver un satélite determinado con un ángulo de elevación no superior a 0,5°:

$$S = \pi \cdot d \cdot l \quad (1)$$

donde:

d : diámetro máximo de la zona de cobertura terrestre de un satélite geoestacionario (12 600 km);

l : distancia subtendida en la superficie de la Tierra por un ángulo de 0,5° desde el centro de la Tierra = 55,5 km;

cuando $S = \pi \times 12\,600 \times 55,5 \text{ km}^2$.

Zona de tierra habitada en el anillo (supóngase el 20%) S_h :

$$S_h = 4,4 \times 10^5 \text{ km}^2$$

Número de estaciones de relevadores radioeléctricos de 11 GHz en esta zona con una densidad de una por cada 2500 km² = 175.

Suponiendo una distribución aleatoria de acimutes, el número de estas estaciones de relevadores radioeléctricos que apuntan dentro de 0,5° de acimut de la posición estacionaria del satélite:

$$\frac{1}{360} \times 175 \approx 0,5; \text{ se adoptará un valor de 1.}$$

De igual modo, suponiendo una densidad de estaciones de relevadores radioeléctricos de una por cada 64 km², el número de estaciones de 30 GHz que apuntan dentro de 0,5° de la órbita geoestacionaria:

$$\frac{4,4 \times 10^5}{64} \times \frac{1}{360} \approx 19$$

INFORME 393-3

INTERSECCIONES DE LOS HACES DE LAS ANTENAS DE LOS SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELÉCTRICOS CON LAS ÓRBITAS UTILIZADAS POR LAS ESTACIONES ESPACIALES DEL SERVICIO FIJO POR SATÉLITE

(Cuestiones 2/9 y 17/9)

(1966-1970-1974-1978)

1. Introducción

La exposición de los haces de las antenas de los sistemas de relevadores radioeléctricos a la radiación de los satélites de telecomunicación se puede predecir por métodos geométricos cuando tales satélites describen órbitas circulares cuyas proyecciones sobre la superficie de la Tierra son recurrentes (véase el Informe 206, punto 2.2), pero sólo se puede prever estadísticamente en el caso de órbitas circulares e inclinadas de periodos arbitrarios. Se puede obrar de modo que un sistema de satélites sincronizado, con proyecciones recurrentes, tenga una proyección única sobre la Tierra. Estos sistemas presentan cada vez mayor interés para las radiocomunicaciones. Los satélites geoestacionarios constituyen un caso particular, pues el ecuador representa la proyección de todas las órbitas ecuatoriales.

En cualquier punto de la Tierra desde el que se vean los satélites de un sistema con proyección única, los satélites de aparición sucesiva (no geoestacionarios) siguen un arco fijo que atraviesa la bóveda celeste de un horizonte al otro. Además, salvo en el caso de órbitas inclinadas, este arco no depende de la longitud y es simétrico con respecto a la dirección norte-sur.

En los puntos siguientes del presente Informe se examinan las condiciones de exposición con respecto a una órbita ecuatorial circular, incluyéndose el caso particular de la órbita de los satélites geoestacionarios, así como la probabilidad de exposición a satélites no sincronizados (proyección no recurrente sobre la superficie de la Tierra).

Varias administraciones han proporcionado información sobre la medida en que las antenas de los sistemas de relevadores radioeléctricos existentes están orientadas hacia la órbita de los satélites geoestacionarios. Esta información indica que, si el porcentaje de los haces de antena que cortan esa órbita es de aproximadamente un 2%, este porcentaje será mucho más elevado si se tienen en cuenta, por una parte, los haces que se extienden a $\pm 2^\circ$ de su eje y, por otra, el efecto de la refracción. Examinando las estaciones de relevadores radioeléctricos existentes, en relación con lo dispuesto en la Recomendación 406, se observa que el porcentaje de estaciones cuyo haz de antena está orientado dentro de $\pm 2^\circ$ de la órbita geoestacionaria, es, en determinados países, del orden de un 10%. Además, no cabe suponer que escapen a la radiación de las antenas de los relevadores radioeléctricos segmentos importantes de la órbita de los satélites geoestacionarios (cualquiera que sea su longitud).

2. Algunas características de los haces de las antenas de los sistemas de relevadores radioeléctricos terrenales

Los sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa utilizan antenas cuya ganancia es de unos 40 dB y haces cuya anchura angular de potencia mitad es de unos 2° . Los sistemas transhorizonte emplean generalmente antenas de mayor ganancia y haces de anchura angular más reducida (por ejemplo, 50 dB y $0,5^\circ$). En ambos casos, el trayecto tiene, por término medio, una inclinación inferior a $0,5^\circ$, y raramente excede de 5° . Cuando la totalidad de un haz de inclinación negativa llega a la Tierra, no está expuesto a ninguna órbita. En cuanto a los haces cuyo eje esté orientado hacia el horizonte, sólo su mitad superior puede estar expuesta a una órbita.

Cuando se utilizan reflectores pasivos conviene tener en cuenta también la difracción.

Como los haces pasan cerca de la superficie de la Tierra y atraviesan una capa atmosférica bastante espesa, si se quiere calcular exactamente la exposición, habrá que tener en cuenta la difracción y la refracción.

3. Direcciones con relación a las órbitas ecuatoriales circulares

Por consideraciones geométricas, se sabe que el ángulo acimutal A (medido en el sentido de las agujas del reloj a partir del Norte) y el ángulo de elevación e de un satélite colocado en una órbita ecuatorial circular, pueden expresarse por:

$$A = \text{arc tg} (\pm \text{tg } \lambda / \text{sen } \varphi) \quad (1)$$

$$e = \text{arc sen} [(K \cos \varphi \cos \lambda - 1) / \sqrt{K^2 + 1 - 2K \cos \varphi \cos \lambda}] \quad (2)$$

donde:

K : relación radio de la órbita/radio terrestre,

φ : latitud de la estación terrenal,

λ : diferencia de longitud entre la estación terrenal y el satélite.

Eliminando λ entre estas dos ecuaciones se obtiene:

$$A = \text{arc cos} \left\{ \left[\frac{\text{tg } e + K^{-1} \sqrt{\text{tg}^2 e + (1 - K^{-2})}}{1 - K^{-2}} \right] \text{tg } \varphi \right\} \quad (3)$$

En caso necesario, generalizando este análisis, se pueden obtener los acimutes y los ángulos de elevación para cualquier sistema de órbita inclinada y una sola proyección sobre la Tierra, cuyos satélites evolucionan a una altura dada; también puede determinarse la inclinación y los puntos de intersección con el ecuador. No obstante, las direcciones de la órbita para tales sistemas dependerán a la vez de la latitud y de la longitud de la estación terrenal.

Una antena orientada hacia una órbita ecuatorial circular de satélite no geoestacionario (o hacia otra órbita de una sola proyección sobre la Tierra) sufrirá ciertamente una exposición intermitente. En el caso de una órbita ecuatorial circular (distinta de la órbita de los satélites geoestacionarios), con m satélites, las antenas que tengan una anchura de haz de interferencia de θ radianes, sufrirán interferencia durante una fracción de tiempo, cuya expresión aproximada es:

$$P = m\theta / (2 \pi) \quad (4)$$

En el caso particular de la órbita de los satélites geoestacionarios, P será igual a cero o a uno.

4. Sistemas de satélites no sincronizados

En este caso no se puede establecer más que una probabilidad media de exposición a la radiación de un satélite. Por consiguiente, para un sistema de n órbitas, de igual altura y ángulo de inclinación i , la probabilidad media de exposición puede expresarse por:

$$P = [mn\theta / (8 \pi \cos \Psi)] \{ \text{arc cos} [(\text{sen } (\Psi - \theta/2)) / \text{sen } i] - \text{arc cos} [(\text{sen } (\Psi + \theta/2)) / \text{sen } i] \} \quad (5)$$

cuando $\Psi \leq (i - \theta/2)$

siendo

m : número de satélites en cada órbita,

Ψ : latitud del punto de intersección del haz de la antena y la esfera orbital.

Como se demuestra en [Arechev y Kalachnikov, 1974], en la mayoría de los casos prácticos en que $i > \theta$, es posible efectuar el cálculo por medio de la ecuación:

$$P = \frac{mn \theta^2}{8\pi \sqrt{\sin^2 i - \sin^2 \Psi}} \quad (6)$$

La utilización de esta ecuación aproximada en vez de la ecuación (5) da lugar a un error relativo que no excede del 0,25%.

En el caso particular de la órbita polar, $i = \pi/2$ y la expresión anterior se reduce a:

$$P = mn\theta^2/(8\pi \cos \Psi) \quad (7)$$

5. Relaciones geométricas entre la orientación de las antenas de relevadores radioeléctricos y la órbita de los satélites geoestacionarios

El caso de la órbita de los satélites geoestacionarios es importante, no sólo en lo que concierne a la exposición de los sistemas de relevadores radioeléctricos a los haces de los satélites, sino también por las limitaciones impuestas por la Recomendación 406, en función de la dirección de las antenas de los sistemas de relevadores radioeléctricos, a fin de proteger la recepción en los satélites geoestacionarios.

La ecuación (3) puede formularse:

$$A = \arccos \frac{\operatorname{tg} \varphi}{\operatorname{tg} [\arccos (K^{-1} \cos e) - e]} \quad (8)$$

donde

A : acimut (o complemento a 360°) contado a partir del Sur en el hemisferio Norte y a partir del Norte en el hemisferio Sur,

K : radio de la órbita/radio terrestre, hipotéticamente 6,63,

e : ángulo geométrico de elevación de un punto en la órbita de los satélites geoestacionarios,

φ : latitud de la estación terrestre.

Para una latitud de estación y un ángulo de elevación dados, los valores del ángulo A para los dos puntos de la órbita se miden desde uno y otro lado del meridiano.

La ecuación (8) ha servido para construir el ábaco de las figs. 1a y 1b, con el que se puede determinar la dirección de la órbita del satélite geoestacionario para latitudes comprendidas entre 0° y 70° aproximadamente. El cuadro I da los acimutes de los puntos de la órbita de ángulo de elevación de 0° .

5.1 Efecto de la refracción atmosférica

La refracción atmosférica hace generalmente que el rayo radioeléctrico se curve hacia la Tierra; el haz de una antena de un sistema de relevadores radioeléctricos con un ángulo de elevación ε puede llegar a un satélite con un ángulo de elevación, e , donde:

$$e = \varepsilon - \tau \quad (9)$$

siendo e y ε valores algebraicos y τ el valor absoluto de la corrección debida a la refracción.

La importancia de la curvatura depende del clima de la región en que se encuentre la estación (índice de refracción, gradiente del índice, etc.), de la altitud de la estación y del ángulo inicial de elevación ε ; la variación de τ en función de ε es particularmente rápida para bajos valores negativos de ε .

El valor de τ puede ser superior a algunas décimas de grado, lo que es muy importante en el caso de estaciones de latitud media o elevada en las que una ligera modificación del ángulo de elevación representa un cambio importante del acimut de cada uno de los dos puntos correspondientes en la órbita del satélite geoestacionario. Además, esta corrección varía en función del tiempo con las condiciones atmosféricas. En un punto de determinada latitud y para un ángulo de elevación dado, el acimut apuntado directamente hacia la órbita barrerá, al cabo de cierto periodo, una determinada zona angular.

Para poder aplicar la Recomendación 406 hay que tener en cuenta que un valor medio de refracción proporciona una protección importante y que, para obtener una protección total, conviene considerar los valores máximo y mínimo de la curvatura debida a la refracción, a fin de determinar los acimutes extremos de esa zona angular; esto puede hacerse sobre una base estadística. El ábaco de las figs. 1a y 1b sirve para determinar los acimutes extremos de la zona angular barrida a partir de los ángulos de elevación extremos e_1 y e_2 .

La determinación de la curvatura τ en función del clima, de la altitud de la estación y del ángulo de elevación ε no es fácil, pues no siempre puede admitirse la hipótesis de una atmósfera de referencia de tipo exponencial (véase el Informe 720), y dista de ser despreciable la posibilidad de que se formen conductos atmosféricos, sobre todo en ciertas zonas marítimas cálidas. En el Informe 720 figuran algunas indicaciones acerca de este problema.

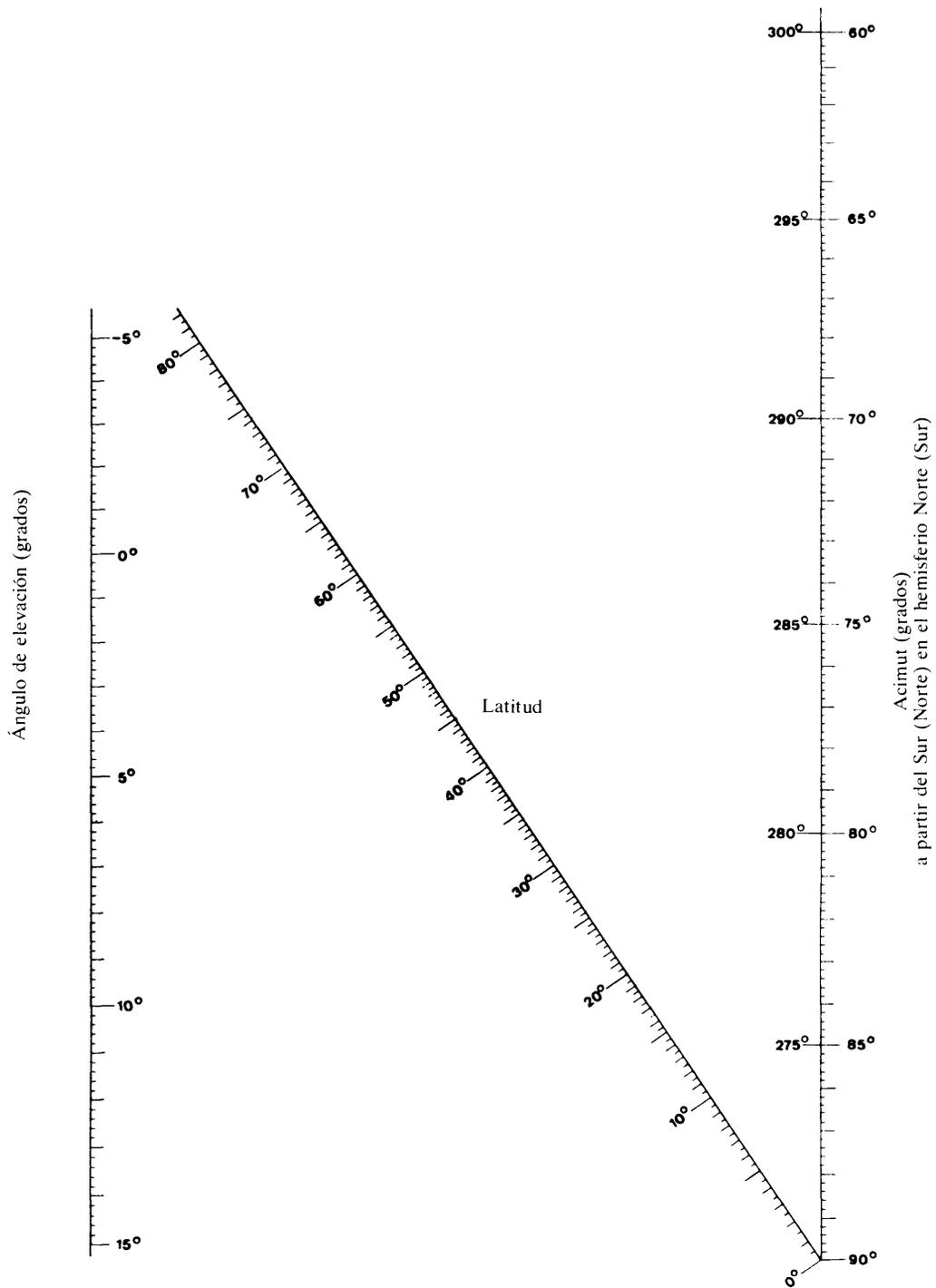


FIGURA 1a – Determinación de la dirección de la órbita de los satélites geostacionarios – Latitudes bajas y medias

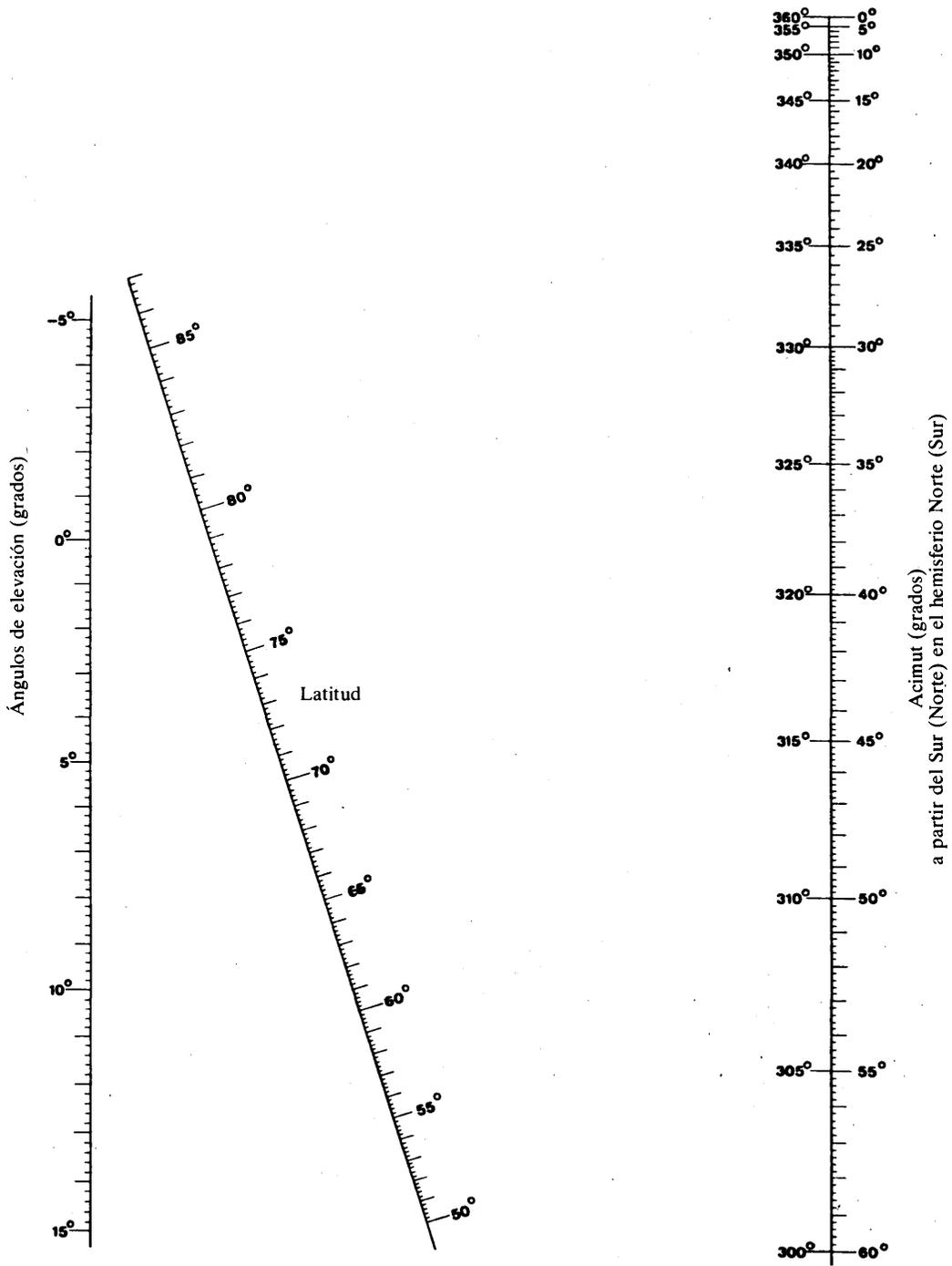


FIGURA 1b – Determinación de la dirección de la órbita de los satélites geostacionarios – Latitudes altas

CUADRO I — Acimutes de ángulos de elevación 0° de los puntos de la órbita de los satélites geoestacionarios

Latitud	Acimut	Latitud	Acimut	Latitud	Acimut
0,00	90,00	24,00	86,11	48,00	80,24
1,00	89,85	25,00	85,92	49,00	79,89
2,00	89,69	26,00	85,73	50,00	79,52
3,00	89,54	27,00	85,54	51,00	79,14
4,00	89,39	28,00	85,35	52,00	78,74
5,00	89,24	29,00	85,15	53,00	78,32
6,00	89,08	30,00	84,95	54,00	77,88
7,00	88,93	31,00	84,74	55,00	77,42
8,00	88,77	32,00	84,53	56,00	76,93
9,00	88,62	33,00	84,31	57,00	76,41
10,00	88,46	34,00	84,09	58,00	75,87
11,00	88,30	35,00	83,87	59,00	75,29
12,00	88,14	36,00	83,64	60,00	74,68
13,00	87,98	37,00	83,40	61,00	74,02
14,00	87,82	38,00	83,15	62,00	73,33
15,00	87,66	39,00	82,90	63,00	72,58
16,00	87,49	40,00	82,65	64,00	71,77
17,00	87,33	41,00	82,38	65,00	70,90
18,00	87,16	42,00	82,10	66,00	69,96
19,00	86,99	43,00	81,82	67,00	68,94
20,00	86,82	44,00	81,53	68,00	67,82
21,00	86,64	45,00	81,22	69,00	66,58
22,00	86,47	46,00	80,91	70,00	65,22
23,00	86,29	47,00	80,58		

Nota. — Acimutes (o complemento a 360°) con relación al meridiano del lugar, medido hacia el Sur en el hemisferio norte y hacia el Norte en el hemisferio sur.

De poder admitirse la hipótesis de una atmósfera de tipo exponencial y de que estén relacionados el coíndice de refracción en el suelo N_s y el gradiente ΔN del coíndice de refracción entre 0 y 1000 m, se pueden calcular curvas que indiquen la corrección τ en función del ángulo de elevación ϵ . Las figs. 4 a 7 del Informe 563 proporcionan datos útiles sobre los valores de ΔN correspondientes a distintas zonas geográficas; figuran en el Informe 238, las características de diferentes tipos de clima. La determinación de las correcciones máxima y mínima τ_1 y τ_2 se reduce entonces a la estimación de los valores máximo y mínimo de N (o de ΔN) que corresponden al caso particular estudiado.

La influencia de la altitud de la estación es muy difícil de estimar. Con ángulos de elevación positivos, el rayo radioeléctrico sale rápidamente de la atmósfera, la curvatura τ es relativamente pequeña y la influencia de la altitud es probablemente reducida. En cambio, con ángulos de elevación negativos, un rayo que cruza el horizonte atraviesa dos veces las capas más densas de la atmósfera, la curvatura τ es, pues, grande y su variación en función de la altitud, con un ángulo de elevación constante, es probablemente más importante. No obstante, no se poseen datos precisos a este respecto.

Provisionalmente, para proteger la órbita en todos los casos, se adoptarán las reglas siguientes:

5.1.1 En las zonas geográficas en que se disponga de datos de propagación que permitan determinar la curvatura sobre una base estadística, se deducirá de esos datos el valor máximo de curvatura, definido como el valor no excedido durante, por ejemplo, el 99,5% del tiempo, y su valor mínimo.

5.1.2 En los casos en que no se dispone de tales datos, se puede recurrir a la siguiente aproximación. Si se dispone de una atmósfera de referencia exponencial, los límites del coíndice de refracción se pueden calcular mediante el coíndice de refracción radioeléctrica al nivel del mar N_0 y el gradiente ΔN (y mediante los mapas mundiales). Las figs. 1 y 2 del Informe 563 muestran que una gama de valores de N_0 comprendidos entre 250 y 400 (ΔN al nivel del mar comprendido entre -30 y -68 , respectivamente) es representativa de los valores mínimo y máximo para una gran parte del globo y para todo el año. Una vez establecidos estos límites, se pueden calcular las curvas τ_1 y τ_2 en función del ángulo de elevación de la antena y de la altitud de la estación. Estas curvas se reproducen en la fig. 2.

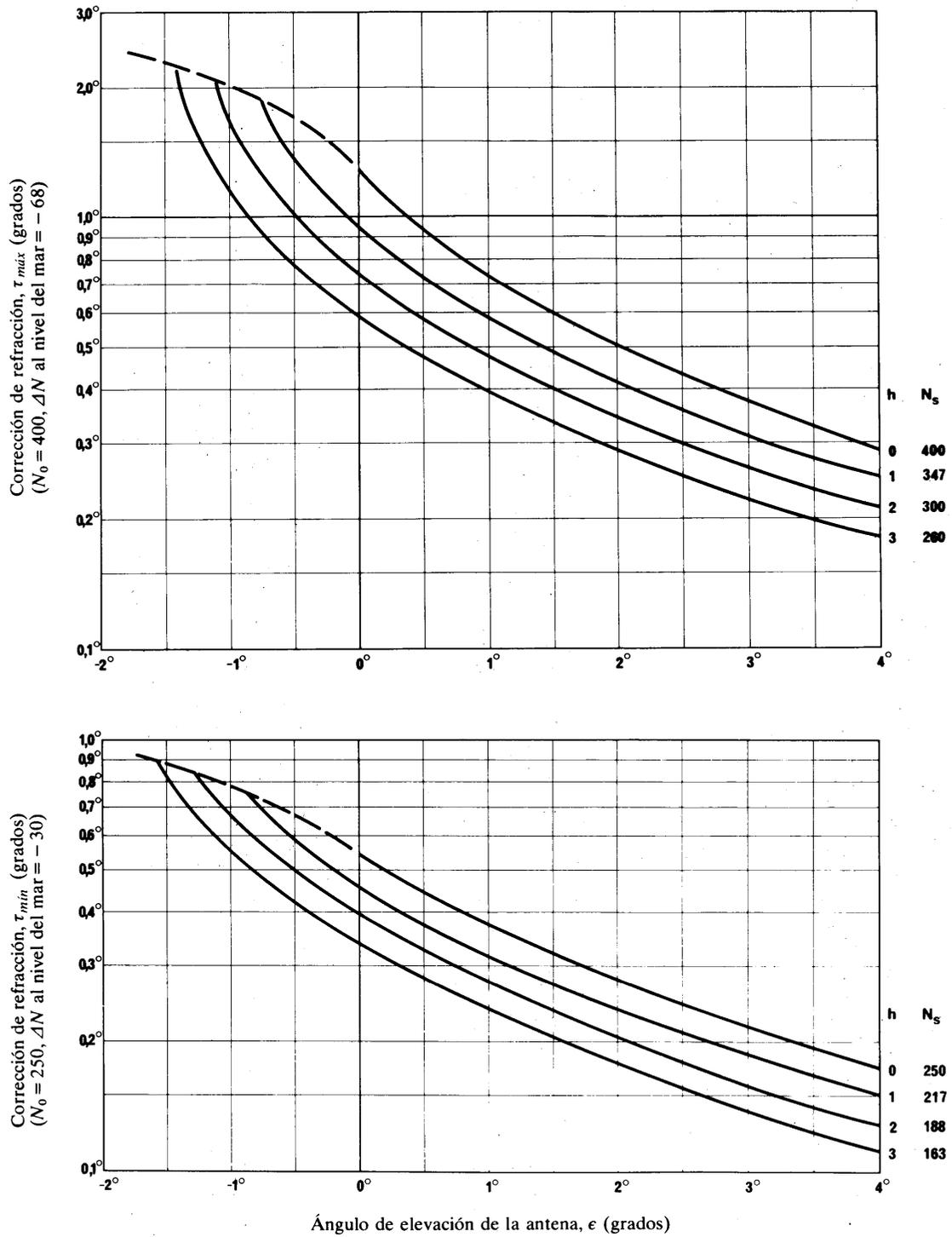


FIGURA 2 – Corrección de refracción en función del ángulo ϵ

h : Altura de la antena (km por encima del nivel medio del mar)

N_s : Coíndice de refracción (en unidades N) correspondiente a la altura h para un valor dado N_0 .

Según CRPL Exponential Reference Atmosphere, por Bean y Thayer, NBS Monograph 4, U.S. Dept. of Commerce (1959)

5.2 Desviación angular entre el haz de una antena y la órbita de un satélite geoestacionario

Una vez determinada la zona angular que define las direcciones en las que la antena está apuntada exactamente hacia la órbita (en función de la variación en el tiempo del efecto de refracción), para obtener con seguridad una desviación angular determinada entre la dirección del haz de la antena de un sistema de relevadores radioeléctricos y la órbita de los satélites geoestacionarios, es preciso dar a la dirección de la antena una cierta desviación acimutal a uno y otro lado de esa zona angular.

Para el caso de una estación de un sistema de relevadores radioeléctricos que se piensa construir con un ángulo de elevación de la antena comprendido entre $+3^\circ$ y -1° y que se encuentre en una región en la que se pueda suponer una atmósfera exponencial con un valor N_0 comprendido entre 250 y 400 (ΔN al nivel del mar comprendido entre -30 y -68 , respectivamente), mediante la fig. 3 se pueden determinar con rapidez los acimutes que pueden encontrarse en la zona crítica. Si el acimut del trayecto propuesto se encuentra fuera de las curvas A y B, no hay ningún peligro de interferencia y ese acimut será satisfactorio. Se pueden leer las curvas de la fig. 3 con una precisión de unos $\pm 0,5^\circ$.

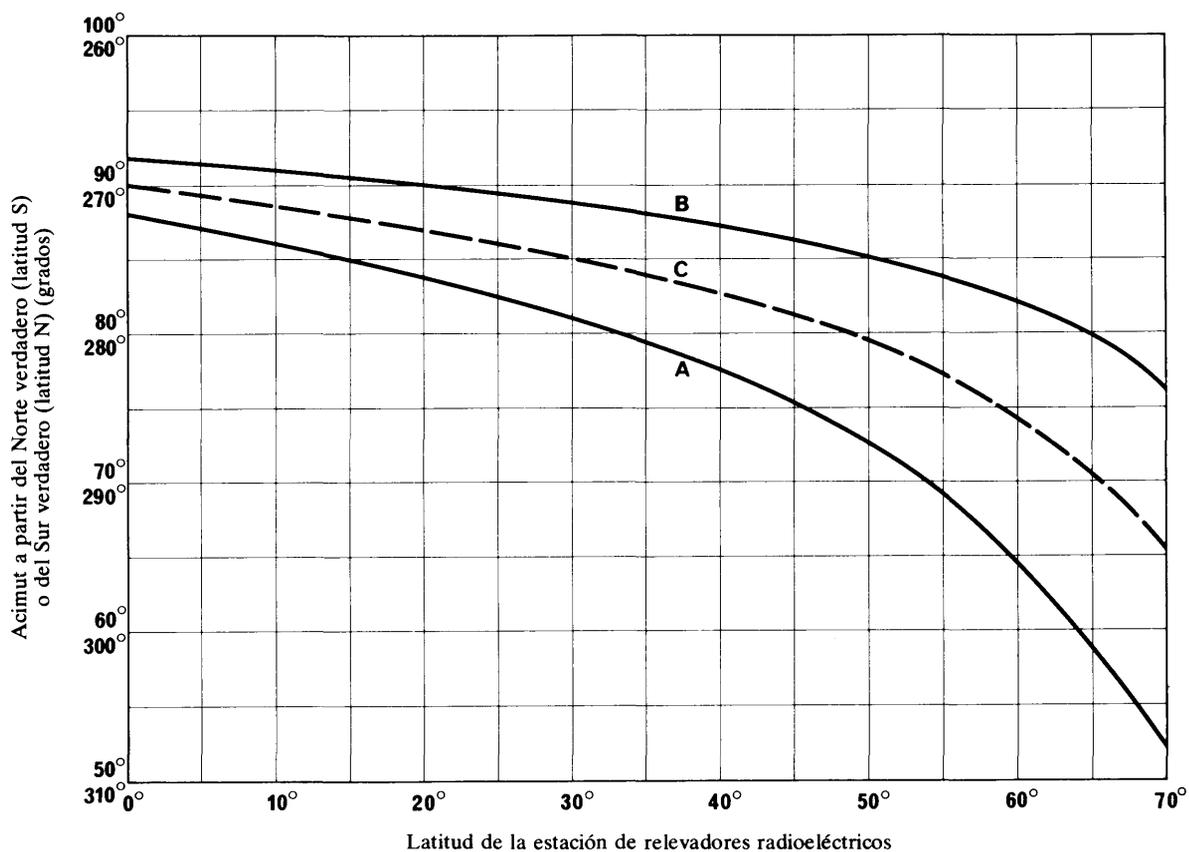


FIGURA 3 – Acimutes que deben evitarse en las estaciones de relevadores radioeléctricos

- Curvas A: Separación 2° para un ángulo de elevación de $+3^\circ$, suponiendo τ_{min}
 ($N_0 = 250$, ΔN al nivel del mar = -30 , $h = 0$)
 B: Separación 2° para un ángulo de elevación de -1° , suponiendo τ_{max}
 ($N_0 = 400$, ΔN al nivel del mar = -68 , $h = 1,5$ km)
 C: Ángulo de elevación 0° , sin refracción (véase el cuadro I)

Si el acimut del trayecto propuesto se encuentra entre la curva A y la curva B de la fig. 3, hay que utilizar por fuerza valores distintos de N_0 , o si el ángulo de elevación propuesto no pertenece a la gama comprendida entre $+3^\circ$ y -1° , se deben realizar cálculos adicionales. Para los muchos casos en los que no es aplicable la fig. 3, se puede utilizar la fig. 4 para determinar las desviaciones acimutales de un lado y otro de la zona angular central. Se dispone de curvas para los ángulos de protección de $0,5^\circ$, $1,5^\circ$ y 2° ; se pueden interpolar otros valores. Las curvas A, B y C se introducen en la dirección que se acerca al meridiano, y las curvas D, E o F en la dirección que se aleja. El horizonte terrestre se ha asimilado a una recta que corresponde a un ángulo de elevación constante muy próximo del de la antena; en consecuencia, las curvas D, E o F son paralelas al eje horizontal, con ordenadas en el origen de $0,5^\circ$, $1,5^\circ$ y 2° , respectivamente.

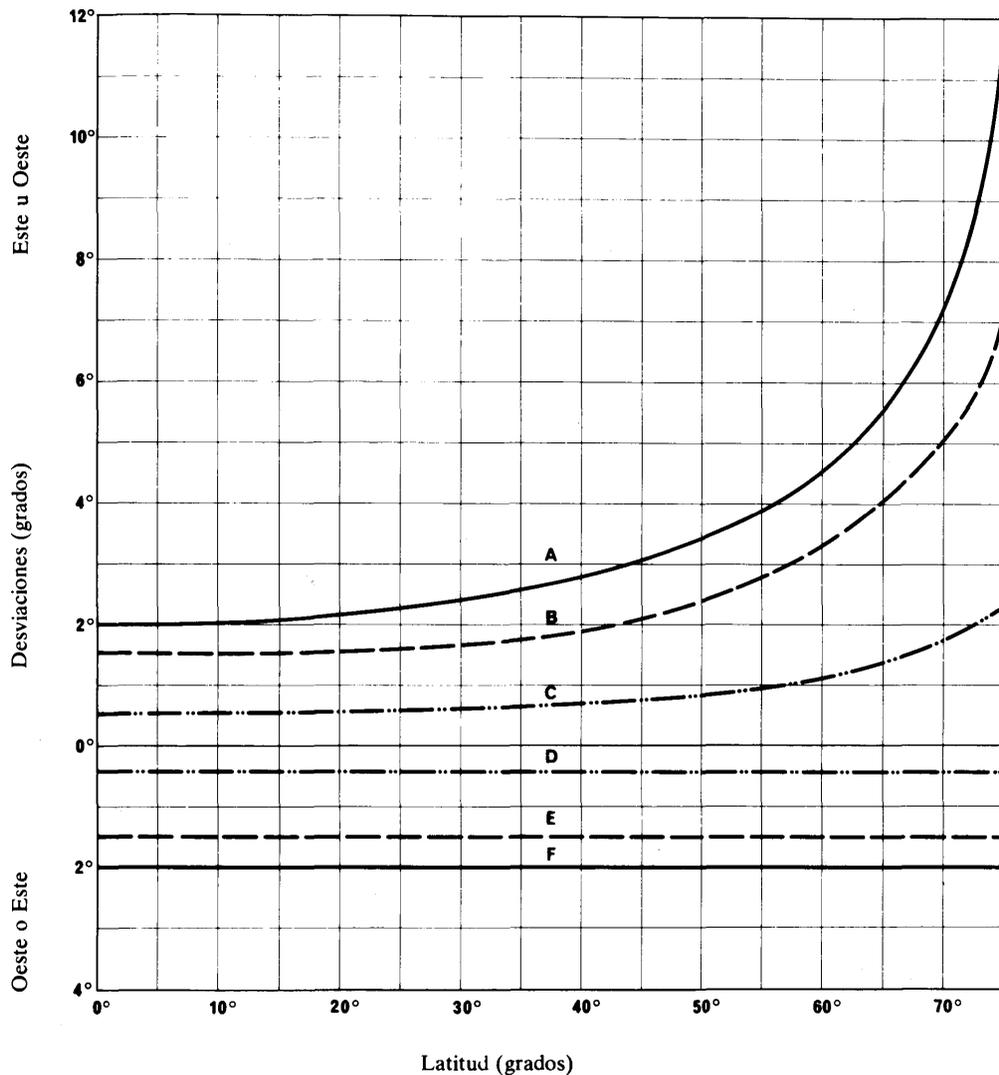


FIGURA 4 – Desviación acimutal (en grados) que hay que introducir entre la dirección principal de la antena de un sistema de relevadores radioeléctricos y la dirección de la órbita de los satélites geoestacionarios para obtener una protección de la órbita de $0,5^\circ$, $1,5^\circ$ ó 2°

- Curvas A: Protección de 2° , acercándose al meridiano
- B: Protección de $1,5^\circ$, acercándose al meridiano
- C: Protección de $0,5^\circ$, acercándose al meridiano
- D: Protección de $0,5^\circ$, alejándose del meridiano
- E: Protección de $1,5^\circ$, alejándose del meridiano
- F: Protección de 2° , alejándose del meridiano

Al proyectar una nueva sección de relevadores radioeléctricos, se puede determinar con rapidez la medida en que la puntería de su antena está sujeta a las restricciones previstas en la Recomendación 406 (véase la fig. 8). Se puede utilizar la fig. 5 para calcular el ángulo de elevación de la antena transmisora en función de la diferencia de altura entre las antenas transmisora y receptora y de la longitud de la sección. Una vez efectuada la corrección para tener en cuenta la refracción, de acuerdo con el punto 5.1, el ábaco de la fig. 1 da los acimutes extremos de la zona angular en función de los ángulos de elevación extremos e_1 y e_2 . La fig. 4 muestra a su vez las desviaciones acimutales que hay que prever a uno y otro lado de esa zona para obtener la deseada protección angular de la órbita.

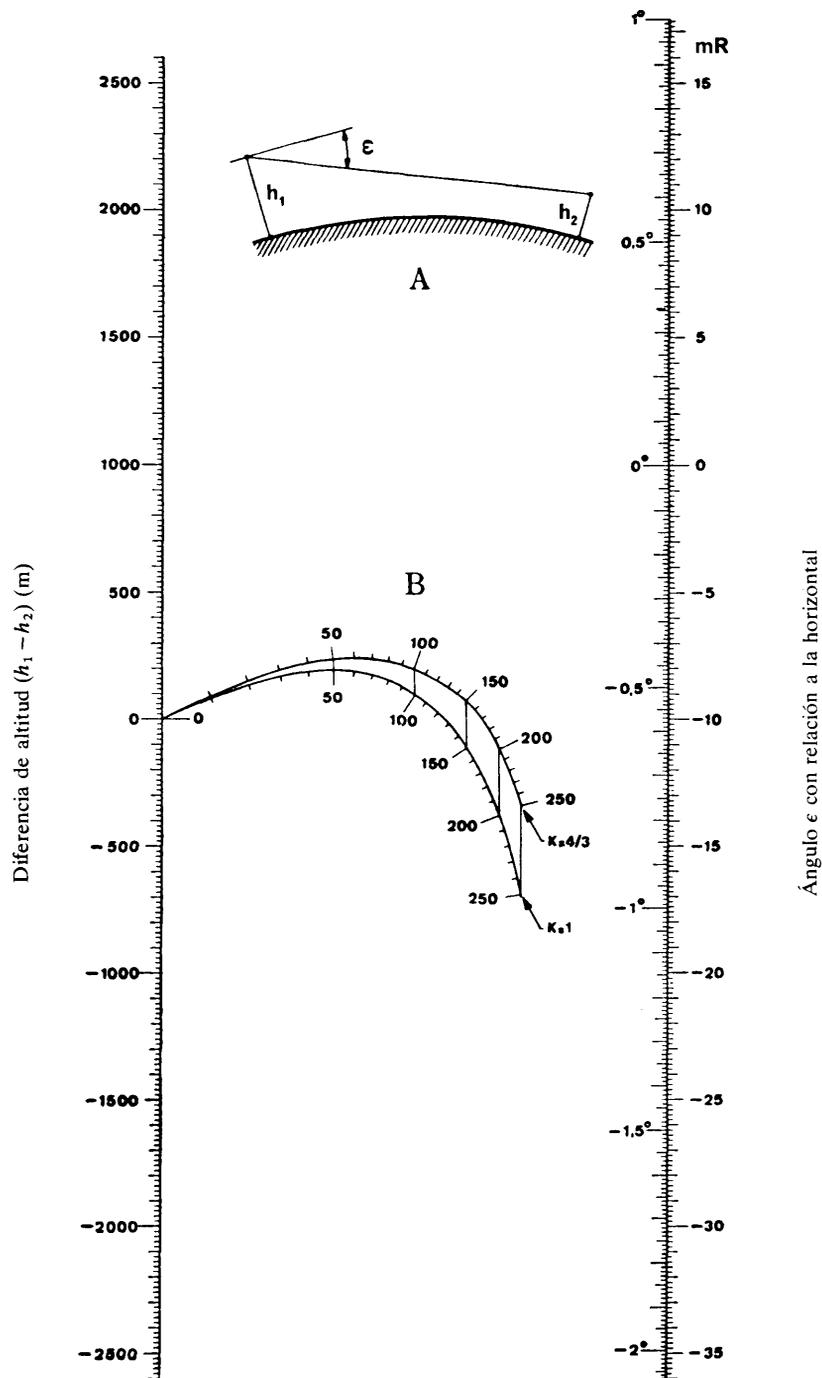


FIGURA 5 — Orientación de las antenas (relevadores radioeléctricos)

A: 1 milirradián = 3,44 minutos de arco = 0,0636 grados

B: Distancia entre las estaciones (km)

Esas desviaciones acimutales dependen de la latitud de la estación y del ángulo de elevación de su antena; en primera aproximación, se puede despreciar la influencia de los ángulos de elevación considerados, pues los errores correspondientes son pequeños comparados con los debidos a la incertidumbre en cuanto a los valores de corrección que se deben adoptar para el efecto de refracción. (Esto equivale a asimilar localmente la órbita a una recta.)

No obstante, en caso de duda o de situaciones geográficas particulares, es necesario hacer un estudio más preciso de la influencia del horizonte como se describe en el punto siguiente.

5.3 Utilización de un medio gráfico para determinar con más detalle los acimutes que hay que evitar

El método gráfico descrito en [Gould, 1967] tiene en cuenta la influencia del horizonte local real. Las aproximaciones en él utilizadas limitan su aplicación a las estaciones situadas por debajo de los 70° de latitud aproximadamente. Su precisión en acimut es de unos $0,1^\circ$, siendo mejor para pequeños ángulos de elevación.

Este método (fig. 6) se basa en la consideración de la órbita aparente de un satélite geostacionario, teniendo en cuenta el efecto de la refracción, la latitud de la estación terrenal, el ángulo de elevación de su antena y la influencia del horizonte óptico (real) local.

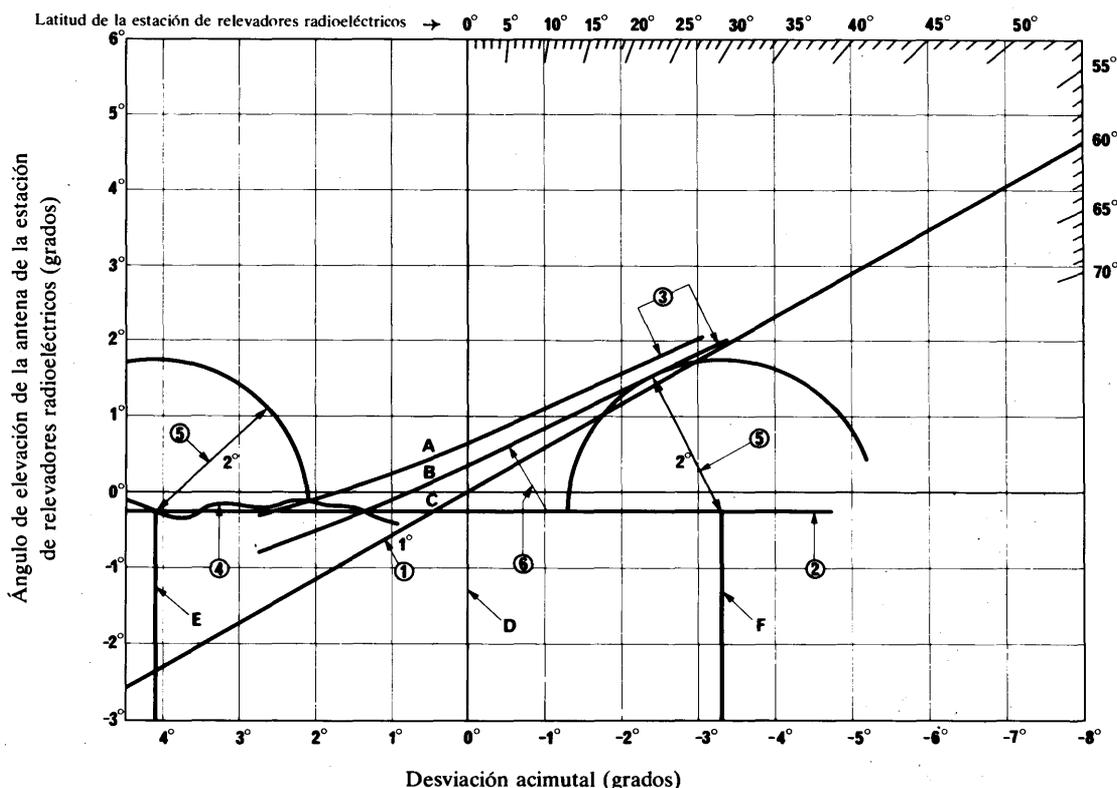


FIGURA 6 - Ejemplo de utilización del método gráfico

Altitud de la estación de relevadores radioeléctricos: 1 km

Latitud: 60°

Ángulo de elevación ϵ : $-0,25^\circ$

A: Refracción máxima
B: Refracción mínima
C: Refracción nula

D: Acimut de referencia: $74,68^\circ$ (cuadro I)
E: Límite superior: $74,68^\circ + 4,1^\circ = 78,78^\circ$
F: Límite inferior: $74,68^\circ - 3,3^\circ = 71,38^\circ$

Operaciones:

1. Establecer la proyección de la órbita trazando una recta entre el centro del gráfico y la latitud correspondiente a la estación de relevadores radioeléctricos.
2. Trazar una recta horizontal que pase por el ángulo de elevación proyectado.
3. Elevar esta recta para tener en cuenta la refracción. Trazar las curvas correspondientes a la refracción mínima y máxima prevista.
4. Trazar el horizonte óptico en la región considerada.
5. Sirviéndose de un compás o de un transportador, buscar los dos puntos en la recta correspondiente al ángulo de elevación que disten 2° de la más cercana de las líneas elevadas y que estén por encima del horizonte óptico.

Para trazar la órbita aparente (refractada), hay que elevar, en cada punto, la proyección geométrica de la órbita en una cantidad τ , que es función del ángulo de elevación de la órbita geométrica y de la altura de la estación (véase la fig. 7). Esta cantidad se ha obtenido a partir de la fig. 2 utilizando la ecuación (9), de modo que las restricciones que se mencionan al final del punto 5.1 se aplican igualmente a la fig. 7.

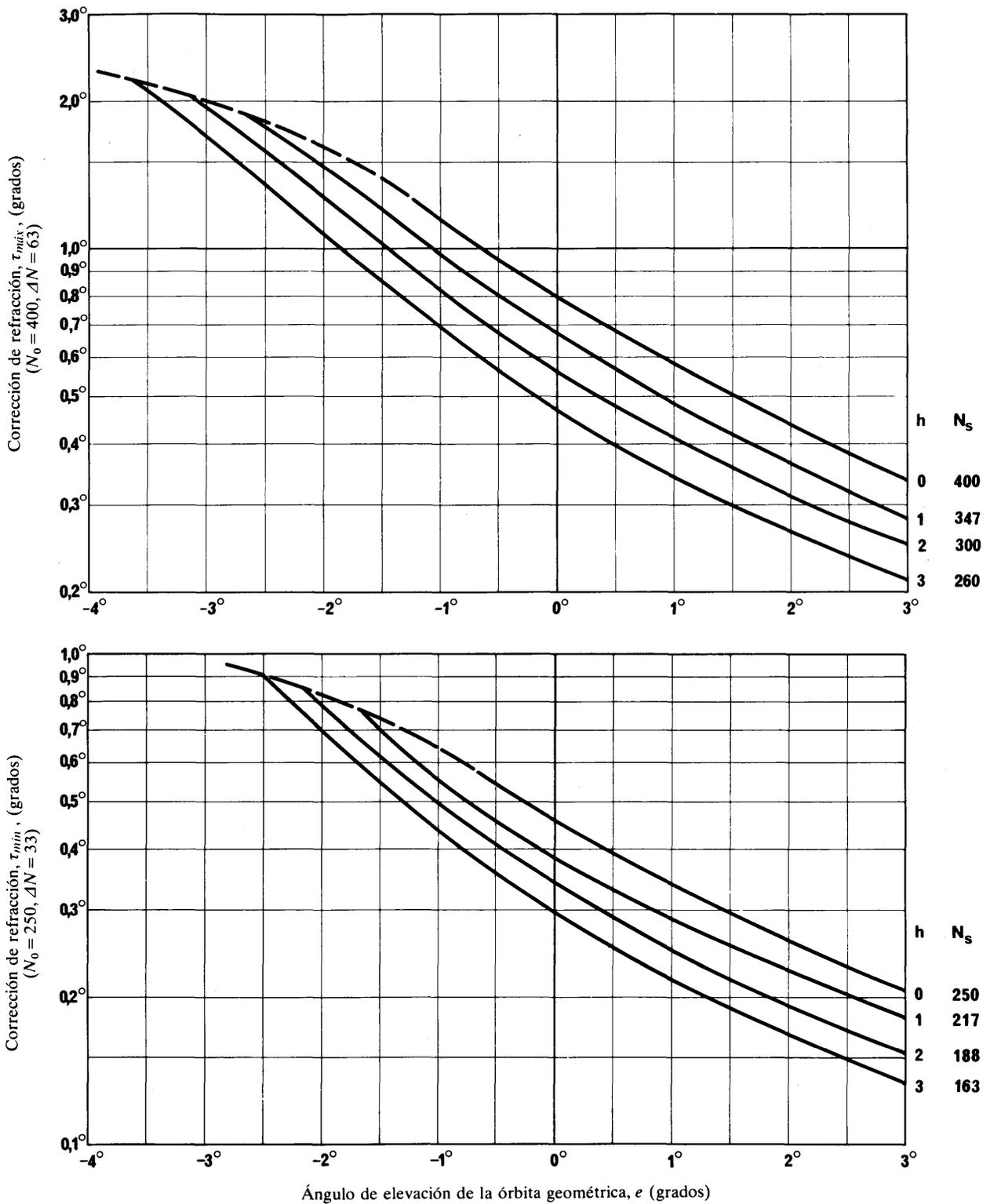


FIGURA 7 - Corrección de refracción para el ángulo e

h : Altura de la antena (km por encima del nivel medio del mar)

N_s : Refracción en unidades N correspondiente a la altura h para un valor dado N_0

Según CRPL Exponential Reference Atmosphere, por Bean y Thayer, NBS Monograph 4, U.S. Dept. of Commerce (1959)

El método puede resumirse como sigue:

5.3.1 En la fig. 6, trácese una recta que pase por el origen y por el punto correspondiente a la latitud de la estación considerada (esto implica que, en primera aproximación, la órbita puede asimilarse a una recta en ese pequeño intervalo). El acimut de referencia (0° en la fig. 6) para un ángulo de elevación cero lo da el cuadro I o las figs. 1a o 1b.

5.3.2 Trácese una recta horizontal correspondiente al ángulo de elevación ϵ previsto para la antena. Este ángulo puede determinarse por la fig. 5.

5.3.3 Elévese, en cada uno de sus puntos, la proyección geométrica de la órbita en una cantidad τ (función de e) para tener en cuenta las refracciones máxima y mínima previstas. Se obtienen así dos nuevas proyecciones, una de las cuales corresponde a la curvatura máxima y la otra a la curvatura mínima.

5.3.4 Trácese el horizonte local en la región del acimut considerado. Para los estudios preliminares se puede simplificar sustituyendo este horizonte por un horizonte medio aproximado.

5.3.5 Sirviéndose de un compás con una abertura de 2° , búsquese, en la recta correspondiente al ángulo de elevación constante de la antena, el centro del círculo tangente al trazado que corresponde a la curvatura mínima: queda así definido uno de los acimutes límite. Réstese esta desviación del acimut central determinado mediante el cuadro I, o las figs. 1a o 1b.

De modo similar, en la recta que representa el ángulo de elevación constante de la antena, búsquese el centro de un segundo círculo de forma que su punto de intersección más próximo al trazado de la curvatura máxima se encuentre inmediatamente por encima del horizonte; se define así el segundo acimut límite. Súmese esta desviación al acimut central.

5.3.6 Esta construcción gráfica sirve también para encontrar la desviación angular mínima real entre el acimut de una antena existente y el de la órbita. Esa desviación será la abertura de compás correspondiente a la distancia más corta entre el punto que represente el acimut y el ángulo de elevación ϵ de esa dirección de antena y el punto de la órbita más cercano. A continuación se puede utilizar la fig. 8 para determinar la potencia máxima radiada autorizada según la Recomendación 406.

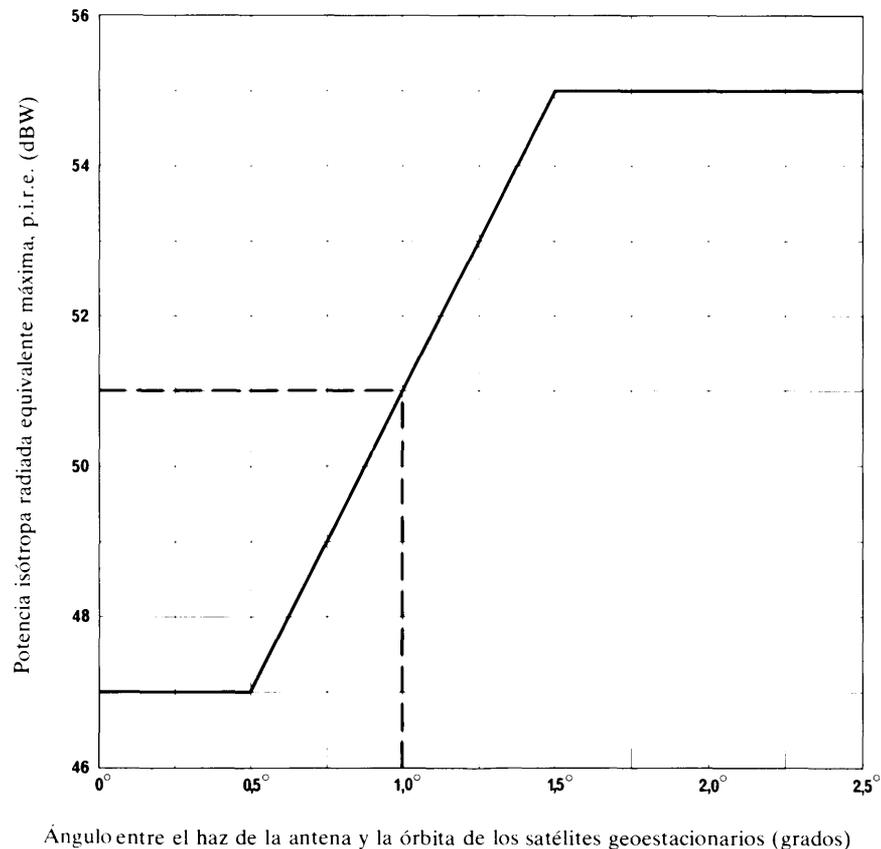


FIGURA 8 – P.i.r.e. máxima permitida (véase la Recomendación 406)

— — —: Ejemplo

5.4 Métodos analíticos

Para las estaciones situadas entre unos 70° y 81° de latitud (límites de la zona de servicio de un satélite geoestacionario), las diversas aproximaciones de las determinaciones gráficas no son bastante precisas, y hay que recurrir a métodos analíticos. Estos métodos son útiles cuando se quiere efectuar un estudio rápido de gran número de estaciones de relevadores radioeléctricos, y se prestan al empleo de ordenadores. Uno de estos métodos se describe en [Lundgren y May, 1969].

Si se conoce la distribución del coíndice de refracción, se pueden determinar las acimutes que hay que evitar, utilizando el método analítico descrito en [CCIR, 1966-69]. Este cálculo proporciona cierto número de cuadros que indican los acimutes que hay que evitar, en función de la latitud de una estación de un sistema de relevadores radioeléctricos, y del ángulo de elevación del haz de su antena. En [CCIR, 1966-69] se indican algunos ejemplos de tales cuadros, que facilitan la determinación de la exposición de la órbita de los satélites geoestacionarios a la radiación de los relevadores radioeléctricos.

Varias administraciones han elaborado programas de ordenador [FCC, 1972; CNET, 1973] que permiten calcular los acimutes que hay que evitar y el ángulo formado por la dirección del haz principal de la antena de un relevador radioeléctrico terrenal con la órbita de los satélites geoestacionarios.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ARECHEV, M. S. y KALACHNIKOV, N. I. [enero de 1974] Srednaya veroiatnost' obloutchenia niepodvijnoi anteny nazemnoi stantsii sistemoi krougovykh niesfazirovannykh ISZ (Probabilidad media de exposición a la radiación de una antena fija de estación terrena de un sistema de satélites desfasados en órbitas circulares). *Radiotekhnika*, Vol. 29, 1.
- CNET (Francia) [1973] Département EFT. Programme de calcul EFT 003A. Protection de l'orbite des satellites géostationnaires.
- FCC [agosto de 1972] Federal Communications Commission, Report CC-7201, Estados Unidos de América.
- GOULD, R. G. [1967] Protección de la órbita de satélites estacionarios. *Boletín de Telecomunicaciones*, Vol. 34, 8 (agosto de 1967) y Corrigéndum (noviembre de 1967).
- LUNDGREN, C. W. y MAY, A. S. [diciembre de 1969] Radio-relay antenna pointing for controlled interference with geostationary satellites. *BSTJ*, Vol. 48, 10, 3387-3422.

Documentos del CCIR

[1966-69]: IX/207 (Japón).

BIBLIOGRAFÍA

- BEAN, B. R. [marzo de 1962] The radio refractive index of air. *Proc. IRE*, Vol. 50, 3, 260-273.

INFORME 791-1

COMPARTICIÓN DE BANDAS DE FRECUENCIAS DEL SERVICIO ENTRE SATÉLITES CON LOS SERVICIOS FIJO Y MÓVIL

(Cuestión 17/9 y Programa de Estudios 2A/4)

(1978-1982)

1. Introducción

La CAMR-79 atribuyó las siguientes bandas: 22,55 a 23,55 GHz, 54,25 a 58,2 GHz, 59 a 64 GHz, 116 a 126 GHz, 126 a 134 GHz, 170 a 182 GHz y 185 a 190 GHz para ser compartidas entre el servicio entre satélites y los servicios fijo y móvil. En algunas de estas bandas la atenuación resultante de la absorción producida por el vapor de agua y los gases atmosféricos es un factor importante que facilita la compartición. Por el contrario, en otras bandas esa atenuación es menos importante y se deben utilizar otros medios para asegurar el éxito de la compartición.

En el presente Informe se examina la posibilidad de llevar a cabo una compartición de frecuencias entre el servicio entre satélites y los servicios fijo y móvil.

2. Atenuación atmosférica

Se atribuyen al servicio entre satélites partes del espectro vecinas a las rayas de absorción del oxígeno y del vapor de agua atmosféricos. La absorción de la onda incidente por los gases atmosféricos se debe a una resonancia de dipolos moleculares eléctricos y magnéticos. El oxígeno y el vapor de agua son los únicos gases que producen una absorción significativa en las bandas de frecuencias del servicio entre satélites.

En las bandas del servicio entre satélites de 54,25 a 58,2 GHz, 59 a 64 GHz, y 105 a 130 GHz, la absorción se debe fundamentalmente a la interacción magnética del dipolo de oxígeno con el campo incidente. La interacción del dipolo eléctrico del vapor de agua con el campo incidente produce absorción en las bandas de 170 a 182 GHz y 185 a 190 GHz (véase el Informe 719, figs. 2 y 4).

La dependencia de la atenuación atmosférica respecto de la frecuencia se evalúa y documenta en el Informe 719. Los valores teóricos de la atenuación cenital * a partir del nivel del mar y a través de la atmósfera se resumen en el cuadro I. Estos valores se basan en una atmósfera y en una concentración de vapor de agua de $7,5 \text{ g/m}^3$ (lo que representa una atmósfera moderadamente húmeda). La atenuación causada por la molécula de vapor de agua (H_2O) en la atmósfera puede considerarse únicamente como una estimación aproximada de la atenuación real, debido a la amplia variación que presenta el contenido de agua según el clima.

CUADRO I — *Gamas de variación de la atenuación cenital en las bandas de frecuencias del servicio entre satélites*

Bandas de frecuencias (GHz)	Atenuación cenital L_z (dB)	Observaciones
22,55–23,55	0 a 1,5	La atenuación depende de la humedad relativa.
54,25–58,2	11 a 150	La atenuación aumenta desde 54,25 hasta 58,2 GHz en forma aproximadamente lineal.
59–64	100 +	La atenuación varía rápidamente cerca de las rayas del oxígeno con valores máximos de aproximadamente 240 dB.
105–130	1,3 a 100 + a 1,9	La atenuación aumenta de 1,3 dB en 105 GHz a 100 + dB en 118,8 GHz (raya de absorción del O_2), y luego disminuye a 1,9 dB en 130 GHz.
170–182	7,0 a 80 ⁽¹⁾	La atenuación aumenta de 7,0 a 80 dB para una concentración de vapor de agua de $7,5 \text{ g/m}^3$.
185–190	80 a 13 ⁽¹⁾	La atenuación disminuye de 80 a 13 dB para una concentración de vapor de agua de $7,5 \text{ g/m}^3$.

⁽¹⁾ Atmósfera media con una concentración de vapor de agua de $7,5 \text{ g/m}^3$ en la superficie de la Tierra.

En el Informe 719 se examina la atenuación unidireccional teórica correspondiente a estaciones terrenales situadas en una gama de alturas por encima del nivel del mar. Los cálculos efectuados por [Reber y otros, 1970] demuestran igualmente que la forma de la curva de absorción en torno a 60 GHz pasa, de un perfil amplio y suave a nivel del mar, a una curva de rayas individuales (frecuencias resonantes del O_2) cuando las alturas de partida varían por encima del nivel del mar. Este fenómeno produce depresiones de baja atenuación entre las frecuencias resonantes del O_2 a altitudes superiores a 5 km.

La atenuación total de una onda incidente a través de la atmósfera puede definirse en función de la atenuación en la dirección del cenit (trayecto vertical) y del ángulo del trayecto de la onda por encima del horizonte [OT Report, 74-43, 1974]. Para ángulos de elevación θ superiores a unos 5° , la atenuación a través de la atmósfera (L_a) está relacionada con la atenuación cenital (L_z) por la sencilla relación de cosecante:

$$L_a = L_z \cdot \text{cosec}(\theta) \quad (1)$$

3. Aislamiento entre las estaciones terrenales y los satélites

Puesto que los satélites están siempre separados de las estaciones terrenales por una parte de la atmósfera, se dispondrá de la atenuación debida a la absorción atmosférica además de la pérdida en el espacio libre para aislar ambos servicios. Por ejemplo, la pérdida por absorción atmosférica supera los 100 dB a 60 GHz en un trayecto desde la superficie de la Tierra hasta la atmósfera exterior. La pérdida de trayecto en el espacio libre desde la órbita geoestacionaria al punto más cercano de la superficie de la Tierra es de aproximadamente 220 dB. En consecuencia, el aislamiento disponible en la banda entre satélites en 60 GHz entre una estación fija o móvil en la superficie de la Tierra y un satélite en la órbita geoestacionaria es de 320 dB o más.

* Referente a una onda que se propaga verticalmente hacia arriba desde un punto de la Tierra.

La potencia procedente de una estación terrenal que incide en un satélite se evalúa en términos de la densidad espectral de potencia interferente en el receptor del satélite. Este nivel de densidad espectral, expresado en dB(W/kHz), producido en un satélite por una estación terrenal viene dado por:

$$I = P_t + G_{t(\theta)} + G_{R(\varphi)} - L \quad (2)$$

donde

- P_t : densidad espectral de potencia del transmisor de la estación terrenal, en dB(W/kHz);
 $G_{t(\theta)}$, $G_{R(\varphi)}$: ganancias respectivas de las antenas terrenal y del satélite para el trayecto interferente, en dB (incluidas las pérdidas de adaptación y de línea de alimentación);
 L : pérdida del trayecto de propagación desde la estación terrenal hasta el satélite, en dB.

La pérdida del trayecto de propagación (L) comprende la pérdida por propagación en el espacio libre (L_s), la pérdida por absorción de la atmósfera (L_a) y las pérdidas por fenómenos meteorológicos (L_M).

Puede estimarse el nivel de interferencia causado a cualquier enlace por satélite mediante la ecuación (2) y la geometría asociada del trayecto de la señal interferente. La resolución de la ecuación (2) utilizando únicamente la pérdida por propagación en el espacio libre (L_s) y comparando el resultado con un nivel de interferencia permisible, determinará el grado de aislamiento necesario para la compartición de las bandas.

En el caso de los satélites situados en órbitas diferentes de la geoestacionaria, el grado de interferencia será función del tiempo durante el cual el satélite es visible desde el transmisor terrenal. En el caso de estos enlaces por satélite, en órbitas dispersadas aleatoriamente, la interferencia, de existir, será transitoria y la probabilidad de que rebase los criterios de interferencia será extremadamente pequeña.

4. Servicios fijo y móvil que comparten bandas de frecuencias con enlaces entre satélites en la órbita geoestacionaria

4.1 Introducción

El artículo 27 del Reglamento de Radiocomunicaciones limita la potencia máxima radiada por los servicios fijo o móvil cuando éstos comparten bandas de frecuencias con servicios de radiocomunicaciones espaciales por encima de 1 GHz. El número 2505 estipula: «El nivel máximo de potencia isotropa radiada equivalente de una estación del servicio fijo o móvil no será superior a +55 dBW.»

El artículo 27 limita también la potencia suministrada a una antena de los servicios fijo o móvil en el caso de la compartición con el servicio de radiocomunicaciones espaciales por encima de los servicios de 10 GHz. El número 2508 * estipula: «El nivel de la potencia suministrada a la antena por un transmisor de los servicios fijo o móvil, en las bandas de frecuencia superiores a 10 GHz, no excederá de +10 dBW.»

Del número 2505 *, y suponiendo una densidad espectral de potencia uniforme en una banda de 4 kHz, la densidad espectral de potencia según la ecuación (2) viene dada por:

$$I = 49 \text{ dB(W/kHz)} + G_{R(\varphi)} - L \quad (3)$$

Esta ecuación se basa en la hipótesis de que el haz principal del transmisor terrenal está dirigido hacia el satélite.

Para la determinación de los valores de la densidad máxima de flujo de potencia admisible de la interferencia similar a ruido, o de la potencia total de interferencia del tipo de onda continua, se utilizará el límite estipulado en el Informe 548 para los receptores de vehículos espaciales no tripulados que funcionen por debajo de 15 GHz. El límite consiste en que un nivel de la señal interferente a la entrada del receptor de -161 dB(W/kHz), que no se sobrepase durante más de 0,1% del tiempo, es aceptable para las misiones espaciales no tripuladas. Este criterio se basa en las siguientes hipótesis:

- una temperatura de ruido operativa limitada por la superficie terrestre caliente de 600 K (-201 dB(W/Hz)), y
- una anchura de banda de detección en el satélite superior a 1 kHz (30 dB), debido a la necesidad de una captación automática rápida de las señales.

La relación interferencia/ruido para el 0,1% del tiempo utilizado en el criterio corresponde a 10 dB. Por tanto:

$$\text{Interferencia (0,1\%)} = -201 \text{ dB(W/Hz)} + 30 \text{ dB} + 10 \text{ dB} = -161 \text{ dB(W/kHz)}$$

* Si bien el número 2510 limita la aplicación de las disposiciones 2505 y 2508 a las atribuciones particulares de frecuencias por debajo de 40 GHz, en el resto del presente análisis se supondrá que son también aplicables en general por encima de 40 GHz.

La ganancia requerida de la antena receptora $G_{R(\varphi)}$ para un enlace entre satélites queda determinada por la pérdida del trayecto entre los satélites y la capacidad de éstos para mantenerse dentro de una anchura angular a 3 dB utilizable (mantenimiento en posición). En el Informe 451 se analizan estos requisitos y se postula un diámetro máximo de la antena de 1,2 m en función de las dimensiones de la cápsula del satélite del vehículo de lanzamiento. A los fines del presente Informe, la ganancia máxima de la antena de recepción $G_{R(\varphi)}$ se calculará utilizando dicho diámetro. La ganancia resultante (54,7 dB a 60 GHz para una eficacia de antena del 55%) debería aproximarse al valor máximo para cualquier sistema práctico de antena que se utilice en el servicio entre satélites.

4.2 Interferencia producida por los servicios fijo y móvil al servicio entre satélites

Según los límites de p.i.r.e. y de potencia mencionados en el punto 4.1, el nivel de la interferencia producida a la entrada de los receptores del enlace entre satélites por la radiación de las estaciones terrenales, dependerá de la ganancia de las antenas de dicho enlace en la dirección del limbo de la Tierra. Si esa interferencia ha de mantenerse a niveles aceptablemente bajos, habrá de ser igualmente limitada la ganancia de la antena del enlace entre satélites en la misma dirección. Esto impondrá otra condición respecto a la precisión de puntería de las antenas del enlace entre satélites con relación al limbo de la Tierra y, por lo tanto, respecto a la separación orbital máxima admisible de los satélites que intervienen.

Por ejemplo, si a la entrada del receptor del enlace entre satélites la interferencia máxima admisible, procedente de una sola fuente, ha de ser 15 dB inferior al ruido del sistema en la anchura de banda según la regla de Carson, la condición impuesta a $G(\theta)$ (ganancia de la antena del enlace entre satélites en la dirección del limbo) se expresará por:

$$E_T - L + G(\theta) = 10 \log(kT_s B) - 15 \quad (4)$$

donde:

- E_T : p.i.r.e. máxima admisible terrenal (55 dBW),
- L : pérdida en el espacio libre en el trayecto de interferencia (213 dB a 25 GHz),
- T_s : temperatura de ruido del sistema (1000 K),
- B : anchura de banda según la regla de Carson del enlace entre satélites (780 MHz).

Con los valores que figuran entre paréntesis a título ilustrativo, el enlace entre satélites estará protegido en el grado deseado, a condición de que:

$$G(\theta) \leq 33,5 \text{ dB}$$

Para comprender lo que ello implica en la geometría del trayecto del enlace entre satélites, supondremos, también esta vez, que el diagrama de radiación de la antena de dicho enlace corresponde a la envolvente de los lóbulos laterales del Informe 558. Para el enlace entre satélites descrito en el cuadro II (separación entre satélites 10° , $G_m = 50 \text{ dB}$, $\theta_0 = 0,25$

en donde:

- G_m : ganancia máxima de la antena del enlace entre satélites,
- θ_0 : semiapertura angular de la antena del enlace entre satélites entre puntos a 3 dB),

el ángulo que debe formar la antena del enlace entre satélites con el limbo de la Tierra para evitar la interferencia debida a los transmisores terrenales es de:

$$\theta_{min} = 0,59^\circ$$

Este ángulo de protección se ilustra en la fig. 1.

4.3 Interferencia producida por el servicio entre satélites a los servicios fijo y móvil

El criterio para proteger a los servicios fijo y móvil de la interferencia producida por el servicio entre satélites puede estimarse suponiendo que se aplican a las bandas compartidas entre los servicios fijo y móvil y el servicio entre satélites las mismas densidades de flujo de potencia aplicables a la banda 17,7-19,7 GHz. Estas interferencias se especifican en los números 2578 y 2580 del Reglamento de Radiocomunicaciones como sigue:

- 115 dB(W/(m² · MHz)) para $0^\circ \leq \delta < 5^\circ$
- 115 + $(\delta - 5)/2$ dB(W/(m² · MHz)) para $5^\circ \leq \delta < 25^\circ$
- 105 dB(W/(m² · MHz)) para $25^\circ \leq \delta < 90^\circ$

siendo δ el ángulo de llegada.

Puede verse que la densidad de flujo de potencia en la superficie de la Tierra causada por un enlace entre satélites que tenga las características indicadas en el cuadro II será realmente mucho más baja que las que se han indicado.

Para demostrar esto se observará que, en condiciones de espacio libre, la densidad de flujo de potencia interferente producida por un enlace entre satélites en la superficie de la Tierra es:

$$P_{ISL} + G(\theta) - 162(\text{dB}(\text{W}/(\text{m}^2 \cdot \text{MHz}))) \quad (5)$$

donde:

P_{ISL} : densidad máxima de potencia del transmisor del enlace entre satélites ($\text{dB}(\text{W}/\text{MHz})$),

$G(\theta)$: ganancia de la antena del enlace entre satélites en la dirección del limbo de la Tierra (dB).

Dando a esta magnitud un valor de $-115 \text{ dB}(\text{W}/(\text{m}^2 \cdot \text{MHz}))$ y suponiendo que P_{ISL} es, como mínimo, inferior en 10 dB a la potencia de 10 W del transmisor del enlace entre satélites indicada en el ejemplo del punto 1, se deduce que $G(\theta)$ no debe exceder de 47 dB.

Para determinar la precisión con que la antena del enlace entre satélites puede apuntar al limbo de la Tierra, supóngase que el diagrama de radiación de la antena de dicho enlace corresponde a la envolvente de los lóbulos laterales especificada en el Informe 558 para las antenas de las estaciones espaciales del servicio fijo por satélite:

$$G(\theta) = \begin{cases} G_m - 3(\theta/\theta_0)^2 \text{ dB} & \text{para } 1 \leq \theta/\theta_0 \leq 2,6 \\ G_m - 20 \text{ dB} & \text{para } 2,6 < \theta/\theta_0 \leq 6,3 \\ G_m - 25 \log(\theta/\theta_0) \text{ dB} & \text{para } 6,3 < \theta/\theta_0 \leq \theta_1/\theta_0 \\ -10 \text{ dB} & \text{para } \theta > \theta_1 \end{cases} \quad (6)$$

donde:

θ : ángulo formado por el eje de la antena del enlace entre satélites con el limbo de la Tierra,

G_m : ganancia máxima (dB) de la antena del enlace entre satélites,

θ_0 : semiapertura angular del haz de la antena del enlace entre satélites entre puntos a 3 dB,

θ_1 : valor de θ cuando $G(\theta) = -10 \text{ dB}$.

Asignando a $G(\theta)$ un valor de 47 dB y tomando $\theta_0 = 0,25^\circ$ como en el ejemplo del punto 4.2, el ángulo mínimo entre las antenas del enlace entre satélites y el limbo de la Tierra para evitar interferir a los receptores terrenales será solamente de:

$$\theta_{min} = 0,25^\circ$$

Es esta una restricción despreciable en la geometría del enlace entre satélites. La separación orbital entre los satélites terminales de dicho enlace entre satélites es:

$$\varphi = 162,8 - 2\theta \quad (\text{grados}) \quad (7)$$

donde, como en el caso precedente, θ es el ángulo formado por el eje de la antena del enlace entre satélites con el limbo de la Tierra. Así pues, la condición impuesta a θ por el límite de densidad de flujo de potencia $-115 \text{ dB}(\text{W}/\text{m}^2 \cdot \text{MHz})$ reduce la separación orbital máxima admisible en sólo medio grado, aproximadamente, respecto a la impuesta por la propia presencia de la Tierra (véase la fig. 1).

CUADRO II — Características supuestas de un enlace entre satélites

Potencia de salida del transpondedor (W)	10
Anchura del haz entre puntos a potencia mitad de la antena (grados)	$\approx 0,5$, independiente de la frecuencia
Ganancia de antena (dB)	≈ 50 , independiente de la frecuencia
Temperatura de ruido del sistema (K)	1000 (cielo oscuro)
Frecuencia más elevada de modulación (MHz)	130
Excursión de frecuencia de cresta de la portadora MF (MHz)	260
Anchura de banda según la regla de Carson en radiofrecuencia (MHz)	780

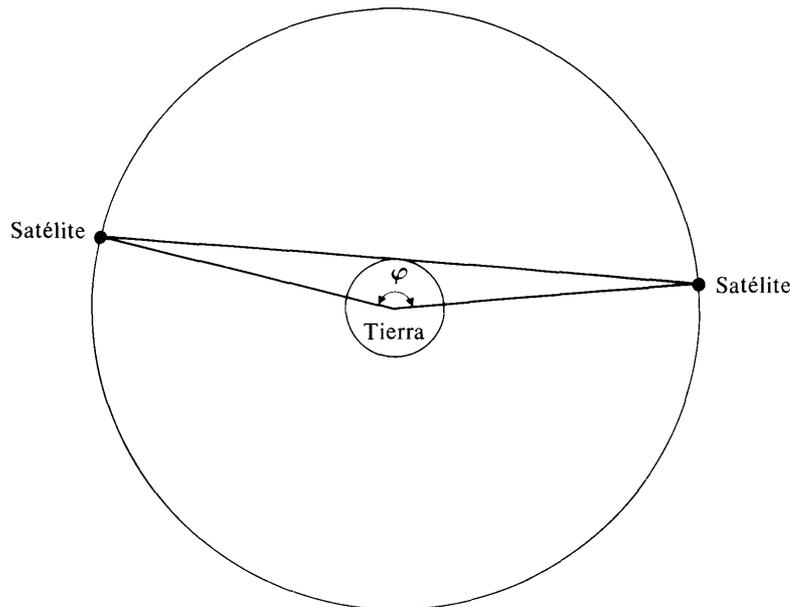


FIGURA 1 – Separación máxima posible entre enlaces entre satélites para evitar la interferencia

$\Phi_{m\acute{a}x}$ para evitar que el haz entre satélites incida en la Tierra: $162,8^\circ$

$\Phi_{m\acute{a}x}$ para evitar la interferencia a los servicios fijo y móvil:

$$162,8^\circ - 2 \theta_f = 162,8^\circ - 2(0,25) = 162,3^\circ$$

$\Phi_{m\acute{a}x}$ para evitar la interferencia a enlaces entre satélites:

$$162,8^\circ - 2 \theta_l = 162,8^\circ - 2(0,59) = 161,62^\circ$$

El menor valor, $161,62^\circ$, es la separación de referencia

5. Conclusiones

La primera generación de enlaces entre satélites deberán funcionar en bandas de frecuencias de microondas inferiores a unos 40 GHz. Estudios anteriores [Welti, 1976 y 1977] sobre otros posibles métodos de transmisión apuntan una preferencia por el empleo de la doble modulación de frecuencia en dichos enlaces. Sobre esta base, se indican anchuras de banda de radiofrecuencia del orden de 1 GHz en cada sentido de la transmisión para enlace entre satélites con capacidad de unos 2000 circuitos telefónicos bidireccionales.

Con la adopción de los sencillos criterios de compartición ya en vigor en las bandas adyacentes (véase el punto 4.3) parece factible una compartición en condiciones de igualdad entre los enlaces entre satélites que tengan las características descritas en el cuadro II y los servicios fijo y móvil en las bandas próximas a 25 GHz, sin que sea necesario imponer limitaciones importantes de diseño a los sistemas de ninguno de estos servicios. En las bandas superiores atribuidas al servicio entre satélites y a los servicios fijo y móvil, el aislamiento adicional resultante de la atenuación atmosférica proporciona márgenes aún mayores para la compartición.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- OT Report 74-43 [1974] A survey of Earth-to-satellite propagation factors between 2.5 and 275 GHz. US Dept. of Commerce, Office of Telecommunications, Institute for Telecommunications Science, Boulder, Colo., Estados Unidos de América.
- REBER, E. E., MITCHELL, R. L. y CORBER, C. J. [julio de 1970] Attenuation of 5 mm wavelength sand in a variable atmosphere. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, 472-479.
- WELTI, G. R. [diciembre de 1976] Intersatellite link technology. COMSAT Labs. Tech. Rep. CL-TR-2-76.
- WELTI, G. R. [diciembre de 1977] Intersatellite link for distributed primary satellites. COMSAT Labs. Tech. Rep. CL-TR-3-77.

BIBLIOGRAFÍA

- Documentos del CCIR*
[1978-82]: 4/14 (9/113) (Estados Unidos de América).

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

SECCIÓN 4/9B: COORDINACIÓN Y CÁLCULOS DE INTERFERENCIA

Recomendación e Informes

RECOMENDACIÓN 359-5

DETERMINACIÓN DE LA ZONA DE COORDINACIÓN DE LAS ESTACIONES TERRENAS DEL SERVICIO FIJO POR SATÉLITE QUE UTILICEN LAS MISMAS BANDAS DE FRECUENCIAS QUE LOS SISTEMAS TERRENALES DEL SERVICIO FIJO

(Programa de Estudios 2A/4)

(1963-1966-1970-1974-1978-1982)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que la compartición, por estaciones terrenas y estaciones terrenales, de las mismas bandas de frecuencias, entraña riesgo de interferencias mutuas (interferencias de transmisiones de estaciones terrenas en la recepción de estaciones terrenales, e interferencias de transmisiones de estaciones terrenales en la recepción de estaciones terrenas);
- b) que, para evitar estas interferencias, convendría coordinar las frecuencias de transmisión y de recepción utilizadas por las estaciones terrenas con las empleadas por los servicios terrenales que puedan ser perturbados por transmisiones de estaciones terrenas o causar interferencias a estas últimas estaciones;
- c) que esta coordinación habrá de efectuarse dentro de una zona alrededor de la estación terrena hasta unos límites fuera de los cuales pueda considerarse despreciable la probabilidad de interferencias mutuas;
- d) que en ciertos casos esa zona puede interesar a varias administraciones;
- e) que estas interferencias mutuas dependerán de varios factores, entre otros, potencias de transmisión, ganancias de antena en la dirección de las señales interferentes, niveles de interferencia admisible en los receptores, mecanismos que intervienen en la propagación de las ondas radioeléctricas, radioclimatología, distancias entre estaciones y perfil del terreno;
- f) que habrá que examinar detalladamente en cada caso las posibilidades de interferencia, teniendo en cuenta todos los factores que intervienen;
- g) que, antes de este examen detallado, convendrá establecer un método, basado en hipótesis generales, para determinar una zona de coordinación alrededor de una estación terrena tal que la probabilidad de interferencia mutua pueda considerarse despreciable para estaciones terrenales situadas fuera de esa zona; el Reglamento de Radiocomunicaciones prevé que las administraciones deben concertarse siempre que la zona de coordinación de esa estación penetre en el territorio dependiente de otra administración;
- h) que la Conferencia Administrativa Mundial de Radiocomunicaciones, Ginebra, 1979, adoptó el método descrito en el apéndice 28 al Reglamento de Radiocomunicaciones para determinar la zona de coordinación e invitó al CCIR a que prosiguiera sus estudios a este respecto (véase la Recomendación N.º 711 de la CAMR-79);
- j) que la Conferencia adoptó también la Resolución N.º 60 por la que invita al CCIR a conservar los textos pertinentes resultantes de esos estudios en un formato que permita su inserción directa en el apéndice 28 del Reglamento de Radiocomunicaciones en sustitución de los actuales puntos 3, 4 y 6, o del anexo III, cuando la Asamblea Plenaria del CCIR haya llegado a la conclusión de que dicha inserción se justifica,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

1. Que se tengan en cuenta la coordinación y la planificación internacionales que serán necesarias si se quiere que las estaciones terrenas del servicio fijo por satélite utilicen las mismas bandas de frecuencias que estaciones terrenales situadas en países vecinos, sin que se produzcan interferencias mutuas excesivas.
2. Que la zona de coordinación de las estaciones terrenas de transmisión y de recepción se determine según el método descrito en el apéndice 28 al Reglamento de Radiocomunicaciones y sobre la base de los parámetros indicados en dicho apéndice.
3. Que el Informe 382 que da los resultados de estudios complementarios para la determinación de la zona de coordinación podría ser útil en el futuro, pero por el momento incluye datos de propagación provisionales.
4. Que los puntos 3, 4 y 6 del Informe 382 y su anexo II se actualicen en función de los últimos datos de propagación adoptados por la Comisión de Estudio 5, en un formato adecuado para su inserción directa en el apéndice 28 del Reglamento de Radiocomunicaciones.
5. Que, si esos cambios son suficientemente importantes para justificar la revisión del apéndice 28, se formule la correspondiente propuesta de revisión a la Asamblea Plenaria del CCIR conforme a la Resolución N.º 60 de la Conferencia Administrativa Mundial de Radiocomunicaciones, Ginebra, 1979.

INFORME 382-4 *

DETERMINACIÓN DE LA ZONA DE COORDINACIÓN

(Programa de Estudios 2A/4)

(1966-1970-1974-1978-1982)

Nota Preliminar

En este Informe se incluyen algunos datos de propagación que figuran en los Informes 724, 563 y 569. Algunos de estos datos tienen carácter provisional, por lo que, por el momento, no se propone el presente Informe como base para modificaciones del Reglamento de Radiocomunicaciones. Se pide a las administraciones que comparen los resultados obtenidos aplicando este Informe con los métodos del apéndice 28 del Reglamento de Radiocomunicaciones y que envíen al CCIR los resultados de tales comparaciones.

1. Introducción

En el presente Informe se describe un procedimiento para determinar la zona de coordinación en torno al transmisor o al receptor de una estación terrena que funcione en las bandas de frecuencias comprendidas entre 1 y 40 GHz, compartidas entre servicios de radiocomunicación espaciales y terrenales. El procedimiento descrito en este Informe está relacionado, pero no es necesariamente idéntico, con el del apéndice 28 del Reglamento de Radiocomunicaciones. En particular, los puntos 3, 4, 6 y el anexo II del presente Informe pueden diferir de las partes correspondientes del apéndice 28, y reflejan los estudios más recientes del CCIR relacionados con la propagación.

La explotación de estaciones terrenales y terrestres, transmisoras y receptoras en bandas de frecuencias compartidas entre 1 y 40 GHz, puede dar lugar a interferencias entre estaciones de los dos servicios. La magnitud de dicha interferencia depende de la pérdida de transmisión a lo largo del trayecto de interferencia el cual, a su vez, depende de factores tales como la longitud y la disposición geométrica general del trayecto de interferencia (es decir, del apantallamiento del emplazamiento), de las directividades de las antenas, de las condiciones radiometeorológicas y de los porcentajes de tiempo durante los cuales la pérdida de transmisión no debe excederse.

El objeto del presente Informe es proporcionar un método para determinar, en todas las direcciones acimutales alrededor de la estación terrena transmisora y/o receptora, una distancia a partir de la cual la pérdida de transmisión se prevé que exceda un nivel aceptable determinado durante todo el tiempo, salvo un determinado porcentaje aceptable. Una distancia determinada de esta manera se denomina «distancia de coordinación» y los extremos de las distancias de coordinación determinadas para todos los acimutes definen un contorno alrededor de la estación terrena (el contorno de coordinación) que delimita la zona de coordinación. Con la elección apropiada de la pérdida de transmisión aceptable y del porcentaje de tiempo asociado durante el cual no debe excederse, las estaciones terrenales situadas fuera de la zona de coordinación sólo sufrirán u ocasionarán interferencias despreciables.

La zona de coordinación se obtiene calculando, para todas las direcciones acimutales a partir de la estación terrena, las distancias de coordinación y dibujando a escala en un mapa apropiado, el contorno de coordinación, que es límite de la zona de coordinación. En este Informe se describen métodos apropiados para determinar, sea gráficamente o por computador, la zona de coordinación.

Aunque el concepto de «distancia de coordinación» está fundado en datos técnicos, su naturaleza es administrativa y como se determina antes de haber estudiado con todo detalle casos precisos de posibles interferencias, hay que basar esta determinación en valores supuestos de los parámetros de los sistemas terrenales, mientras que se conocen los parámetros pertinentes de las estaciones terrenales. Para no retardar los progresos de la técnica en materia de sistemas terrenales, deben elegirse para los parámetros supuestos valores algo superiores a los que actualmente se utilizan.

Se subraya que la presencia o la instalación de una estación terrenal en la zona de coordinación de una estación terrena, no impide necesariamente la explotación satisfactoria de la estación terrena o de la estación terrenal, pues el procedimiento se basa en hipótesis muy desfavorables en lo que respecta a la interferencia mutua.

Para determinar la zona de coordinación habrá que considerar dos casos:

- cuando la estación terrena está transmitiendo (y por consiguiente en condiciones de causar interferencia a las estaciones terrenales en recepción);
- cuando la estación terrena está recibiendo (y por consiguiente expuesta a las interferencias de las emisiones de estaciones terrenales).

* Este Informe debe señalarse a la atención de la Comisión de Estudio 5.

Cuando una estación terrena está destinada a transmitir diferentes clases de emisión, los parámetros de la estación terrena a utilizar para la determinación del contorno de coordinación deben ser aquellos que conducen a las mayores distancias de coordinación, para cada haz de antena de la estación terrena y en cada banda de frecuencias atribuidas que la estación terrena se propone utilizar en compartición con los servicios terrenales.

Cuando una estación terrena está destinada a recibir en diferentes clases de emisiones, los parámetros de la estación terrena que han de utilizarse para determinar el contorno de coordinación deben ser aquellos que conducen a las mayores distancias de coordinación, para cada haz de antena de la estación terrena, y en cada banda de frecuencias atribuidas que la estación terrena se propone utilizar en compartición con los servicios terrenales.

Se sugiere que deben trazarse, además del contorno de coordinación, contornos auxiliares basados en hipótesis menos desfavorables que las empleadas para establecer el contorno de coordinación. Estos contornos auxiliares pueden utilizarse para excluir de las negociaciones entre las administraciones interesadas ciertas estaciones terrenales existentes, o en proyecto, situadas dentro de la zona de coordinación sin que sea necesario recurrir a cálculos más precisos.

2. Consideraciones generales

2.1 Concepto de la pérdida de transmisión mínima admisible

La determinación de la distancia de coordinación entendida como distancia desde una estación terrena, más allá de la cual la interferencia sufrida o causada por una estación terrenal puede considerarse despreciable, se basa en el postulado de que la atenuación de una señal interferente aumenta regularmente en función de la distancia.

El grado de atenuación necesario entre un transmisor interferente y un receptor interferido lo da la «pérdida de transmisión mínima admisible (en dB) para el $p\%$ del tiempo» (valor que debe rebasar la atenuación de la transmisión prevista o real durante el $(100 - p)\%$ del tiempo).

$$L(p) = P_t - P_r(p) \quad \text{dB} \quad (1)$$

donde:

P_t * : potencia máxima de transmisión (dBW) disponible a la entrada de la antena de una estación interferente, en la anchura de banda de referencia;

$P_r(p)$: nivel admisible de una emisión interferente (dBW) en la anchura de banda de referencia que no ha de rebasarse durante un porcentaje de tiempo superior a p , a la salida de la antena receptora de una estación interferida cuando la emisión interferente procede de una sola fuente.

P_t y $P_r(p)$ están definidas para la misma anchura de banda de radiofrecuencia (anchura de banda de referencia) y $L(p)$ y $P_r(p)$ para el mismo porcentaje de tiempo, valores que están determinados por los criterios de calidad de funcionamiento del sistema interferido.

Para los pequeños porcentajes de tiempo que aquí interesan, es necesario distinguir entre dos mecanismos de propagación muy diferentes para una emisión interferente:

- propagación troposférica a lo largo de trayectos que siguen más o menos el círculo máximo; modo (1), véase el punto 3;
- propagación de señales por dispersión debida a hidrometeoros; modo (2), véase el punto 4.

2.2 Concepto de pérdida básica de transmisión mínima admisible

En el caso del modo de propagación (1) la pérdida de transmisión se define por parámetros separables, por ejemplo una pérdida básica de transmisión (es decir, la atenuación entre antenas isotropas) y las ganancias efectivas de las antenas en uno y otro extremo de un trayecto de interferencia. La pérdida básica de transmisión mínima admisible puede entonces expresarse como sigue:

$$L_b(p) = P_t + G_t + G_r - P_r(p) \quad \text{dB} \quad (2)$$

donde:

$L_b(p)$: pérdida básica de transmisión mínima admisible (dB) para el $p\%$ del tiempo (valor que debe rebasar la pérdida básica de transmisión prevista o real durante el $(100 - p)\%$ del tiempo);

G_t : ganancia isotropa (dB) de la antena transmisora de la estación interferente. Si la estación interferente es una estación terrena, esta es la ganancia de la antena en dirección del horizonte físico, en el acimut de la estación terrenal. En el caso de una estación terrenal, debe utilizarse la ganancia máxima de la antena de esta estación;

G_r : ganancia isotropa (dB) de la antena receptora de la estación interferida. Si la estación interferida es una estación terrena, esta es la ganancia en dirección del horizonte físico, en el acimut de la estación terrenal. En el caso de una estación terrenal, debe utilizarse la ganancia máxima de la antena de esta estación.

* Las letras con prima se refieren a los parámetros correspondientes a la estación interferente.

En la Recomendación 465 y en los Informes 391 y 614, figura información adicional sobre diagramas de radiación. En el anexo I figuran métodos numéricos y gráficos para determinar el ángulo que forman el haz principal de la antena de la estación terrena y el horizonte físico, y la ganancia de la antena en la dirección del horizonte como funciones del ángulo acimutal.

Si se consideran satélites no geoestacionarios, cualesquiera de las dos ganancias G_r y G_e que corresponda a la antena de la estación terrena, variará con el tiempo. En este caso debe utilizarse una ganancia equivalente de antena, invariable con el tiempo* e igual al mayor de los dos valores siguientes: 10 dB menos que la máxima ganancia en la dirección del horizonte de la antena, o el valor de la ganancia en la dirección del horizonte de la antena que no se rebase durante más del 10% del tiempo (si se conoce).

2.3 Determinación y tabulación de los parámetros de interferencia

2.3.1 Nivel recibido admisible de la emisión interferente

El nivel admisible de la emisión interferente (dBW) en la anchura de banda de referencia, que no debe superarse durante más de un $p\%$ del tiempo a la salida de la antena receptora de una estación sujeta a interferencia, está dado, para cada fuente de interferencia, por la siguiente fórmula general:

$$P_r(p) = 10 \log (kT_e B) + J + M(p) - W \quad \text{dBW} \quad (3)$$

donde:

$$M(p) = M(p_0/n) = M_0(p_0) \quad \text{dB} \quad (4)$$

siendo:

- k : constante de Boltzmann, $1,38 \times 10^{-23}$ J/K;
- T_e : temperatura de ruido térmico del sistema receptor (K) en la salida de la antena receptora (véase la nota 1);
- B : anchura de banda de referencia (Hz) (anchura de banda, del sistema interferido, en que es posible determinar el valor medio de la potencia de la emisión interferente);
- J : relación (dB) entre la potencia admisible de la emisión interferente a largo plazo (20% del tiempo), y la potencia de ruido térmico del sistema de recepción, en el terminal de la antena receptora interferida (véase la nota 2);
- p_0 : porcentaje del tiempo durante el cual la interferencia procedente de todas las fuentes puede exceder el valor admisible;
- n : número previsto de interferencias incidentes, que se suponen incorreladas para pequeños porcentajes de tiempo;
- p : porcentaje del tiempo durante el cual la interferencia de una fuente puede exceder el valor admisible, puesto que no es probable que las interferencias incidentes se produzcan simultáneamente: $p = p_0/n$;
- $M_0(p_0)$: relación (dB) entre el nivel de potencia total admisible para todas las emisiones interferentes (todas las fuentes) excedido durante el $p\%$ del tiempo y el excedido durante el 20% del tiempo (véase la nota 3);
- $M(p)$: relación (dB) entre el nivel de potencia admisible de una emisión interferente (una sola fuente) excedido durante el $p\%$ del tiempo, y el nivel de potencia total admisible de todas las emisiones interferentes (todas las fuentes) excedido durante el 20% del tiempo.
- W : factor de equivalencia (dB) que relaciona la interferencia de las emisiones interferentes con la causada alternativamente por la introducción de un ruido térmico adicional de igual potencia en la anchura de banda de referencia. Este factor es positivo si la emisión interferente produce mayor perturbación que el ruido térmico (véase la nota 4).

Los cuadros I y II dan valores de parámetros mencionados.

* La ganancia equivalente de la antena no debe ser empleada cuando la antena de la estación terrena esté apuntada en la misma dirección en periodos de duración apreciable (por ejemplo, cuando trabaja con sondas espaciales o con satélites casi geoestacionarios).

CUADRO I — *Parámetros necesarios para la determinación de la zona de coordinación para una estación terrena transmisora*

Tipo de estación terrenal		Estación de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa				Estación de radioenlaces transhorizonte	
Bandas de frecuencias (GHz) ⁽⁶⁾		1-10		10-15		15-40	1-10
Tipo de señal moduladora de la estación terrenal ⁽¹⁾		A	N	A	N	N	A
Parámetros y criterios de interferencia	p_0 (%)	0,01	0,001	0,01	0,003	0,003	0,01
	n	2	1	2	1	1	1
	p (%)	0,005	0,001	0,005	0,003	0,003	0,01
	J (dB) ⁽²⁾	16	-6	16	-6	-6	9
	$M_0(p_0)$ (dB) ⁽³⁾	17	41	17	30	30	17
	W (dB) ⁽⁴⁾	0	0	0	0	0	0
Parámetros de la estación terrenal	B (Hz)	4×10^3	10^6	4×10^3	10^6	10^6	4×10^3
	G_r (dB) ⁽⁵⁾	45 ⁽⁷⁾	45 ⁽⁷⁾	50	50	50	52
	ΔG (dB)	3 ⁽⁷⁾	3 ⁽⁷⁾	8	8	8	10
	T_e (K)	750	750	1500	1500	3200	500
Parámetros auxiliares	S (dBW)	176 ⁽⁸⁾	150 ⁽⁸⁾	178	157	154	192
	$P_r(p)$ (dBW) en B	-131	-105	-128	-107	-104	-140

⁽¹⁾ A: Modulación analógica; N: Modulación digital.

En los casos en que la señal moduladora de la estación terrenal puede ser tanto analógica como digital, deberán utilizarse los parámetros que conduzcan a la zona de coordinación más grande.

⁽²⁾ La nota 2 del punto 2.3.1 define y examina el valor del parámetro J en sistemas analógicos y digitales. Con la adición de un anexo al Informe 877 en el que se proponen criterios de interferencia a los sistemas de relevadores radioeléctricos digitales, el valor de J para los sistemas digitales requiere ulterior estudio, al igual que los valores de p_0 (%) de n .

⁽³⁾ y ⁽⁴⁾: Véanse las notas 3 y 4 del punto 2.3.1.

⁽⁵⁾ Las pérdidas del alimentador de la antena no están incluidas en los valores de G_r .

⁽⁶⁾ Las bandas de frecuencias atribuidas figuran en el apéndice 28 al Reglamento de Radiocomunicaciones.

⁽⁷⁾ Este valor corresponde a 6 GHz. Para otras frecuencias, se pueden encontrar valores apropiados en el cuadro I bis.

⁽⁸⁾ El valor indicado es para 6 GHz; para otras frecuencias, los valores pueden deducirse del cuadro I bis. Para la definición del parámetro S , véase el punto 2.3.2.

CUADRO I bis

Frecuencias (GHz)	1,5	2	4	6	7-8
G_r (dB)	35	37	42	45	47
ΔG (dB)	-7	-5	0	3	5

CUADRO II — *Parámetros necesarios para determinar la zona de coordinación para una estación terrena receptora*

Tipo de servicio de radiocomunicaciones espaciales		Servicio fijo por satélite					Investigación espacial		Meteo- rología por satélite (⁹)	Opera- ciones espacia- les (tele- medida) (⁹)	Exploración de la Tierra por satélite (⁹)	
							Espacio próxi- mo a la Tierra	Espacio lejano y vehicu- los tripula- dos				
Bandas de frecuencias (GHz) (⁶)		1-10		10-15		15-40	1-10	1-10	1-15	1-10	1-10	10-40
Tipo de señal moduladora (¹)	Estación terrena	A	N	A	N	N	—	—	—	—		
	Estación terrenal	A	A	A	A	N	A	A	A	A		
Parámetros y criterios de interferencia	p_0 (%)	0,03	0,003	0,03	0,003	0,003	0,1	0,001			1,0	
	n	3	3	2	1	1	2	1				
	p (%)	0,01	0,001	0,015	0,003	0,003	0,05	0,001				
	J (dB) (²)	-8,5	-8,5	-8,5	-8,5	-8,5	—	—				
	$M_0(p_0)$ (dB) (³)	17	≥ 5	17	≥ 5	≥ 5	—	—				
	W (dB) (⁴)	4	0	4	0	0	—	—				
Parámetros de la estación terrenal (visibilidad directa)	E (dBW) en B	55	55	55	55	35 (⁷)	25 (⁸)	25 (⁸)	55	55	55	
	P_r (dBW) en B	13	13	10	10	-10 (⁷)	-17 (⁸)	-17 (⁸)	13	13	13	
	ΔG (dB)	0	0	3	3	3	0	0	0	0	0	
Parámetros de la estación terrenal (transhorizonte)	E (dBW) en B	92	92	—	—	—	62 (⁸)	62 (⁸)	92	—	—	
	P_r (dBW) en B	40	40	—	—	—	10 (⁸)	10 (⁸)	40	—	—	
	ΔG (dB)	10	10	—	—	—	10	10	10	—	—	
Anchura de banda de referencia	B (Hz) (⁵)	10^6	10^6	10^6	10^6	10^6	1	1			10^6	
Nivel permisible de interferencia	$P_r(p)$ (dBW) en B	—	—	—	—	—	-220	-220			-154	

(¹) A: Modulación analógica; N: Modulación digital.

(²) (³) y (⁴): Véanse las notas 2, 3 y 4 del punto 2.3.1.

(⁵) En algunos sistemas del servicio fijo por satélite puede convenir escoger una mayor anchura de banda B de referencia cuando las características del sistema lo permitan. No obstante, esta mayor anchura de banda determinará menores distancias de coordinación y si posteriormente se decide reducir la anchura de banda de referencia, podrá ser necesario determinar nuevamente la distancia de coordinación de la estación terrena. También puede ser conveniente reducir el valor de la anchura de banda de referencia; por ejemplo, para las transmisiones en banda estrecha se pudiera suponer que la anchura de banda de referencia B es igual a la anchura de banda ocupada por las transmisiones deseadas.

(⁶) Las bandas de frecuencias atribuidas figuran en el apéndice 28 al Reglamento de Radiocomunicaciones.

(⁷) Estos valores suponen una anchura de banda de radiofrecuencia no inferior a 100 MHz, y son inferiores en 20 dB a la potencia total supuesta para la emisión.

(⁸) Estos valores se estiman para una anchura de banda de 1 Hz e inferiores en 30 dB a la potencia total supuesta para la emisión.

(⁹) Las características relativas a estos servicios pueden variar sobre un margen bastante amplio. Son necesarios estudios complementarios para poder dar valores representativos.

En algunos casos, una administración puede tener razones para creer que está justificado para su estación terrena adoptar valores diferentes de los que se indican en el cuadro II. Hay que destacar el hecho de que para sistemas determinados puede ser necesario cambiar la anchura de banda B o, por ejemplo, en el caso de sistemas de asignación por demanda, cambiar los porcentajes de tiempo p y p_0 respecto de los indicados en el cuadro II. Para más información véase el punto 2.3.6.

Nota 1. — La temperatura de ruido del sistema receptor (K), referida a los terminales de salida de la antena receptora, puede determinarse por la fórmula siguiente:

$$T_e = T_a + (e - 1) 290 + eT_r \quad \text{K} \quad (5a)$$

siendo:

T_a : temperatura de ruido (K) de la antena receptora;

e : valor numérico de la pérdida en la línea de transmisión (por ejemplo, el guíaondas) existente entre los terminales de la antena y el paso de entrada del receptor;

T_r : temperatura de ruido a la entrada del receptor (K), incluidas las contribuciones de todas las etapas sucesivas referidas a los terminales de entrada del receptor.

Para receptores de sistemas de relevadores radioeléctricos y cuando no se conozca la pérdida de guíaondas de una estación terrena receptora, se utilizará un valor de $e = 1,0$.

Nota 2. — El factor J (dB) se define como la relación entre la potencia total de la suma de todas las emisiones interferentes admisible a largo plazo (20% del tiempo) y la potencia de ruido térmico de radiofrecuencia en la anchura de banda de referencia de un solo receptor. En el cálculo de este factor se considera que la emisión interferente tiene una densidad espectral de potencia uniforme, teniéndose en cuenta su forma espectral efectiva por medio del factor W (véase más adelante). Por ejemplo, en un circuito ficticio de referencia de relevadores radioeléctricos que comprenda 50 tramos, la potencia de interferencia total aditiva tolerable es de 1000 pW0p (Recomendación 357) y la potencia media del ruido térmico por tramo puede suponerse que es de 25 pW0p. Por consiguiente, como en un sistema multiplex por distribución de frecuencia y modulación de frecuencia (MDF-MF) la relación entre la potencia de un ruido interferente uniforme y la potencia de un ruido térmico en la misma anchura de banda de referencia es igual antes y después de la demodulación, J está dada por la relación 1000/25 expresada en dB, es decir, $J = 16$ dB. En un sistema del servicio fijo por satélite, la potencia de interferencia total admisible proveniente de los sistemas terrenales también es de 1000 pW0p (Recomendación 356) mientras que el ruido térmico del enlace descendente no debe ser superior a 7000 pW0p, lo que hace $J \geq -8,5$ dB.

En los sistemas digitales, la interferencia se mide y especifica en términos del aumento admisible de la proporción de bits erróneos. Mientras que el aumento de la proporción de bits erróneos en un circuito de referencia que comprenda enlaces en tándem es aditivo, la potencia de radiofrecuencia de las emisiones interferentes que dan lugar a ese aumento de la proporción de bits erróneos no lo es, porque la proporción de bits erróneos no es una función lineal de la relación señal/ruido antes de la demodulación o de la relación señal/emisión interferente. Así, puede ser necesario proteger a cada receptor por separado. Los criterios de interferencia para la protección de transmisiones digitales están todavía en estudio. Sin embargo, la Recomendación 558 establece que el nivel recibido de la suma de las emisiones no deseadas a largo plazo no excederá el 10% de la potencia total de ruido de predemodulación más la interferencia, que produce una proporción de bits erróneos de 10^{-6} en las señales telefónicas MIC de 8 bits, recibidas por una estación terrena del servicio fijo por satélite. Suponiendo que la potencia de ruido térmico en una señal de este tipo no contribuye en más del 70% a la potencia total de ruido más interferencia, sería también apropiado un valor de $J \geq -8,5$ dB.

Para sistemas terrenales digitales es deseable que el margen individual del enlace no se degrade más de 1 dB por la presencia de emisiones interferentes a largo plazo. Esto será posible seleccionando un valor de $J \geq -6$ dB.

Nota 3. — $M_0(p_0)$ es el «margen de interferencia» es decir la relación (dB) entre los niveles de potencia admisibles a corto plazo ($p_0\%$) y a largo plazo (20%), de la suma de todas las emisiones interferentes.

Para los sistemas de relevadores radioeléctricos analógicos y del servicio fijo por satélite es igual a la relación (dB) entre 50 000 y 1000 pW0p (17 dB).

En el caso de sistemas digitales, puede ser útil definir la calidad de funcionamiento en la mayoría de las regiones del mundo como el porcentaje de tiempo p_0 durante el cual el nivel de la señal deseada puede descender por debajo del umbral de funcionamiento, definido por una proporción de bits erróneos dada. Durante el funcionamiento sin desvanecimientos del sistema, el nivel de la señal deseada superará el umbral en un margen M_s . Cuanto mayor sea este margen, mayor será el nivel de la señal interferente necesario para degradar el sistema hasta el nivel del umbral.

Puede demostrarse que la degradación hasta el nivel umbral de un sistema sin desvanecimientos debida a un aumento del nivel de una emisión interferente, viene dada aproximadamente por la fórmula:

$$M_0(p_0) = M_s - J \quad \text{dB} \quad (5b)$$

donde todos los parámetros están en dB, como se ha definido anteriormente. Sin embargo, generalmente no se utilizarán valores de $M_0(p_0)$ mayores que unos $-10 \log p_0$ dB (donde p_0 está en tanto por ciento del tiempo), especialmente en el modo de propagación (1) en trayectos terrestres, puesto que para valores muchos mayores de $M_0(p_0)$, las distancias de coordinación determinadas únicamente para pequeños porcentajes de tiempo no proporcionarán suficiente protección para la explotación nominal (20% del tiempo) de los sistemas interferidos.

Nota 4. — El factor W (dB) es la relación entre el nivel de la potencia de ruido térmico de radiofrecuencia y la potencia recibida de una emisión interferente que, en el lugar de la primera y contenida en la misma anchura de banda (de referencia), produzca la misma interferencia (es decir, un aumento en la potencia de ruido del canal de audio o de video, o en la proporción de bits erróneos). El factor W , depende generalmente de las características de las señales deseadas e interferente.

Para interferencia entre transmisiones telefónicas MDF-MF, W puede calcularse mediante:

$$W = 19,3 + 10 \log [m_1^2 (1 + rm_1)] + 10 \log [p(f/f_m)] - B \quad \text{dB} \quad (5c)$$

donde:

m_1 : valor eficaz del índice de modulación de la transmisión deseada;

r : relación de tensiones valor de cresta/valor eficaz de la transmisión deseada;

$p(f/f_m)$ y B : se definen en el Informe 388.

Cuando el valor eficaz del índice de modulación de la señal deseada es mayor que 0,8, W aproximadamente, no excederá un valor de unos 4 dB cuando la anchura de banda de referencia se toma como la anchura de banda de «ruido» de radiofrecuencia de la señal deseada.

Para índices de modulación eficaces muy pequeños de la señal deseada, W puede tomar gran cantidad de valores, que aumentan con la disminución de los índices de modulación tanto de la señal deseada como de la señal no deseada. Para estos casos se ha demostrado que es útil escoger como anchura de banda de referencia la anchura de banda nominal del canal telefónico de 4 kHz, y entonces $W \leq 0$ dB.

Si la señal deseada es digital, W es normalmente menor o igual que 0 dB, independientemente de las características de la señal interferente.

El Informe 388, contiene información mediante la cual se puede determinar W con mayor precisión.

2.3.2 Interferencia causada por una estación terrena: factor de sensibilidad

En la ecuación (2), es posible aislar los términos $G_r - P_r(p)$ y definir un factor de sensibilidad a la interferencia, S (dBW) en las estaciones terrenales interferidas:

$$S = G_r - P_r(p) \quad \text{dBW}$$

El cuadro I muestra los valores de este factor para distintos tipos de estaciones terrenales.

El contorno de coordinación se asocia a un factor (máximo) de sensibilidad S y puede ser designado por ese valor. Sin embargo, es conveniente trazar, además, contornos auxiliares para los cuales el factor de sensibilidad S es 5, 10, 15, 20 dB, etc., menor que el que corresponde al contorno de coordinación. Estos contornos auxiliares pueden utilizarse para las negociaciones entre las administraciones interesadas, y sin necesidad de recurrir a cálculos más precisos, el caso de ciertas estaciones existentes o en proyecto dentro de la zona de coordinación.

2.3.3 Interferencia causada por una estación terrenal a una estación terrena: potencia isotropa radiada equivalente

En la ecuación (2), es posible también aislar los términos $P_r + G_r$ y definir la potencia isotropa radiada equivalente E' (dBW), de las estaciones terrenales interferentes:

$$E' = P_r + G_r \quad \text{dBW}$$

para las que se indican valores en el cuadro II.

Además del contorno de coordinación determinado por el valor máximo de E' y señalado con este valor, conviene trazar otros contornos auxiliares para los cuales los valores de la p.i.r.e. (E') son 5, 10, 15, 20 dB, etc., menores que el que corresponde al contorno de coordinación. Estas contornos auxiliares son necesarios para facilitar la eliminación de ciertas estaciones terrenales de posteriores consideraciones.

2.3.4 Ejemplos

- Determinéense la pérdida de transmisión mínima admisible y la pérdida básica de transmisión mínima admisible en el caso de interferencias causadas por una estación terrena, que trabaje con un satélite geoestacionario, a una estación terrenal, en 6 GHz, cuando ambas estaciones empleen la modulación angular.

$$\begin{aligned} \text{Utilizando el cuadro I: } P_r(0,005\%) &= -131 \text{ dBW} \\ S &= 176 \text{ dBW} \end{aligned}$$

en consecuencia, con la ecuación (1):

$$L(p) = L(0,005\%) = P_r + 131 \quad \text{dB}$$

y con la ecuación (2):

$$\begin{aligned} L_b(p) = L_b(0,005\%) &= P_r + G_r + G_r - P_r(0,005\%) && \text{dB} \\ &= P_r + G_r + S && \text{dB} \\ &= P_r + G_r + 176 && \text{dB} \end{aligned}$$

- Determinéense la pérdida de transmisión mínima admisible y la pérdida básica de transmisión mínima admisible necesarias en el caso de interferencias causadas por una estación terrenal a una estación terrena que trabaje con un satélite geoestacionario, en 4 GHz, cuando ambas estaciones empleen la modulación angular.

$$\begin{aligned} \text{Según el cuadro II: } P_r(0,01\%) &= 10 \log T_e - 164 && \text{dB} \\ E' &= 55 \text{ dBW} \\ G_r &= 42 \text{ dB} && \text{(por hipótesis), y por tanto, } P_r = 13 \text{ dBW} \end{aligned}$$

en consecuencia, con la ecuación (1):

$$\begin{aligned} L(p) = L(0,01\%) &= 13 - 10 \log T_e + 164 && \text{dB} \\ &= 177 - 10 \log T_e && \text{dB} \end{aligned}$$

y con la ecuación (2):

$$\begin{aligned} L_b(p) = L_b(0,01\%) &= P_r + G_r + G_r - P_r(0,01\%) && \text{dB} \\ &= E' + G_r - 10 \log T_e + 164 && \text{dB} \\ &= G_r - 10 \log T_e + 219 && \text{dB} \end{aligned}$$

en el supuesto de que la potencia de interferencia en un canal telefónico sea de 1000 pWp cuando la potencia de ruido térmico es de 7000 pWp ($J = -8,5$ dB, véase la nota 2 mencionada anteriormente), y la anchura de banda de radiofrecuencia de referencia es de 1 MHz.

2.3.5 Formas adicionales de los contornos auxiliares

Los contornos auxiliares descritos en los puntos 2.3.2 y 2.3.3 pueden trazarse también en función del ángulo de evitación como se indica en el anexo I al Informe 448.

2.3.6 Parámetros de coordinación para estaciones terrenas que reciben transmisiones de banda muy estrecha

2.3.6.1 Consideraciones generales

En el caso de una estación terrena que reciba a la vez transmisiones de banda ancha y de banda muy estrecha (como, por ejemplo, transmisiones de un sólo canal por portadora (SCPC)) puede resultar conveniente trazar dos contornos de coordinación separados: uno para las transmisiones de banda estrecha y otro para las de banda ancha; se precisarán las partes específicas de las bandas de frecuencias utilizadas para las transmisiones de banda muy estrecha. En términos generales, la necesidad de coordinación de las transmisiones de banda estrecha puede dar lugar a distancias de coordinación mayores. Se necesitan ulteriores estudios sobre los parámetros J , p , $M(p)$, W , etc. Una administración ha propuesto un método para calcular esos parámetros [CCIR, 1978-82a].

2.3.6.2 Transmisiones de banda estrecha con asignación previa

Para estas transmisiones, procede reemplazar el valor de la anchura de banda de referencia por el de la anchura de banda ocupada por una de esas transmisiones de banda estrecha.

2.3.6.3 Transmisiones de banda estrecha con asignación por demanda

Para estas transmisiones, puede ser útil además, tener en cuenta la pequeña probabilidad de que exista interferencia en un canal determinado, en el momento de elegirlo («solicitarlo») para su utilización en una estación terrena.

3. Determinación de la distancia de coordinación para el modo de propagación (1) – Mecanismos de propagación a lo largo del círculo máximo

3.1 Zonas radioclimáticas

En el cálculo de la distancia de coordinación para el modo de propagación (1), es conveniente dividir la superficie terrestre en tres zonas radioclimáticas básicas, denominadas Zonas A, B y C. Estas zonas se definen del modo siguiente:

- Zona A: Tierra, salvo la franja costera de 50 km de anchura, o, si es menor, la franja costera a partir de la cual el terreno comienza a tener una altitud de 100 m.
- Zona B: Mares, océanos y grandes extensiones de aguas interiores (se entiende a título indicativo por gran extensión de agua la que cubre un círculo de 100 km de diámetro), en latitudes superiores a 23,5° (Norte o Sur) excluidos el Mar Mediterráneo y el Mar Negro, pero incluidas las franjas costeras definidas anteriormente siempre que la tierra limite con el mar (de la Zona B) en latitudes superiores a 23,5°.
- Zona C: Mares, océanos y grandes extensiones de aguas interiores. (Se entiende a título indicativo por gran extensión de agua la que cubre un círculo de 100 km de diámetro) en latitudes inferiores a 23,5° (Norte o Sur), incluidos el Mar Mediterráneo y el Mar Negro y la franja costera definida anteriormente siempre que la tierra limite con el mar (de la Zona C) en latitudes inferiores a 23,5°.

3.2 Cálculo de la distancia de coordinación para trayectos comprendidos en una sola zona radioclimática

3.2.1 Consideraciones generales

La ecuación (2) permite hallar el valor de la pérdida básica de transmisión $L_b(p)$ que puede excederse durante el $(100 - p)\%$ del tiempo p . De esta pérdida básica de transmisión mínima admisible puede deducirse la distancia de coordinación en cada zona radioclimática empleando cualquiera de los dos métodos siguientes: el primero, descrito en el punto 3.2.2, es un método numérico que comprende varias ecuaciones matemáticas, y se ha concebido principalmente para uso con computador; el segundo, es un método gráfico, y se describe en el punto 3.2.3.

Cuando la distancia obtenida en los puntos 3.2.2 ó 3.2.3 se encuentra totalmente dentro de los límites de la zona radioclimática a la estación terrena, constituye la distancia de coordinación real para el modo de propagación (1). Si la distancia en cuestión va más allá de los límites de una zona radioclimática, la distancia de coordinación total se obtiene según el método descrito en el punto 3.3.

3.2.2 Método numérico

La pérdida básica de transmisión mínima admisible se relaciona con la distancia de coordinación mediante la siguiente expresión:

$$L_b(p) = A_0 + \beta d_1 + A_h \quad \text{dB} \quad (6)$$

donde:

$$A_0 = 120 + 20 \log f \quad \text{dB},$$

β : índice de atenuación (dB/km),

d_1 : distancia de coordinación para el modo de propagación (1) (km),

f : frecuencia (GHz),

A_h : término de corrección debido al ángulo del horizonte * (dB). Viene dado por:

$$A_h = 20 \log [1 + 4,5 \theta f^{0,5}] + \theta f^{0,33} \text{ dB para } \theta \geq 0^\circ \quad (7a)$$

$$= 0 \text{ dB} \quad \text{para } \theta < 0^\circ \quad (7b)$$

Se deberán utilizar con precaución valores de A_h superiores a unos 40 dB para trayectos de interferencia terrestres, puesto que para dichos trayectos la propagación por dispersión troposférica, que no se tiene en cuenta en la ecuación (6), y que es menos sensible al valor del ángulo del horizonte, podría llegar a ser el modo de propagación dominante y producir interferencias superiores a las admisibles.

La distancia de coordinación, d_1 , puede deducirse de la ecuación (6) como sigue:

$$d_1 = (L_b(p) - A_0 - A_h)/\beta \quad \text{km} \quad (8)$$

* Por «ángulo del horizonte» θ se entiende el ángulo, visto desde el centro de la antena terrena, formado por el plano horizontal y un rayo que pase tangencialmente por el horizonte físico visible en la dirección considerada.

El valor de β depende de la zona radioclimática y del porcentaje de tiempo p , y se expresa como la suma de tres componentes:

$$\beta = \beta_z + \beta_v + \beta_o \quad \text{dB/km} \quad (9)$$

donde:

β_z : índice de atenuación (dB/km) debido a todos los efectos, excluidos los gases atmosféricos;

β_v : índice de atenuación (dB/km) debido al vapor de agua atmosférico;

β_o : índice de atenuación (dB/km) debido al oxígeno.

El valor de β_z depende de la zona radioclimática, de la frecuencia y del porcentaje de tiempo como sigue:

para la Zona A (sobre tierra):

$$\beta_{ZA} = 0,05 + (0,12 + 0,15 \log f) p^{0,12} \quad \text{dB/km} \quad (10)$$

para las Zonas B y C (sobre el mar):

$$\beta_{ZB} = (0,03 + 0,09 \log (f + 1)) p^{0,18} \quad \text{dB/km} \quad (11a)$$

$$\beta_{ZC} = (0,03 + 0,08 \log (f + 1)) p^{0,17} \quad \text{dB/km} \quad (11b)$$

El término β_v depende de la frecuencia y de la densidad del vapor de agua en el aire, del modo siguiente:

$$\beta_v = \left[0,067 + \frac{2,4}{(f-22,3)^2 + 6,6} + \frac{7,33}{(f-183,5)^2 + 5} \right] f^2 \rho 10^{-4} \quad \text{dB/km} \quad (12)$$

donde ρ es la densidad del vapor de agua (g/m^3), y depende de la zona radioclimática. Se utilizarán los siguientes valores:

Zona A, $\rho = 1 \text{ g/m}^3$,

Zona B, $\rho = 2 \text{ g/m}^3$,

Zona C, $\rho = 5 \text{ g/m}^3$.

El valor de β_o depende de la frecuencia del modo siguiente:

$$\beta_o = \left[\frac{6,6}{f^2 + 0,33} + \frac{9}{(f-57)^2 + 1,96} \right] f^2 10^{-3} \quad \text{dB/km} \quad (13)$$

3.2.3 Método gráfico

Se han convertido a una forma gráfica las ecuaciones que figuran en el punto 3.2.2, con objeto de disponer de un segundo método de determinación de la distancia de coordinación para el modo de propagación (1). Se subraya que el procedimiento descrito en este punto constituye una alternativa del indicado en el punto 3.2.2, y que cada administración debe hacer uso del método que considere más conveniente.

De la ecuación (2) se obtiene la pérdida básica de transmisión mínima admisible $L_b(p)$. La «pérdida de «coordinación», L_1 , se obtiene sustrayendo de la pérdida básica de transmisión mínima admisible el término de corrección debido al ángulo del horizonte, A_h :

$$L_1 = L_b(p) - A_h \quad \text{dB} \quad (14)$$

De la fig. 1 se obtienen los valores del término de corrección debido al ángulo del horizonte para la frecuencia y el ángulo del horizonte apropiados. Para trayectos terrestres (Zona A) deben utilizarse con precaución los valores de A_h superiores a 40 dB (véase el punto 3.2.2) pues en estas condiciones pueden comenzar a predominar los campos de dispersión troposférica, no considerados aquí.

La distancia de coordinación, en cada zona radioclimática se determina del modo siguiente. Si se considera primero la Zona A, la distancia de coordinación para el 0,01% del tiempo, $d_A(0,01)$, se obtiene a base del correspondiente valor de pérdida de coordinación L_1 y de frecuencia de la fig. 2. Luego se halla la distancia de coordinación en la Zona A para el porcentaje de tiempo $p\%$ multiplicando la distancia correspondiente al 0,01% del tiempo por el factor Δp_A dado en la fig. 3.

$$d_A = d_A(0,01) \times \Delta p_A \quad \text{km} \quad (15)$$

De modo análogo, podrá hallarse la distancia de coordinación en la Zona B empleando los valores para $d_B(0,01)$ y Δp_B obtenidos de las figs. 4 y 3, respectivamente. La distancia de coordinación en la Zona C puede determinarse a base de los valores para $d_C(0,01)$ y Δp_C obtenidos de las figs. 5 y 3, respectivamente.

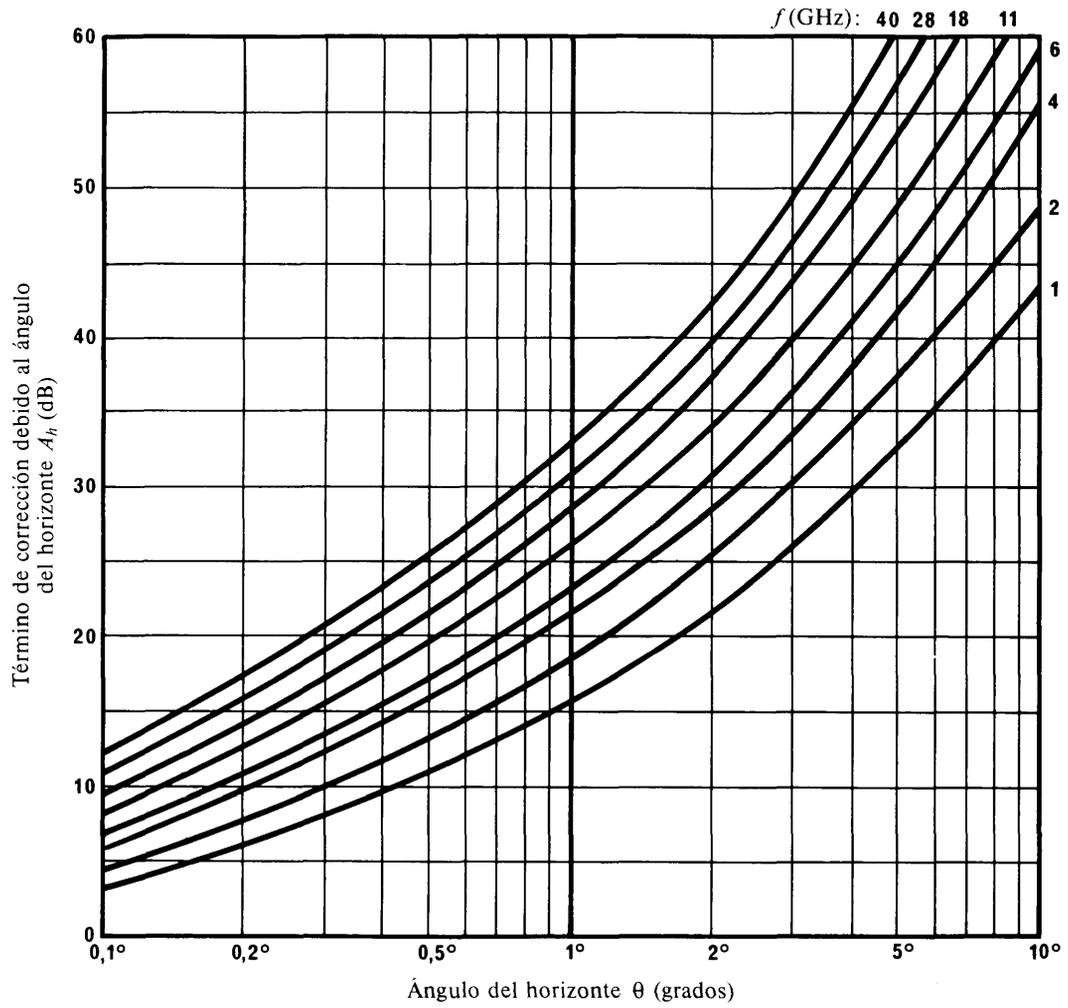


FIGURA 1 – Término de corrección A_h debido al ángulo del horizonte en función de dicho ángulo y de la frecuencia

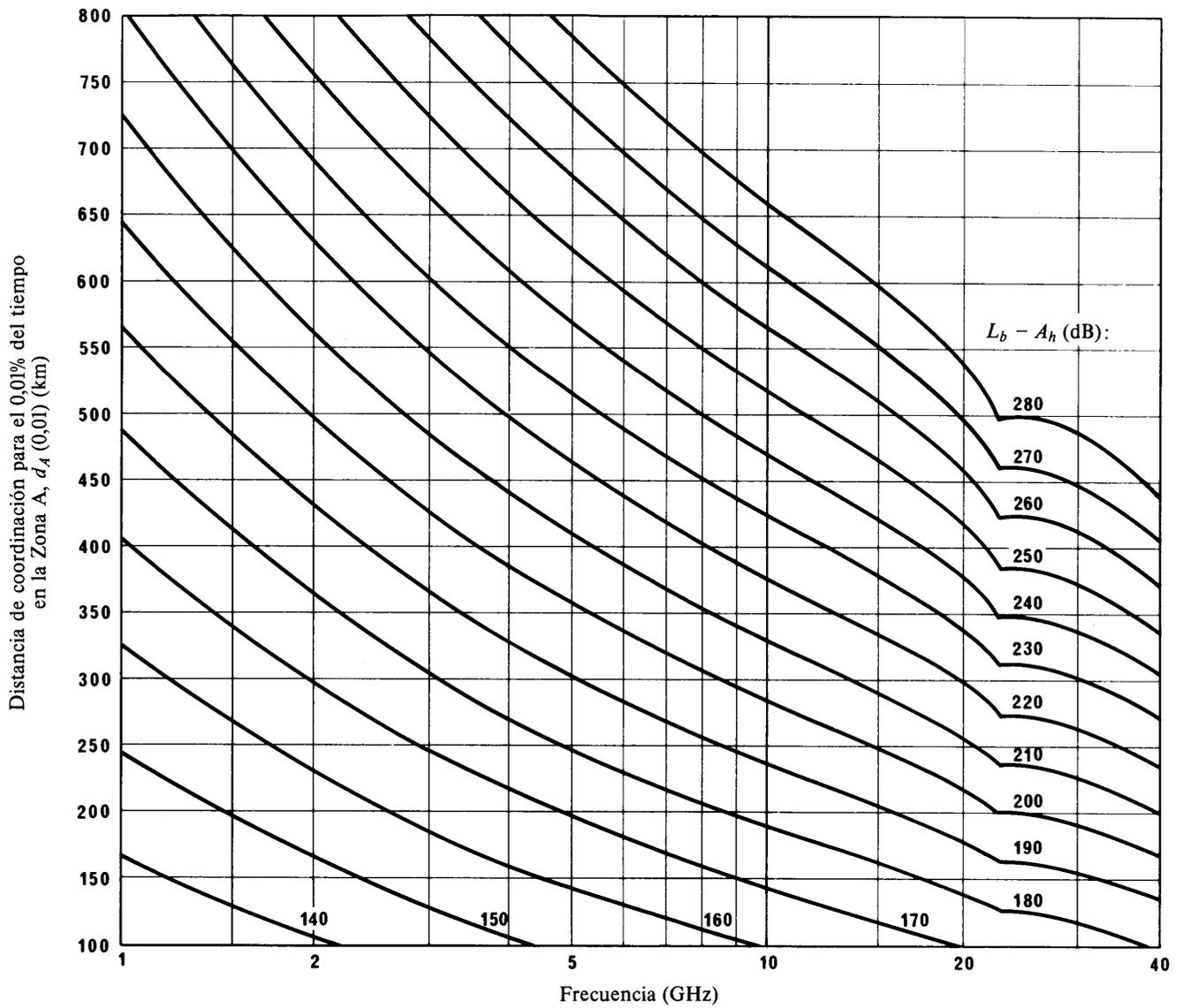


FIGURA 2 – Distancia de coordinación $d_A(0,01)$ para el 0,01% del tiempo, debida al modo de propagación (1) en función de la frecuencia y de la pérdida de coordinación en la Zona A

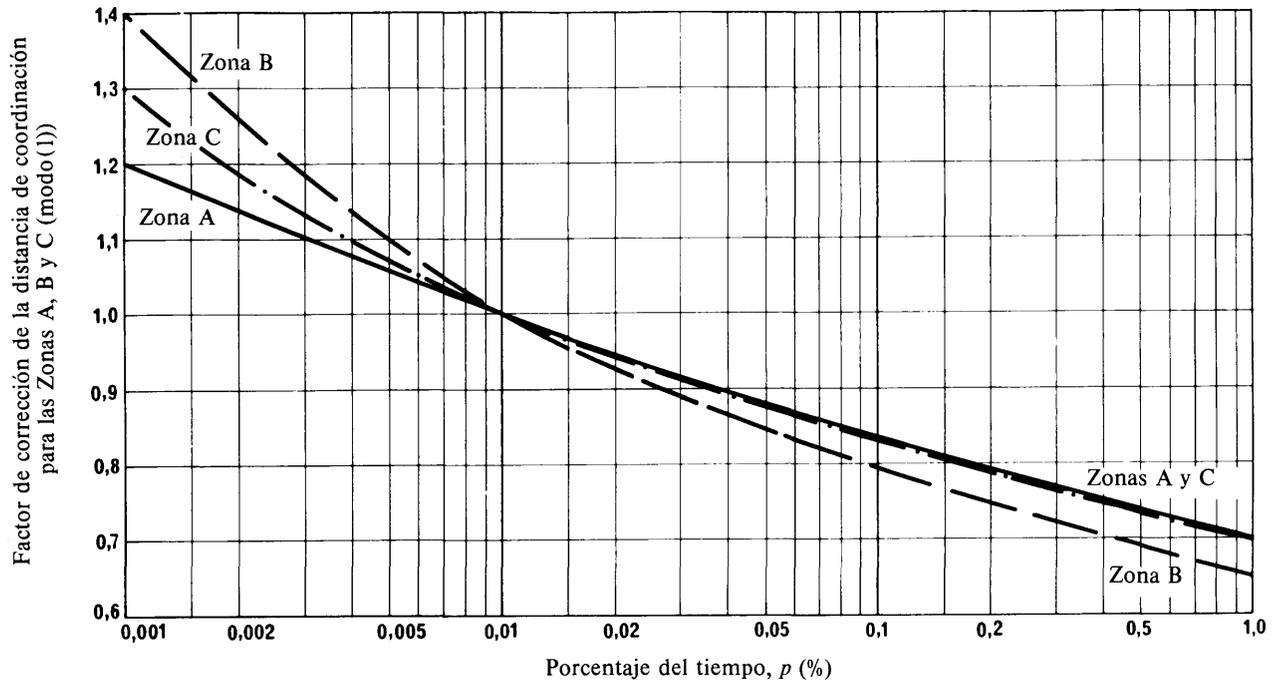


FIGURA 3 – Factor de corrección de la distancia de coordinación para el modo de propagación (1) para porcentajes de tiempo comprendidos entre el 0,001% y el 1,0%

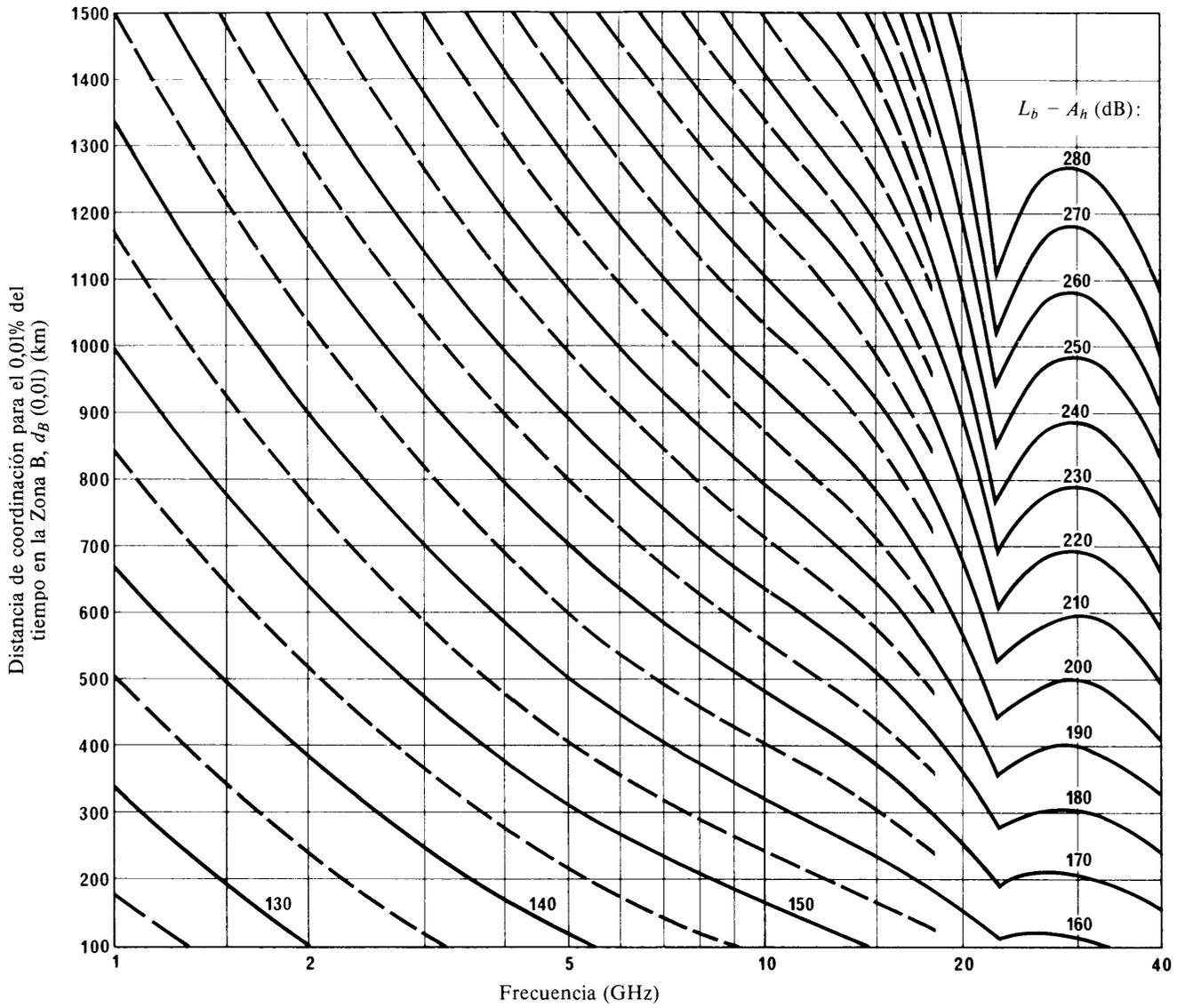


FIGURA 4 – Distancia de coordinación $d_B(0,01)$ para el 0,01% del tiempo debida al modo de propagación (1) en función de la frecuencia y de la pérdida de coordinación en la Zona B

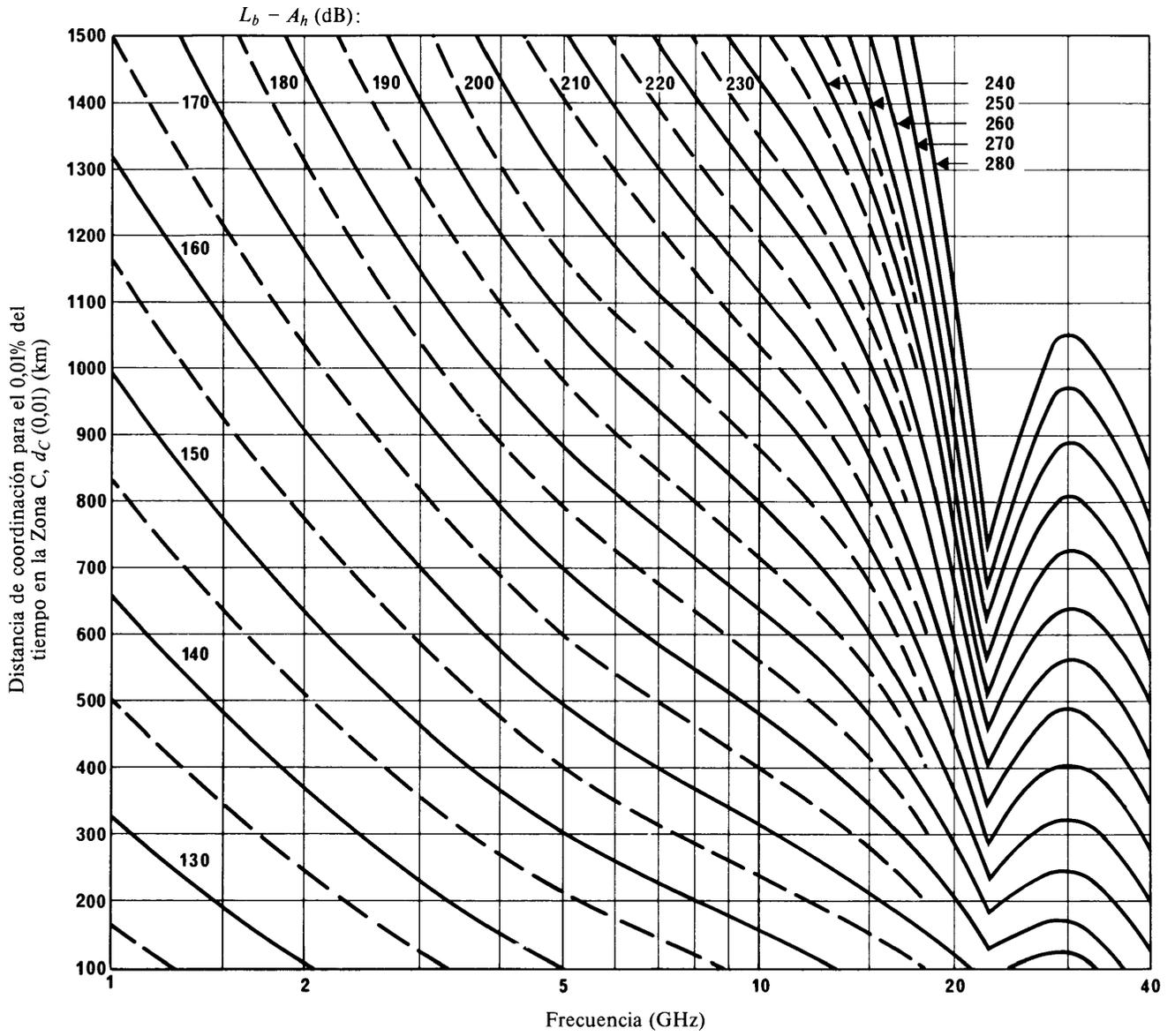


FIGURA 5 – Distancia de coordinación $d_C(0,01)$ para el 0,01% del tiempo debida al modo de propagación (1) en función de la frecuencia y de la pérdida de coordinación en la Zona C

3.3 *Trayectos mixtos*

Cuando la distancia a calcular se extiende a lo largo de más de una zona radioclimática (trayecto mixto) la predicción se efectúa como sigue:

Designando los sucesivos tramos de trayecto de diferentes zonas por medio de los sufijos $i, j, k \dots$, se tiene:

$$L_b(p) - A_0 - A_h = \beta_i d_i \quad \text{dB} \quad (16)$$

siendo β_i el índice de atenuación en la primera zona.

Ahora bien, en la dirección considerada, si el valor de d_i es mayor que la distancia real D_i de la primera zona, se puede escribir:

$$L_b(p) - A_0 - A_h - \beta_i D_i = \beta_j d_j \quad \text{dB} \quad (17)$$

de donde se obtiene d_j . Si el valor de d_j es mayor que la distancia real D_j del trayecto de la segunda zona puede establecerse que:

$$L_b(p) - A_0 - A_h - \beta_i D_i - \beta_j D_j = \beta_k d_k \quad \text{dB} \quad (18)$$

de donde puede obtenerse d_k . Este método puede prolongarse cuanto sea necesario, y en el caso considerado la distancia total d_1 puede expresarse ahora como:

$$d_1 = D_i + D_j + d_k \quad \text{km} \quad (19)$$

En el anexo II se dan ejemplos de la aplicación gráfica de este procedimiento.

3.4 *Distancia máxima de coordinación para el modo de propagación (1)*

Si en el proceso de determinación de la distancia de coordinación para el modo de propagación (1) en las Zonas B o C se obtienen resultados que exceden del valor apropiado indicado en la fig. 6 o en el cuadro III, la distancia de coordinación para el modo de propagación (1) será el valor indicado en la fig. 6 o en el cuadro III. En el caso de trayectos mixtos, los valores que han de tomarse en consideración son los indicados para las Zonas B y C, según proceda.

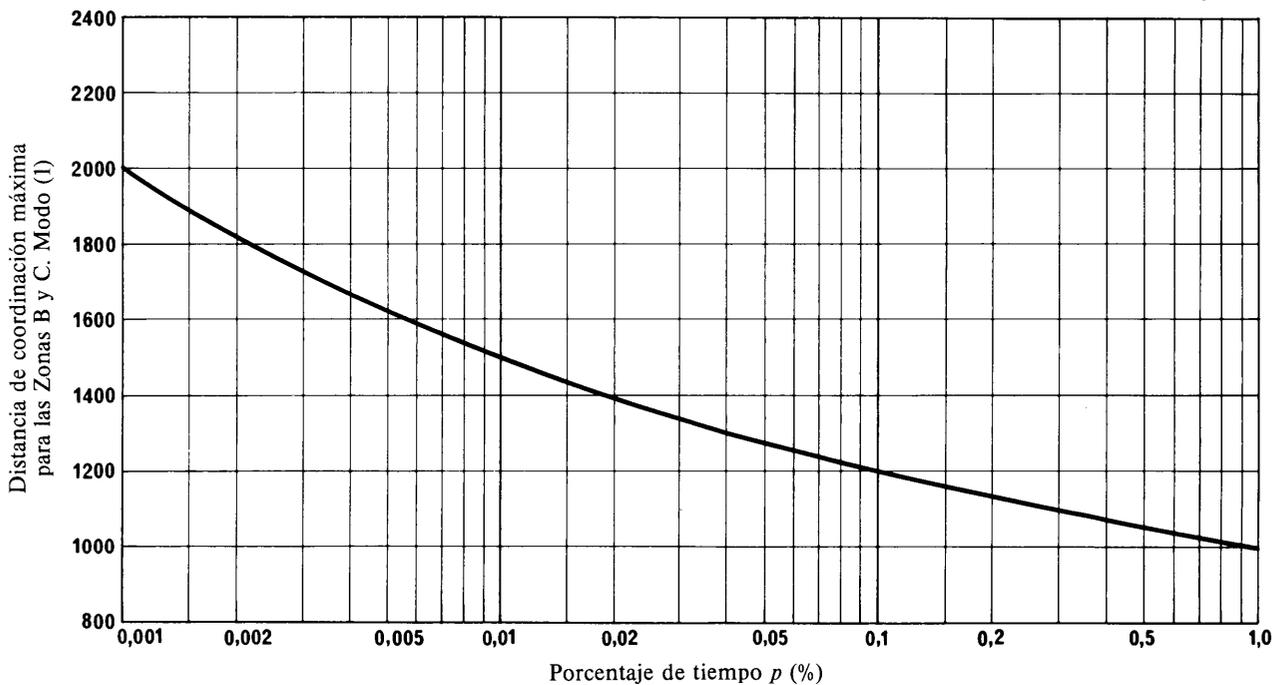


FIGURA 6 – *Distancia de coordinación máxima para las Zonas B y C. Modo de propagación (1)*

CUADRO III — *Distancias máximas de coordinación. Modo de propagación (1)*

Zona	Porcentaje del tiempo			
	0,001	0,01	0,1	1,0
B	2000 km	1500 km	1200 km	1000 km
C	2000 km	1500 km	1200 km	1000 km

4. Determinación del contorno de coordinación para el modo de propagación (2) (dispersión debida a hidrometeoros)

El contorno de coordinación, cuando interviene el fenómeno de propagación por dispersión debida a los hidrometeoros (lluvia), se determina por medio de un trayecto fundamentalmente diferente del correspondiente a la propagación a lo largo del círculo máximo. Como primera aproximación, la lluvia dispersa isotrópicamente la energía, de modo que puede producirse interferencia en caso de grandes ángulos de dispersión y de intersecciones de haces alejados del trayecto de círculo máximo.

4.1 Pérdida de transmisión normalizada $L_2(p)$

Para determinar el contorno de coordinación en el caso de dispersión por la lluvia, es necesario calcular la «pérdida de transmisión normalizada», aplicando la fórmula siguiente:

$$L_2(p) = P_r + \Delta G - P_r(p) \quad \text{dB} \quad (20)$$

donde:

ΔG : diferencia (en dB) entre la ganancia máxima de las antenas de las estaciones terrenales que funcionan en la banda de frecuencias considerada y el valor de 42 dB. Cuando la estación terrena es una estación transmisora los valores de ΔG figuran en el cuadro I; cuando se trate de una estación receptora deberán emplearse los valores de ΔG indicados en el cuadro II.

En el punto 2 se han definido los otros dos parámetros. En el cuadro II se indican los valores de P_r , para las estaciones terrenales.

Los valores de la pérdida de transmisión normalizada para otros porcentajes de tiempo que puedan necesitarse en el procedimiento descrito en el punto 4.3.3 pueden calcularse a partir de:

$$L_x(p_x) \simeq L_2(p) + M(p) \frac{\log(p_x/p)}{1,7 - \log p} \quad \text{dB} \quad (20a)$$

donde p_x es el porcentaje deseado del tiempo, $L_2(p)$ tiene un valor igual al obtenido de la ecuación (20) para el porcentaje a corto plazo p , y $M(p)$ puede obtenerse de los cuadros I o II.

4.2 Zonas hidrometeorológicas

Se ha dividido el mundo en zonas hidrometeorológicas que se muestra en el mapa del anexo III. Este anexo también facilita, para cada zona hidrometeorológica, la distribución acumulativa de la intensidad de lluvia.

4.3 Determinación de la distancia de dispersión por la lluvia d_r

En el Informe 569 se indica un método detallado para calcular la interferencia debida a la dispersión producida por la lluvia. En este Informe se describe un método simplificado para determinar la distancia de dispersión por la lluvia, basado solamente en la distancia de retrodispersión (véase también el Informe 724). Este método simplificado permite trazar el contorno en forma de círculo.

4.3.1 Método de cálculo

La pérdida de transmisión normalizada se utiliza en la ecuación siguiente, de la cual se obtiene la distancia d_r :

$$L_2 = 126 + 20 \log d_r - 20 \log f - 13,2 \log R + 10 \log A_b + 10 \log B - 10 \log C + \beta_o d_o + \beta_v d_v \quad \text{dB} \quad (21)$$

en que la única variable que depende del tiempo es la intensidad de lluvia R (mm/hr), siendo en lo que sigue:

d_r : distancia de dispersión por la lluvia (km),

f : frecuencia (GHz).

Los demás términos de la ecuación (21) se definen como sigue:

$$10 \log A_b = 0,005 (f-10)^{1,7} R^{0,4} \quad \text{dB} \quad \text{para } 10 \text{ GHz} < f \leq 40 \text{ GHz} \\ = 0 \quad \text{dB} \quad \text{para } f < 10 \text{ GHz} \quad (22)$$

$$10 \log B = \frac{\gamma_R}{\alpha} \left[\frac{e^{u\alpha d} - e^{u\alpha d_c/2}}{u} + e^{b\alpha} \left(\frac{e^{22,5c\alpha} - e^{c\alpha d}}{c} \right) \right] \quad \text{dB} \quad (23)$$

donde:

$\gamma_R = kR^\alpha$ dB/km. Los valores de k y de α se dan el cuadro IV.

$$d = 3,8 - 1,38 \log R \quad \text{km}$$

$$b = 0,83 - 0,39 \log R$$

$$c = 0,026 - 0,069 \log R$$

$$u = c + b/d$$

$$d_c = 3,3 R^{-0,08} \quad \text{km}$$

El término $10 \log B$ se muestra en la fig. 7 en función de la frecuencia f y de la intensidad de lluvia R .

Además:

$$10 \log C = 10 \log \left[\frac{2,17}{\gamma_R d_z} (1 - 10^{-\gamma_R d_z / 5}) \right] \quad \text{dB} \quad (24)$$

en la que:

$$d_z = 3,5 R^{-0,08} \quad \text{km}$$

además:

$$\begin{aligned} d_0 &= 0,7 d_r + 32 \text{ km}; \quad d_r < 340 \text{ km} \\ &= 270 \text{ km}; \quad d_r \geq 340 \text{ km} \end{aligned} \quad (25)$$

y

$$\begin{aligned} d_v &= 0,7 d_r + 32 \text{ km}; \quad d_r < 240 \text{ km} \\ &= 200 \text{ km}; \quad d_r \geq 240 \text{ km} \end{aligned} \quad (26)$$

Los valores de la absorción específica debida a los gases, β_o (para el oxígeno), y β_v (para el vapor de agua) pueden calcularse a partir de las ecuaciones (13) y (12), respectivamente, haciendo ρ igual a 2 g/m^3 para las intensidades de lluvia inferiores a 20 mm/h , e igual a 5 g/m^3 para las intensidades de lluvia de 20 mm/h o más.

Para una determinada intensidad de lluvia, puede resolverse la ecuación (21) para d_r , mediante un proceso de cálculo iterativo.

En las figs. 8 a 17, se muestran soluciones gráficas para la ecuación (21) que muestran d_r en función de la intensidad de lluvia R , con la pérdida de transmisión normalizada L_2 como parámetro*.

CUADRO IV — *Parámetros dependientes de la frecuencia*
Modo de propagación (2)

Frecuencia (GHz)	1	4	6	8	12	14	18	22,4	28	40
k	0,000035	0,0006	0,00155	0,00395	0,0168	0,0287	0,0553	0,0902	0,145	0,31
α	0,88	1,07	1,27	1,31	1,20	1,153	1,094	1,051	1,012	0,929

* Se observará que las curvas de las figs. 10 a 17 del presente Informe no son las mismas que las de las figs. 8 a 15 del Informe 724 aunque tratan del mismo asunto (véase la expresión (21) del presente Informe y la expresión (11) del Informe 724). En las curvas del Informe 724 no se muestran las características descendentes después del máximo porque esa disminución de la distancia indicada no tiene importancia en la práctica. Sin embargo, en el presente Informe se considera más práctico mostrar la relación directa entre el índice de pluviosidad R y la distancia d_r , como un primer paso, y posteriormente tener en cuenta la intensidad de lluvia R_m asociada a la distancia máxima, como se muestra en el punto 4.3.3. b).

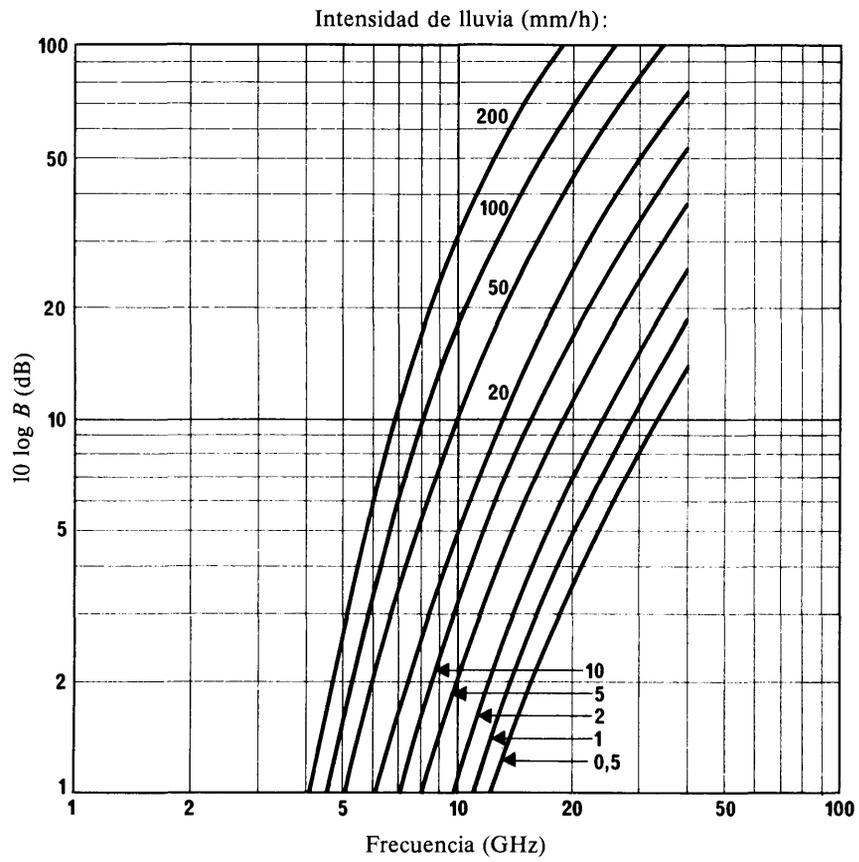


FIGURA 7 - Término $10 \log B$, en función de la frecuencia y de la intensidad de lluvia

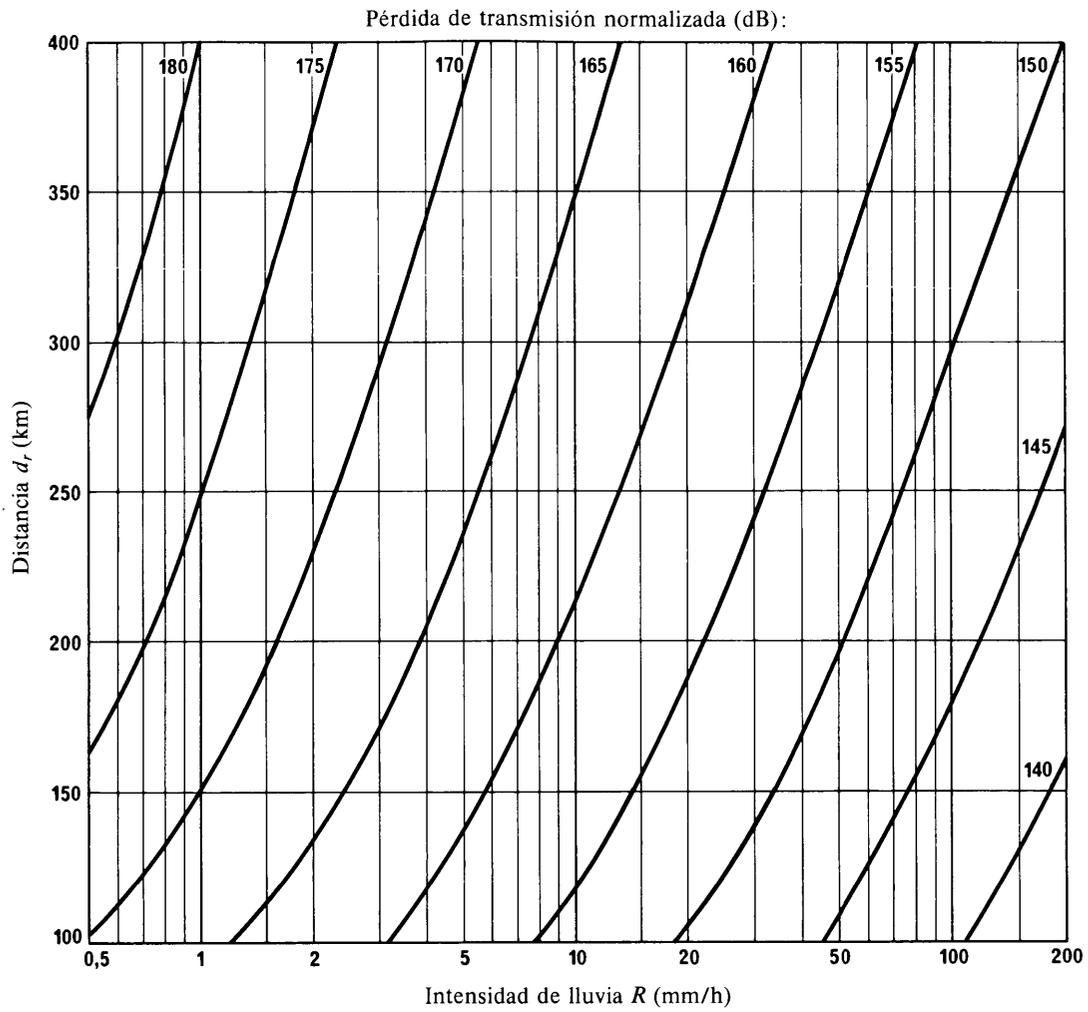


FIGURA 8 – Distancia (d_r) en función de la intensidad de lluvia (R), con la pérdida de transmisión (L_2 o L_x) como parámetro

$$f = 1 \text{ GHz}$$

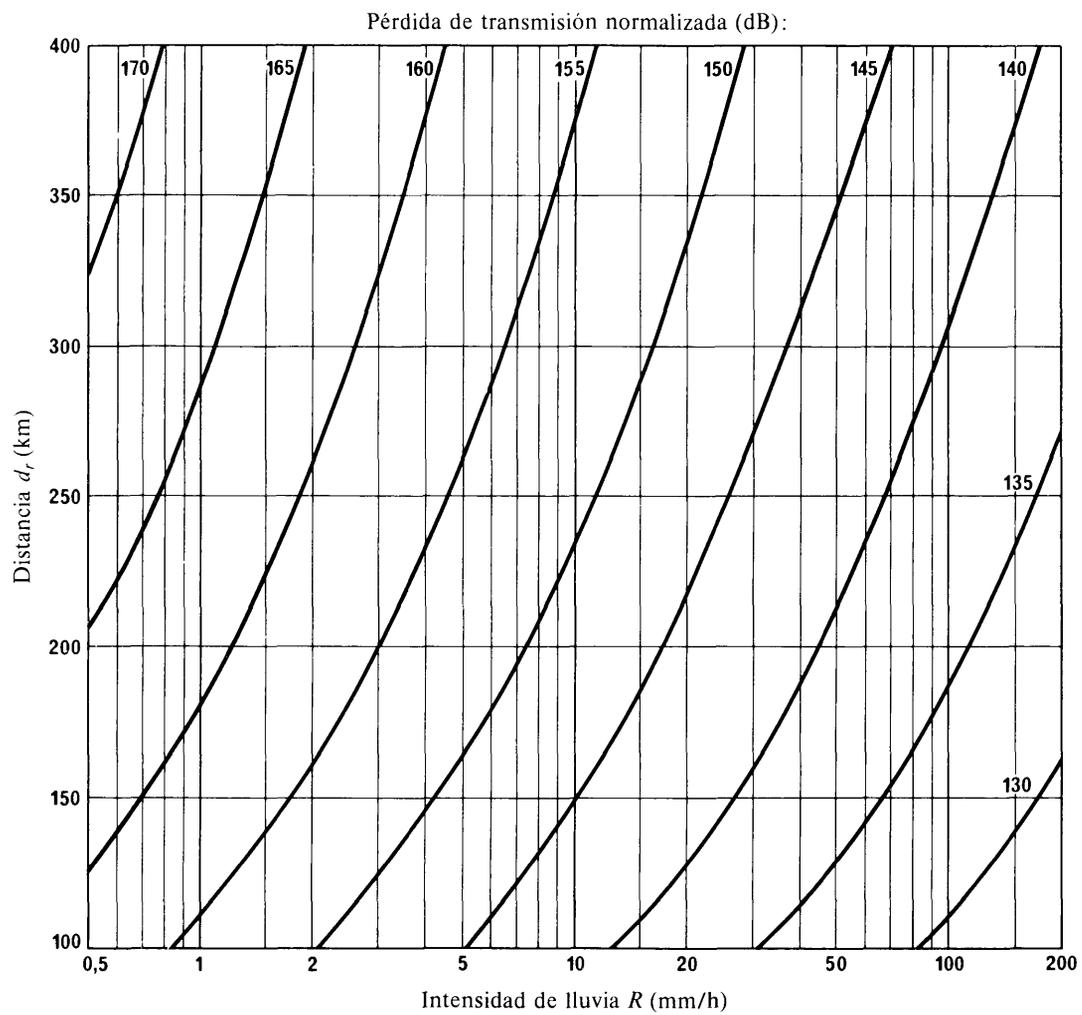


FIGURA 9 – Distancia (d_r) en función de la intensidad de lluvia (R), con la pérdida de transmisión (L_2 o L_x) como parámetro

$$f = 4 \text{ GHz}$$

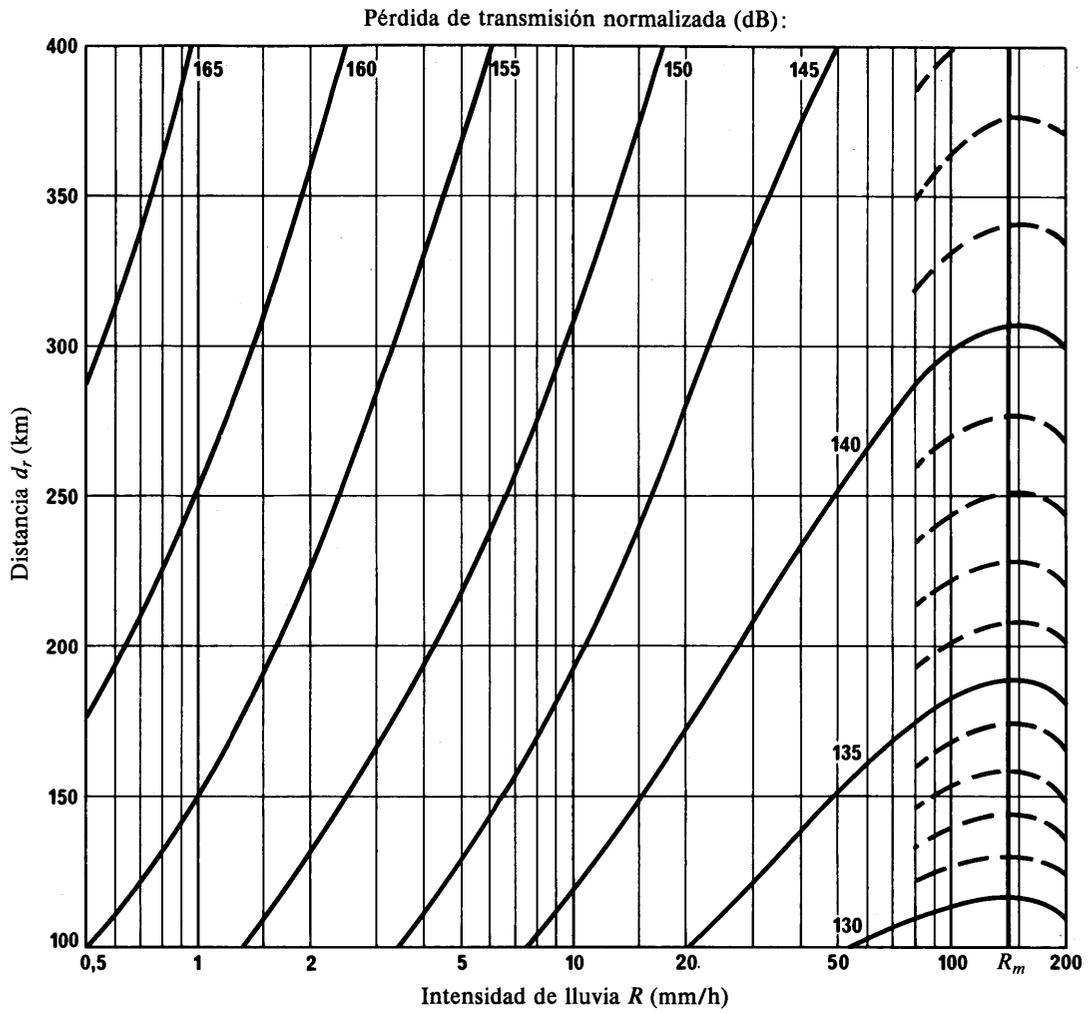


FIGURA 10 - Distancia (d_r) en función de la intensidad de lluvia (R), con la pérdida de transmisión (L_2 o L_x) como parámetro

$f = 6$ GHz

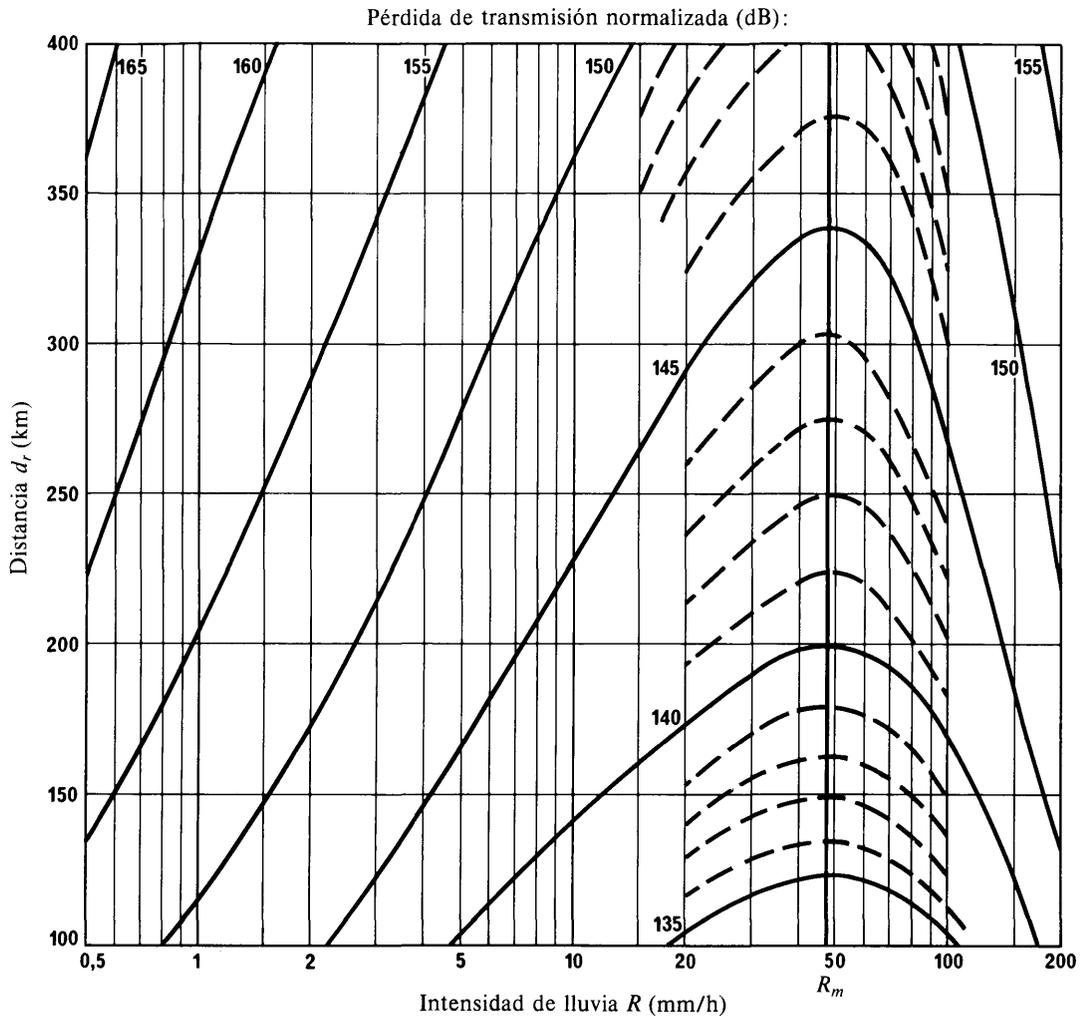


FIGURA 11 - Distancia (d_r) en función de la intensidad de lluvia (R), con la pérdida de transmisión (L_2 o L_x) como parámetro

$f = 8$ GHz

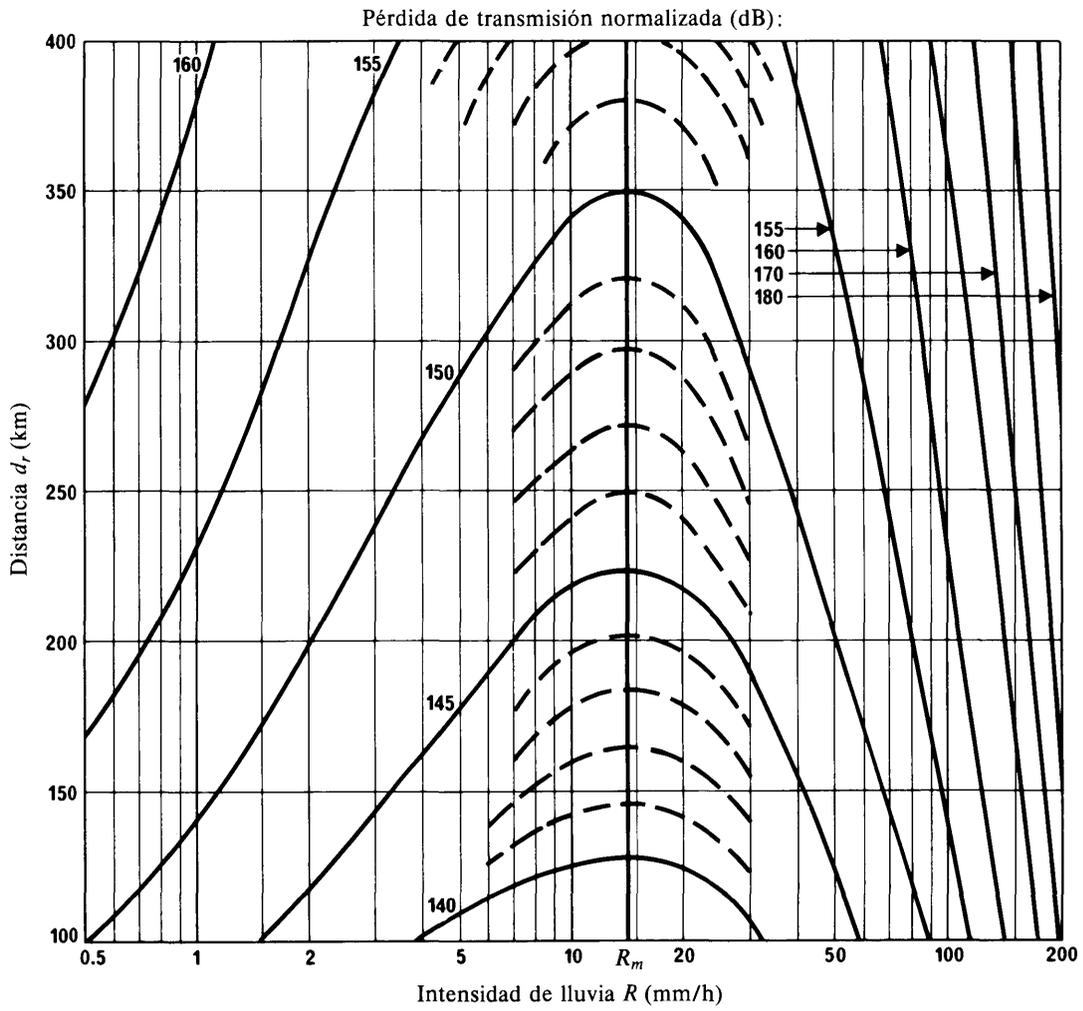


FIGURA 12 - Distancia (d_r) en función de la intensidad de lluvia (R), con la pérdida de transmisión (L_2 o L_x) como parámetro

$f = 12 \text{ GHz}$

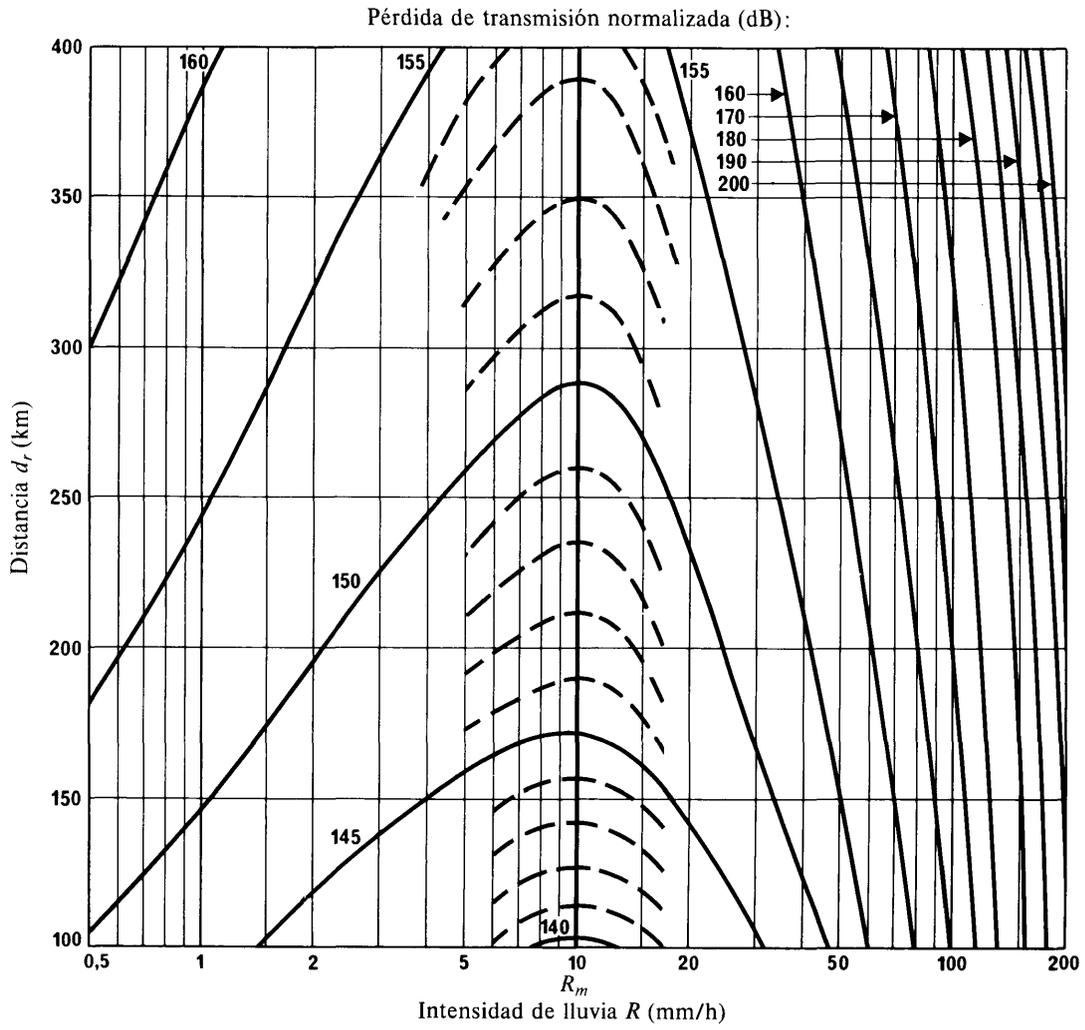


FIGURA 13 - Distancia (d_r) en función de la intensidad de lluvia (R), con la pérdida de transmisión (L_2 o L_x) como parámetro

$f = 14 \text{ GHz}$

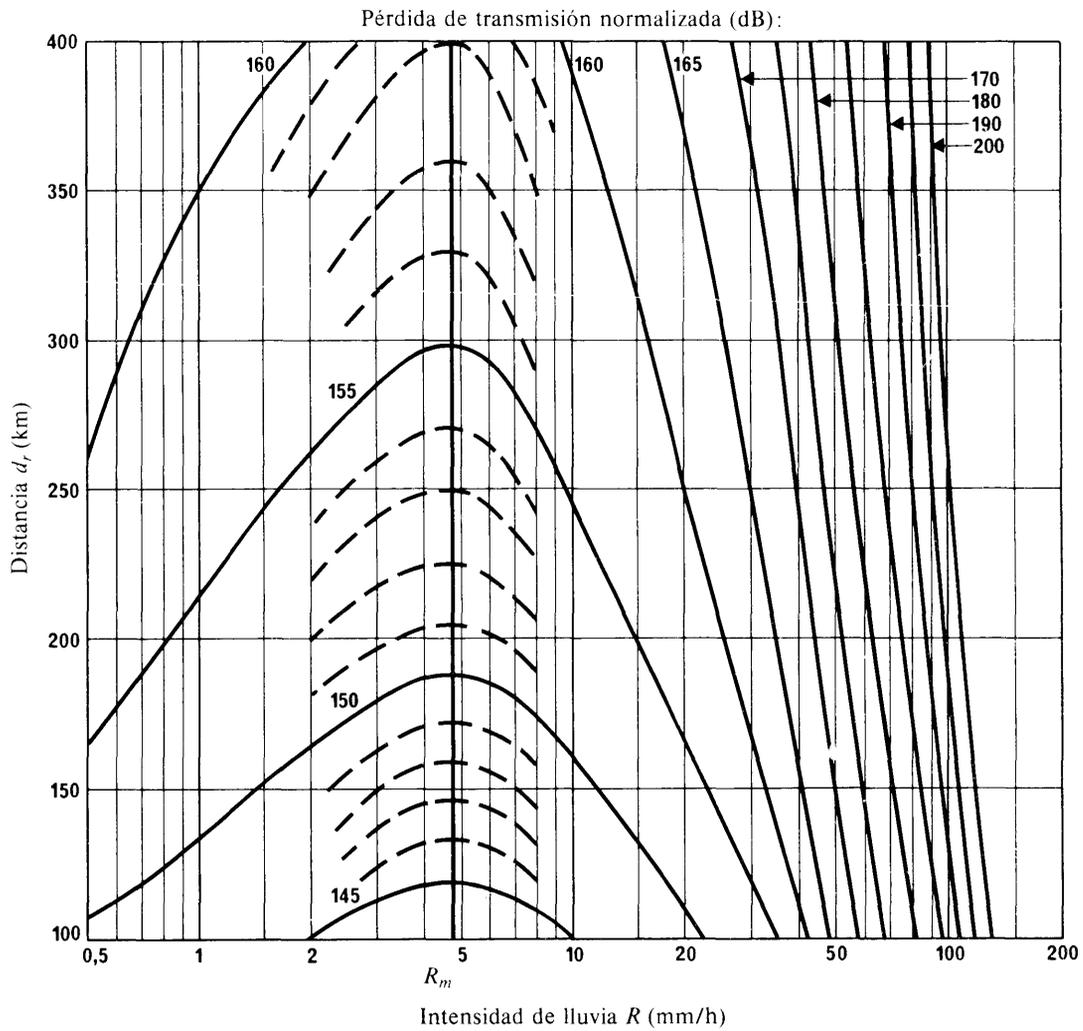


FIGURA 14 – Distancia (d_r) en función de la intensidad de lluvia (R), con la pérdida de transmisión (L_2 o L_N) como parámetro
 $f = 18$ GHz

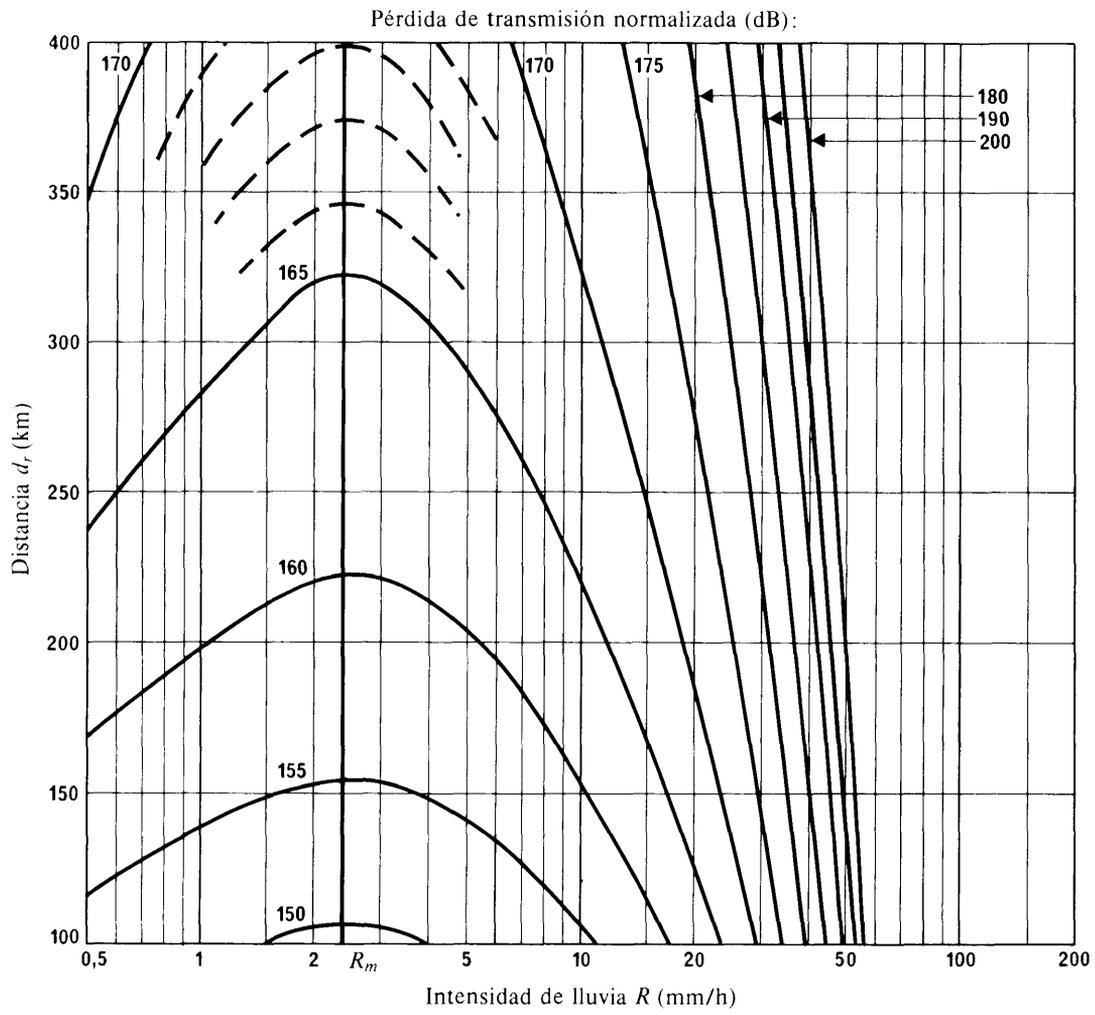


FIGURA 15 – Distancia (d_r) en función de la intensidad de lluvia (R), con la pérdida de transmisión (L_2 o L_3) como parámetro

$f = 22,4$ GHz

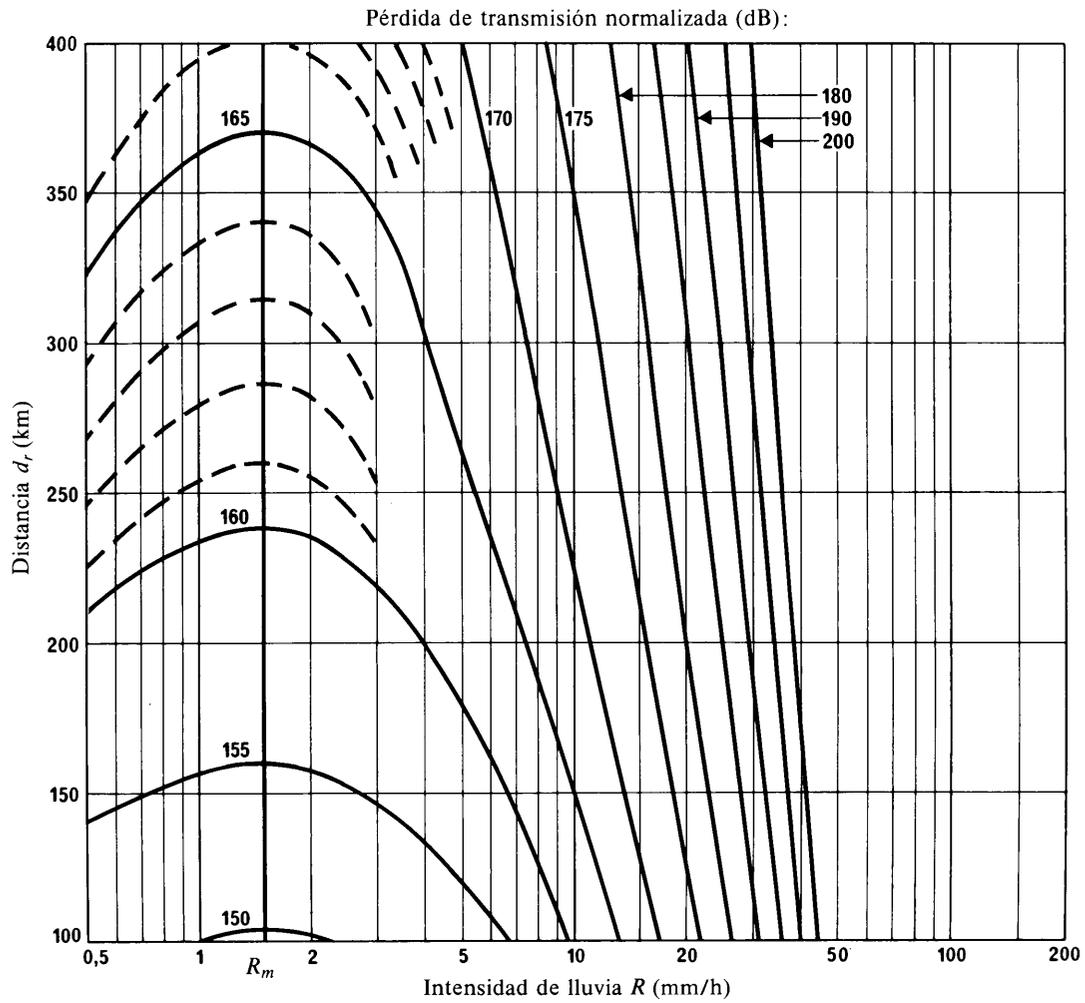


FIGURA 16 - Distancia (d_r) en función de la intensidad de lluvia (R), con la pérdida de transmisión (L_2 o L_x) como parámetro
 $f = 28$ GHz

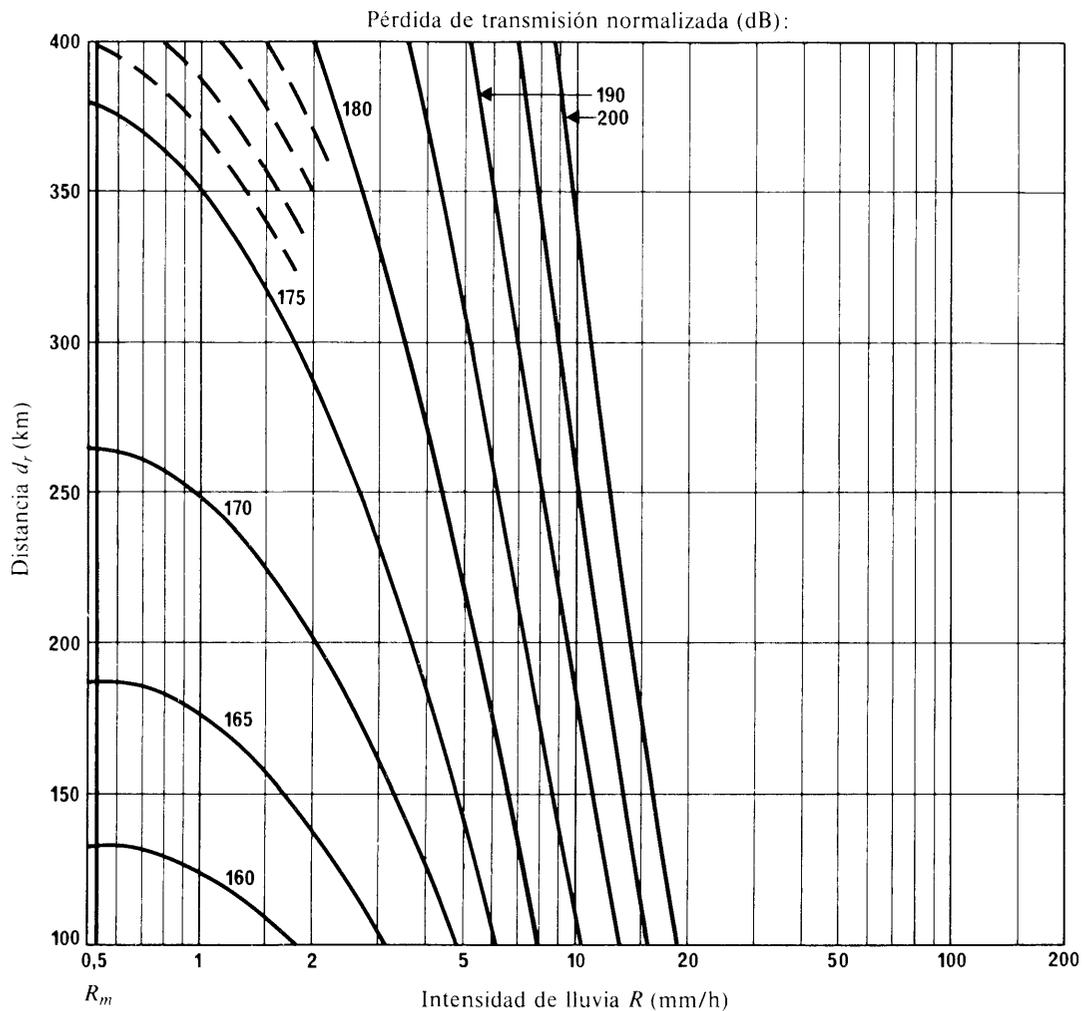


FIGURA 17 - Distancia (d_r) en función de la intensidad de lluvia (R), con la pérdida de transmisión (L_2 o L_N) como parámetro

$f = 40$ GHz

4.3.2 Máximas distancias de dispersión por la lluvia

Si, al determinar la distancia de dispersión por la lluvia para el modo de propagación (2), se obtienen valores que exceden del valor adecuado que se da en el cuadro V, la distancia de dispersión por la lluvia para el modo de propagación (2) será el valor indicado en dicho cuadro.

CUADRO V — Distancias máximas de dispersión por la lluvia (km)

Porcentaje del tiempo	Latitud (grados)				
	0-30	30-40	40-50	50-60	> 60
1,0	360	340	290	260	240
0,1	360	340	310	290	260
0,01	370	360	340	310	280
0,001	380	370	360	340	300

4.3.3 Determinación de la distancia máxima de dispersión por la lluvia $d_{r\max}$

La forma en que deben utilizarse las distancias d_r , calculadas u obtenidas de las figs. 8 a 17, para establecer el contorno de dispersión por la lluvia es la siguiente:

- Determinar, a partir del anexo III el índice de intensidad de lluvia $R(p)$ para la zona hidrometeorológica en la que está situada la estación terrena y para el porcentaje de tiempo p de los criterios de interferencia a corto plazo. En una estación terrena con diversidad, para cada emplazamiento en diversidad, la intensidad de lluvia apropiada es aquella en la cual se produce la conmutación a otro emplazamiento. Para frecuencias inferiores a 8 GHz, pasar a la etapa $d)$ con $R(p)$ y $L_2(p)$. Para 8 GHz o frecuencias superiores, pasar a la etapa $b)$.
- Determinar, a partir de las figs. 11 a 17, para la frecuencia apropiada, el índice de pluviosidad R_m . Si R_m es superior a la intensidad $R(p)$ determinada en el paso $a)$, pasar a la etapa $d)$ con $R(p)$ y $L_2(p)$. Si R_m es inferior a $R(p)$, pasar a la etapa $c)$.
- Determinar, de acuerdo con el anexo III, para la zona hidrometeorológica aplicable, el porcentaje de tiempo p_x asociado con R_m . Determinar a partir de la ecuación (20a) la pérdida de transmisión normalizada, $L_x(p_x)$ para ese porcentaje del tiempo. Pasar a la etapa $d)$ con R_m y $L_x(p_x)$.
- Determinar, a partir de las figs. 8 a 17, para la frecuencia adecuada y para la intensidad de lluvia obtenida, la distancia d_r para la pérdida de transmisión requerida. Pasar a la etapa $e)$.
- Comparar la distancia encontrada con la distancia adecuada del cuadro V; la menor de las dos distancias es la distancia máxima de dispersión por la lluvia $d_{r\max}$.

Estos pasos se ilustran mediante un diagrama de flujo en la figs. 20. Obsérvese que sólo es necesario realizar una vez el procedimiento descrito en este punto, puesto que el contorno de coordinación resultante en el caso de dispersión por lluvia es un círculo de radio $d_{r\max}$.

Para una aplicación por computador, es necesario programar los pasos equivalentes a los puntos $a)$ hasta $e)$ anteriores.

4.4 Trazado del contorno de coordinación en caso de dispersión por la lluvia

Debido a la peculiar configuración asociada a la propagación por dispersión por la lluvia, el centro del contorno de coordinación trazado en el caso de dispersión por la lluvia no coincide con la ubicación de la estación terrena; la distancia que separa ambas ubicaciones se designa por Δd .

La distancia de dispersión por la lluvia, $d_{r\max}$, así como el ángulo de elevación ϵ_s , del haz principal de la antena de la estación terrena, se utilizan para determinar Δd por medio de la ecuación:

$$\Delta d = 5,88 \times 10^{-5} (d_{r\max} - 40)^2 \cotg \epsilon_s \quad \text{km} \quad (27)$$

También puede determinarse Δd a partir de la fig. 18.

La distancia Δd se mide en un mapa de escala adecuada desde la ubicación de la estación terrena a lo largo del acimut del haz principal de su antena, y se traza un círculo de radio $d_{r\acute{m}ax}$ que tenga por centro el punto así obtenido. Este círculo es el contorno de coordinación en el caso de dispersión por la lluvia.

Cuando se pretende que una estación terrena funcione con varias estaciones espaciales situadas en diferentes posiciones orbitales pero en las mismas frecuencias, el contorno de coordinación para la estación terrena, será la envolvente de todos los contornos de coordinación determinados individualmente para cada posición de satélites.

La distancia de coordinación en el caso de dispersión por la lluvia, que se designa por d_2 , es la distancia desde la estación terrena al contorno de coordinación en el acimut considerado.

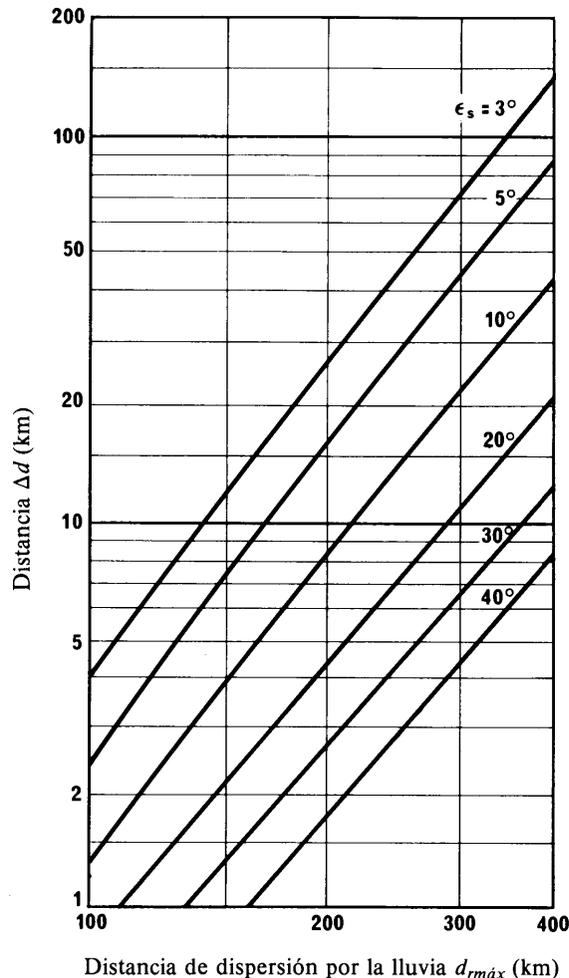


FIGURA 18 — Distancia Δd en función de la distancia de dispersión por la lluvia d_2 y del ángulo de elevación ϵ_s del haz principal de la antena de la estación terrena

4.5 Ausencia de efectos de trayectos mixtos

Ya que el efecto más importante de la dispersión causada por la lluvia es el que se produce en la región de la estación terrena, no se plantea la cuestión del trayecto mixto. Se considerará pues la zona hidrometeorológica correspondiente a la estación terrena, junto con la apropiada distancia máxima de dispersión por la lluvia del cuadro V.

5. Valor mínimo de distancia de coordinación

Si el método para la determinación de d_1 , distancia de coordinación para el modo de propagación (1), conduce a un resultado menor que 100 km, se tomará d_1 igual a 100 km. De manera similar, si el método para la determinación de $d_{r\acute{m}ax}$ distancia de dispersión por la lluvia, conduce a un resultado menor que 100 km, se tomará $d_{r\acute{m}ax}$ igual a 100 km.

6. Distancia de coordinación

En cualquier acimut, se empleará la mayor de las distancias de coordinación d_1 o d_2 , para el procedimiento de coordinación.

En la fig. 19 se da un ejemplo de contorno de coordinación.

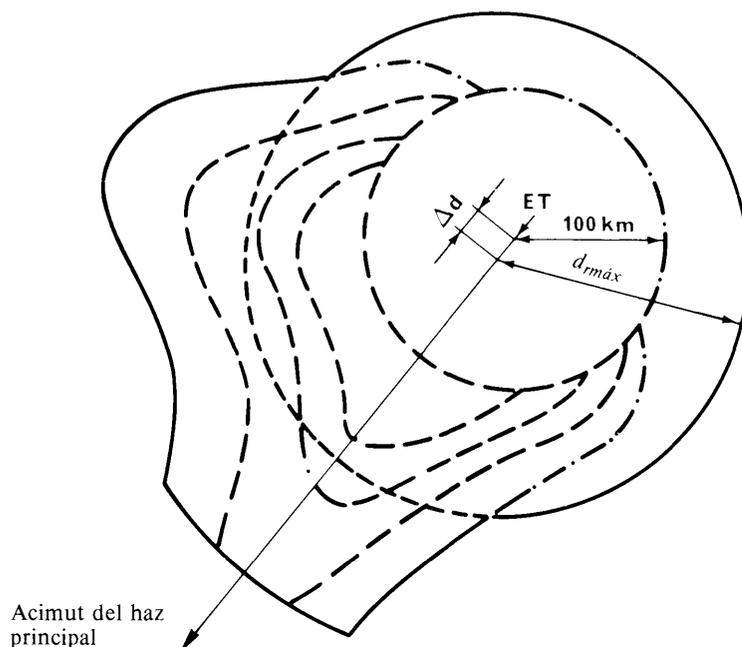


FIGURA 19 – Ejemplo de contorno de coordinación

ET : Estación terrena

- : Contorno de coordinación
- · - · - · : Contorno para el modo de propagación (1)
- : Contorno para el modo de propagación (2)
- - - - - : Contornos auxiliares para el modo de propagación (1)

Nota. – Si al utilizar los contornos auxiliares se demuestra que, para el modo propagación (1), se puede eliminar una estación terrenal:

- en el estudio no se considerará dicha estación terrenal si ésta se encuentra fuera del contorno del modo de propagación (2);
- si dicha estación terrenal está situada dentro del contorno del modo de propagación (2), deberá seguir siendo considerada, pero únicamente para este modo.

7. Cálculo mediante computador

El método de determinación de las zonas de coordinación y de los contornos auxiliares anteriormente descrito puede ser programado para computador. Con este programa, podrían trazarse automáticamente los contornos sobre un mapa.

8. Consideraciones de explotación en frecuencias superiores a 10 GHz

En frecuencias superiores a 10 GHz, la atenuación debida a la lluvia debilitará las señales recibidas en las estaciones terrenas o espaciales durante pequeños porcentajes de tiempo, incrementándose este efecto cuando aumenta la frecuencia.

Cuando los márgenes de potencia en los enlaces ascendente y descendente no sean suficientes para mantener la continuidad requerida del servicio, puede ser necesario recurrir a la diversidad de emplazamiento, el control de potencia, o ambos.

Cuando se utiliza control de potencia en el enlace ascendente para compensar la atenuación debida a la lluvia en un trayecto Tierra-espacio, este aumento de potencia tenderá a producir una interferencia potencial mayor a los sistemas terrenales en cuya dirección la atenuación puede no haber aumentado. Por lo tanto, puede ser necesario determinar los contornos de coordinación teniendo en cuenta las potencias máximas que pueden radiarse y los porcentajes de tiempo durante los cuales es posible que se utilicen determinados niveles de control de potencia. Se entiende que, para determinar la zona de coordinación, debe utilizarse la potencia máxima que puede ser emitida por una estación terrena transmisora. Sin embargo, la potencia de transmisión sólo será aumentada cuando la atenuación debida a la lluvia exceda un valor especificado. En consecuencia, la potencia incrementada no contribuirá a la interferencia debida a la propagación guiada, pues este fenómeno se produce en condiciones de atmósfera despejada. Así pues, la potencia de transmisión máxima disponible que se utiliza para determinar la zona de coordinación para el modo de propagación (1) debe ser diferente de la utilizada para el modo de propagación (2). De hecho, para el modo de propagación (1) parece apropiado utilizar, como potencia de transmisión máxima disponible, la potencia de transmisión emitida en condiciones de atmósfera despejada.

Cuando se utilice diversidad de emplazamientos para compensar la atenuación, deberá determinarse los contornos de coordinación para ambos emplazamientos. Puesto que las precipitaciones son el mecanismo responsable en mayor grado de la atenuación, cada uno de los dos emplazamientos se pondrá en funcionamiento, generalmente, sólo hasta un determinado valor de la atenuación, es decir, de una determinada intensidad de lluvia, por encima de la cual el funcionamiento se transfiere al otro emplazamiento. Como consecuencia, las distancias de coordinación de dispersión por la lluvia deben determinarse únicamente para aquellas intensidades de lluvia para las cuales se realiza la conmutación al otro emplazamiento. Puesto que las intensidades de lluvia de conmutación serán sustancialmente menores que las intensidades de lluvia máximas para el porcentaje de tiempo durante el cual debe mantenerse la continuidad del servicio, las zonas de coordinación de dispersión por la lluvia para ambos emplazamientos serán significativamente más pequeñas que las de un emplazamiento único sin diversidad. Es evidente que esta ventaja puede aplicarse tanto a la estación terrena transmisora como a la receptora.

9. Estaciones terrenas móviles (excepto móviles aeronáuticas)

Para decidir si se requiere la coordinación para una estación móvil (excepto móvil aeronáutica), es necesario determinar la zona de coordinación que abarcaría todas las zonas de coordinación determinadas para cada ubicación dentro de la zona de servicio en que se propone explotar las estaciones terrenas móviles.

El método anterior puede utilizarse para la determinación de los contornos de coordinación individuales correspondientes a un número de ubicaciones suficientemente amplio en el interior y en la periferia de la zona de servicio prevista, y determinando a partir de ellos una zona de coordinación global que contenga todas las zonas de coordinación individuales posibles. Para más información véase [CCIR, 1978-82b].

10. Revisión de datos relativos a la propagación

La información que figura en los puntos 3, 4 y 6 y en el anexo II del presente Informe se basa, directa o indirectamente, en datos de propagación compilados, interpretados y documentados en otros Informes y Recomendaciones del CCIR. Esta información se indica en una forma similar al apéndice 28 del Reglamento de Radiocomunicaciones para una modificación subsiguiente de conformidad con la Resolución N.º 60 de la CAMR-79. Los conocimientos sobre propagación están sujetos a cambios a medida que se dispone de datos nuevos y más fiables, y dichos cambios pueden requerir o aconsejar firmemente que se efectúen las modificaciones correspondientes a los textos del presente Informe relacionados con la propagación que se basan en las conclusiones de la Comisión de Estudio 5.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Documentos del CCIR

[1978-82]: a. 4/7 (9/5) (China (República Popular de)); b. 4/286 (GIT 4/1).

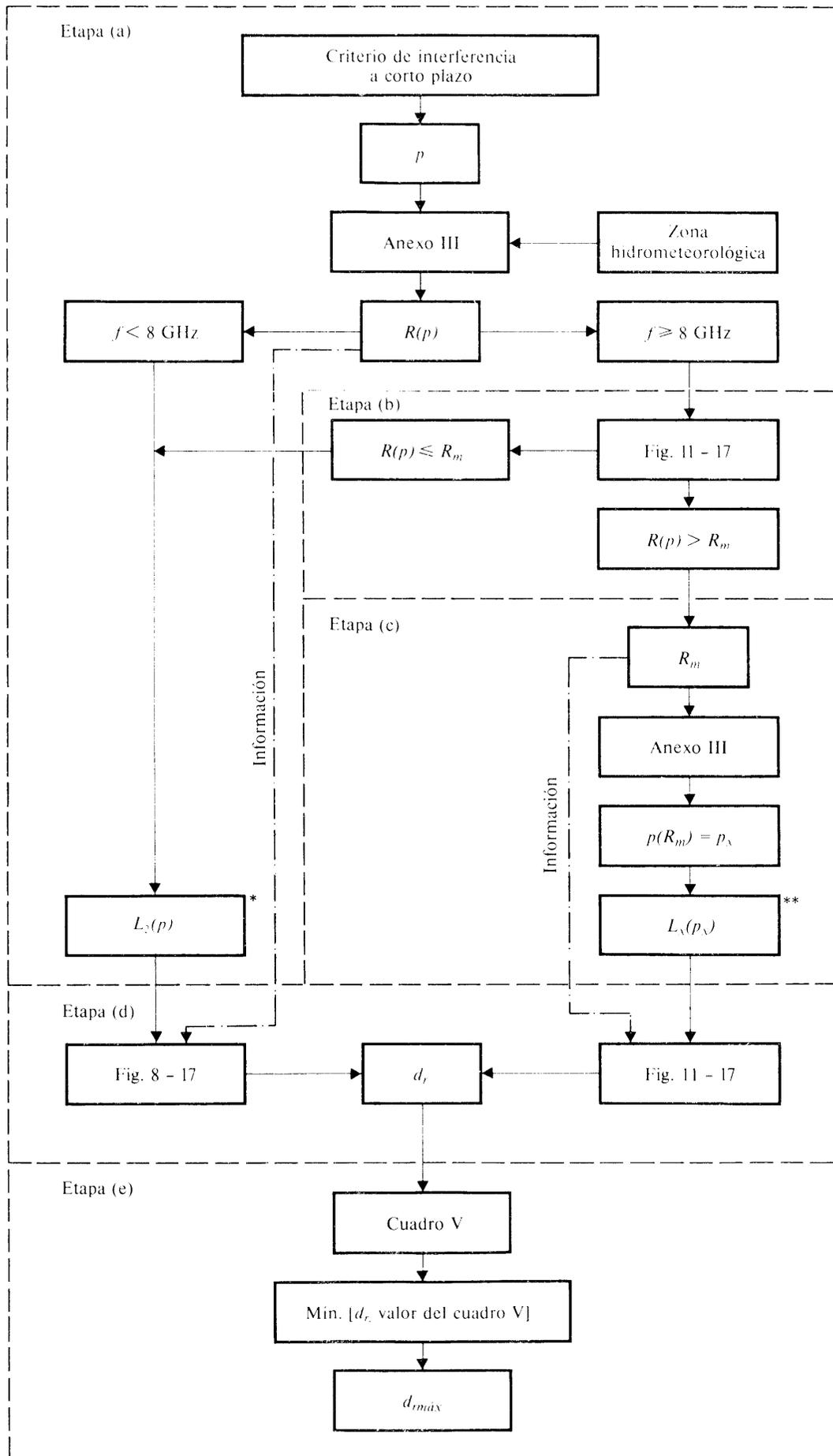


FIGURA 20 – Diagrama de flujo para la determinación de $d_{m\acute{a}x}$

* De la ecuación (20).
 ** De la ecuación (20a).

ANEXO I

GANANCIA DE LA ANTENA DE UNA ESTACIÓN TERRENA EN LA DIRECCIÓN DEL HORIZONTE, EN EL CASO DE SATÉLITES GEOESTACIONARIOS

1. Consideraciones generales

La componente de la ganancia de la antena de una estación terrena en la dirección del horizonte físico alrededor de la estación es una función del ángulo de separación φ entre el eje del haz principal y la dirección del horizonte considerada. Por consiguiente, es necesario conocer el ángulo φ para cada acimut.

Existe una relación unívoca entre el ángulo de elevación ε_s y el acimut α_s de los satélites geoestacionarios vistos desde una estación terrena situada en la latitud ζ . La fig. 21 presenta, en un diagrama rectangular elevación/acimut, los segmentos de arco posibles de la órbita de los satélites geoestacionarios; cada arco corresponde a una latitud de la estación terrena.

La representación plana del sistema de coordenadas esféricas ε_s/α_s es una fuente de errores en la determinación de los valores grandes del ángulo φ . No obstante, como para esos valores la variación de φ influye muy poco en los diagramas de antena, los errores no modifican de manera notable el valor de la ganancia de la antena en la dirección del horizonte.

En el método gráfico aquí descrito se ha supuesto que las estaciones espaciales pueden estar situadas en cualquier parte de un arco orbital. Sin embargo con miras a la coordinación debe utilizarse una posición orbital determinada. En consecuencia tal posición deberá aparecer en la fig. 22 como un punto para el cual debe determinarse el ángulo fuera del haz $\varphi(\alpha)$.

Es posible que no se conozcan de antemano las longitudes relativas exactas de los satélites; pero aun cuando se conocieran, la posibilidad de añadir un nuevo satélite o de desplazar uno existente indica que debe considerarse ocupada por satélites la totalidad o parte del arco correspondiente.

2. Método gráfico para la determinación de $\varphi(\alpha)$

Una vez elegido y marcado adecuadamente el arco o el segmento de arco apropiado en la fig. 21, se superpone la línea del horizonte $\varepsilon(\alpha)$ al gráfico de la fig. 21, como aparece en la fig. 22; en dicha fig. 22 se da un ejemplo para una estación terrena situada a 45° de latitud Norte y un satélite que se proyecta colocar entre las longitudes relativas 10° E y 45° W.

Se determina y se mide en cada punto del horizonte local $\varepsilon(\alpha)$, la menor distancia con relación al arco, en la escala de los ángulos de elevación. El ejemplo de la fig. 22 muestra cómo se determina el ángulo φ fuera de haz para un acimut $\alpha (= 210^\circ)$, con un ángulo de elevación $\varepsilon (= 4^\circ)$. La medición da un valor de 26° para φ .

Si se procede así para todos los acimutes (con incrementos apropiados, por ejemplo de 5°), se obtiene una relación de $\varphi(\alpha)$.

3. Método numérico para la determinación de $\varphi(\alpha)$

Deberán utilizarse las siguientes ecuaciones:

$$\psi = \arccos(\cos \zeta \cdot \cos \delta) \quad (28)$$

$$\alpha'_s = \arccos(\operatorname{tg} \zeta \cdot \cotg \psi) \quad (29)$$

$$\alpha_s = \alpha'_s + 180^\circ \text{ para las estaciones terrenas situadas en el hemisferio Norte y los satélites situados al Oeste de la estación terrena.} \quad (30a)$$

$$\alpha_s = 180^\circ - \alpha'_s \text{ para las estaciones terrenas situadas en el hemisferio Norte y los satélites situados al Este de la estación terrena.} \quad (30b)$$

$$\alpha_s = 360^\circ - \alpha'_s \text{ para las estaciones terrenas situadas en el hemisferio Sur y los satélites situados al Oeste de la estación terrena.} \quad (30c)$$

$$\alpha_s = \alpha'_s \text{ para las estaciones terrenas situadas en el hemisferio Sur y los satélites situados al Este de la estación terrena.} \quad (30d)$$

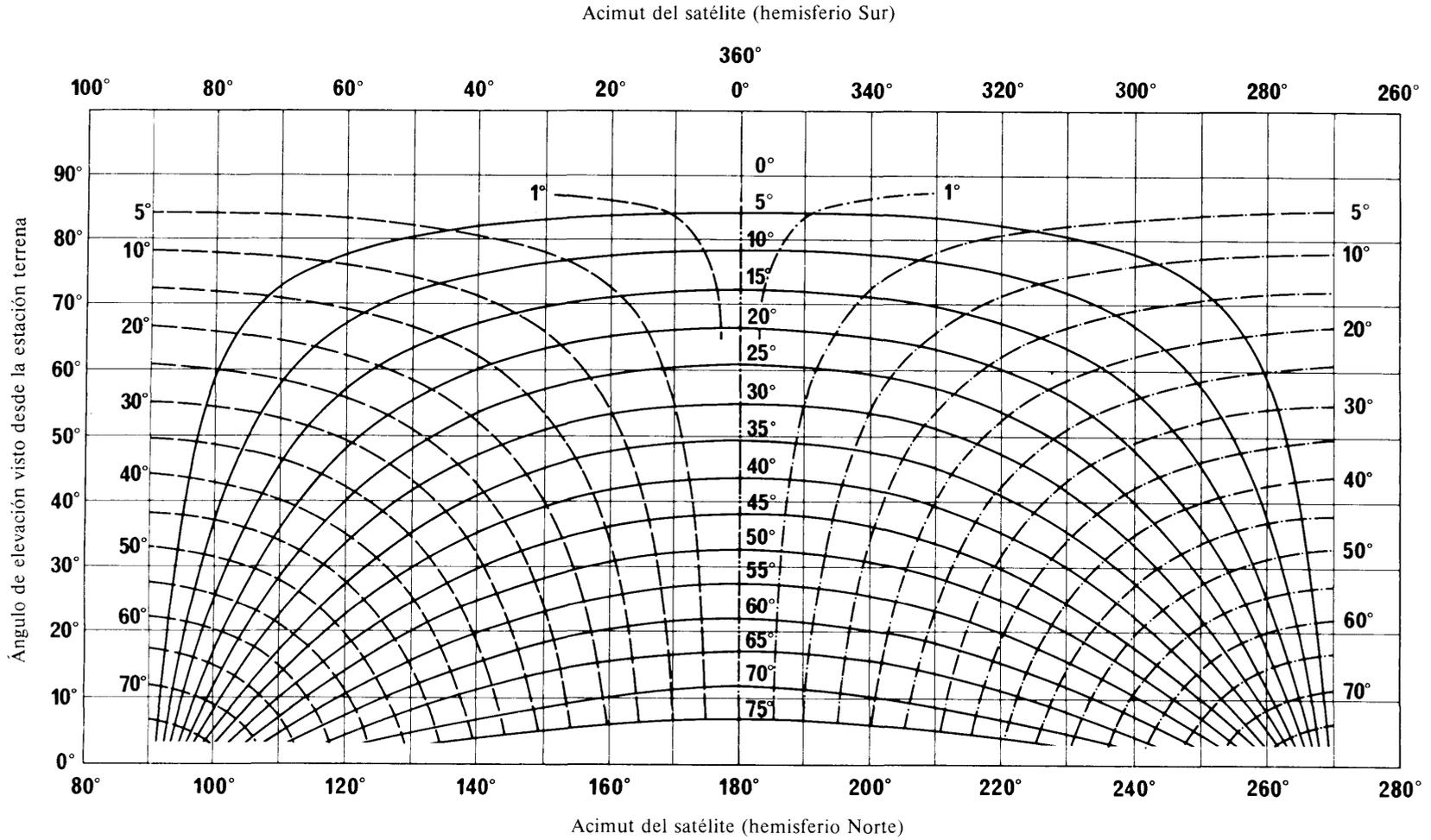


FIGURA 21 – Arcos que contienen las posiciones de los satélites geoestacionarios

- Arco de la órbita de los satélites geoestacionarios visible desde la estación terrena ubicada en la latitud terrestre ζ
- Diferencia de longitud entre la estación terrena y el punto subsatelital:
- Longitud del satélite al Este de la longitud de la estación terrena
- · - · - Longitud del satélite al Oeste de la longitud de la estación terrena
- · · · · Longitud del satélite igual que la longitud de la estación terrena

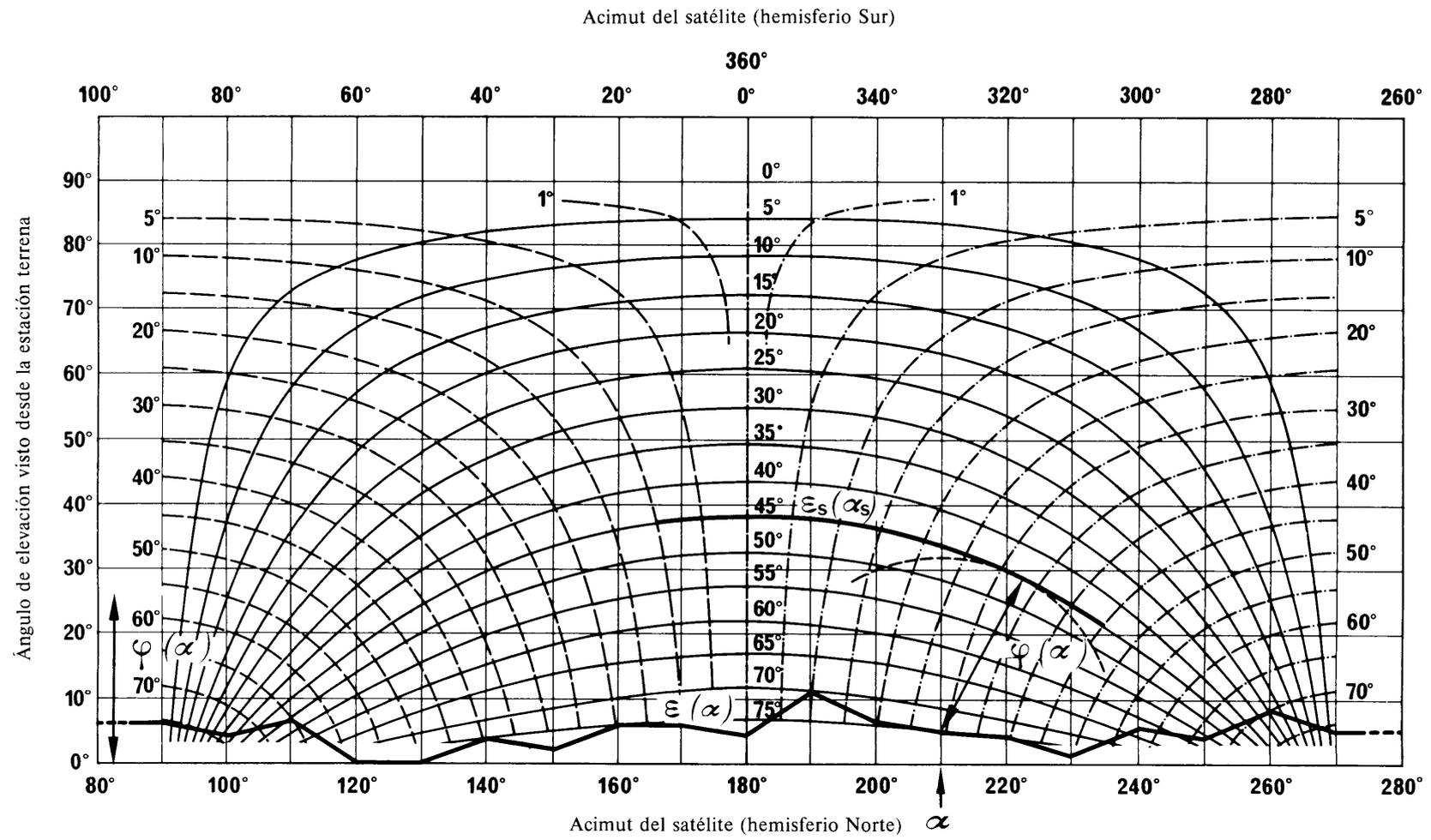


FIGURA 22 – Ejemplo de determinación de φ

- Arco de la órbita de los satélites geoestacionarios visible desde la estación terrena ubicada en la latitud terrestre ζ
- ΛΛΛΛΛΛΛΛ Perfil del horizonte, $\varepsilon(\alpha)$
- Diferencia de longitud entre la estación terrena y el punto subsatelital:
- Longitud del satélite al Este de la longitud de la estación terrena
- .-.-.-. Longitud del satélite al Oeste de la longitud de la estación terrena
- Longitud del satélite igual que la de la longitud de la estación terrena

$$\varepsilon_s = \arctg \left(\frac{K - \cos \psi}{\operatorname{sen} \psi} \right) - \psi \quad (31)$$

$$\varphi(\alpha) = \arccos [\cos \varepsilon \cdot \cos \varepsilon_s \cdot \cos (\alpha - \alpha_s) + \operatorname{sen} \varepsilon \cdot \operatorname{sen} \varepsilon_s] \quad (32)$$

donde:

- ζ : latitud de la estación terrena;
 - δ : diferencia entre las longitudes del satélite y de la estación terrena;
 - ψ : arco de círculo máximo entre la estación terrena y el punto subsatelital;
 - α_s : acimut del satélite visto desde la estación terrena;
 - ε_s : ángulo de elevación del satélite visto desde la estación terrena;
 - α : acimut de la dirección considerada;
 - ε : ángulo de elevación del horizonte en el acimut α considerado;
 - $\varphi(\alpha)$: ángulo entre el eje del haz principal y la dirección del horizonte correspondiente al acimut α considerado;
 - K : relación radio de la órbita/radio de la Tierra, supuesta igual a 6,62.
- Todos los ángulos mencionados anteriormente se expresan en grados.

4. Determinación de la ganancia de la antena

Puede utilizarse la relación $\varphi(\alpha)$ para obtener la ganancia de la antena en la dirección del horizonte, G (dB) en función del acimut α , mediante el diagrama de radiación efectivo de la antena de la estación terrena o mediante una fórmula que dé suficiente aproximación. Por ejemplo, en los casos en que la relación entre el diámetro de la antena y la longitud de onda sea superior o igual a 100 conviene emplear la fórmula:

$$\left. \begin{aligned} G(\varphi) &= G_{\max} - 2,5 \times 10^{-3} \left(\frac{D}{\lambda} \varphi \right)^2 & \text{para } 0 < \varphi < \varphi_m \\ G(\varphi) &= G_1 & \text{para } \varphi_m \leq \varphi < \varphi_r \\ G(\varphi) &= 32 - 25 \log \varphi & \text{para } \varphi_r \leq \varphi < 48^\circ \\ G(\varphi) &= -10 & \text{para } 48^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

siendo:

- D : diámetro de la antena
 - λ : longitud de onda
- } expresados en la misma unidad
- G_1 : ganancia del primer lóbulo lateral = $2 + 15 \log D/\lambda$

$$\varphi_m = \frac{20\lambda}{D} \sqrt{G_{\max} - G_1} \quad (\text{grados})$$

$$\varphi_r = 15,85 D/\lambda^{-0,6} \quad (\text{grados})$$

En el caso de las antenas con D/λ inferior a 100, cuando no sea posible utilizar el diagrama de antena de referencia indicado, ni puedan utilizarse a cambio los datos medidos, ni una Recomendación pertinente del CCIR aceptada por las administraciones interesadas, se podrá emplear el diagrama de referencia que se define a continuación:

$$\left. \begin{aligned} G(\varphi) &= G_{\max} - 2,5 \times 10^{-3} \left(\frac{D}{\lambda} \varphi \right)^2 & \text{para } 0 < \varphi < \varphi_m \\ G(\varphi) &= G_1 & \text{para } \varphi_m \leq \varphi < 100 \frac{\lambda}{D} \\ G(\varphi) &= 52 - 10 \log \frac{D}{\lambda} - 25 \log \varphi & \text{para } 100 \frac{\lambda}{D} \leq \varphi < 48^\circ \\ G(\varphi) &= 10 - 10 \log \frac{D}{\lambda} & \text{para } 48^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

siendo:

- D : diámetro de la antena
 - λ : longitud de onda
- } expresados en la misma unidad
- G_1 : ganancia del primer lóbulo lateral = $2 + 15 \log D/\lambda$

$$\varphi_m = \frac{20\lambda}{D} \sqrt{G_{\max} - G_1} \quad (\text{grados})$$

Los diagramas descritos anteriormente podrán ser modificados en la forma conveniente para obtener una mejor representación del diagrama real de la antena.

Si no se conoce D/λ , puede estimarse a partir de la expresión:

$$20 \log \frac{D}{\lambda} \approx G_{\max} - 7,7$$

donde:

G_{\max} : ganancia del lóbulo principal de la antena en dB.

ANEXO II

MÉTODO GRÁFICO PARA DETERMINAR LA DISTANCIA DE COORDINACIÓN PARA TRAYECTOS MIXTOS

1. Dos zonas

El método a utilizar para un trayecto mixto en dos zonas se ilustra en el ejemplo de la fig. 23a). La estación terrena está situada en la Zona A a 75 km de distancia de la Zona B. El método gráfico descrito a continuación es especialmente útil cuando regiones no adyacentes pertenecen a la misma zona, como en este ejemplo.

En el ejemplo que figura a continuación, se supone que la pérdida de coordinación es de 180 dB, la frecuencia de 20 GHz y el porcentaje de tiempo del 0,01%. La manera de proceder es la siguiente:

- 1.1 Se determina la distancia que, enteramente en la Zona A, produciría la pérdida de coordinación. Esta distancia, que en este caso es 160 km, se lleva a partir del origen sobre el eje de abscisas del gráfico de papel milimetrado, lo que da el punto A (fig. 23b)).
- 1.2 Se determina la distancia que, enteramente en la Zona B, produciría el mismo valor de pérdida de coordinación. Esta distancia, que en este caso es de 530 km, se lleva al eje de ordenadas del gráfico, lo que da el punto B.
- 1.3 Se unen los puntos A y B por una recta.
- 1.4 Sobre el eje de abscisas del gráfico a partir del origen, se lleva la distancia de 75 km entre la estación terrena y la Zona B, lo que da el punto A_1 .
- 1.5 A partir del punto A_1 se lleva paralelamente al eje de ordenadas del gráfico la longitud del trayecto en la Zona B, 150 km, lo que da el punto B_1 .
- 1.6 La distancia que queda por recorrer en la segunda parte de la Zona A se determina trazando una paralela al eje de las abscisas desde el punto B_1 hasta el punto X de intersección con la recta trazada para el trayecto mixto. En la fig. 23b) se obtiene para esta distancia 40 km.
- 1.7 La distancia de coordinación es la suma de las distancias $0A_1$, A_1B_1 y B_1X , y es igual a:

$$75 + 150 + 40 = 265 \text{ km}$$

2. Tres zonas

En ciertos casos especiales, el trayecto mixto atraviesa las tres zonas radioclimáticas A, B y C. Se puede resolver el problema agregando una tercera dimensión al método descrito para el caso en que el trayecto mixto atraviese sólo dos zonas. Teóricamente, eso quiere decir que hay que hallar la tercera coordenada de un punto cuyas dos primeras coordenadas corresponden a las distancias conocidas en las dos primeras zonas y que está situado en el plano que pasa por los tres puntos de los ejes X, Y y Z correspondientes a las distancias que en las Zonas A, B y C, respectivamente, darán el valor requerido de la pérdida básica de transmisión.

En la práctica se puede hacer esta determinación por el método gráfico simple representado en la fig. 24a) en la que se supone que la pérdida de coordinación (L_1) es igual a 180 dB, para una frecuencia de 20 GHz. El problema consiste en encontrar la distancia de coordinación a partir de la estación terrena, en la dirección dada en la fig. 24a). En esta dirección la longitud del trayecto en la Zona A es 75 km ($0A_1$); sigue luego una longitud de 150 km en la Zona B (A_1B_1), y luego una longitud desconocida, que es la que se debe determinar en la Zona C (fig. 24a)).

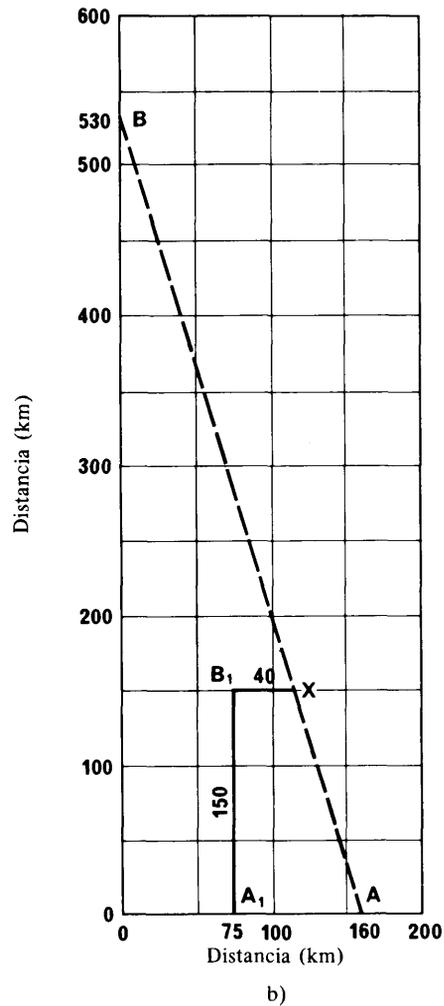
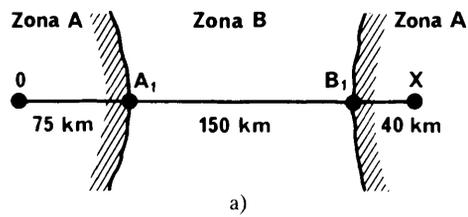


FIGURA 23 – Ejemplo de determinación de la distancia de coordinación para trayectos mixtos en que intervienen las Zonas A y B

El método que hay que aplicar es entonces el siguiente (fig. 24b)):

- 2.1 Se comienza por aplicar el mismo método que en el caso en el que hay sólo dos zonas, aplicando solamente las etapas 1.1 a 1.5 y se continúa como sigue:
- 2.2 Desde el punto B_1 , se traza una paralela a la recta AB, que cortará el eje de abscisas en el punto D.

2.3 Se determina la distancia que, situada enteramente en la Zona C, daría el mismo valor de pérdida de coordinación. Se lleva dicha distancia (en este caso de 350 km) al eje de coordenadas en C. Se unen los puntos C y A.

2.4 Desde el punto D se traza la paralela al eje de ordenadas, que corta a la recta CA en X.

2.5 La distancia DX es la longitud del trayecto en la Zona C que se trata de hallar, que en este caso es igual a 85 km.

2.6 La distancia de coordinación es la suma de las longitudes $0A_1$, A_1B_1 y DX, que en este ejemplo es:

$$75 + 150 + 85 = 310 \text{ km.}$$

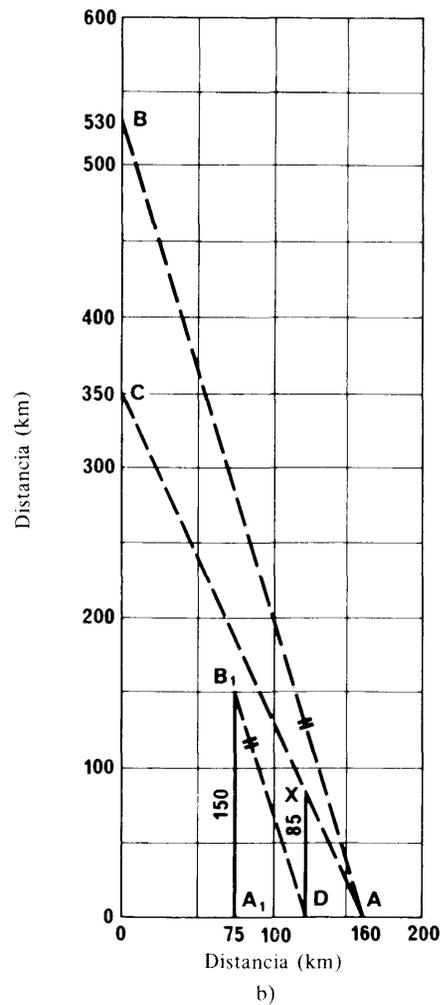
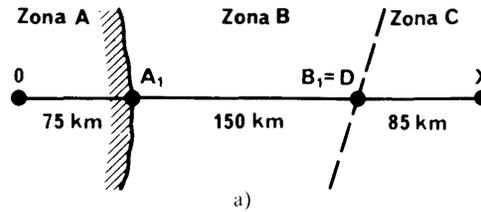


FIGURA 24 – Ejemplos de determinación de la distancia de coordinación para trayectos mixtos en que intervienen las Zonas A, B y C

ANEXO III

EJEMPLO DE CLASIFICACIÓN DE LAS ZONAS HIDROMETEOROLÓGICAS

La superficie terrestre se ha dividido en varias regiones que muestran características de precipitación muy diferentes unas con respecto a otras.

Los valores del cuadro VI muestran la distribución acumulativa de la intensidad de lluvia puntual en la superficie para las regiones señaladas en la fig. 25.

CUADRO VI — Zonas hidrometeorológicas
Intensidad de lluvia excedida (mm/h)

Porcentaje del tiempo	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P
1,0	—	1	—	3	1	2				2		4	5	12
0,3	1	2	3	5	3	4	7	4	13	6	7	11	15	34
0,1	2	3	5	8	6	8	12	10	20	12	15	22	35	65
0,03	5	6	9	13	12	15	20	18	28	23	33	40	65	105
0,01	8	12	15	19	22	28	30	32	35	42	60	63	95	145
0,003	14	21	26	29	41	54	45	55	45	70	105	95	140	200
0,001	22	32	42	42	70	78	65	83	55	100	150	120	180	250

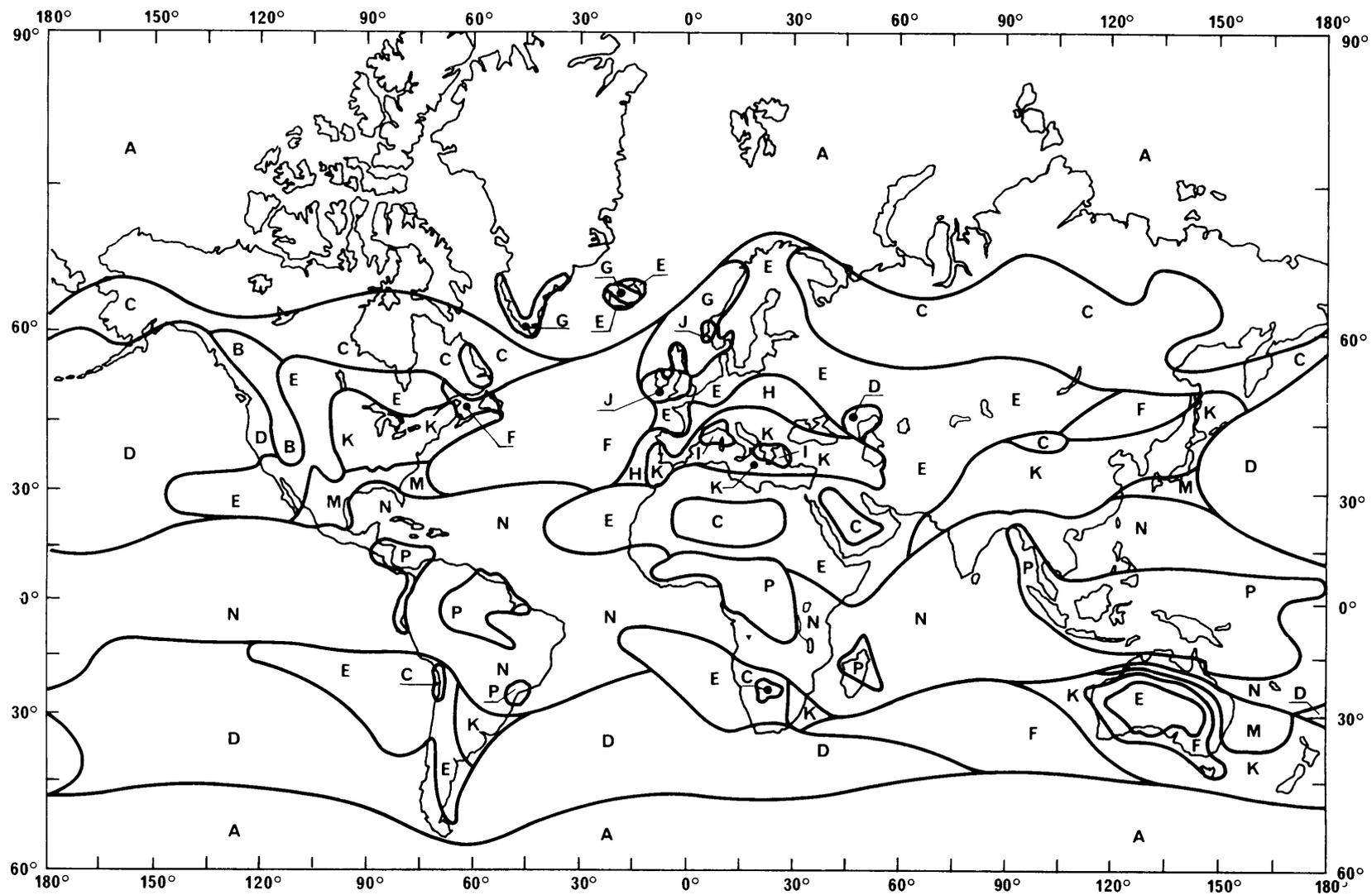


FIGURA 25 - Situación de las zonas climáticas de lluvia

INFORME 388-4

**MÉTODOS PARA DETERMINAR LA INTERFERENCIA EN SISTEMAS TERRENALES
DE RELEVADORES RADIOELÉCTRICOS Y EN SISTEMAS DEL SERVICIO FIJO POR SATÉLITE**

(Cuestiones 2/4 y 23/9, Programas de Estudios 2A/4, 2J/4 y 23A/9)

(1966-1970-1974-1978-1982)

1. Introducción

El presente Informe tiene por objeto describir la técnica que permite determinar la interferencia observada en los sistemas terrenales de relevadores radioeléctricos y en los sistemas del servicio fijo por satélite, en función de la relación portadora/interferencia y teniendo en cuenta la modulación utilizada para la transmisión.

Partiendo de la hipótesis de que la interferencia puede expresarse en función del espectro de la señal interferente, se dan fórmulas generales de la interferencia que dependen únicamente de la modulación de la señal deseada, utilizando como parámetro el espectro de la señal interferente. En la mayoría de los casos se proporcionan fórmulas simplificadas o gráficas.

Se proporcionan espectros de las señales para permitir la determinación de la interferencia a partir de la fórmula general. Ello puede hacerse para cualquier combinación de señales deseada e interferente que corresponde a los tipos siguientes de modulación y transmisión (incluidas las modulaciones angular y de amplitud):

- telefonía MDF-MF,
- telefonía MF con un solo canal por portadora,
- transmisiones digitales MDP,
- televisión MF,
- telefonía MA.

En el caso de la transmisión telefónica analógica (telefonía MF o MA), la interferencia se expresa en términos de ruido (en pW). En el caso de la transmisión digital MDP, se expresa en términos de proporción de bits erróneos (BER). En televisión MF, las expresiones dadas en este Informe permiten calcular el valor admisible de la relación portadora/interferencia.

Se formulan asimismo ciertas advertencias sobre los efectos de la interferencia que no pueden determinarse sobre la base de los espectros, así como sobre los efectos de la no linealidad del canal.

Figuran, por último, numerosas referencias a publicaciones que tratan con más detalle del complejo problema de la interferencia, o en las que se inspira el texto del presente Informe.

2. Formulaciones sobre la interferencia

2.1 Señal deseada: señal telefónica analógica MDF-MF

2.1.1 Formulación general

En la relación (la relación lineal es válida sólo para niveles bajos de interferencia en las señales telefónicas MDF-MF) entre la potencia de la interferencia en la banda de base en un canal telefónico y la relación portadora/interferencia, interviene el factor de reducción de la interferencia, B (dB), definido como sigue:

$$B = 10 \log \frac{S/N_i}{C/I} \quad (1)$$

donde:

S : potencia de la señal de prueba en un canal telefónico = 1 mW.

N_i : potencia no ponderada de interferencia en un canal telefónico (anchura de banda: 3,1 kHz).

C : potencia de la portadora de la señal deseada (W).

I : potencia de la portadora de la señal interferente (W).

La potencia ponderada de interferencia N_p (pW) se obtiene como potencia no ponderada en 1,75 kHz, lo que da:

$$10 \log N_p = 87,5 - B - 10 \log (C/I) \quad (2)$$

El factor de reducción de la interferencia, B , se expresa como sigue [Medhurst, 1962; Pontano y otros, 1973]:

$$B = 10 \log \frac{2(\delta f)^2 P(f/f_m)}{b f^2 D(f, f_0)} \quad (3)$$

con:

$$D(f, f_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(F) P_1(f + f_0 - F) dF + \int_{-\infty}^{+\infty} S(F) P_1(f - f_0 - F) dF + S(f + f_0) P_{10} + \\ + S(f - f_0) P_{10} + S_0 P_1(f + f_0) + S_0 P_1(f - f_0) + \frac{S_0 P_{10}}{b} \delta(f - f_0) \quad (4)$$

$$P_1(f) = P(f) A^2(f) \quad (5)$$

$$P_{10} = P_0 A^2(0) \quad (6)$$

$$\delta(f - f_0) = 1 \quad \text{cuando} \quad f = f_0 \quad (6a)$$

$$\delta(f - f_0) = 0 \quad \text{cuando} \quad f \neq f_0$$

donde:

- δf : valor cuadrático medio de la excursión del tono de prueba (sin preacentuación) de la señal deseada (en kHz);
- f : frecuencia central del canal considerado, dentro de la banda de base de la señal deseada (en kHz);
- f_m : frecuencia superior de la banda de base de la señal deseada (en kHz);
- $p(f/f_m)$: factor de preacentuación para la frecuencia central del canal considerado, en la banda de la portadora deseada;
- b : anchura de banda del canal telefónico (3,1 kHz);
- f_0 : separación entre las frecuencias portadoras de las señales deseada e interferente (kHz);
- $S(f)$: parte continua de la densidad espectral de potencia normalizada de la señal deseada (Hz^{-1});
- S_0 : potencia de la portadora residual normalizada de la señal deseada;
- $P(f)$: parte continua de la densidad espectral de potencia normalizada de la señal interferente (Hz^{-1});
- P_0 : potencia de la portadora residual normalizada de la señal interferente;
- $A(f)$: característica amplitud/frecuencia del filtro de recepción de la señal deseada; el origen de las frecuencias es la frecuencia central de la portadora de la señal interferente.

Las densidades espectrales de potencia están normalizadas con relación a la unidad y se supone que son unilaterales (únicamente frecuencias positivas).

De las expresiones (2) y (3) se deduce la expresión de N_p en función de la relación C/I . Para determinar N_p es necesario conocer:

- el espectro de la señal deseada (telefonía analógica),
- el espectro de la señal interferente.

Las expresiones de estos espectros figuran en el punto 3 más adelante.

2.1.2 Interferencia entre señales MDF-MF

2.1.2.1 Formulación general

Véase el punto 2.1.1; se emplean las expresiones de los espectros indicadas en el punto 3.1.

2.1.2.2 Interferencia causada por una señal MDF-MF con bajo índice de modulación a una señal MDF-MF con elevado índice de modulación

Se representa aquí el caso de un sistema terrenal de relevadores radioeléctricos que causa interferencia a un sistema del servicio fijo por satélite. No es fácil identificar el canal de la banda de base más interferido. Sin embargo, la condición de interferencia más desfavorable resulta cuando la separación entre las frecuencias portadoras deseada e interferente es igual o inferior a la frecuencia superior de la banda de base de la señal deseada.

El factor B se puede evaluar [Medhurst y Roberts, 1964; Johns, 1966a y b] calculando la integral de convolución entre los espectros de las dos señales consideradas. Se obtiene así la fórmula simplificada siguiente:

$$B = 10 \log \frac{1}{bf^2} \left\{ \frac{2\sqrt{2\pi} (\delta f)^2 p(f/f_m) f_s}{\exp\left[\frac{-(f_0-f)^2}{2f_s^2}\right] + \exp\left[\frac{-(f_0+f)^2}{2f_s^2}\right]} \right\} \quad (7)$$

La definición de los parámetros de esta expresión se ha dado ya en el punto 2.1.1, salvo f_s que es el valor cuadrático medio de la excursión multicanal de la señal deseada, en kHz.

Las mediciones revelan una buena concordancia con los valores calculados del factor B [CCIR, 1966-69].

2.1.2.3 Interferencia causada por una señal MDF-MF de elevado índice de modulación a otra señal MDF-MF de las mismas características

Este es el caso típico de dos señales interferentes de sistemas del servicio fijo por satélite. Sin embargo, es posible que se utilice también un elevado índice de modulación en sistemas terrenales de relevadores radioeléctricos, en especial por encima de 10 GHz, donde un elevado índice de modulación MDF-MF mejora la relación señal/ruido y asegura cierta inmunidad contra la interferencia.

Se pueden hacer aquí los mismos comentarios que en el punto 2.1.2.2 respecto al canal de banda de base de la interferencia máxima y a la separación de frecuencias más desfavorable. Además, el factor B es idéntico al indicado en la ecuación (7) del punto 2.1.2.2 sustituyendo f_s por F_s .

F_s se define como sigue:

$$F_s = \sqrt{f_{s1}^2 + f_{s2}^2}$$

donde f_{s1} y f_{s2} representan los valores cuadráticos medios de la excursión de frecuencia multicanal de las señales deseada e interferente (kHz).

2.1.2.4 Interferencia entre señales MDF-MF con índices medios de modulación

Para calcular la interferencia entre señales concretas con bajos índices de modulación para una determinada separación de las frecuencias portadoras, es necesario calcular la convolución de los espectros de estas señales mediante la fórmula (4) y determinar luego con las fórmulas (3) y (2) la magnitud de la interferencia en los canales telefónicos.

El punto 3 contiene gráficos de espectros normalizados de señales MDF-MF de sistemas típicos de relevadores radioeléctricos y por satélite. Estos gráficos pueden utilizarse para calcular la convolución.

La fig. 1 contiene una serie de curvas de espectros normalizados en función del índice de modulación para determinados valores de la frecuencia normalizada. Con estas curvas es fácil construir un gráfico del espectro para cualquier valor del índice de modulación comprendido entre 0,1 y 3. Cuando $m > 3$, la forma del espectro de la señal corresponde muy estrechamente a una curva de Gauss. Si los índices de modulación de las señales deseada e interferente son mayores que 3, para calcular la interferencia debe entonces aplicarse la fórmula (7), teniendo en cuenta el punto 2.1.2.3.

En ciertos casos especiales, cuando la señal interferente puede caracterizarse por el valor cuadrático medio de su índice de modulación y la frecuencia superior de la banda de base es igual a la de la señal deseada (o sea, $f_{m1} = f_{m2}$), es posible calcular muy simplemente la función de interferencia $D(f, f_0)$ a base de las curvas normalizadas de la fig. 1.

Se determina el índice de modulación equivalente:

$$m = [m_1^2 + m_2^2]^{1/2}$$

y para este valor m se hallan con las curvas de la fig. 1 las magnitudes $f_m S(f_1)$ y $f_m S(f_2)$, siendo:

$$f_1 = \frac{(f_0 + b)}{f_{m1}} \quad \text{y} \quad f_2 = \frac{(f_0 - b)}{f_{m1}}$$

y también

$$D(f, f_0) = \frac{1}{f_{m1}} [f_m S(f_1) + f_m S(f_2)]$$

Este mismo método puede aplicarse para la determinación aproximada de $D(f, f_0)$, según el valor del índice de modulación «equivalente»:

$$m = \left[m_1^2 + m_2^2 \left(\frac{f_{m2}}{f_{m1}} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

cuando

$$f_{m2} < f_{m1} \quad \text{y} \quad m_2^2 \left(\frac{f_{m2}}{f_{m1}} \right)^2 \ll m_1^2$$

Los símbolos utilizados se definen como sigue:

- f_0 : separación entre las frecuencias portadoras,
- f_{m1}, f_{m2} : frecuencia central del canal superior de la banda de base de las señales deseada e interferente, respectivamente,
- m_1, m_2 : valores cuadráticos medios de los índices de modulación de las señales deseada e interferente, respectivamente.

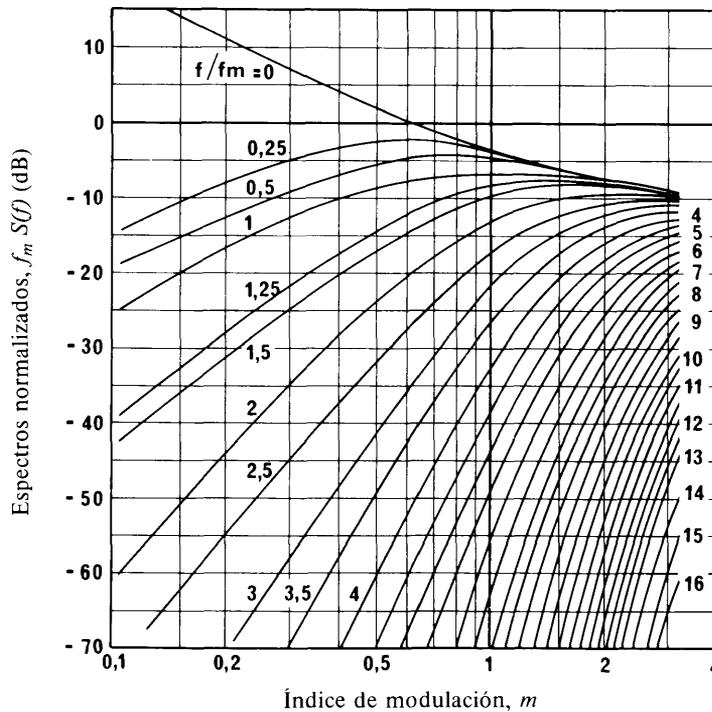


FIGURA 1 – Densidad espectral normalizada de señales MDF-MF

2.1.2.5 Interferencia causada por una señal MDF-MF con elevado índice de modulación, a una señal MDF-MF con bajo índice de modulación

Este es el caso típico de un sistema del servicio fijo por satélite que causa interferencia a un sistema terrenal de relevadores radioeléctricos. La modulación angular de bajo índice puede considerarse como casi lineal con respecto a algunos tipos de señal interferente; el cálculo de la interferencia en estos casos se realiza por un sencillo procedimiento, análogo al empleado para el caso de la modulación lineal de amplitud con doble banda lateral (MA-DBL).

Puede usarse la siguiente fórmula aproximada:

$$\left(\frac{\text{Potencia de la interferencia en un canal telefónico}}{\text{Potencia del ruido térmico en un canal telefónico}} \right) = \left(\frac{\text{Potencia de la señal interferente en dos bandas apropiadas de 4 kHz a la entrada del receptor}}{\text{Potencia del ruido térmico en las dos bandas de 4 kHz a la entrada del receptor}} \right)$$

2.1.3 Interferencia causada por señales digitales con modulación angular a señales MDF-MF

Los sistemas digitales que utilizan manipulación por desplazamiento de fase (MDP) o de frecuencia (MDF) son tipos de sistemas de modulación angular. En consecuencia, la interferencia causada por ellos a sistemas analógicos con modulación angular se calcula por la integral de convolución. Ahora bien, no es fácil generalizar las densidades espectrales de las señales digitales con modulación angular; en el punto 3.3 se da un espectro específico. Una mayor generalización entrañará el cálculo de la densidad espectral de señales digitales (véase el punto 3.3), el cálculo de la densidad espectral de señales analógicas [Ferris, 1968], la convolución de las dos densidades [Prabhu y Enloe, 1969], y el cálculo del factor B .

Cuando una portadora MDF-MF de elevado índice de modulación es interferida por señales digitales con modulación angular que ocupen una anchura de banda reducida comparada con la de la señal deseada, el factor B viene dado aproximadamente por la fórmula (7).

En [CCIR, 1970-74a] se dan valores calculados del factor B para la interferencia causada a señales MDF-MF por señales digitales MP.

2.1.4 Interferencia causada por señales MA a señales MDF-MF

Las propiedades casi lineales de las señales con modulación angular de bajo índice de modulación, con respecto a las señales interferentes cuyas densidades espectrales no presentan variaciones excesivas dentro de la banda de paso del receptor, permiten el uso, en tales casos, de la siguiente fórmula aproximada:

$$\left(\frac{\text{Potencia de la interferencia en un canal telefónico}}{\text{Potencia del ruido térmico en un canal telefónico}} \right) = \left(\frac{\text{Potencia de la señal interferente en dos bandas apropiadas de 4 kHz a la entrada del receptor}}{\text{Potencia del ruido térmico en las dos bandas de 4 kHz a la entrada del receptor}} \right)$$

En la fórmula se utilizan dos bandas de 4 kHz, ya que puede haber asimetría en el espectro de interferencia con respecto a la portadora deseada. Cuando un sistema con modulación angular y alto índice de modulación es interferido por señales digitales con modulación de amplitud que ocupan una pequeña anchura de banda en comparación con la de la señal deseada, el factor B viene dado aproximadamente por la fórmula del punto 2.1.2.2.

En [CCIR, 1970-74a] se dan los valores calculados del factor B para el caso de interferencias producidas por señales digitales MA a señales MDF-MF.

2.1.5 Interferencia causada por un sistema de banda estrecha a un sistema MDF-MF

La expresión teórica del punto 2.1.1 [Pontano y otros, 1973] puede aplicarse el caso de una señal interferente de modulación arbitraria, pero con anchura de banda pequeña en comparación con la de la señal interferida. La interferencia causada por los sistemas de un solo canal por portadora (SCPC) a las señales MDF-MF es un ejemplo de esta clase de situación. En [CCIR, 1978-82a; Prasanna y otros, 1977] constan los resultados correspondientes a varios sistemas SCPC con una gran variedad de características.

2.1.6 Interferencia causada por señales de televisión MF a señales de telefonía MDF-MF

Cuando la señal interferente es una señal TV-MF modulada sólo por una señal con dispersión de energía, y la señal deseada MDF-MF con un bajo número de canales telefónicos tiene un espectro cuya anchura es conmensurable con la del espectro de la señal interferente, si además coinciden las frecuencias portadoras, la fórmula (4) adopta la forma:

$$D(f, 0) = P \left[\int_{f-\Delta f/2}^{f+\Delta f/2} S(F) dF - \int_{f+\Delta f/2}^{f-\Delta f/2} S(F) dF \right] = 2P \int_{-\Delta f/2+f}^{\Delta f/2+f} S(F) dF,$$

donde:

Δf : excursión de frecuencia causada por la señal con dispersión (cresta a cresta),

$P = 1/\Delta f$ = densidad espectral de potencia de la señal interferente (véase la fig. 8, $i = 1$).

En las condiciones indicadas y con referencia a la fórmula (3), puede considerarse que:

$$\int_{-\Delta f/2+f}^{\Delta f/2+f} S(F) dF \approx 1 \quad \text{cuando} \quad f < f_{m1}$$

donde

$$B = 10 \log \frac{(\delta f)^2 \Delta f p(f/f_m)}{f^2 B}.$$

2.2 Señal deseada: señal telefónica MF con un solo canal por portadora

Este caso requiere más amplios estudios.

2.3 Señal deseada: señal digital MDP

Se han utilizado varios métodos para calcular las probabilidades de error de sistemas que utilizan manipulación por desplazamiento de fase con detección coherente (MDP coherente) y con detección diferencial (MDP diferencial), en presencia de varios tipos de interferencia y ruido gaussiano. Un método utilizado a menudo consiste en representar la interferencia mediante el ruido gaussiano aditivo de la misma potencia. Para los casos en que la interferencia está contenida por entero en la banda de paso del sistema deseado, la interferencia puede representarse mediante una suma de sinusoides con fases aleatorias. En este caso pueden obtenerse resultados analíticos exactos de la probabilidad de error de las señales MDP coherente y MDP diferencial sujetas a interferencias múltiples cocanal y a ruido gaussiano [Rosenbaum, 1969, 1970].

En muchos casos prácticos en que no se dispone de una descripción estadística exacta de las diversas interferencias, un método útil es calcular un límite superior de la probabilidad de error [Rosenbaum y Glave, 1974]. Este método exige conocer solamente la relación portadora/ruido a la entrada del demodulador (C/N), la relación entre los valores de cresta y eficaz de la interferencia, y la relación entre las potencias de la señal deseada e interferente (C/N). Debe señalarse que los resultados son válidos para un sistema teórico, y no tienen en cuenta las limitaciones prácticas de los sistemas, por lo que de hecho pueden tener valores muy diferentes a causa de la fluctuación de fase y otras degradaciones que se dan en la práctica.

Otros estudios en curso proporcionarán resultados para varios casos de interés práctico, incluido el efecto de la separación de frecuencias entre las portadoras deseada e interferente [Davies, 1972].

2.3.1 Formulación general

Se considera el efecto de la interferencia en función del aumento de la proporción de errores, partiendo de la proporción obtenida sin interferencia. Se designan mediante $(BER)_a$ y $(BER)_0$ las proporciones de bits erróneos admisibles con interferencia y sin ella, respectivamente:

— Señales MDP coherente (MDPC)

La proporción de bits erróneos en ausencia de interferencia $(BER)_0$ viene dada, en función de la relación entre la energía por elemento binario y la densidad de potencia de ruido (E/N_0), por:

$$(BER)_0 = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E}{N_0}} \right) \quad (8)$$

donde

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-t^2} dt \quad (9)$$

El valor de E/N_0 , para un valor dado de $(BER)_0$, puede obtenerse a partir de las ecuaciones (8) y (9). También se deduce el valor de la proporción de bits erróneos obtenido en presencia de interferencia, BER_a , mediante la expresión [Rosenbaum, 1969]:

$$(BEK)_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{E}{N_0}} \left(1 + \frac{\cos \varphi}{\sqrt{\beta \frac{C}{\alpha I}}} \right) \right] d\varphi \quad (10)$$

donde el valor de β es 1 si la modulación de la señal deseada es de 2 estados, y $\frac{1}{2}$ si la modulación de la señal deseada es de 4 estados. El factor α es la fracción de potencia de la señal interferente recibida después de pasar por el filtro de recepción de la señal deseada. Si $A(f)$ es la característica amplitud/frecuencia de este filtro, α viene dado por la expresión:

$$\alpha = \int_{-\infty}^{+\infty} A(f) [P(f) + P_0 \delta] df \quad (11)$$

donde $P(f)$ y P_0 tienen las significaciones indicadas en el punto 2.1.1 (densidades espectrales normalizadas de potencia de la señal interferente); véase el punto 3.

En la fórmula (10) se supone que la interferencia tiene modulación angular. En el caso de una señal interferente modulada en amplitud (portadora suprimida), ha de utilizarse la fórmula (8), donde N_0 es la suma de la densidad de potencia de la interferencia y de la densidad de potencia del ruido térmico.

– *Señales MDP diferencial (MDPD)*

Se necesitan estudios ulteriores.

2.3.2 *Interferencia causada a señales digitales MDP coherente*

En las figs. 2 a 5 se presentan curvas de combinaciones de las relaciones C/N y C/I que dan lugar a un límite superior de la probabilidad de bits erróneos (BER) de 10^{-3} , 10^{-5} , 10^{-7} y 10^{-9} , respectivamente. Estas curvas se aplican a casos de interferencia única o múltiple. Las curvas paramétricas se presentan en función del factor de cresta de la interferencia (FC):

$$FC = 20 \log \frac{R}{\tau_r}$$

donde

R : valor de cresta de la envolvente de la interferencia,

τ_r : valor cuadrático medio de la envolvente de la interferencia.

Una señal con modulación angular no filtrada tiene un valor

$$FC = 0$$

en virtud de esta definición.

El límite superior de P_e (probabilidad de símbolos erróneos) para una modulación MDPC de M niveles (de M estados de fase), puede obtenerse a partir del límite para la MDPC de 2 niveles de la siguiente manera:

$$P_e \text{ (de } M \text{ niveles)} \text{ para } [C/N]_1 = 2 P_e \text{ (de 2 niveles)} \text{ para } \\ ([C/N]_1 + 10 \log [\operatorname{sen}^2 (\pi/M)])$$

donde:

$$C/I \text{ (de } M \text{ niveles)} = C/I \text{ (de 2 niveles)} - 10 \log [\operatorname{sen}^2 (\pi/M)].$$

Se pueden obtener directamente de las curvas $FC = 0$ de las figs. 2 a 5 resultados idénticos a los dados en [Rosenbaum, 1969] para una señal única con modulación angular (MF, MP, MDPC, MDPD) que interfiera con una señal MDPC de 2 niveles. Los resultados correspondientes a la interferencia causada a emisiones MDPC de 3 y 4 niveles pueden obtenerse indirectamente a partir de las mismas curvas, utilizando las fórmulas anteriores.

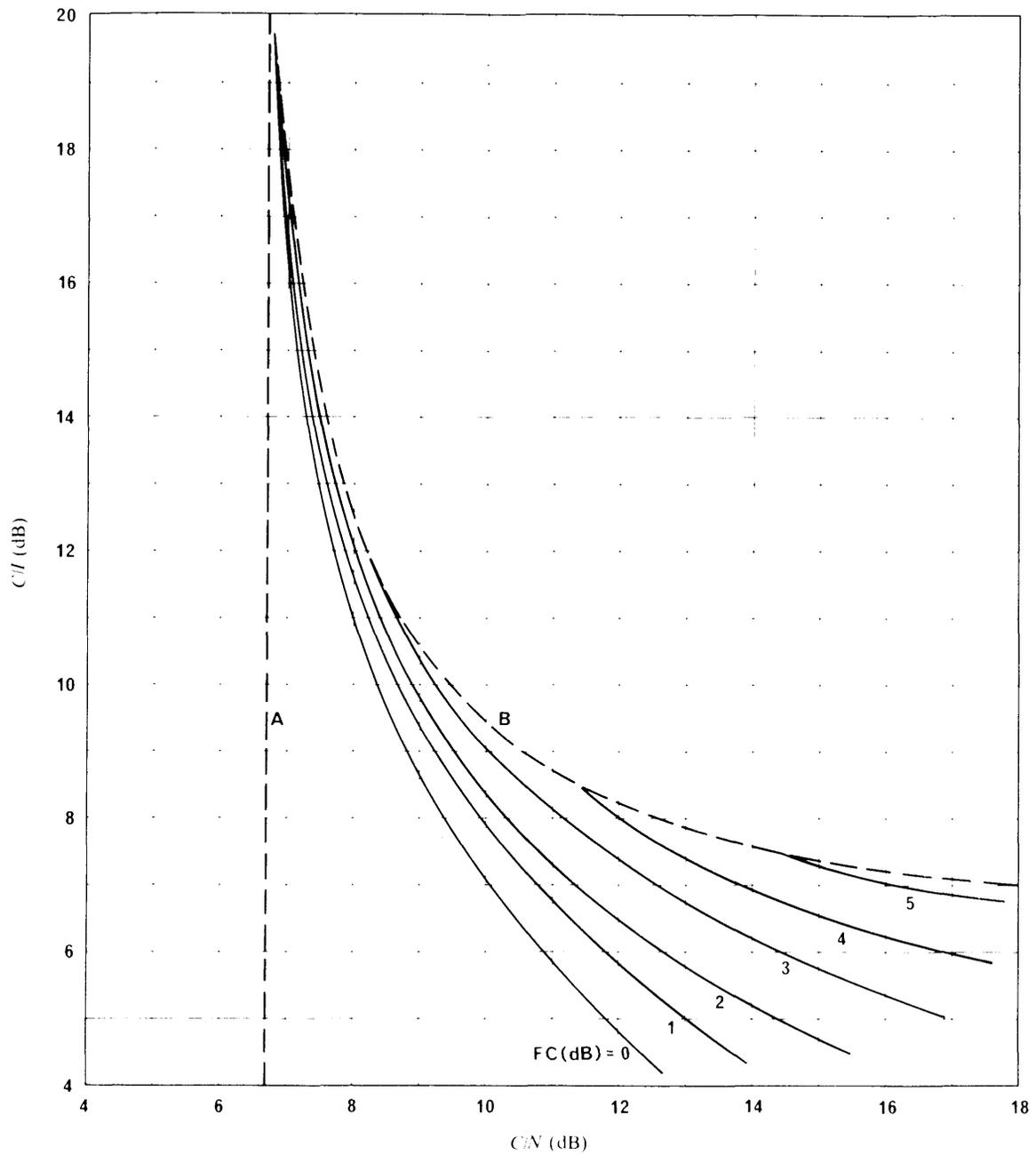


FIGURA 2 – Variación de C/I en función de C/N para una BER de 10^{-3}

- A: C/N en ausencia de interferencia
- B: Interferencia con características de ruido térmico
- FC: Factor de cresta de interferencia

Nota. – Las curvas son teóricas y no se han tomado en cuenta las limitaciones de los sistemas en la práctica.

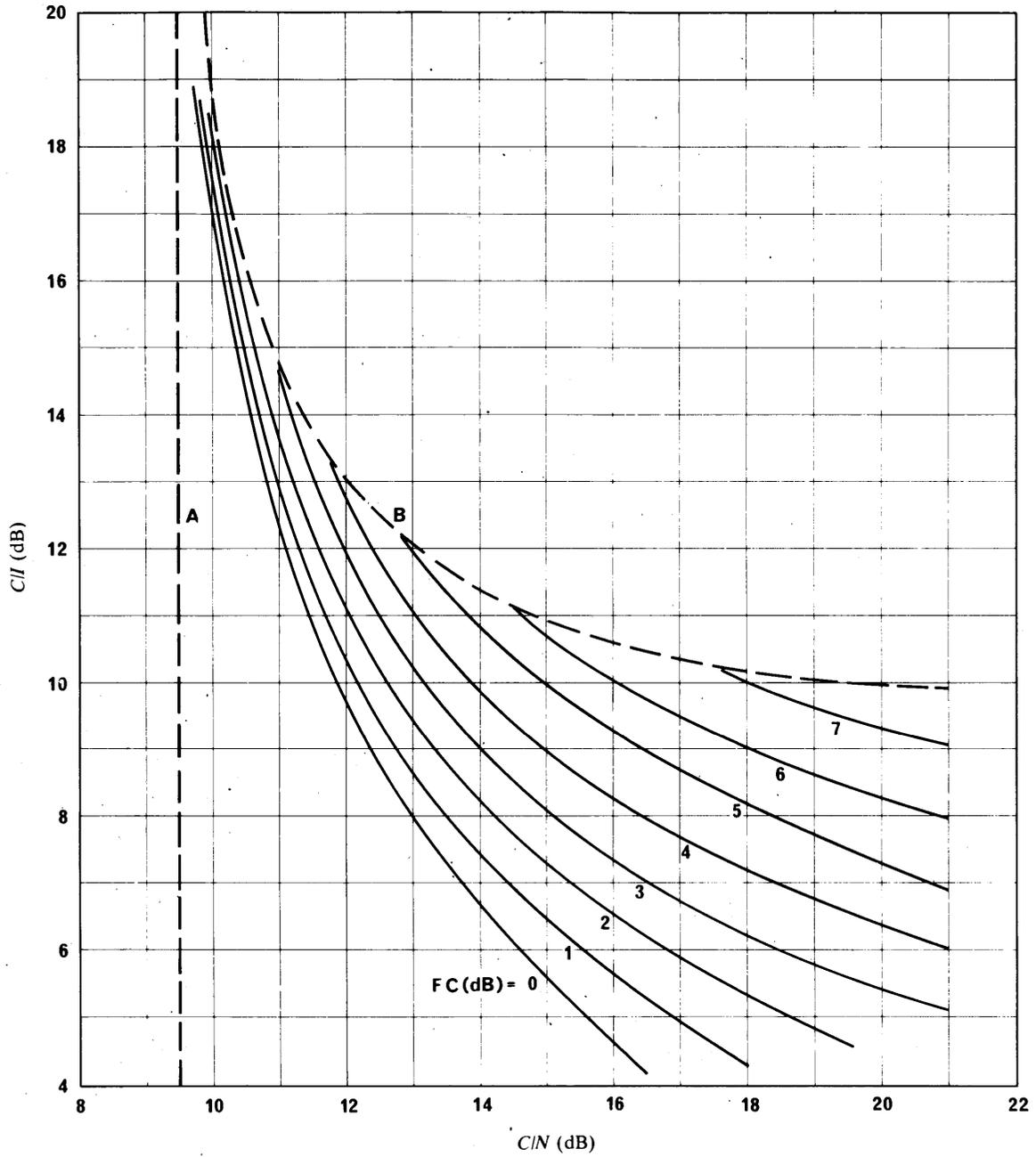


FIGURA 3 – Variación de C/I en función de C/N para una BER de 10^{-5}

- A: C/N en ausencia de interferencia
- B: Interferencia con características de ruido térmico
- FC: Factor de cresta de interferencia

Nota. – Las curvas son teóricas y no se han tomado en cuenta las limitaciones de los sistemas en la práctica.

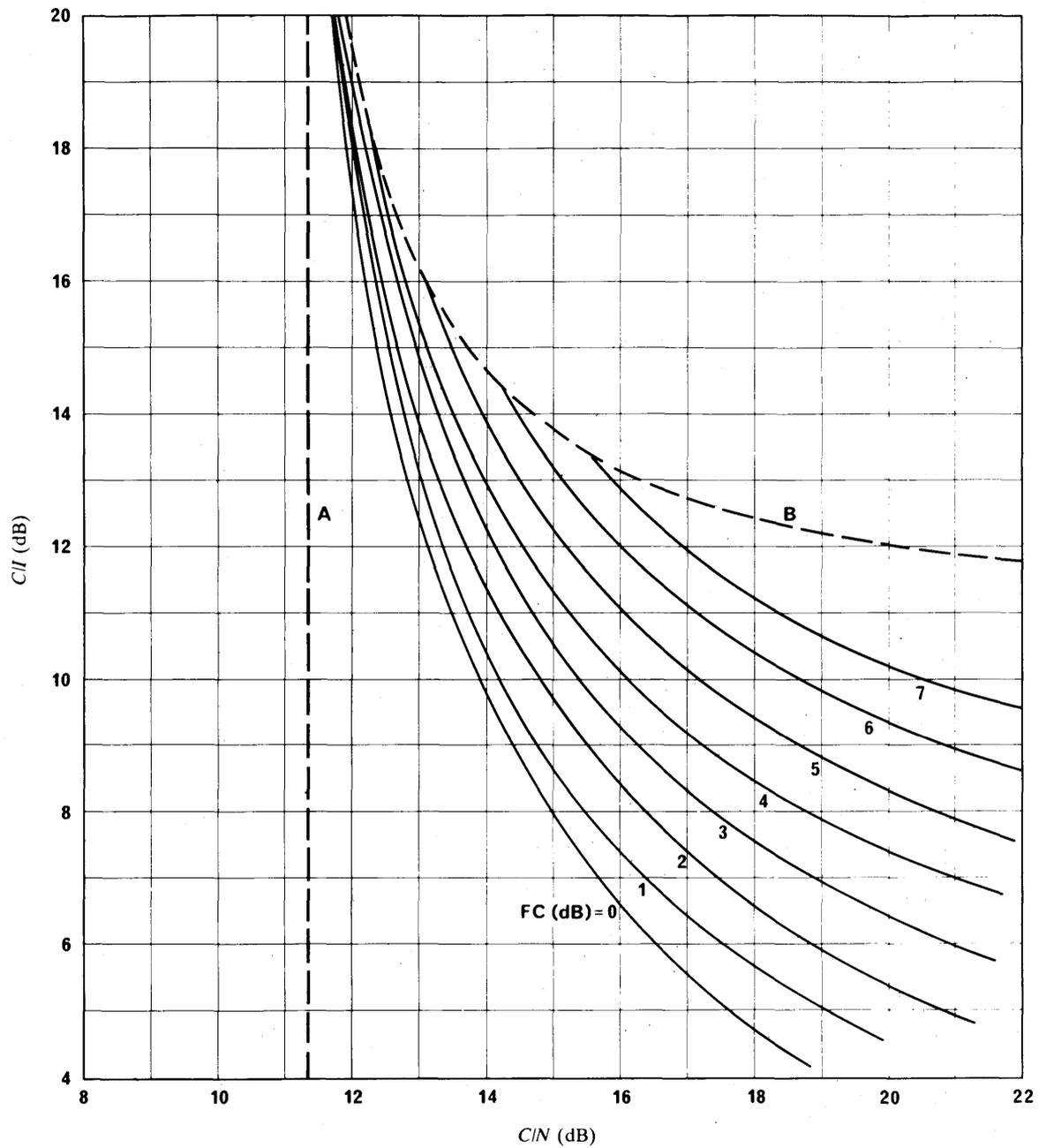


FIGURA 4 – Variación de C/I en función de C/N para una BER de 10^{-7}

- A: C/N en ausencia de interferencia
- B: Interferencia con características de ruido térmico
- FC: Factor de cresta de interferencia

Nota. – Las curvas son teóricas y no se han tomado en cuenta las limitaciones de los sistemas en la práctica.

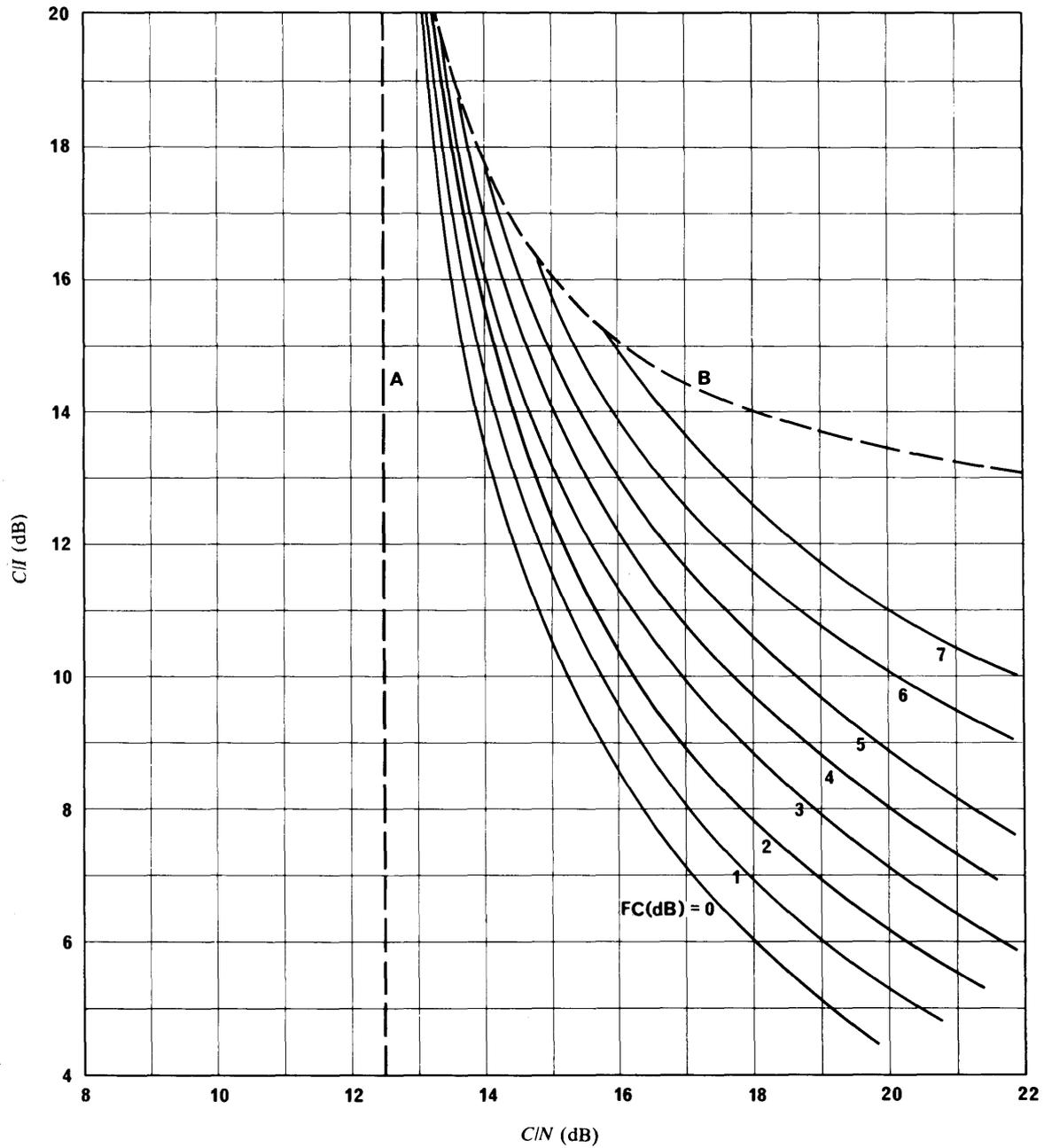
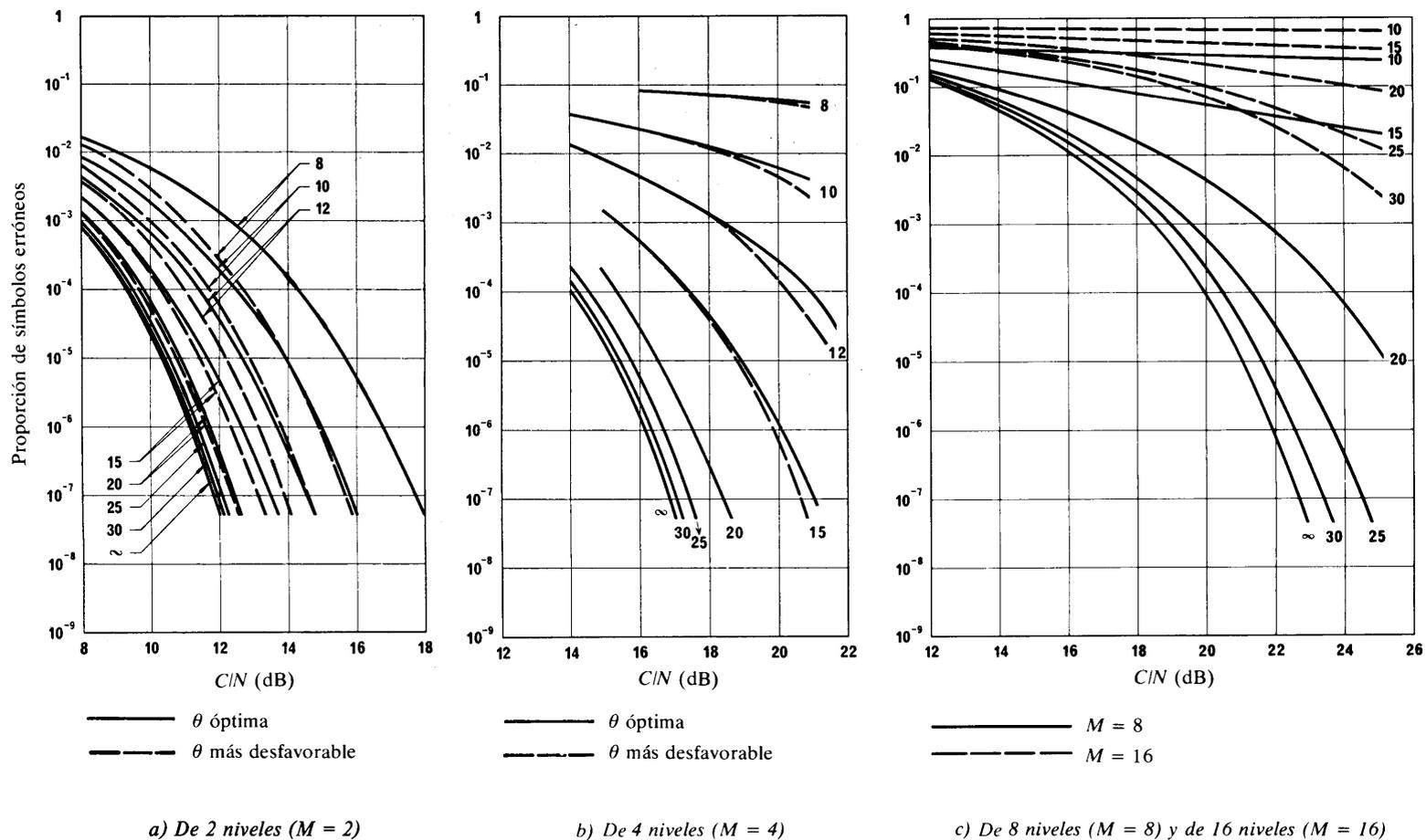


FIGURA 5 – Variación de C/I en función de C/N para una BER de 10^{-9}

- A: C/N en ausencia de interferencia
- B: Interferencia con características de ruido térmico
- FC: Factor de cresta de interferencia

Nota. – Las curvas son teóricas y no se han tomado en cuenta las limitaciones de los sistemas en la práctica.



(El parámetro que se indica en las curvas corresponde al valor de las relaciones portadora/interferencia (C/I) (dB))

FIGURA 6 - Interferencia causada a una señal MDP diferencial por una señal de modulación angular

Del simple análisis de las figuras se pueden deducir las siguientes conclusiones generales:

- cuando la potencia de la señal interferente es igual o mayor que la potencia del ruido térmico, el efecto de la interferencia con modulación angular es considerablemente menor que el producido por un nivel equivalente de potencia de ruido blanco gaussiano;
- cuando la potencia de la señal interferente es pequeña comparada con la potencia del ruido térmico, el efecto sobre la proporción de errores puede calcularse correctamente suponiendo que la señal interferente equivale al ruido gaussiano de igual potencia;
- para una determinada relación portadora/interferencia, la vulnerabilidad a la interferencia aumenta considerablemente a medida que crece el número M de fases transmitidas.

2.3.3 Interferencia causada por señales con modulación angular a señales MDP diferencial (MDPD)

La fig. 6 muestra las curvas de proporción de símbolos erróneos en función de la relación C/N , utilizando la relación C/I como parámetro, para señales diferencialmente coherentes con 2, 4, 8 y 16 fases transmitidas. La probabilidad de error en el caso de la detección diferencial depende, según puede verse, de un parámetro adicional, θ , que es el deslizamiento relativo de fase de la interferencia entre una muestra y la siguiente. La dependencia de θ disminuye, sin embargo, a medida que aumenta el número de fases transmitidas. En consecuencia, se supone que θ es una variable aleatoria uniformemente distribuida en sistemas con más de 4 fases transmitidas. Se han derivado, pues, probabilidades medias de error para $M = 8$ y $M = 16$, así como límites de probabilidad para los casos de 2 y 4 niveles.

Las curvas para MDP diferencial implican las mismas conclusiones que las de MDP coherente en lo que respecta a los efectos relativos de interferencia del ruido blanco y de señales de modulación angular, así como la dependencia de estos efectos de M . Además, puede verse que, en general, la detección diferencial sufre mayor degradación que la detección coherente, con la salvedad de que la MDP de 2 niveles diferencial es casi tan satisfactoria como la MDP de 2 niveles coherente. La degradación debida a la interferencia sirve como base de comparación, ya que se equilibran las disparidades que puedan darse en el comportamiento cuando actúa el ruido solamente.

2.4 Señal deseada: señal de televisión con modulación de frecuencia

Puede introducirse una relación de protección R , que represente la relación entre las potencias de las portadoras de las señales deseada e interferente correspondiente a una degradación dada. En el caso en que la señal interferente es una portadora no modulada, las pruebas realizadas en Francia a este respecto llevan a proponer los valores de R dados en la fig. 7 en función de la separación de frecuencia f_0 entre las portadoras de las señales deseada e interferente. La curva de la fig. 7, compuesta de dos segmentos de recta y de dos semirrectas, es una curva empírica que se ha obtenido a partir de las pruebas efectuadas ($\Delta F =$ excursión de frecuencia en las bajas frecuencias de la señal deseada, en MHz).

Se recuerda que el nivel de interferencia subjetivo elegido ha sido el correspondiente al umbral de perceptibilidad, en ausencia de ruido térmico, para un observador situado en un local pobremente iluminado, a una distancia de la imagen igual a seis veces la altura de ésta.

El valor admisible $(C/I)_a$ de esta relación viene dado por la expresión:

$$\left(\frac{C}{I}\right)_a = \int_{-\infty}^{+\infty} R(f-f_0) A(f) [P(f) + P_0 \delta] df \quad (12)$$

donde la significación de $P(f)$, P_0 y $A(f)$ es la indicada en el punto 2.1.1.

El cálculo de $(C/I)_a$ puede efectuarse una vez determinado el espectro de la señal interferente (véase el punto 3).

2.5 Señal deseada: señal telefónica con modulación de amplitud

2.5.1 Formulación general

Este caso requiere más amplios estudios.

2.5.2 Interferencia entre señales con modulación de amplitud

El factor K_4 se define como la diferencia (en dB) entre la relación potencia de la señal/potencia de la señal interferente, y la relación densidad espectral de la señal en la banda apropiada de 4 kHz a la entrada del receptor/densidad de la señal interferente en la misma anchura de banda de 4 kHz).

Como consecuencia de la propiedad que tiene la modulación lineal de transferir las señales interferentes directamente a la banda de base, el valor del factor K_4 es simplemente 0 dB para las emisiones en banda lateral única con portadora suprimida (BLUPS), y de 3 dB para las emisiones en doble banda lateral con portadora suprimida (DBLPS).

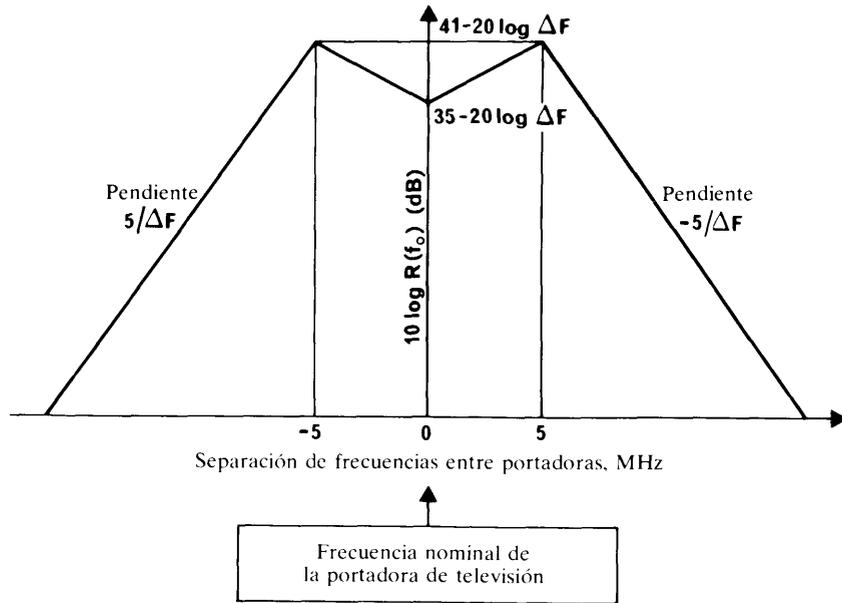


FIGURA 7 – Relación de protección R (expresada en dB)

Señal deseada: portadora de TV con modulación de frecuencia
 Señal interferente: portadora pura

ΔF : excursión de frecuencia en las bajas frecuencias de la señal deseada (TV con modulación de frecuencia), en MHz.

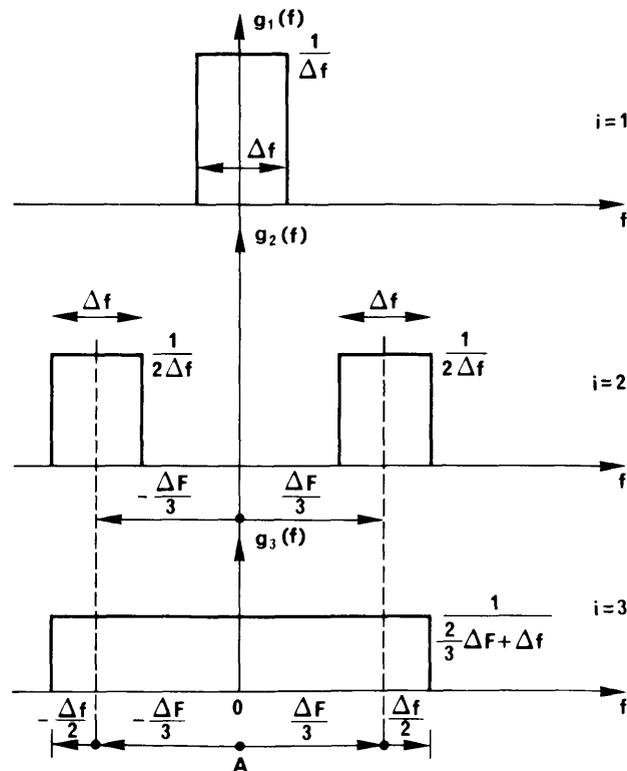


FIGURA 8 – Señal de televisión con modulación de frecuencia
 Modelos utilizados para representar la parte central del espectro.

A: Frecuencia nominal

2.5.3 Interferencia causada a señales con modulación de amplitud por señales con modulación angular

Los valores del factor K_4 son también de 0 dB para emisiones en BLUPS, y de 3 dB para DBLPS.

El espectro de la señal interferente en banda de base será idéntico al espectro de la señal interferente en radiofrecuencia en el caso de BLUPS, y a la suma de los espectros interferentes en radiofrecuencia que caen dentro de las bandas laterales superior e inferior, en el caso DBLPS. En consecuencia, una señal interferente con modulación angular, con portadoras de nivel elevado generará, en banda de base, interferencia de tonos (frecuencias puras). En los sistemas MA, será generalmente necesario tener en cuenta este modo de interferencia al elegir la disposición de los canales.

3. Espectros de las señales

3.1 Señal de telefonía analógica MDF-MF

La densidad espectral de potencia normalizada de la señal centrada en la frecuencia portadora se expresa mediante: [Borodich, 1976]

$$p(f) = e^{-a} \left[\delta(f) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{m^{2n}}{n!} S(f)^n * S(f) \right] \quad (13)^*$$

donde:

$\delta(f)$: función delta de Dirac,

$S(f)^n * S(f)$: designa la convolución de la función $S(f)$ n veces por sí misma,

$S(f)$: densidad espectral normalizada de la fase de la señal:

$$S(f) = \frac{f_m p(f/f_m)}{2f^2(1-\varepsilon)} \quad (14)$$

donde ε es la relación entre las frecuencias inferior y superior en la banda de base de la señal deseada.

La característica de preacentuación del CCIR puede aproximarse bien por la expresión:

$$p(f/f_m) = 0,4 + 1,35 \left(\frac{f}{f_m}\right)^2 + 0,75 \left(\frac{f}{f_m}\right)^4, \quad \text{cuando } \varepsilon \leq \frac{f}{f_m} \leq 1 \quad (15)$$

En este caso:

$$a = R_s(0) - R_s(\infty) = \frac{m^2}{\varepsilon} (0,4 + 1,6\varepsilon + 0,25\varepsilon^2 + 0,25\varepsilon^3) \approx \frac{m^2}{\varepsilon} (0,4 + 1,6\varepsilon) \quad (16)$$

donde:

$R_s(\tau)$: función de autocorrelación de $S(f)$.

La potencia normalizada de los residuos de portadora de la señal se expresan en la forma e^{-a} .

Cuando $m > 1$:

$$\begin{aligned} P(f) &= \frac{1}{f_s \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{f^2}{2f_s^2}} \left\{ 1 + \sum_{n=2}^{\infty} (-1)^n \frac{C_{2n}}{m^{2n} 2^n} H_{2n} \left(\frac{f}{f_s \sqrt{2}} \right) \right\} \approx \\ &\approx \frac{1}{f_s \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{f^2}{2f_s^2}} \left\{ 1 + \frac{6,375 \cdot 10^{-2}}{m^2} H_4^* \left(\frac{f}{f_s \sqrt{2}} \right) + \frac{7,416 \cdot 10^3}{m^4} H_6^* \left(\frac{f}{f_s \sqrt{2}} \right) + \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{2,37 \cdot 10^{-2}}{m^4} + \frac{7,16 \cdot 10^{-4}}{m^6} \right) H_8^* \left(\frac{f}{f_s \sqrt{2}} \right) + \left(\frac{9,929 \cdot 10^{-3}}{m^6} + \frac{5,854 \cdot 10^{-5}}{m^8} \right) H_{10} \left(\frac{f}{f_s \sqrt{2}} \right) \right\} \quad (17) \end{aligned}$$

* Si bien la serie en la fórmula (13) converge para todos los valores de los parámetros del sistema, no ofrecerá siempre el algoritmo más apropiado para el cálculo numérico, sobre todo en aquellos casos en que los valores cuadráticos medios de las excursiones de fase y/o de frecuencia multicanal (a y m respectivamente) son grandes.

donde:

f_s : valor cuadrático medio de la excursión de frecuencia causada por la señal multicanal.

$$H_{2n}^*(x) = (-1)^n \frac{n!}{(2n)!} H_{2n}(x) : \text{polinomio normalizado de Hermite.}$$

En las figs. 9a a 9e se representan los espectros calculados con las fórmulas (13) y (17), para valores del índice de modulación m tomados de sistemas típicos de relevadores radioeléctricos y por satélite.

Las curvas son aproximadas en la región f/f_m igual a 0 e igual a 1. Los valores exactos dependen del valor particular de ε .

Los problemas vinculados con la evaluación práctica de espectros MF se tratan en [Middleton, 1951; Stewart, 1954; Medhurst y otros, 1958; Medhurst, 1960; Ferris, 1968; Borodich, 1976; CCIR, 1978-82b].

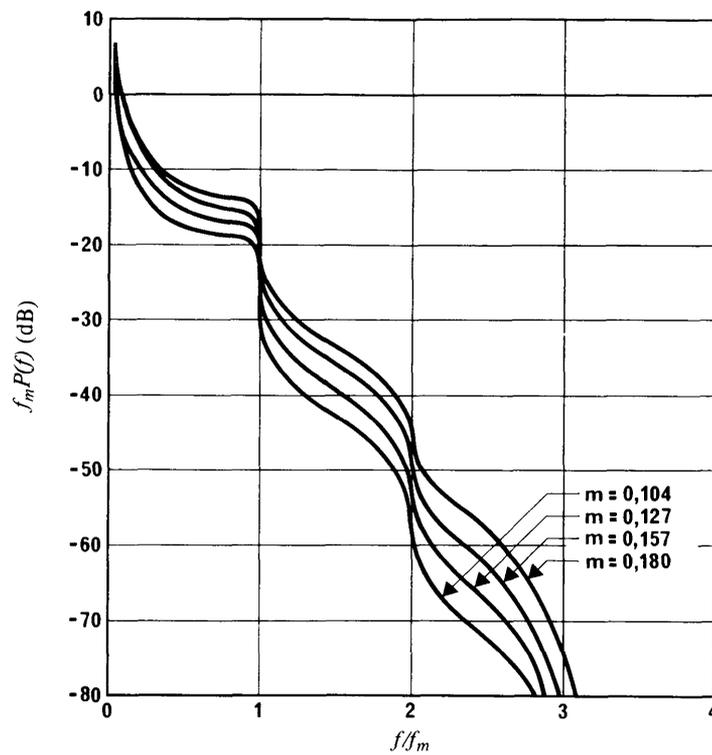


FIGURA 9a – Densidad espectral de potencia normalizada en función del índice de modulación normalizado

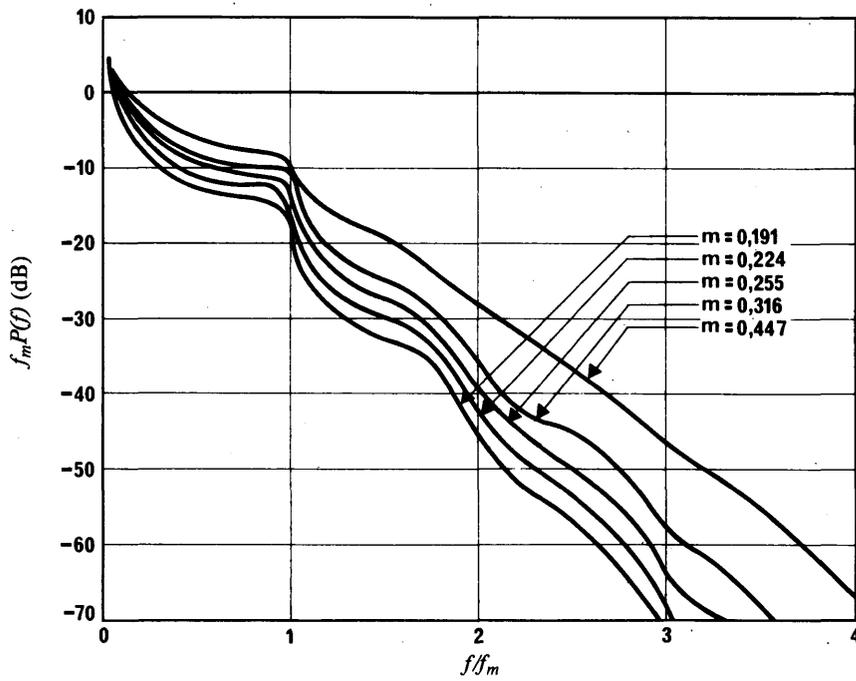


FIGURA 9b – Densidad espectral de potencia normalizada en función del índice de modulación normalizado

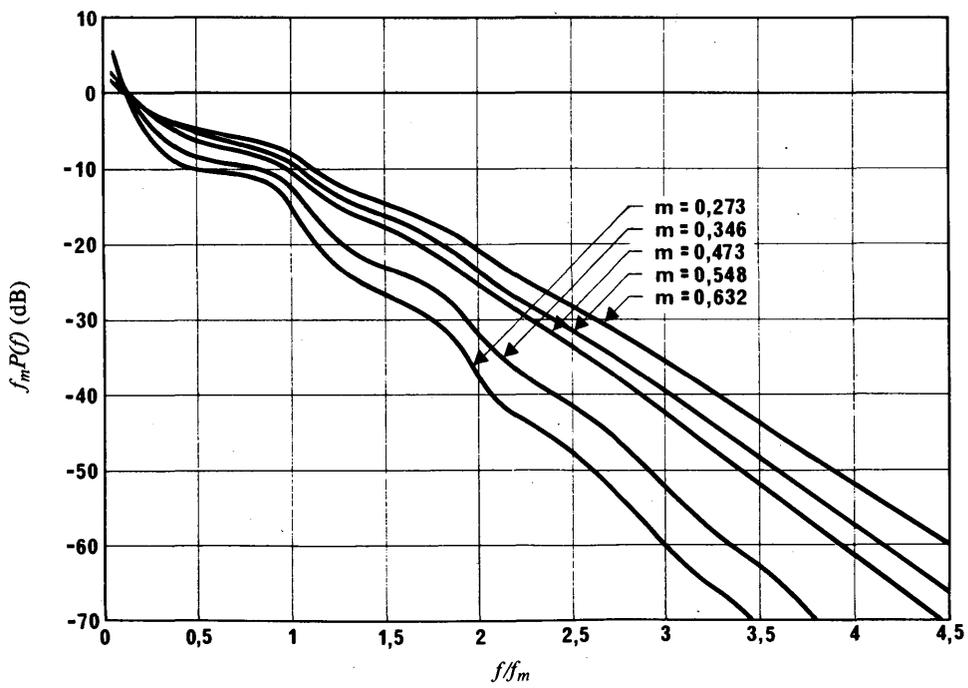


FIGURA 9c – Densidad espectral de potencia normalizada en función del índice de modulación normalizado

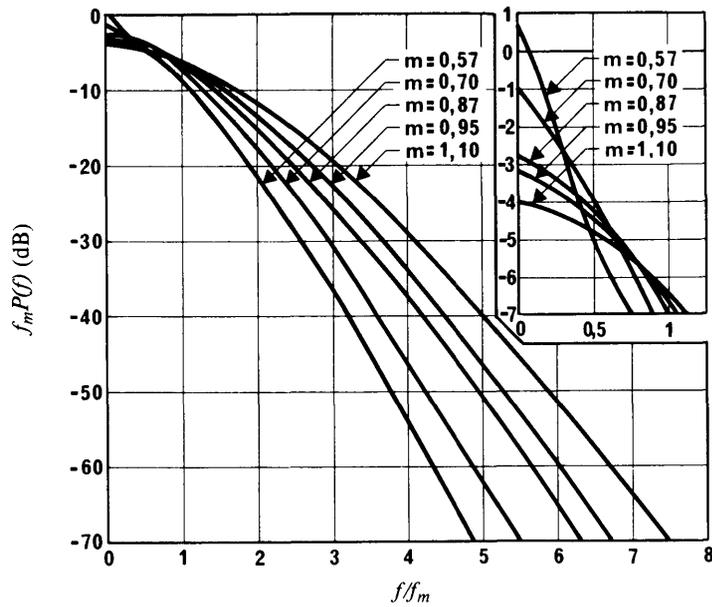


FIGURA 9d – Densidad espectral de potencia normalizada en función del índice de modulación normalizado

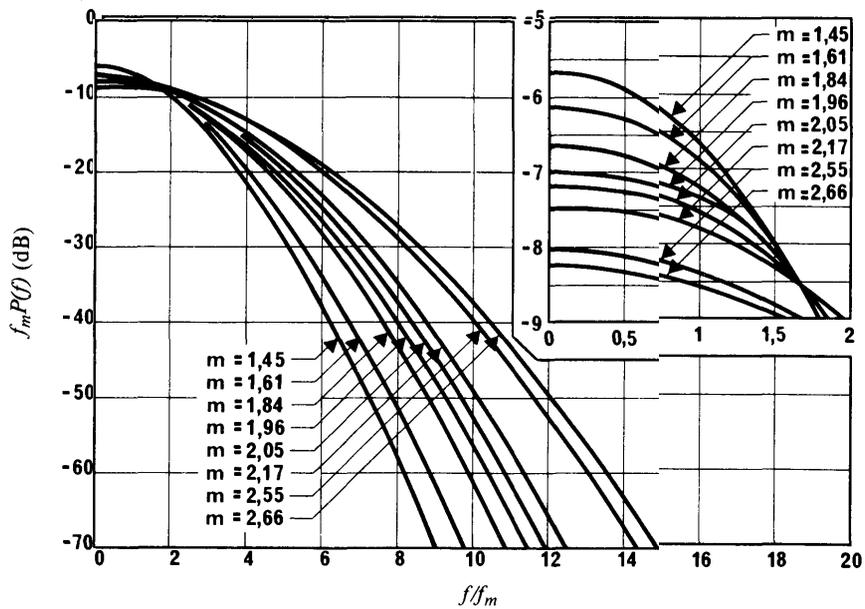


FIGURA 9e – Densidad espectral de potencia normalizada en función del índice de modulación normalizado

3.2 Telefonía MF con un solo canal por portadora

Se necesitan estudios ulteriores.

3.3 Señal digital MDP

La densidad espectral de potencia normalizada de la señal centrada en la frecuencia portadora se expresa mediante:

$$P(f) = \frac{1}{\beta D} \left[\frac{\text{sen} \left(\frac{\pi f}{\beta D} \right)}{\frac{\pi f}{\beta D}} \right]^2 \quad (18)$$

donde D es la velocidad binaria (en kbit/s), f la frecuencia (en kHz) y β tiene los valores indicados en el punto 2.3.1.

La fórmula (18), para impulsos de configuración rectangular, se ha derivado de datos aleatorios. Fórmulas más generalizadas se dan en [Postl, 1963; Anderson y Salz, 1965; Jefferis, 1973; Dupraz, 1967].

3.4 Señal de televisión con modulación de frecuencia

El examen del espectro conduce a tomar como límite superior de la densidad espectral de potencia normalizada de la señal, centrada en la frecuencia de la portadora, la expresión:

$$P(f) = \text{Sup} \left\{ \frac{1}{\sqrt{2\pi} \Delta F} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{f}{\Delta F} \right)^2 \right], g_i(f) \right\} \quad (19)$$

donde i puede tener valores distintos. ($\text{Sup}(x, y)$ designa la mayor de las dos funciones x e y). Se examinan sucesivamente las interferencias obtenidas para cada uno de estos valores, y se retiene el valor más elevado de interferencia.

La primera parte de la expresión que figura entre corchetes representa el «fondo continuo» del espectro, de aspecto gaussiano, donde ΔF tiene la significación dada en el punto 2.4, y f es la frecuencia (MHz). La segunda parte, $g_i(f)$, representa la parte «central» del espectro ligada esencialmente a las rayas correspondientes al «negro» y al «blanco». Si Δf es la excursión de frecuencia de la dispersión de energía, $g_i(f)$ tiene los valores indicados en la fig. 8 para valores de i iguales a 1, 2 y 3. Estos valores corresponden, respectivamente, al caso de una imagen uniforme (negra o blanca), bien sea de mucho contraste (típicamente: señal de prueba «barra de duración media línea»), o bien poco contrastada (típicamente: señal de prueba «en escalera»). En estos modelos no se ha tenido en cuenta la influencia de la raya de sincronismo y de la subportadora de color, debido a la poca importancia en términos de potencia de las rayas correspondientes con relación a las que se toman en consideración en los modelos.

Sin embargo, el modelo correspondiente a $i = 1$ sólo puede utilizarse sin cambios cuando se emplean moduladores con acoplamiento c.a. (en corriente alterna), en cuyo caso el espectro sigue centrado alrededor de la frecuencia nominal, en una imagen negra (o blanca). En cambio, si se trata de moduladores con acoplamiento c.c. (en corriente continua), la frecuencia nominal corresponde en todos los casos al gris medio; la función $g_i(f)$ debe centrarse entonces en una frecuencia desplazada $\pm \Delta F/3$ de la frecuencia nominal.

3.5 Señal de telefonía con modulación de amplitud

Sean f_{\min} y f_{\max} las frecuencias inferior y superior de la señal en la banda de base; la densidad espectral de potencia normalizada viene dada por:

$$P(f) = \begin{cases} \frac{1}{f_{\max} - f_{\min}} & \text{(caso de la BLU - portadora suprimida)} \\ \frac{1}{2(f_{\max} - f_{\min})} & \text{(caso de la DBL - portadora suprimida)} \end{cases}$$

dentro de la anchura de banda de la señal, y es nula fuera de esa anchura de banda.

4. Efectos «no espectrales» de la interferencia - canales lineales

Además de los efectos espectrales de la interferencia, debe prestarse atención a efectos no predecibles a partir de las densidades espectrales de potencia. Diversas degradaciones debidas a la interferencia hacen necesario examinar las características relacionadas con el tiempo. Algunos ejemplos de tales degradaciones son los siguientes:

- El ruido impulsivo en los sistemas de telecomunicación MDF-MF puede provenir de una interferencia MF del canal adyacente [Wachs, 1970]. En este caso, una portadora MDF-MF situada en una banda de frecuencias adyacente sufre ocasionalmente sobre-excursiones que la hacen pasar a la banda de la portadora deseada. Si la relación «potencia de la portadora interferente/potencia de la portadora deseada» y las estadísticas de la excursión en el tiempo son inadecuadas, se producirá ruido impulsivo o chasquidos.
- La interferencia sufrida por la televisión puede provenir de una transmisión de la portadora «a ráfagas», como en el sistema AMDT. En este caso, la envolvente de la portadora interferente puede contener componentes de frecuencia a las cuales es sensible la señal de video. Es de prever que las frecuencias cercanas a la frecuencia de línea o de trama de televisión produzcan degradaciones subjetivamente molestas.
- Los efectos de la interferencia causada por una portadora intensa, modulada únicamente por la señal de dispersión de energía, que barre periódicamente el intervalo ocupado por una portadora débil de banda de paso muy estrecha, como la utilizada en el sistema de un solo canal por portadora. Esta situación produce efectos transitorios relacionados con el factor de actividad de la interferencia y con la frecuencia del barrido.

Esta lista de ejemplos no es exhaustiva y sólo pretende ilustrar algunos mecanismos de interferencia dependientes del tiempo.

Otro efecto «no espectral» en relación con las características de la interferencia es su dependencia respecto de la técnica de demodulación. La naturaleza de la interferencia puede hacer preferible una técnica de demodulación determinada. Por ejemplo, el ruido impulsivo que proviene de un canal adyacente en un sistema con modulación de frecuencia de banda ancha puede reducirse utilizando un bucle de enganche de fase adecuadamente concebido o un demodulador MF con realimentación [Berman y otros, 1972]. En el caso de la recepción digital, las diferentes técnicas de recuperación de la portadora y del ritmo del reloj de temporización reaccionarán de manera distinta ante ciertos tipos de interferencia.

5. Efectos de los canales no lineales

5.1 Consideraciones generales

La mayor parte de los canales de transmisión por satélite usados en la actualidad tienen características de transmisión no lineales, como resultado de los transpondedores y de los equipos utilizados en las estaciones terrenas. En el transpónder existe una relación no lineal entre la amplitud de las señales a la entrada y a la salida (MA-MA), y por otro lado la función de transferencia de fase (conversión MA-MP) está relacionada con la amplitud a la entrada. Estas características influyen en la sensibilidad del sistema de telecomunicación a la interferencia. Cuando tanto la señal deseada como la interferente están presentes a la entrada del dispositivo no lineal, se genera una degradación multiplicativa (no aditiva). Según la técnica de modulación empleada, esta degradación se manifestará en la calidad de funcionamiento observada en la banda de base.

5.2 Señal deseada: telefonía analógica MDF-MF

Al estudiar la interferencia causada a las señales analógicas MF, deben considerarse dos posibilidades [Berman y otros, 1972]. La presencia de la portadora deseada y de la portadora o portadoras interferentes a la entrada del dispositivo no lineal entrañará la generación de componentes espectrales de intermodulación. Estas componentes pueden aparecer como portadoras interferentes adicionales. La segunda posibilidad es que la combinación de señales deseadas e interferentes a la entrada se traduzca en una modulación de amplitud; esta modulación se transforma en modulación de fase debido a la conversión MA-MP. La modulación de fase se incorpora en la portadora deseada y, tras su demodulación en el receptor, produce una degradación en la banda de base.

La supresión incompleta de la modulación de amplitud de la señal deseada por el limitador del receptor, puede provocar interferencias en la banda de base; es posible también que la interferencia del canal adyacente, hallándose en la pendiente del filtro del canal deseado, esté modulada en amplitud, y esta modulación de amplitud convertida en modulación de fase aparezca en la banda de base. Normalmente, este tipo de interferencia se deriva de la no linealidad de los amplificadores de potencia y de los demoduladores [Borodich, 1976].

La interferencia no lineal puede tener un marcado efecto subjetivo, dado que puede manifestarse como diafonía directa. Además, puede degradar el umbral del receptor, y este efecto se aplica particularmente a señales procedentes de satélites en las que la señal deseada tiene un nivel próximo al del umbral y la interferencia del canal adyacente puede producir una ráfaga de ruido debido al efecto umbral.

Deben estudiarse los mecanismos de la interferencia no lineal cuando los mecanismos lineales más clásicos a que se hace referencia en este Informe parezcan provocar una interferencia despreciable. Para calcular esta interferencia se precisa información sobre las características específicas de los receptores, los filtros y las constantes de conversión MA-MP [Kantor y otros, 1971].

Al estudiar y analizar sistemas AMDF-MF para la transmisión de telefonía multicanal, el cálculo del ruido debido a la interferencia en los diferentes canales debe realizarse teniendo en cuenta las fuentes siguientes:

- No linealidad de los limitadores que pueden realizarse.
- No linealidad de los detectores de frecuencia que pueden realizarse.
- Efecto de umbral de los receptores MF (habida cuenta del índice de modulación de la interferencia).
- Conversión de la modulación de amplitud en modulación de fase (conversión MA-MP), en el radiocanal.

Diferentes autores han elaborado expresiones analíticas para utilizar en los cálculos así como detalles sobre el método apropiado [Dorofeev, 1972; Kantor y Mustafidi, 1973; Mustafidi y Yulin, 1974, 1975].

5.3 Señal deseada: señal digital MDP

El tratamiento de la interferencia causada a una portadora con modulación digital MDP es más complejo que en el caso de la modulación analógica. El filtrado de paso de banda de la portadora MDP para minimizar la anchura de banda necesaria se traduce en una importante modulación de la envolvente, a frecuencias que están relacionadas con la velocidad de transmisión de símbolos. Dicha modulación, al transformarse en modulación de fase por el mecanismo de conversión MA-MP, reduce la inmunidad del sistema a la interferencia. Por otro lado, debe prestarse atención a la forma en que se efectúan las funciones de recuperación de la portadora y del ritmo del reloj de temporización del sistema. La especificación de las características del modulador y del demodulador con respecto al filtrado, a las técnicas de recuperación de la portadora y del ritmo del reloj de temporización y a los métodos de muestreo, puede influir mucho en la inmunidad del sistema a la interferencia. En la actualidad no existen expresiones analíticas para calcular el efecto de la interferencia en portadoras MDP transmitidas por un canal no lineal. Se han presentado resultados de mediciones en laboratorio de diversos sistemas específicos, que pueden utilizarse como orientación [Wachs y Weinreich, 1975; Weinreich y Wachs, 1976].

6. Mediciones de la interferencia causada a los sistemas digitales

En [CCIR, 1963-66] figuran detalles de un estudio verificado por pruebas realizadas en Japón. Los resultados muestran que es posible alcanzar una reducción considerable en la interferencia que causan los sistemas con modulación angular a los sistemas con modulación por impulsos codificados que utilizan la modulación por manipulación por desplazamiento de fase; la interferencia, en este caso, es mucho menos intensa que la interferencia mutua entre dos sistemas con modulación angular.

Análogamente, pruebas limitadas efectuadas en Francia [CCIR, 1970-74b] han mostrado que los datos medidos estaban de acuerdo con los principios teóricos.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ANDERSON, R. R. y SALZ, J. [julio-agosto de 1965] Spectra of digital FM. *BSTJ*, Vol. 44, 6, 1165-1189.
- BERMAN, A. L., MAHLE, C. y WACHS, M. R. [1972] The INTELSAT-IV communications system, transmission modelling. *Cosat Techn. Rev.*, Vol. 2, 2, 489-527.
- BORODICH, C. V. [1976] Iskajenie i pomekhi v mnogokanalnykh jistemakh radiosvyazi i chastotnoy modulyatziej, Izd. Iyaz. (Distorsión e interferencia en sistemas multicanales MF de radiocomunicación). *Sviazizdat*, Moscú, U.R.S.S.
- DAVIES, M. C. [mayo de 1972] The effect of interchannel interference on the performance of a phase-modulation digital system. Paper 24, AGARD-CP-103, AGARD Conference on Aerospace Telecommunications Systems, Londres, Reino Unido.
- DOROFEEV, V. M. [1972] Porogovye svoystva priemnika ChM (Características de umbral de un receptor MF). *Radioteknika*, Vol. 27, 6, 26-31.
- DUPRAZ, J. [diciembre de 1967] Les largeurs spectrales des liaisons de télémessure PCM. *L'Onde électrique*, Vol.47, 489, 1379-1402.
- FERRIS, C. C. [abril de 1968] Spectral characteristics of FDM-FM signals. *IEEE Trans. Comm. Techn.*, Vol. COM-16, 2, 233-238.
- JEFFERIS, A. K. [mayo de 1973] Spectral-energy dispersal in digital communication-satellite systems. *Proc. IEE*, Vol. 120, 5, 529-532.
- JOHNS, P. B. [marzo de 1966a] Graphical method for the determination of interference transfer factors between interfering FM multichannel telephony systems. *Electron. Lett.*, Vol. 2, 3.
- JOHNS, P. B. [mayo de 1966b] Interference between terrestrial radio-relay systems and communication satellite systems. *Electron. Lett.*, Vol. 2, 5.
- KANTOR, L. Y., DYACHKOVA, M. N. y DOROFEEV, V. M. [1971] Vlianie radiopomekh na priemnik ChM signalov (Efecto de la interferencia radioeléctrica en un receptor de MF). *Elektrosviaz*, 6, Moscú, U.R.S.S.
- KANTOR, L. Y. y MUSTAFIDI, K. P. [1973] K vyboru parametrov sistem sputnikovoi svyazi s c ChM i chastotnym razdeleniem (Sobre la elección de los parámetros de los sistemas de telecomunicaciones por satélite MDF-MF). *NIIR Proc.*, 4, Moscú, U.R.S.S.

- MEDHURST, R. G. [mayo de 1960] RF spectra of waves frequency modulated with white noise. *Proc. IEE*, Vol. 107, Parte C, 12, 314-323.
- MEDHURST, R. G. [marzo de 1962] FM interfering carrier distortion: general formula. *Proc. IEE*, Vol. 109, Parte B, 44, 149-150.
- MEDHURST, R. G., HICKS, E. M. y GROSSETT, W. [mayo de 1958] Distortion in frequency-division-multiplex FM systems due to an interfering carrier. *Proc. IEE*, Vol. 105, Part B, 21, 282-292.
- MEDHURST, R. G. y ROBERTS, J. H. [marzo de 1964] Expected interference levels due to interactions between line-of-sight radio relay systems and broadband satellite systems. *Proc. IEE*, Vol. 111, 3, 519-523.
- MIDDLETON, D. [julio de 1951] The distribution of energy in randomly modulated waves. *Phil. Mag.*, Vol. 42, 7, 689-707.
- MUSTAFIDI, K. P. y YULIN, B. I. [1974] Pomekhoustoichivost ChM-priemnika pri deistvii shuma i garmonicheskikh pomekh (Inmunidad de un receptor MF contra el ruido y las interferencias de las frecuencias armónicas). *NIIR Proc.*, 2, Moscú, U.R.S.S.
- MUSTAFIDI, K. P. y YULIN, B. I. [1975] Vliyanie modulyatsii pomekh po sosednemu kanalu na porog ChM-priemnika (Efectos de la modulación interferente en el canal adyacente sobre el umbral de un receptor MF). *NIIR Proc.*, 4, Moscú, U.R.S.S.
- PONTANO, B. A., FUENZALIDA, J. C. y CHITRE, N. K. M. [junio de 1973] interference and angle-modulates systems carrying multi-channel telephony signals. *IEEE Trans. Comm. Techn.*, Vol. COM 21, 6, 714-727.
- POSTL, W. [marzo de 1963] Die spektrale Leistungsdichte bei Frequenz-modulation eines Trägers mit einem stochastischen Telegraphiesignal (Densidad espectral de potencia en el caso de modulación en frecuencia de una portadora por una señal telegráfica estocástica). *Frequenz.*, 17, 107-110.
- PRABHU, V. K. y ENLOE, L. H. [septiembre de 1969] Interchannel interference considerations in angle-modulated systems. *BSTJ*, Vol. 48, 7, 2333-2358.
- PRASANNA, S., SHARP, G. y DAS, S. [julio de 1977] Interference between FM carriers and a digitally-modulated SPC circuit. *IEEE Trans. Aerospace Electron. Systems*, Vol. AES-13, 4, 427-429.
- ROSENBAUM, A. S. [febrero de 1969] PSK error performance with Gaussian noise and interference. *BSTJ*, Vol. 48, 2, 413-442.
- ROSENBAUM, A. S. [junio de 1970] Binary PSK error probabilities and multiple co-channel interference. *IEEE Trans. Comm. Techn.*, Vol. COM-18, 3, 241-253.
- ROSENBAUM, A. S. y GLAVE, F. E. [enero de 1974] An error probability upper bound for coherent phase shift keying with peak-limited interference. *IEEE Trans. Comm. Techn.*, Vol. COM-22, 1, 6-16.
- STEWART, J. L. [octubre de 1954] The power spectrum of a carrier frequency modulated by Gaussian noise. *Proc. IRE*, Vol. 42, 10, 1539-1542.
- WACHS, M. R. [junio de 1970] Analysis of adjacent channel interference in a multicarrier FM communications system. IEEE International Conference on Communications (ICC '70), 8-10 de junio, San Francisco, Estados Unidos de América, Conf. Record, Vol. 2, Session 30: Satellite communication systems problems and solutions, 70-CP-339-COM, 30-8-30-41.
- WACHS, M. R. y WEINREICH, D. E. [1975] A laboratory study of the effects of CW interference on digital transmission over non-linear satellite channels. Proc. 3rd. International Conference on Digital Satellite Communications, Kyoto, Japón.
- WEINREICH, D. E. y WACHS, M. R. [1976] A laboratory simulation of multiple unmodulated interference sources on digital satellite channels. Proc. International Conference on Communications (ICC '76), Filadelfia, Pa., Estados Unidos de América.

Documentos del CCIR

[1963-66]: IV/220 (Japón).

[1966-69]: IV/11 (Canadá).

[1970-74]: a. 4/272 (U.R.S.S.); b. 4/66 (Francia).

[1978-82]: a. 4/16 (9/69) (Estados Unidos de América); b. 4/332 (9/294) (U.R.S.S.).

BIBLIOGRAFÍA

- TJENG, T. TJHUNG [agosto de 1965] Power spectra and power distribution of random and binary FM signals with pre-modulation shaping. *Electron. Lett.*, 1, 176-178.

INFORME 448-3

**DETERMINACIÓN DE LAS POSIBILIDADES DE INTERFERENCIA
ENTRE ESTACIONES TERRENAS Y ESTACIONES TERRENALES**

(Cuestión 2/4 y Programa de Estudios 2A/4)

(1970-1974-1978-1982)

1. Introducción

Cuando la zona de coordinación de una estación terrena comprende la totalidad o parte del territorio de otra administración, es necesario que las administraciones se consulten. Cualquier estación terrenal situada en la zona de coordinación debe ser objeto de examen para determinar si experimentará o causará interferencias superiores al límite admisible. Si los resultados del estudio preliminar indican que algunas de esas estaciones pudieran experimentar o causar interferencias, o si se ve que el número de interferencias registrado puede exceder las cifras previstas en el Informe 382, hay que evaluar las probabilidades de interferencia entre la estación terrena y las estaciones terrenales a base de cálculos detallados.

En el presente Informe se describe un método que permite determinar si cabe esperar que la interferencia entre estaciones terrenas y determinadas estaciones terrenales exceda de un nivel admisible determinado de antemano. Su única finalidad es la de servir de guía a las administraciones, ya que el método de determinación de las posibilidades de interferencia debe ser objeto de acuerdo entre las administraciones interesadas.

En el anexo I de este Informe se describe también un planteamiento suplementario del concepto de contornos auxiliares que se expone en el Informe 382.

2. Métodos de eliminación preliminar

El método de cálculo de la distancia de coordinación descrito en el Informe 382 presupone determinados valores de referencia para los parámetros de las estaciones terrenales. Un importantísimo porcentaje de las estaciones terrenales existentes o previstas en el interior de una zona de coordinación puede eliminarse si se conocen sus parámetros reales o previstos empleando las curvas auxiliares definidas en el apéndice 28 al Reglamento de Radiocomunicaciones (Ginebra, 1979).

Un juego de curvas está relacionado con el factor de sensibilidad a la interferencia S (dBW) de la estación terrenal, definido por:

$$S = G_r - P_r(p) \quad (1)$$

donde:

G_r : ganancia neta (es decir, la ganancia de la antena menos la pérdida de la línea de alimentación, en dB, con relación a una antena isotrópica de la antena receptora de la estación terrenal en la dirección de la estación terrena); (de no conocer la pérdida de la línea de alimentación, se tomará un valor igual a 0 dB).

$P_r(p)$: nivel admisible de potencia de interferencia (dBW) en la anchura de banda de referencia, que no debe rebasarse durante más de un porcentaje p del tiempo, a la entrada del receptor de una estación expuesta a interferencia (en este caso una estación terrenal).

El otro juego de curvas está asociado a distintos valores de la p.i.r.e. de la estación terrenal:

$$E = P_r + G_r \quad (2)$$

donde:

P_r : potencia de transmisión (dBW), en la anchura de banda de referencia B , disponible a la entrada de la antena de una estación interferente (en este caso una estación terrenal);

G_r : ganancia isotrópica (dB) de la antena transmisora de la estación terrenal en la dirección de la estación terrena.

Puede analizarse ahora cada estación terrenal situada en la zona de coordinación para determinar si puede hacerse caso omiso de ella:

- en el caso de las estaciones terrenales que pueden estar sujetas a interferencia por parte de la estación terrena, hay que determinar su factor de sensibilidad a la interferencia en la dirección de la estación terrena. Si este valor es inferior al correspondiente a la curva más inmediata fuera de la cual se halle la estación, puede excluirse ésta. En otro caso, debe procederse al cálculo detallado de la probabilidad de interferencia, tal como se indica en el punto 3;
- en el caso de las estaciones terrenales que pueden interferir a la estación terrena, se determinará el valor real de la p.i.r.e. en la dirección de la estación terrena. Si este valor es inferior al correspondiente a la curva más inmediata fuera de la cual se halle la estación terrenal, puede excluirse ésta. En otro caso, deberán efectuarse cálculos detallados, que se indican en el punto 3.

Este método se basa en las siguientes hipótesis:

- las curvas relativas a la pérdida básica de transmisión en que se basa el Informe 382 son conservadoras;
- no se excede el número de interferencias supuestas en el Informe 382 para el cálculo de las curvas auxiliares.

Las estaciones terrenales eliminadas por el procedimiento anterior en lo que respecta al modo de propagación (1) a lo largo de círculo máximo deben, sin embargo, seguir considerándose en lo que concierne al modo de propagación (2) por dispersión debida a hidrometeoros cuando están situadas dentro de la zona de coordinación de dispersión por hidrometeoros.

3. Determinación de las posibilidades de interferencia (Modo de propagación a lo largo del círculo máximo) (véase el Informe 569).

Las estaciones terrenales situadas dentro de la zona de coordinación que no hayan podido eliminarse con el método descrito en el punto 2, deben ser objeto de un estudio más detallado.

Para cada estación terrenal, hay que comparar los valores de la pérdida básica de transmisión disponible para el trayecto y de la pérdida básica de transmisión mínima admisible a fin de que la interferencia sea despreciable, para dos porcentajes de tiempo, uno (p_1) igual al 20% del tiempo, y el otro igual a un porcentaje reducido del tiempo ($< 1\%$), designado por p_2 .

Puede considerarse que la interferencia será despreciable si, para los dos porcentajes de tiempo previstos, la pérdida básica de transmisión disponible para el trayecto es superior a la pérdida básica de transmisión mínima admisible.

3.1 Nivel de la interferencia máxima admisible

El nivel de la potencia de interferencia admisible a la entrada del receptor de una estación terrenal o terrena, puede expresarse en su forma más general como la potencia radioeléctrica interferente (P_r) procedente de cualquiera de n fuentes de interferencia, en una anchura de banda de referencia (B), que no habrá de rebasarse durante porcentajes de tiempo superiores a los especificados (p_i). Para la mayoría de los efectos prácticos, dos de estos porcentajes de tiempo serán suficientes: uno (p_1), elegido teniendo en cuenta las condiciones normales (casi medianas), en las que cabe suponer que las interferencias procedentes de todas las fuentes se producen simultáneamente y se suman sobre la base de su potencia, que se obtiene mediante la fórmula:

$$P_r(p_1) = 10 \log(kT_r B) + J - 10 \log n_1 - W \quad \text{dBW} \quad (3)$$

y otro (p_2), elegido teniendo en cuenta condiciones de interferencia considerablemente acrecentadas (durante pequeños porcentajes del tiempo), en las que puede suponerse que las interferencias procedentes de todas las fuentes no se producen simultáneamente y se suman sobre la base de un porcentaje del tiempo, que se obtiene mediante la fórmula:

$$P_r(p_2/n_2) = 10 \log(kT_r B) + J + M(p_2/n_2) - W \quad \text{dBW} \quad (4)$$

donde:

- p_1, p_2 : porcentajes de tiempo durante los cuales la interferencia debida a todas las fuentes puede rebasar el nivel admisible; p_1 representa las condiciones a largo plazo ($p_1 \geq 1\%$), y p_2 las condiciones a corto plazo ($p_2 \leq 1\%$);
- n_1 : número efectivo de interferencias simultáneas de igual nivel previstas, asociado con p_1 ;
- n_2 : número efectivo de interferencias no simultáneas previstas, de nivel y porcentaje de tiempo iguales, asociado con p_2 ;
- k : constante de Boltzmann, $1,38 \times 10^{-23}$ J/K;
- T_r : temperatura de ruido del sistema receptor (con cielo despejado en las estaciones terrenales) (K);
- B : anchura de banda de referencia (Hz) (anchura de banda de interés para el sistema interferido, en que es posible promediar la potencia de interferencia);
- J : relación (en dB), a largo plazo (durante el 20% del tiempo), entre la potencia admisible de interferencia y la potencia de ruido térmico, en el sistema receptor (véase la nota 2 del Informe 382);
- $M(p_2/n_2)$: relación (en dB) entre las potencias de interferencia admisibles durante $(p_2/n_2)\%$ del tiempo, para todos los casos de interferencia, y la correspondiente al 20% del tiempo, para todos los casos de interferencia (véase la nota 3 del Informe 382);
- W : relación (en dB) entre el aumento de la potencia de ruido térmico y la potencia de interferencia, en frecuencias radioeléctricas, en la banda de referencia, para la degradación equivalente de la señal después de la detección (véase la nota 4 del Informe 382).

El cuadro I contiene valores numéricos para estos parámetros.

CUADRO I – Valores de los parámetros relativos a las ecuaciones (1) y (2)

Gama de frecuencias (GHz)	1-10	1-10	1-10	10-15	10-15	10-15	15-40	15-40
Servicio a que pertenece el sistema interferente	Fijo por satélite	Fijo por satélite	Fijo/móvil	Fijo/móvil	Fijo por satélite	Fijo por satélite	Fijo/móvil	Fijo por satélite
Servicio del sistema deseado	Fijo/móvil	Fijo/móvil	Fijo por satélite	Fijo por satélite	Fijo/móvil	Fijo/móvil	Fijo por satélite	Fijo/móvil
Tipo de la estación del sistema deseado	Relevadores radioeléctricos	Trans-horizonte	Terrenas	Terrenas	Relevadores radioeléctricos	Relevadores radioeléctricos	Terrenas	Relevadores radioeléctricos
Modulación del sistema deseado	A	A	A	A	A	N	N	N
p_1 (%)	20	20	20	20	20	20	20	20
n_1	2	1	3	2	2	2	4	1
p_2 (%)	0,01	0,01	0,03	0,03	0,01	0,003	0,003	0,003
n_2	2	1	3	2	2	1	1	1
B (Hz)	4×10^3	4×10^3	10^6	10^6	4×10^3	10^6	10^6	10^6
J (dB)	16	9	-8	-8	16	0**	0	0**
$M(p_2/n_2)$ (dB)	17	17	17	17	17	30**	5*	30**
W (dB)	0	0	4	4	0	0	0	0
T_r (K)	750	500	—	—	1500	1500	—	3200

* El valor de $M(p_2/n_2)$ puede situarse entre 5 y 40 dB, según la frecuencia, la zona hidrometeorológica y el diseño del sistema.

** Estos valores resultan adecuados para el caso general de desvanecimiento sin correlación de las señales deseada e interferente. En caso de que este desvanecimiento (debido a las precipitaciones) mostrara una correlación sustancial (es decir, cuando la interferencia sigue el mismo trayecto que la señal deseada), los valores de J y $M(p_2/n_2)$ podrían diferir de los indicados.

3.2 Pérdida básica de transmisión mínima admisible

La pérdida básica de transmisión mínima admisible durante un 20% del tiempo viene dada por:

$$L_b(20) = P_{i'} + G_{i'} + G_r - P_r(20) \quad (5)$$

La pérdida básica de transmisión mínima admisible durante $p\%$ del tiempo viene dada por:

$$L_b(p) = P_{i'} + G_{i'} + G_r - P_r(p) \quad (6)$$

donde $p = p_2/n_2$ (cuadro I), $P_{i'}$ y $G_{i'}$ son los parámetros de la estación interferente en el trayecto que presenta la pérdida mínima de transmisión, y G_r , $P_r(p)$ y $P_r(20)$ son los parámetros pertinentes de la estación interferida en el trayecto que presenta la pérdida mínima de transmisión.

3.3 Pérdida básica de transmisión disponible

Pueden utilizarse los métodos de cálculo expuestos en el Informe 569 o cualquier otro método que las administraciones interesadas consideren aceptable.

Sin embargo, cuando la estación terrenal considerada está a una distancia comprendida entre 25 y 100 km de la estación terrena, puede emplearse un método rápido que consiste en aplicar las curvas de las figs. 1 y 2, que se dedujeron de las figs. 10-1-18 y 10-1-19 del anexo al capítulo 10 del Informe de la RME (Reunión Mixta Especial del CCIR, 1971). Estas curvas muestran los valores disponibles de la pérdida básica de transmisión $L_0(0,01)$ y $L_0(20)$, para el 0,01 y el 20% del tiempo, normalizados con respecto a 4 GHz; estas curvas son aplicables cualquiera que sea la naturaleza del trayecto de interferencia (es decir, para trayectos tanto terrestres como marítimos). Los valores de pérdida básica de transmisión disponible $L_{b1}(p)\%$ y $L_{b1}(20)\%$ durante $p\%$ y 20% del tiempo, para cualquier frecuencia, se deducen mediante las relaciones:

$$L_{b1}(p) = L_0(0,01) + F(p) + 20 \log (f/4) \quad (7)$$

$$L_{b1}(20) = L_0(20) + 20 \log (f/4)$$

donde $F(p)$ viene dada en el Informe 382.

Si cualquiera de los valores así obtenidos no son superiores a los de la pérdida básica de transmisión mínima admisible correspondiente, debe utilizarse un método más preciso, análogo a los indicados al comienzo del presente punto.

4. Determinación de las posibilidades de interferencia (dispersión debida a hidrometeoros)

Siempre que la interferencia pueda derivar de una propagación debida a dispersión por hidrometeoros, deberá calcularse el valor de la pérdida de transmisión mínima admisible:

$$L(p) = P_{i'} - P_r(p) \quad (8)$$

y compararlo con el valor de la pérdida derivada de la propagación debida a dispersión por hidrometeoros. Si el primer valor es inferior al segundo, puede decirse que la interferencia causada por la propagación debida a dispersión por hidrometeoros es despreciable.

En el Informe 569 se describe un método para calcular la pérdida de transmisión disponible entre una estación terrena y una estación terrenal, cuando el mecanismo de propagación es la dispersión debida a hidrometeoros.

5. Desvanecimientos

Al estimar la probabilidad de interferencia entre estaciones terrenas y terrenales, debe tenerse en cuenta la posibilidad de desvanecimiento de la señal deseada, en tanto que la señal interferente no varía.

Se requieren estudios adicionales para evaluar plenamente la probabilidad de interferencia en el caso general en que varían tanto las señales deseadas como las interferentes, teniendo en cuenta la correlación estadística.

Un estudio realizado en el Reino Unido ha demostrado que puede haber una cierta correlación entre la aparición de desvanecimientos por trayectos múltiples de la señal deseada y el aumento de la señal interferente debido a la superrefracción o propagación por conductos. De esto se ocupa más detenidamente el Informe 569.

6. Conclusiones

Puede concluirse que será despreciable la interferencia entre una estación terrena y una estación terrenal si el nivel de la potencia interferente para los mecanismos de propagación a lo largo del círculo máximo no excede del nivel máximo admisible de interferencia durante el 20% del tiempo, y si el nivel de potencia interferente para todos los mecanismos de propagación combinados (a saber, propagación a lo largo del círculo máximo y debida a dispersión por precipitación) no excede del nivel máximo de interferencia admisible durante un pequeño porcentaje de tiempo dado.

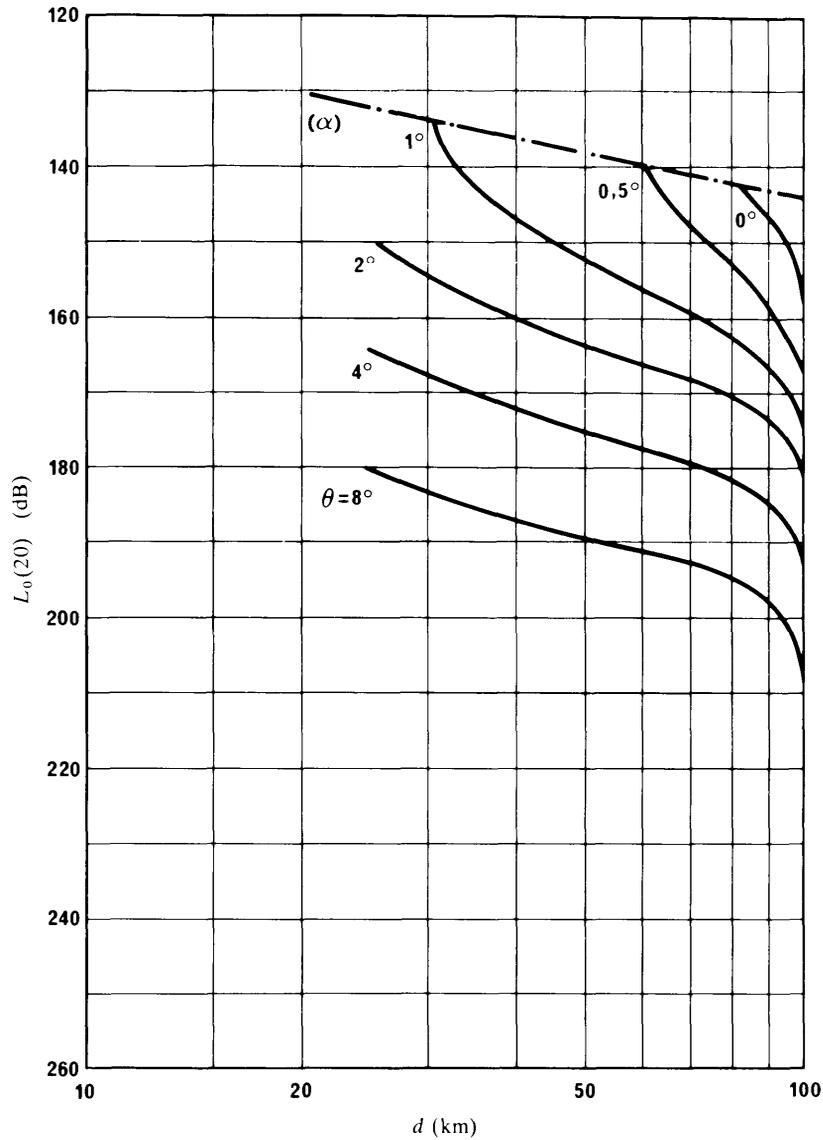


FIGURA 1 - 20% del tiempo

- (α): Espacio libre
 d : Distancia (km) de la estación terrena a la estación terrena de que se trate
 $L_o(20)$: Pérdida básica de transmisión para el trayecto (dB), normalizada para el 20% del tiempo y para 4 GHz
 θ : Ángulo de elevación del horizonte real (en grados) con relación al plano horizontal, a partir de la estación terrena, en la dirección de la estación terrena de que se trate

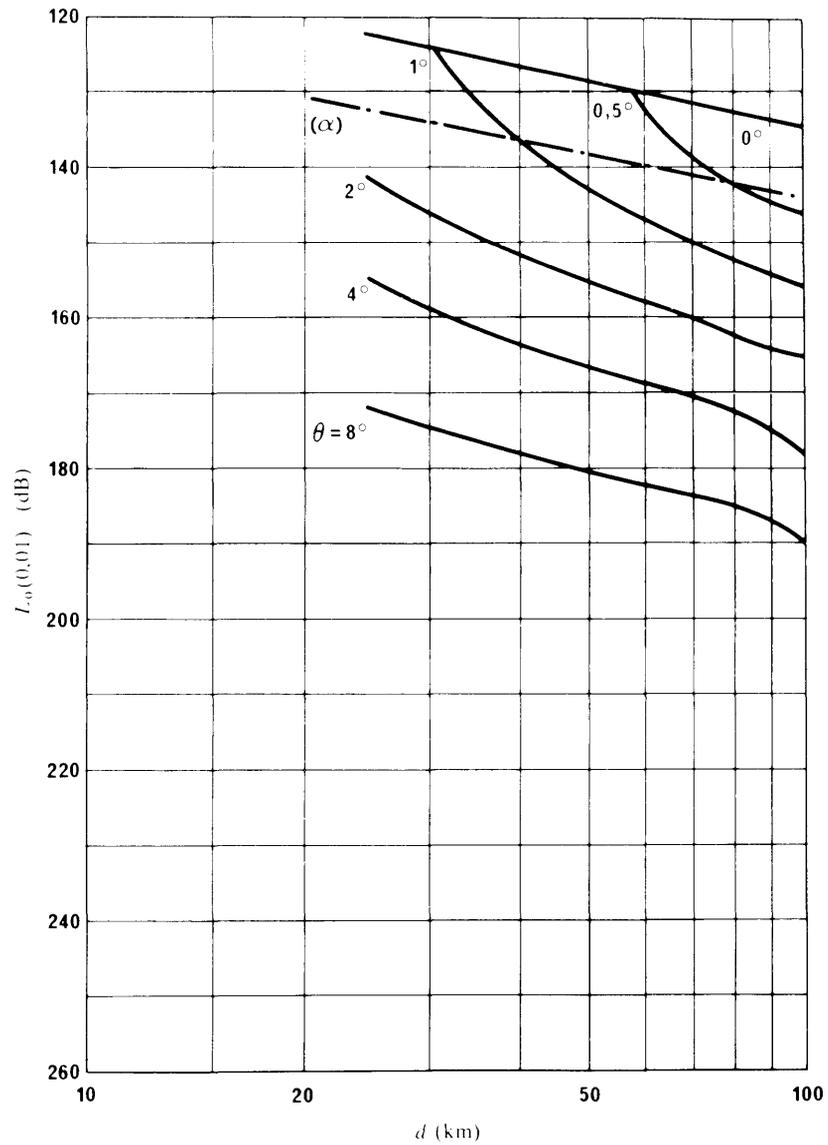


FIGURA 2 - 0,01% del tiempo

- (α) : Espacio libre
 d : Distancia (km) de la estación terrena a la estación terrena de que se trate
 $L_o(0,01)$: Pérdida básica de transmisión para el trayecto (dB), normalizada para el 0,01% del tiempo y para 4 GHz
 θ : Ángulo de elevación del horizonte real (en grados) con relación al plano horizontal, a partir de la estación terrena, en la dirección de la estación terrena de que se trate

ANEXO I

CONTORNOS AUXILIARES ASOCIADOS CON EL ÁNGULO DE EVITACIÓN

Para efectuar una aproximación preliminar rápida, en particular cuando las estaciones terrenales de una zona se hallan representadas en un mapa de la misma, puede ser útil utilizar contornos basados en el ángulo de evitación.

Si las administraciones interesadas están de acuerdo, podría utilizarse este método además del que se menciona en el Informe 382. Sin embargo, como este método parte del supuesto de que todas las estaciones terrenales situadas dentro de la zona de coordinación tienen el mismo diagrama de radiación y una misma potencia igual a su máximo valor admisible, cierto número de estaciones terrenales que quedarían eliminadas utilizando el método general expuesto en el punto 2 de este Informe no serán eliminadas si se utiliza el concepto de ángulo de evitación.

Mediante un diagrama de radiación de referencia de las antenas de estación terrenal como el representado por la ecuación (3) del Informe 614 es posible determinar un conjunto de contornos auxiliares en función del ángulo de evitación. Se define el ángulo de evitación como el ángulo acimutal, φ , entre el eje del haz principal de la antena de la estación terrenal y la dirección hacia la estación terrenal. Estos contornos auxiliares para los modos de propagación (1) y (2) permiten excluir en el análisis ulterior todas las estaciones terrenales que tienen ángulos de evitación $\geq \varphi$ y situadas fuera de los contornos auxiliares designados por φ .

Los mismos contornos auxiliares para el modo de propagación (1), trazados para una sensibilidad, S , o una p.i.r.e. reducidas pueden designarse también con el correspondiente ángulo de evitación. El ángulo de evitación correspondiente a un contorno de sensibilidad, S , o de p.i.r.e. particulares se calcula a partir del diagrama de radiación de referencia apropiado utilizando la diferencia entre la ganancia máxima y la ganancia en la dirección correspondiente a un ángulo de φ grados.

También se pueden determinar contornos auxiliares para el modo de propagación (2), con el ángulo de evitación como parámetro, mediante el proceso iterativo explicado en [CCIR, 1978-82].

La fig. 3 ilustra contornos auxiliares para los modos de propagación (1) y (2) en el caso de una estación terrenal receptora.

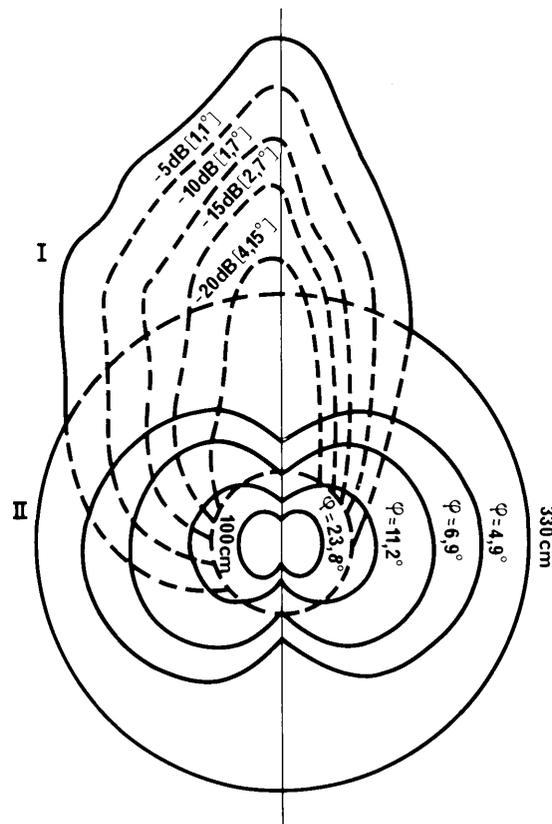


FIGURA 3 – Ejemplo de contornos auxiliares asociados con el ángulo de evitación, φ , para el modo de propagación (1) (— · —), y el modo de propagación (2) (—)

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Documentos del CCIR

[1978-82]: 4/130(9/101) (Yugoslavia (República Socialista Federativa de)).

INFORME 792-1

CÁLCULO DE LA MÁXIMA DENSIDAD DE POTENCIA (VALOR MEDIO CALCULADO EN UNA BANDA DE 4 kHz) DE UNA PORTADORA CON MODULACIÓN ANGULAR

(1978-1982)

1. Introducción

De conformidad con el artículo 11 del Reglamento de Radiocomunicaciones, toda administración que proyecte establecer un sistema de satélites deberá enviar a la Junta Internacional de Registro de Frecuencias la información enumerada en el apéndice 4 del Reglamento de Radiocomunicaciones. Además, la administración que solicite la coordinación con cualesquiera otras administraciones, de una asignación de frecuencia a una estación espacial instalada a bordo de un satélite geoestacionario o a una estación terrena que va a comunicar con una estación espacial instalada a bordo de un satélite geoestacionario, proporcionará a estas otras administraciones la información que se enumera en el apéndice 3 del Reglamento de Radiocomunicaciones.

Conforme a la información que se enumera en un punto del apéndice 3 y del apéndice 4, tal administración calculará la máxima densidad de potencia por Hz aplicada a la entrada de la antena (valor medio calculado en la banda de 4 kHz más desfavorable) para las portadoras transmitidas inferiores a 15 GHz. Sin embargo, hasta ahora no se han indicado necesariamente métodos de carácter general para calcular la máxima densidad de potencia de una portadora.

Este Informe indica los métodos de cálculo de la máxima densidad espectral de potencia de las portadoras con modulación angular que han de utilizarse para la notificación y coordinación de asignaciones de frecuencias a las estaciones de radioastronomía y a las estaciones de radiocomunicaciones espaciales, excluidas las estaciones del servicio de radiodifusión por satélite, de conformidad con el artículo 11 del Reglamento de Radiocomunicaciones.

A fin de garantizar la utilización del caso más desfavorable de situación interferente para fines de coordinación y notificación, la densidad espectral de potencia se calculará en condiciones de carga de tráfico ligera. Para un caso extremo de portadora sin señal modulante o para una emisión que tiene la anchura de banda necesaria inferior a 4 kHz, se considera que la densidad de potencia en una banda de 4 kHz es numéricamente igual a la potencia total de la emisión.

2. Cálculo de la máxima densidad de potencia (valor medio calculado en la banda de 4 kHz) de una portadora con modulación angular

2.1 Consideraciones generales

Más adelante se da el método de cálculo del nivel de potencia en la banda de 4 kHz más desfavorable ($W/4$ kHz), pudiéndose obtener la máxima densidad de potencia por Hz, requerida por el Reglamento de Radiocomunicaciones, dividiendo este valor por 4000.

2.2 Máxima densidad de potencia, por 4 kHz, de una portadora MF [Iwasaki y Fujii, 1976]

2.2.1 Portadora modulada en frecuencia (MF) por una señal de telefonía multicanal

La máxima densidad espectral de potencia cuando la banda de base está con plena carga, viene determinada por la portadora residual o por las crestas del espectro continuo, según la naturaleza de la modulación. La potencia de la portadora residual viene dada por la expresión siguiente:

$$P_t \exp(-\psi_0) \quad (W) \quad (1)$$

La máxima densidad espectral de potencia en la parte continua del espectro puede obtenerse mediante los métodos descritos en [Middleton, 1951; Medhurst, 1960, 1961; Ferris, 1968], o aproximadamente con los gráficos de la fig. 2 de este Informe, que fueron obtenidos mediante dichos métodos. Los gráficos se presentan en forma normalizada, con espectro normalizado:

$$V(f) = \frac{W_c(f) \cdot f_h}{P_t} \quad (2)$$

índice de modulación multicanal:

$$m = \frac{f_{\Delta}}{f_h} \quad (3)$$

y valor cuadrático medio de la excursión de fase:

$$\psi_0 = \int_{f_i}^{f_h} \frac{1}{4\pi^2 f^2} W_B(f) df \quad (4)$$

Las densidades espectrales dadas por los gráficos, pueden adaptarse a cualquier anchura de banda, tal como 4 kHz, que sea lo suficientemente pequeña como para que la densidad no varíe considerablemente dentro de ella.

En estas relaciones los símbolos tienen los significados siguientes:

P_t : potencia total de la portadora (W),

f_{Δ} : valor cuadrático medio de la excursión multicanal (Hz),

$$f_d \begin{cases} f_d \times 10^{\frac{-1.5 + 10 \log N_c}{20}} & (N_c \geq 240) \\ f_d \times 10^{\frac{-1 + 4 \log N_c}{20}} & (240 > N_c \geq 60) \\ f_d \times 10^{\frac{2.6 + 2 \log N_c}{20}} & (60 > N_c \geq 12) \end{cases}$$

f_d : valor cuadrático medio de la excursión producida por el tono de prueba (Hz),

N_c : número de canales,

$W_c(f)$: potencia espectral por unidad de anchura de banda (W/Hz),

f_h : frecuencia superior de la banda de base (Hz),

f_i : frecuencia inferior de la banda de base (Hz),

$W_B(f)$: densidad espectral de potencia de la modulación de frecuencia en banda de base (W/Hz).

La evaluación de ψ_0 en sistemas con preacentuación de conformidad con la Recomendación 275, y el valor máximo de $V(f)$ para dichos sistemas en los que $\psi_0 \leq 0,5$, figura en el anexo I de este Informe.

En el caso de las portadoras en que $1 < N \leq 12$, la aproximación de la máxima densidad de potencia por 4 kHz viene dada por la expresión siguiente:

$$P_t \cos^2 \frac{m_b}{1,5} \quad (\text{W/4 kHz para } m_b < 1) \quad (5)$$

donde:

P_t : potencia total de la portadora (W);

m_b : índice de modulación de cresta (radianes) debido a un tono de prueba de 0 dBm en el canal de la banda de base de frecuencia más elevada.

2.2.2 Portadora MF modulada por una señal de telefonía multicanal y una señal de dispersión de energía de forma de onda triangular con amplitud fija

En el Informe 384 se indican algunos métodos para aplicar la dispersión de energía a las transmisiones con MF-MDF utilizando una onda triangular de baja frecuencia.

Los sistemas de dispersión de onda triangular están concebidos usualmente para lograr que la máxima densidad espectral de potencia por 4 kHz con centro en la frecuencia portadora se mantenga dentro de un margen de 3 dB con respecto al valor a plena carga.

La densidad espectral de potencia con centro en la frecuencia portadora viene dada por la expresión siguiente:

$$\frac{P_t}{\Delta F} \times 4000 \quad (\text{W/4 kHz}) \quad (6)$$

donde:

P_t : potencia total de la portadora (W);

ΔF : valor cresta a cresta de la excursión de frecuencia debida a la señal de dispersión de energía (Hz).

La forma de onda de dispersión triangular presentará normalmente no-linealidades en general de tal índole que ello conducirá a un aumento con respecto al caso ideal, de la densidad espectral lejos de la portadora.

No obstante, la excursión residual de la portadora debida a las señales piloto, a los sistemas portadores de telegrafía armónica, etc., debería reducir considerablemente la mayor parte de las veces, el efecto de estas no linealidades.

Mientras no se disponga de más datos con respecto a la calidad de funcionamiento que puede lograrse gracias a los métodos descritos en el Informe 384, la máxima densidad espectral de potencia con una dispersión de forma de onda triangular debe calcularse utilizando la expresión (6).

2.2.3 *Portadora MF modulada por una señal video de televisión*

- En el caso en que la señal de dispersión de energía de forma de onda triangular se superponga sobre la señal de video, la máxima densidad de potencia por 4 kHz, en el caso más desfavorable, viene dada por la expresión:

$$\frac{P_t}{\Delta F} \times 4000 \quad (\text{W/4 kHz}) \quad (7)$$

donde:

P_t : potencia total de la portadora (W);

ΔF : valor cresta a cresta de la excursión de frecuencia debida a la señal de dispersión de energía (Hz).

Nota. – La ecuación (7) supone la utilización de una forma de onda de dispersión triangular que sea perfectamente lineal. Como resultado de este supuesto, los errores son despreciables en el caso de las actuales transmisiones de televisión con MF.

- En el caso en que no hay modulación (ni por la señal de video, ni por la señal de dispersión de energía), la máxima densidad de potencia por 4 kHz, en el caso más desfavorable, viene dada por:

$$P_t \quad (\text{W/4 kHz})$$

2.3 *Máxima densidad de potencia, por 4 kHz, de una portadora modulada en fase (MP) por una señal de telefonía multicanal [Yokoyama y otros, 1976]*

Cuando la frecuencia superior de la banda de base de una señal de telefonía multicanal es mucho más grande que la frecuencia inferior de dicha banda de base, la densidad máxima de potencia de una portadora modulada en fase por esta señal se encuentra sobre la frecuencia central de la portadora; en este caso la densidad máxima de potencia viene dada por las siguientes expresiones:

- para $\beta\sigma_a \geq 2$: $\frac{P_t}{(\beta\sigma_a) f_h} \sqrt{\frac{3}{2\pi}} \times 4000 \quad (\text{W/4 kHz}) \quad (8)$

- para $\beta\sigma_a < 2$. La máxima densidad de potencia para 4 kHz es la suma de los dos términos siguientes:

- espectro continuo $P_t \times S(0) \times 4000 \quad (\text{W/4 kHz}) \quad (9)$

$S(0)$ puede obtenerse a partir de la fig. 1, que da $S(0) \times f_h$, relación entre la potencia total de la portadora y la densidad de potencia en una anchura de banda f_h (Hz).

- portadora residual $P_t \exp \{ -(\beta\sigma_a)^2 \} \quad (\text{W}) \quad (10)$

donde:

P_t : potencia total de la portadora (W);

$\beta\sigma_a$: excursión de fase multicanal (rad);

β : raíz cuadrada del valor cuadrático medio de la excursión de fase producida por el tono de prueba (rad);

σ_a : factor de carga de la señal de telefonía multicanal;

$$\sigma_a = \begin{cases} 10^{\frac{-15 + 10 \log N}{20}} & (\text{para } N \geq 240) \\ 10^{\frac{-1 + 4 \log N}{20}} & (\text{para } N < 240) \end{cases}$$

N : número de canales;

f_h : frecuencia superior de la banda de base (Hz).

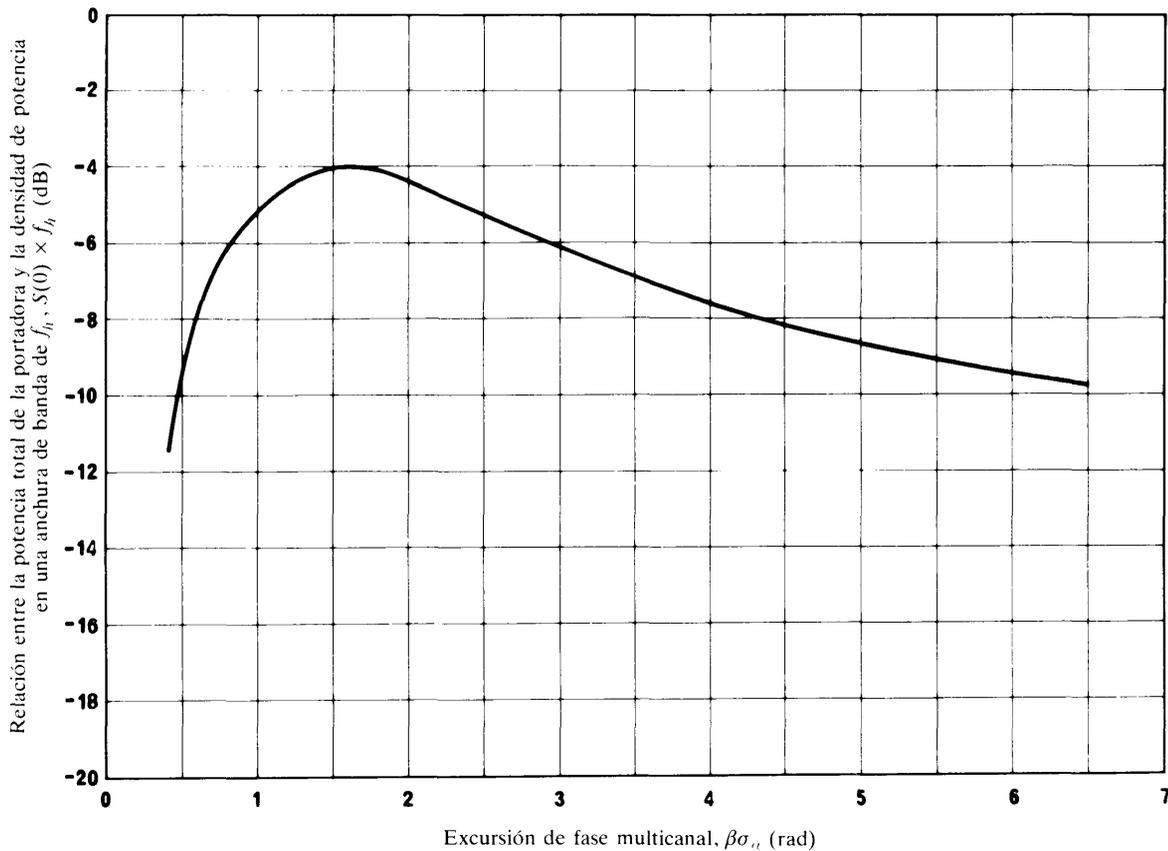


FIGURA 1 – Densidad de potencia en la frecuencia central del espectro continuo de potencia de una portadora modulada en fase (MP), en una anchura de banda f_h

2.4 Máxima densidad de potencia, por 4 kHz, de una portadora MDP

La máxima densidad de potencia, por 4 kHz, de una portadora MDP modulada por una señal digital de dispersión de energía de una secuencia de seudoruido (SR), viene dada por:

$$P_t \times (4000/B) \quad (\text{W/4 kHz}) \quad (11)$$

cuando el ciclo de repetición de la secuencia SR tiene una duración mayor de 250 μs ; y por

$$P_t \cdot \frac{L+1}{L^2} \left\{ \left\lceil \frac{4000}{1/Lt} \right\rceil + 1 \right\} \quad (\text{W/4 kHz}) \quad (12)$$

cuando el ciclo de repetición de la secuencia SR es igual o inferior a 250 μs ,

donde:

- P_t : potencia total de la portadora (W);
- B : velocidad de transmisión de los símbolos (símbolos/segundo);
- L : longitud de la secuencia SR (símbolos);
- t : duración de los símbolos (s).

$$\left\lceil \frac{4000}{1/Lt} \right\rceil : \text{parte entera de } \frac{4000}{1/Lt}$$

Las expresiones consignadas más arriba se aplican al caso de la modulación por secuencia de seudoruido (SR) de una portadora MDP y serían aplicables a aquellos casos en que una secuencia aleatorizadora de seudoruido se superponga constantemente a la señal de los mensajes MDP. Podrían producirse grandes errores si se aplicasen esas expresiones a sistemas, como por ejemplo el de acceso múltiple por distribución en el tiempo (AMDT), en los que las porciones preámbulo de la señal, bit/s de paridad añadidos, y otros similares, no estuviesen aleatorizados. Además, en los sistemas multifase la uniformidad espectral prevista por la dispersión de energía SR puede destruirse mediante el funcionamiento común de la codificación diferencial.

Debe advertirse que el procedimiento precedente no brinda ninguna orientación en cuanto a los supuestos que deben establecerse para el caso de los sistemas MDP sin dispersión de energía, en condiciones en que las secuencias de bits pueden repetirse de tal modo que la potencia se concentraría en un número relativamente reducido de rayas espectrales. El Informe 384 alude a ese problema, pero se requieren mayores estudios al respecto.

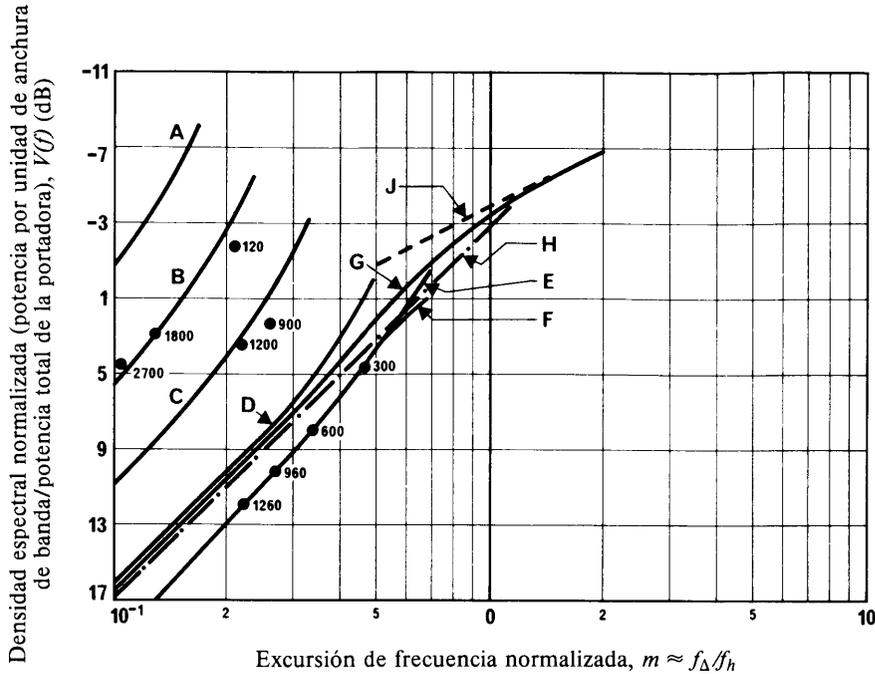


FIGURA 2 – Máxima densidad espectral de una señal (componente distribuida) modulada en frecuencia por ruido gaussiano (Preacentuación de la Recomendación 275)

- | | |
|--------------------------|--|
| Curvas A: $\psi_0 = 0,1$ | F: $\psi_0 = 4,0$ |
| B: $\psi_0 = 0,2$ | G: $\psi_0 = \infty$ |
| C: $\psi_0 = 0,4$ | H: Aproximación para pequeña excursión (Informe 792) |
| D: $\psi_0 = 1,0$ | J: Aproximación para excursión grande |
| E: $\psi_0 = 2,0$ | ●: Valores para los sistemas de relevadores radioeléctricos normalizados (tal como se indican) |

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

FERRIS, C. C. [abril de 1968] Spectral characteristics of FDM/FM signals. *IEEE Trans. Comm. Tech.*, Vol. COM-16, 2, 233-238.

IWASAKI, K. y FUJII, A. [julio de 1976] Maximum power density of FM waves. *Trans. Inst. Electron. Comm. Engrs. Japan*, Vol. E59, 7.

MEDHURST, R. G. [mayo de 1960] R.F. spectra of waves frequency modulated by white noise. *Proc. IEE*, Vol. 107, Parte C, 12, 314-323.

MEDHURST, R. G. [9 de junio de 1961] R.F. spectra and interfering carrier distortion in FM trunk radio systems with low modulation ratio. *IRE Trans.*, C5, 107.

MIDDLETON, D. [julio de 1951] The distribution of energy in randomly modulated waves. *Phil. Mag.*, Vol. 42, 7, 689-707.

YOKOYAMA, M., SASAOKA, H. y KOBAYASHI, T. [marzo de 1976] Power spectrum of a phase-modulated wave by a multiplex telephony signal. *J. Radio Res. Labs.*, (Japan) Vol. 23, 110, 1-15.

ANEXO I

CÁLCULO DE LA DENSIDAD ESPECTRAL DE POTENCIA PARA VALORES BAJOS DE LA EXCURSIÓN CUADRÁTICA MEDIA DE FASE

1. Evaluación de ψ_0 en sistemas con preacentuación del CCIR

La función preacentuación del CCIR se define como:

$$F(x) = 0,40003 \left\{ \frac{1 + 2,080 x^2 + 0,4096 x^4}{1 - 0,8547 x^2 + 0,4096 x^4} \right\} \quad \text{siendo: } x = \frac{f}{f_h}$$

$$\psi_0 = \frac{m^2}{(1-\beta)} \int_{\beta}^1 \frac{F(x)}{x^2} dx \quad \text{siendo: } m = \frac{f_{\Delta}}{f_h} \quad \text{y } \beta = \frac{f_l}{f_h}$$

La integral puede evaluarse exactamente y da:

$$\psi_0 = \frac{m^2}{(1-\beta)} \left\{ \frac{1}{\beta} - 0,0329 - 2,4640 R(0,8\beta) \right\}$$

donde

$$R(y) = 0,91316 \operatorname{tg}^{-1} \left\{ \frac{0,81519 y}{1 - y^2} \right\} - 0,20380 \log_e \left\{ \frac{y^2 - 1,82633 y + 1}{y^2 + 1,82633 y + 1} \right\}$$

2. Evaluación de V_{\max} en sistemas con preacentuación del CCIR en los que $\psi_0 \leq 0,5$

Para $\psi_0 \leq 0,5$, el espectro MF en la región «banda lateral de primer orden» se puede obtener su aproximación mediante el primer término del desarrollo de Middleton:

$$V(f) = \frac{e^{-\psi_0}}{2} \frac{m^2}{(1-\beta)} \frac{F(x)}{x^2}$$

donde:

$$x: f/f_h$$

$$\beta: f_l/f_h$$

$F(x)$: preacentuación de la Recomendación 275.

Por consiguiente,

$$V_{\max} = \frac{e^{-\psi_0}}{2} \cdot \frac{m^2}{(1-\beta)} \cdot \frac{F(\beta)}{\beta^2}$$

Este resultado, junto con la expresión para ψ_0 en función de m y de β , puede utilizarse para obtener curvas que relacionan V_{\max} con m y ψ_0 , tales como las de la fig. 2.

INFORME 449-1

**MEDICIONES DE LAS INTERFERENCIAS EN SISTEMAS DE TELEVISIÓN
CON MODULACIÓN DE FRECUENCIA QUE UTILIZAN LAS FRECUENCIAS COMPARTIDAS
ENTRE LOS SISTEMAS DEL SERVICIO FIJO POR SATÉLITE
Y ENTRE ÉSTOS Y LOS SISTEMAS TERRENALES**

(Cuestión 2/4 y Programas de Estudios 2A/4 y 2J/4)

(1970-1974)

1. Introducción

Para determinar las condiciones en que los sistemas del servicio fijo por satélite pueden compartir las mismas bandas de frecuencias entre sí y con los sistemas terrenales, hay que hallar el nexo que existe entre la relación de potencias señal interferida/señal interferente y la degradación de la imagen. Al contrario de la telefonía, para la que los cálculos son fiables, no se han podido calcular las interferencias entre dos señales de televisión moduladas en frecuencia y, por consiguiente, hay que basarse en mediciones.

Las mediciones hechas en varios países y sus resultados se resumen en los puntos 2 y 3, que tratan de las mediciones subjetivas y objetivas, respectivamente.

Se señala que ninguno de los valores particulares de relaciones de interferencia en el presente Informe se recomienda como objetivo apropiado. El valor de interferencia admisible se debe incluir en el objetivo total de ruido para la televisión.

2. Mediciones subjetivas

2.1 Pruebas realizadas en Estados Unidos de América

Se han efectuado en laboratorio pruebas subjetivas, controladas minuciosamente, de interferencias entre portadoras moduladas en frecuencia por señales de televisión en color, con preacentuación, del sistema de 525 líneas NTSC y con excursiones cresta a cresta de 8 MHz para representar las condiciones que existen en los sistemas de relevadores radioeléctricos, y de 24 MHz para representar las condiciones de las telecomunicaciones por satélites. Las redes de preacentuación y desacentuación se ajustaban a la curva B de la Recomendación 405. La portadora interferida estaba modulada por una señal de video producida por una diapositiva de prueba en color, mientras que la portadora interferente estaba modulada por una señal de video obtenida a partir de un programa de televisión comercial. La portadora interferente estaba también modulada por una onda de dispersión triangular (30 Hz) de amplitud ajustada para producir una excursión cresta a cresta de 2 MHz. El valor real no estaba destinado a ser recomendado para los sistemas en funcionamiento, sino simplemente para considerarle como un nivel que permite evaluar sus efectos subjetivos en sistemas con una gama de excursiones. Las mediciones se efectuaron con las dos portadoras en la misma frecuencia, después con las dos portadoras separadas por un intervalo de 10 MHz, y luego de 20 MHz. Además, las mediciones se realizaron en dos radioenlaces con modulación de frecuencia y multiplexaje por distribución de frecuencia, uno de ellos con una capacidad de 960 canales, y el otro, de 1800 canales. El efecto interferente de ambos se aplicaba al sistema de televisión con modulación de frecuencia, con las separaciones entre portadoras indicadas anteriormente. La relación señal/ruido térmico de la señal interferida se determinaba por medio de una cámara de televisión que generaba las señales (46,4 dB no ponderado y 53,8 dB ponderado). La relación señal/ruido del sistema de transmisión era superior a 73 dB. Por consiguiente, la señal inicial no estaba degradada por el sistema de transmisión. En presencia de ruido térmico suplementario de forma triangular, los resultados podrían ser distintos.

Tanto el equipo radioeléctrico como el de televisión utilizados eran de precisión. En la apreciación de las interferencias intervinieron diez observadores expertos en la evaluación de la calidad de la imagen de televisión. En cada condición de prueba, cada observador evaluaba la calidad de la imagen tres veces. Como las distintas condiciones se sucedían por azar, se han obtenido treinta evaluaciones para cada una de ellas, de las que ha resultado una distribución coherente de datos que constituyen una base sólida para una interpretación estadística. Las condiciones de observación se eligieron de modo que no se pudiese enmascarar la degradación. La pantalla utilizada para observar la imagen estaba en una sala oscura; la luminancia y el contraste de la imagen se ajustaron a un nivel considerado satisfactorio por los observadores. Las condiciones de observación eran similares a las de los estudios y salas de control de televisión.

Para evaluar la degradación de la imagen se utilizó una escala de siete grados que iba desde «imperceptible» hasta «sumamente molesta». Para cada grado de calidad se trazaron curvas con la distribución normal de las evaluaciones.

Aunque durante las pruebas la relación de las excursiones cresta a cresta de la señal interferida fue fija y la portadora interferente estaba intencionalmente siempre ensanchada, la señal de la banda de base de un sistema real podría componerse esencialmente de la señal de sincronismo y de la señal de dispersión. Se realizaron estas condiciones experimentalmente y se comprobó que las respuestas subjetivas no variaban, a condición de que la potencia del canal radioeléctrico interferente, con o sin modulación:

- fuese enteramente radiada en la anchura de banda de la señal interferida (excursión cresta a cresta más el doble de la frecuencia de modulación más elevada),
- o fuese radiada casi enteramente en el exterior de esta anchura de banda.

Sin embargo, cuando la portadora interferente modulada está radiada en la porción interferida del espectro o cuando, no modulada, está radiada enteramente en el exterior, la señal modulada causa una interferencia más grave.

Quedó demostrado que las degradaciones en el sistema de televisión en blanco y negro de 525 líneas se aproximaban a las del sistema de televisión en color de 525 líneas NTSC.

Las pruebas se efectuaron con una sola señal interferente.

Los resultados de interferencia correspondientes a un grado de calidad 2 o mejor, se reproducen en los cuadros I, II y III como una media (μ) o una desviación típica (σ) de una distribución ajustada a la normal.

Además de las pruebas con diez observadores, se han efectuado pruebas suplementarias con un solo observador para determinar ciertas degradaciones debidas a la interferencia que no podían fácilmente evaluarse por 10 observadores.

CUADRO I — *Relación de interferencia (dB) correspondiente a una distribución ajustada a la normal para un grado ≥ 2 entre una señal de video interferida producida por una diapositiva de prueba y una señal de video interferente constituida por imágenes típicas de un programa de televisión en color*

Excursión de frecuencia cresta a cresta (MHz)		Separación de las frecuencias (MHz)	μ (dB)	σ (dB)
Señal interferida	Señal interferente			
24	24	0	19,9	3,1
24	8	0	19,6	1,5
8	8	0	28,7	2,3
8	24	0	29,2	2,5
24	8	10	14,7	3,0
8	24	10	25,5	3,7
24	24	20	11,9	1,6
24	8	20	7,2	1,6
8	8	20	9,8	2,3
8	24	20	16,5	1,7
24	8	3,24	20,6	3,0

CUADRO II — *Relación de interferencia (dB) correspondiente a una distribución ajustada a la normal para un grado ≥ 2 entre una señal de video interferida producida por una diapositiva de prueba y una señal interferente modulada en frecuencia con multiplexaje por distribución de frecuencia de una capacidad de 960 canales.*

Señal interferida Excursión de frecuencia cresta a cresta (MHz)	Señal interferente Relación entre el valor cuadrático medio de la excursión de frecuencia y la frecuencia más elevada de la banda de base		Separación de las frecuencias (MHz)	μ (dB)	σ (dB)
	Un solo canal	Multicanal			
24	0,044	0,25	10	11,1	1,5
24	0,044	0,25	0	14,9	2,5
8	0,132	0,75	10	21,4	3,2

CUADRO III — *Relación de interferencia (dB) correspondiente a una distribución ajustada a la normal para un grado ≥ 2 entre una señal de video interferida producida por una diapositiva de prueba y una señal interferente modulada en frecuencia con multiplexaje por distribución de frecuencia de una capacidad de 1800 canales.*

Señal interferida Excursión de frecuencia cresta a cresta (MHz)	Señal interferente Relación entre el valor cuadrático medio de la excursión de frecuencia y la frecuencia más elevada de la banda de base		Separación de las frecuencias (MHz)	μ (dB)	σ (dB)
	Un solo canal	Multicanal			
24	0,051	0,38	0	14,2	1,9
24	0,051	0,38	20	9,7	1,5

2.1.1 Se estudió la separación más desfavorable de las frecuencias. Este estudio se hizo con una variación continua de la separación de frecuencias entre la frecuencia cocanal y la frecuencia más elevada de la banda de base de 4,2 MHz. Se comprobó que una separación de frecuencias de 3,24 MHz producía una interferencia algo más acentuada. A continuación se sometió la misma cuestión a los 10 observadores y los resultados de estas pruebas se presentan en el cuadro I. La diferencia cuantitativa entre las apreciaciones de los observadores de este grupo fue demasiado pequeña para poder determinarla con toda seguridad por medio de pruebas subjetivas.

2.1.2 La interferencia entre los sistemas de portadoras separadas por un intervalo de 40 MHz se reveló demasiado pequeña para producir cualquier degradación de la imagen. En efecto, para que la interferencia pudiera observarse, la señal interferente debía tener un nivel superior al de la señal interferida. Sin embargo, el mecanismo responsable de la mayor parte de la interferencia depende del filtro utilizado en la recepción, por lo que no se puede generalizar el resultado de esta experiencia.

2.1.3 También se ha realizado una investigación con transmisión adicional de una señal de audiofrecuencia sobre los sistemas interferente e interferido. Esta señal de audiofrecuencia se inyectaba en forma de modulación por impulsos codificados en el pórtico anterior del intervalo de sincronismo horizontal de la señal de televisión. No se esperaba que este canal de 5 kHz causase una degradación, lo que ha sido efectivamente confirmado por las mediciones.

2.2 *Pruebas realizadas en el Reino Unido*

Se efectuó una serie de pruebas para evaluar las relaciones de protección necesarias entre sistemas de televisión con modulación de frecuencia. Las evaluaciones subjetivas se hicieron utilizando un receptor de control para televisión en blanco y negro, aunque las señales transmitidas eran de televisión en color.

Las condiciones en que se hicieron las pruebas no eran ideales y los resultados obtenidos hasta ahora se han presentado como simples indicaciones muy aproximadas para ayudar a resolver los problemas de interferencia. No obstante, se señala que tales resultados concuerdan mucho con los obtenidos en una serie de mediciones más completas realizadas en Estados Unidos de América.

Para las pruebas subjetivas se utilizó una escala de 6 grados, que iba de la degradación 1, imperceptible, a la 6, inutilizable.

En la serie principal de pruebas con portadoras cocanal, con valor fijo de la excursión de frecuencia y sin dispersión de energía, intervinieron en total 48 observadores. Dieciséis de ellos eran técnicos y los demás ni eran técnicos ni estaban acostumbrados a apreciar la calidad de la imagen. Para la apreciación se eligieron imágenes de programas transmitidos en directo e imágenes de prueba.

En las pruebas complementarias, durante las que se estudió la influencia de la excursión de frecuencia, de la dispersión de energía, de la separación entre las frecuencias y del contenido de la imagen representada, la apreciación la efectuó un solo técnico con relativa experiencia en apreciación de la calidad de las imágenes.

En todas las pruebas se efectuó la transmisión cocanal de la señal deseada y la señal interferente. La señal deseada provenía de un receptor de radiodifusión y se aplicaba, a través de una red normal de preacentuación, a un modulador de frecuencia que funcionaba en 70 MHz. La señal interferente procedía de un generador de grises de 625 líneas y después se preacentuaba y modulaba en la misma forma. La excursión nominal cresta a cresta de las dos señales era de 8 MHz sin preacentuación.

Las dos señales se mezclaban en frecuencia intermedia y en el trayecto de la señal interferente había un atenuador para ajustar los niveles relativos. La salida del demodulador se desacentuaba antes de llevarla al monitor.

Las pruebas se realizaron primero con una excursión de 8 MHz para las señales deseada e interferente. Se comprobó que las relaciones de protección que el 50% de los observadores consideró que correspondían a una calidad determinada o mejor, variaban de forma más o menos lineal entre 33 dB y 6 dB en función de los grados 1 a 6. Se obtuvieron en particular los siguientes valores:

50% de apreciaciones de calidad 1: -33 dB,

50% de apreciaciones de calidad 2 o mejor: -26 dB.

Después se varió entre 4 y 21 MHz la excursión de la señal deseada y se mantuvo constante en 8 MHz la excursión de la señal interferente. Las relaciones de protección necesarias disminuyeron casi proporcionalmente al aumentar la excursión de la señal deseada (o sea, dB por dB), como era de esperar. No obstante, con las excursiones mayores (es decir, de más de 12 MHz) se salía de esta proporcionalidad. Por ejemplo, en 21 MHz la relación de protección era de unos 2 a 3 dB inferior al valor que se hubiera obtenido con la extrapolación lineal de los resultados correspondientes a una pequeña excursión.

Parece que se pueden tener en cuenta de forma aproximada, los distintos valores de excursión utilizando la relación de protección apropiada para una determinada pequeña excursión, por ejemplo, de 8 MHz, y modificándola linealmente (dB por dB) para tener en cuenta la excursión real.

Cuando la evaluación de la degradación daba aproximadamente el grado 1,5, el contenido de la imagen de la señal interferente influía poco o nada en la relación de protección necesaria.

Cuando la evaluación de la degradación daba aproximadamente la calidad 1,5, la aplicación de la señal de dispersión de energía a la señal interferente influía poco o nada en la relación de protección necesaria.

Se comprobó que las pequeñas variaciones de frecuencia de la portadora interferente tampoco influían en la interferencia. Cuando la separación entre las frecuencias portadoras excedía 1 MHz aproximadamente, se registraba una mejora subjetiva progresiva, sobre todo si el nivel de la interferencia era elevado; no obstante, no se han efectuado evaluaciones cuantitativas a este respecto.

2.3 Pruebas realizadas en Francia

Se han llevado a cabo una serie de pruebas dentro de un programa destinado a determinar las relaciones de protección aceptables entre la potencia de la señal deseada y de la señal interferente, cuando una portadora modulada en frecuencia por una señal de telefonía múltiplex interfiere con una señal de televisión modulada en frecuencia. Los resultados se expresaron en términos de la relación potencia de la señal deseada/potencia de la señal interferente (C_u/C_B) para una determinada degradación en función de la separación de frecuencia entre los valores nominales de las portadoras deseada e interferente.

La señal útil era una señal de pruebas de barras de color de 75% transmitida por el sistema SECAM de 625 líneas, eligiéndose sucesivamente las normas de modulación de la portadora conforme a las recomendadas para los sistemas de relevadores radioeléctricos con visibilidad directa para televisión (Recomendación 405 y Recomendación 276) y las utilizadas en ciertos sistemas del servicio fijo por satélite. En este último caso se utilizó la dispersión de energía (onda triangular simétrica de 25 Hz).

La señal interferente era una portadora modulada de acuerdo con las normas utilizadas en dichos sistemas del servicio fijo por satélite, por una señal que simulaba la de salida de un múltiplex telefónico de capacidad máxima igual, sucesivamente, a 24, 60, 132 y 1872 canales. La señal moduladora utilizada era un ruido blanco, filtrado y precentuado convenientemente, que simulaba la carga máxima del múltiplex estudiado, o bien una señal triangular de dispersión de energía que simulaba el caso de la carga nula, y ajustada de modo que el nivel máximo de la densidad espectral de energía de la onda así modulada resultara 2 dB mayor que el obtenido en el caso de la modulación por un ruido blanco.

Como no se hallaba ningún criterio objetivo satisfactorio para caracterizar la interferencia a la señal de televisión en banda de base, se decidió utilizar para las pruebas exclusivamente el método subjetivo. Se eligió el nivel de interferencia subjetiva que correspondía al umbral de perceptibilidad, en ausencia de ruido térmico, en el caso de un observador situado en un local poco iluminado, a una distancia de la imagen igual a seis veces la altura de ésta. En la fig. 1 se da un ejemplo de los resultados, mostrándose la interferencia que produce una señal MDF/MF a 132 canales en una señal de televisión por satélite.

La frecuencia nominal del canal que transmite la señal de televisión se ha definido como aquella que corresponde a un nivel de gris medio, es decir, un nivel mediano con relación a los correspondientes al blanco y al negro. (El sistema de modulación de frecuencia permitía en efecto asignar una frecuencia determinada ajustable al nivel correspondiente a la cresta de los impulsos de sincronismo.)

La realización de mediciones repetidas en las mismas condiciones ha permitido evaluar en 2 dB la precisión de los resultados obtenidos.

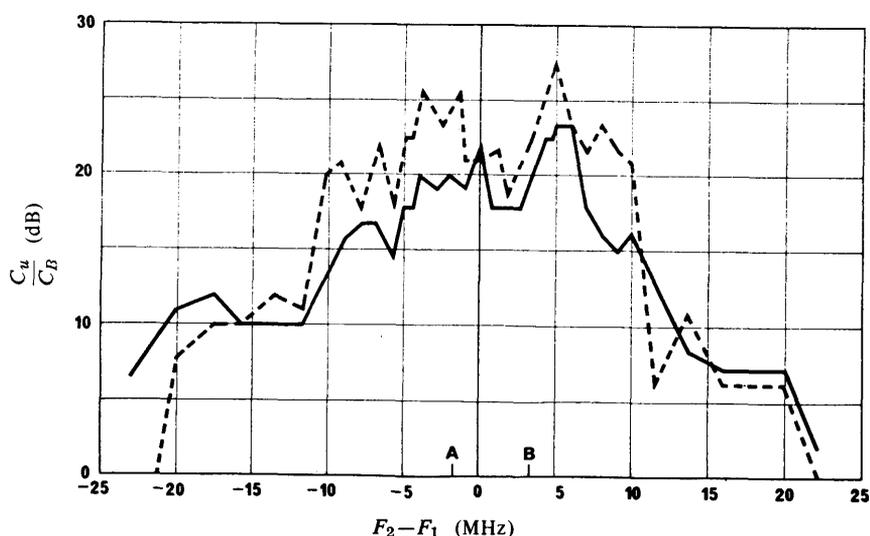


FIGURA 1

Señal deseada : televisión (satélite) ————— : plena carga
 Señal interferente : telefonía 132 canales (caso 2) - - - - - : carga nula

F_1 : frecuencia de la portadora deseada

F_2 : frecuencia de la portadora interferente

A: blanco

B: cresta de los impulsos de sincronismo

3. Mediciones objetivas

Pruebas realizadas en Canadá

Se dan los resultados obtenidos para la medición objetiva del ruido interferente de televisión de 525 líneas cocanal en presencia de ruido térmico. Para reproducir las condiciones reales de explotación, en caso de interferencia con modulación de frecuencia, se utilizaron señales de televisión en directo, recibidas de una estación de radiodifusión local. Se hicieron variar independientemente los niveles de la interferencia y del ruido térmico para obtener condiciones de funcionamiento variadas. La mezcla de la señal deseada y de la señal interferente se hacía en las frecuencias intermedias. La señal compuesta resultante de la interferencia y del ruido térmico se midió a la salida de un demodulador de banda ancha.

Los resultados subjetivos descritos en el punto 2 indican que la interferencia no es muy sensible a las características de modulación de la señal interferente, sino que depende de la excursión de la señal deseada. Esto sugiere el empleo de una fórmula única para calcular el «factor de reducción de interferencia», en caso de interferencia entre señales de televisión con modulación de frecuencia.

En la fig. 2 se dan los resultados de mediciones para una excursión cresta a cresta de las señales deseada e interferente de 24 MHz. También se realizaron pruebas con una excursión de la portadora interferente de 8 MHz, pero ésta no influyó virtualmente en el nivel del ruido ponderado interferente en la banda de base. Este resultado concuerda con las pruebas subjetivas que se describen en el punto 2.

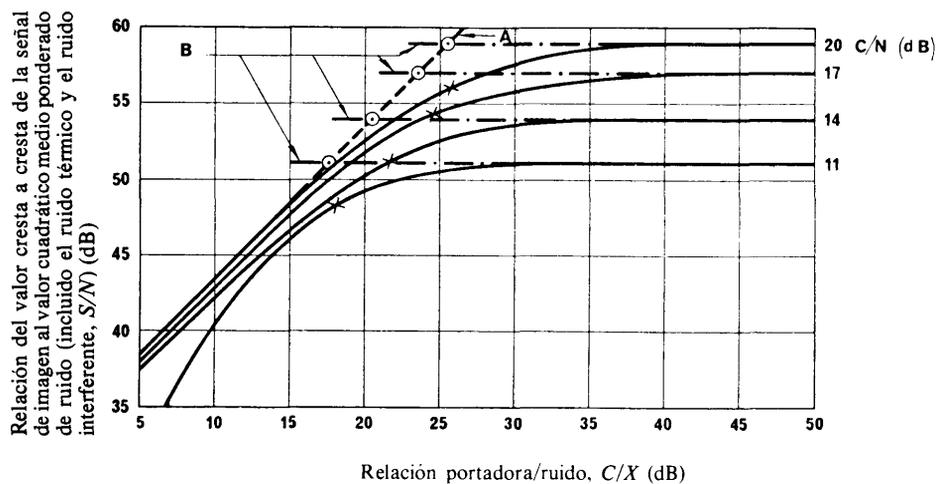


FIGURA 2

Medidas objetivas del ruido interferente en televisión en presencia de ruido térmico

Excursión de frecuencia cresta-cresta de la señal interferente, 24 MHz
 Excursión de frecuencia cresta-cresta de la señal deseada, 24 MHz
 C/N = Relación portadora/ruido.

Curva A: interferencia solamente (extrapolación)

Curva B: ruido térmico solamente (extrapolación)

Nota. — Para los valores elevados de relación portadora/ruido, las compresiones de la relación señal/ruido se deben a la acción del ruido presente en el modulador y en el demodulador, así como a otros defectos de transmisión.

× × × : Puntos medidos correspondientes a la degradación de 3 dB por los efectos de la interferencia.

○ ○ ○ : Puntos de degradación de 3 dB, determinados empíricamente por la adición de la potencia de las componentes de la banda de base ponderadas separadamente.

Se observó también que, en ausencia de ruido térmico, el ruido ponderado interferente puede determinarse aproximadamente mediante la siguiente expresión:

$$(S/I) = (C/X) + B_v \tag{1}$$

donde:

S/I: relación entre el valor cresta a cresta de la señal imagen y el valor cuadrático medio ponderado del ruido interferente (dB)

C/X: relación portadora/interferencia (dB)

B_v: factor de reducción de interferencia en video (dB).

En las condiciones de prueba se observó un factor de reducción de interferencia B_v de 33,5 dB. (La determinación de las relaciones señal/interferencia, S/I , se llevó a cabo partiendo de los valores de cresta del ruido medidos durante un intervalo de 5 a 10 segundos durante los cuales la fuente de interferencia era activa, es decir, que esta medición no se efectuó durante la transmisión de una señal de prueba, ni durante la de un programa comercial).

De conformidad con estos resultados y con las conclusiones del punto 2, se sugiere que se utilice la siguiente expresión para determinar el factor de reducción de interferencia, B_v , correspondiente a otras excursiones de frecuencia en la gama de 8 a 24 MHz:

$$B_v = 6 + 20 \log \Delta F \quad (\text{dB}) \quad (2)$$

donde:

ΔF : excursión cresta a cresta de la señal deseada, en MHz.

En presencia de ruido térmico, el valor total ponderado de la potencia de ruido en la banda de base es igual a la suma de las potencias del ruido interferente ponderado, dado por la ecuación (1), y del ruido térmico ponderado. Esto es cierto para valores de la relación portadora/interferencia superiores a unos 15 dB. Para los valores inferiores, la relación señal/ruido empieza a decrecer más rápidamente, debido a que el demodulador tiene más tendencia a producir inversiones de fase bajo los efectos del ruido térmico.

4. Pruebas realizadas en la U.R.S.S.

En el periodo de estudios 1966-69 se describe una amplia serie de resultados de mediciones de carácter objetivo y subjetivo. En general, esos resultados están en consonancia con los de las mediciones de que se trata en los puntos 2.1 y 2.2.

5. Conclusiones

Es preciso estudiar más a fondo los resultados comunicados antes de poder extraer conclusiones generales. No obstante, pueden establecerse las siguientes conclusiones particulares:

- la relación de protección necesaria para obtener cualquier calidad de funcionamiento especificada es más o menos inversamente proporcional al cuadrado de la excursión de la señal deseada;
- siempre que la señal deseada esté modulada, la excursión de la señal interferente no influye mucho en los resultados. Esto sugiere que los resultados son también válidos para la interferencia debida a una señal de telefonía con modulación de frecuencia;
- en general, puede considerarse que no hay ningún valor de separación de frecuencias portadoras que produzca una interferencia mucho peor que la del caso cocanal. Sin embargo, algunas mediciones han mostrado que, cuando las portadoras están separadas por frecuencias cercanas a la subportadora de color, pueden producirse niveles de interferencia superiores a los del caso cocanal, como se indica en el punto 2.3;
- los resultados objetivos para la interferencia cocanal pueden utilizarse cuando cada una de las interferencias aislada sea menor que la interferencia perceptible. En este caso, el ruido ponderado interferente calculado mediante el factor de reducción de la interferencia, B_v , puede añadirse al ruido térmico del sistema;
- los resultados subjetivos son válidos en los casos en que los niveles de interferencia sean superiores a los indicados en el párrafo anterior, ya que los resultados objetivos no tienen en cuenta el hecho de que, con altos niveles de interferencia, el efecto subjetivo puede ser más molesto que el del ruido térmico.

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

**ÍNDICE ALFABÉTICO DE TÉRMINOS (PALABRAS CLAVE) DE
LOS VOLÚMENES IV Y IX – PARTE 2**

A

- Ángulo de elevación** (I.876)
- Ángulo de referencia** (I.387)
- Ángulo, azimut** (I.393)
- Ángulo, elevación** (I.393)
- Antena, estación espacial** (I.393, I.790, I.791)
anchura del haz de la antena receptora (I.790)
discriminación de polarización (I.790)
enlace entre satélites, envolvente de los lóbulos laterales de las antenas (I.791)
ganancia de la antena del enlace entre satélites (I.791)
ganancia fuera del haz de la antena (I.790)
haz restringido (I.790)
- Antena, estación terrena** (I.876)
ángulo de elevación (I.876)
directividad (I.876)
superficie efectiva (I.876)
- Antenas de los sistemas de relevadores radioeléctricos** (I.393, I.876)
anchura de haz de interferencia (I.393)
direcciones (I.393)
directividad (I.876)
ganancia de transmisión (I.876)
relaciones geométricas (I.393)
superficie efectiva (I.876)
- Antenas, diagramas de radiación** (I.387)
- Antenas, ganancia fuera del haz** (I.790)
- Atenuación** (I.382, I.790, I.791, I.876)
absorción debida a los gases (I.382)
absorción por la atmósfera (I.876)
absorción producida por el vapor de agua (I.791)
absorción producida por los gases atmosféricos (I.791)
atmosférica (I.791)
diversidad de emplazamiento (I.382)
en función del ángulo de elevación (I.791)
enlace entre satélites, envolvente de los lóbulos laterales (I.791)
factor de atenuación debida al vapor de agua (I.876)
ganancia de la antena del enlace entre satélites (I.791)
gases atmosféricos (I.382)
índice de (I.382)
intensidad de lluvia (I.876)
longitud de una sección en los sistemas de relevadores radioeléctricos terrenales (I.876)
longitud efectiva del trayecto de propagación (I.876)
margen contra el desvanecimiento (I.876)
oxígeno (I.382)
pérdida de transmisión (I.382)
tiempo despejado (I.791)
vapor de agua atmosférico (I.382)
zénit (I.791)
- C**
- Circuito ficticio de referencia** (Rc.357, I.382, I.790)
digital por satélite (I.790)
- Compartición** (véase Compartición de bandas de frecuencia)
- Compartición de bandas de frecuencia (servicio fijo por satélite)** (Rc.355, Rc.356, Rc.358, Rc.359, Rc.406, Rc.558, I.209, I.382, I.386, I.387, I.448, I.449, I.790, I.793, I.876, I.877)
análisis de la interferencia (I.387)
- anchura de banda de referencia (I.876)
ángulo de protección (I.791)
atenuación (I.876)
bandas por encima de 1 GHz (Rc.356, Rc.357)
características de propagación (I.876)
circuito ficticio de referencia (Rc.356, Rc.357)
condiciones (I.876)
consideraciones acerca de la interferencia (I.209)
consideraciones geométricas (I.209)
costes (I.209)
criterios (I.877)
criterios de interferencia (I.877)
densidad de flujo de potencia máxima admisible (I.387)
determinación de la zona de coordinación (Rc.359)
dispersión de energía (Rc.358, I.386)
distancia de coordinación (I.209)
distancia de separación (I.209)
efectos interferentes (I.387)
factores de la compartición (I.209)
interferencia a corto plazo (I.209)
interferencia a largo plazo (I.209)
interferencia en los sistemas MF (Rc.356)
interferencia en un canal telefónico (Rc.356, Rc.357)
interferencia en un sistema con modulación angular (Rc.357)
interferencia, valor de diseño (I.209)
interferencia, valor máximo permisible (Rc.356, Rc.357, Rc.558, I.209, I.876)
interferencias perjudiciales (Rc.358)
limitación de la p.i.r.e. (I.209)
limitación de la potencia suministrada a la antena (I.209)
límites de la densidad de flujo de potencia (I.876)
margen (I.387)
margen de desvanecimiento (I.877)
margen de interferencia (I.382)
mediciones subjetivas, sistemas de televisión con modulación de frecuencia (I.449)
métodos de compartición (I.209)
métodos para determinar la interferencia (I.388)
modelos (I.209)
modelos de compartición (I.876)
modelos de sistemas (I.387)
modos de propagación (I.209)
necesidades (I.386)
parámetros del modelo orbital (I.387)
parámetros del sistema (I.876)
por debajo de 15 GHz (I.386)
por encima de 1 GHz (Rc.358)
por encima de 40 GHz (I.876)
potencia de ruidos de interferencia (Rc.356)
potencia en cualquier banda de 4 kHz (I.386)
potencia isotrópica radiada equivalente (p.i.r.e.) (I.386)
potencia radiada en el plano horizontal (I.386)
radiolocalización terrenal (I.209)
Reglamento de Radiocomunicaciones, apéndice 28 (I.382)
Reglamento de Radiocomunicaciones, artículo 8 (I.387)
relevadores radioeléctricos con visibilidad directa (Rc.358)
relevadores radioeléctricos digitales terrenales (I.877)
relevadores radioeléctricos, sistemas terrenales de (Rc.406, Rc.558, I.209, I.387, I.388, I.790, I.876)
relevadores radioeléctricos transhorizonte (I.209)
restricciones (I.876)
satélites no geoestacionarios (I.382)
servicio fijo (I.876)

Compartición de bandas de frecuencia (servicio fijo por satélite) (cont.)

servicios terrenales (I.386)
 servicios terrenales de radiocomunicación (Rc.355, I.209)
 sistemas terrenales de relevadores radioeléctricos (I.387)
 técnicas de optimización (I.209)
 transacciones (I.209)
 transmisiones digitales (I.382)
 trayectos de interferencia (I.876)
 zona de coordinación (1-40 GHz), determinación (I.382)
 1-23 GHz (I.387)
 11-14 y 30 GHz (I.790)

Compartición de bandas de frecuencia (servicio móvil) (I.382, I.791)

ángulo de protección (I.791)
 Reglamento de Radiocomunicaciones, artículo 27 (I.791)
 servicio entre satélites (I.791)

Compartición de bandas de frecuencias (I.791)

critérios de compartición (I.791)
 servicio fijo (I.791)
 servicio móvil (I.791)

Compartición de bandas de frecuencias (servicio fijo) (Rc.355, Rc.356, Rc.358, Rc.359, Rc.406, Rc.558, I.209, I.382, I.386, I.387, I.448, I.449, I.790, I.791, I.793, I.876, I.877)

análisis de la interferencia (I.387)
 anchura de banda de referencia (I.387, I.876)
 atenuación (I.876)
 atenuación por la lluvia (I.387)
 características de propagación (I.876)
 circuito ficticio de referencia (Rc.356)
 condiciones (I.876)
 consideraciones acerca de la interferencia (I.209)
 consideraciones geométricas (I.209)
 costes (I.209)
 criterio de interferencia (I.387, I.877)
 criterios (I.877)
 distancia de coordinación (I.209)
 distancia de separación (I.209)
 efectos interferentes (I.387)
 estaciones espaciales geostacionarias (I.387)
 estaciones espaciales no geostacionarias (I.387)
 factores de la compartición (I.209)
 inferiores a 15 GHz (I.386)
 interferencia a corto plazo (I.209)
 interferencia a largo plazo (I.209)
 interferencia en un canal telefónico (Rc.356)
 interferencia en un sistema que utiliza la modulación de frecuencia (Rc.356)
 interferencia máxima admisible (Rc.356, Rc.558, I.387)
 interferencia, valor de diseño (I.209)
 interferencia, valor máximo permisible (I.209, I.876)
 límites de la densidad de flujo de potencia (I.876)
 margen de desvanecimiento (I.877)
 margen de interferencia (I.382)
 mecanismos de interferencia (I.877)
 mediciones subjetivas, sistemas de televisión con modulación de frecuencia (I.449)
 métodos de compartición (I.209)
 métodos para determinar la interferencia (I.388)
 modelo de (sistema de) compartición (I.876)
 modelos (I.209)
 modelos de sistemas (I.387)
 modos de propagación (I.209)
 parámetros del sistema (I.876)
 por encima de 1 GHz (Rc.358)
 por encima de 40 GHz (I.876)
 potencia de los ruidos de interferencia (Rc.356)
 Reglamento de Radiocomunicaciones, artículo 8 (I.387)
 Reglamento de Radiocomunicaciones, artículo 27 (I.791)

restricciones (I.876)
 señales interferentes (I.387)
 servicio entre satélites (I.791)
 servicio fijo por satélite (Rc.355, Rc.358, Rc.406, Rc.558, I.209, I.386, I.388, I.876, I.877)
 sistemas digitales por satélite (I.790)
 superiores a 1 GHz (Rc.356)
 técnicas de optimización (I.209)
 transmisiones digitales (I.382)
 trayectos de interferencia (I.876)
 zona de coordinación (1-40 GHz), determinación (Rc.359)
 1-23 GHz (I.387)
 11-14 y 30 GHz (I.790)

Contorno auxiliar (I.382)

Contorno de coordinación (véase Zona de coordinación, distancia de coordinación)

Costes (I.209)**Criterios de interferencia para los sistemas digitales (Rc.558, I.387, I.793, I.877)**

corto plazo (I.793, I.877)
 largo plazo (I.793, I.877)
 margen de desvanecimiento (I.877)
 margen de interferencia (I.382)
 márgenes (I.877)
 parámetros anteriores a la demodulación (I.793)
 proporción de bits erróneos (I.388)
 relación de potencia ruido externo/ruido interno (I.793)
 relación portadora deseada/portadora interferente (I.793)
 umbral de un margen (I.382)

D**Densidad de flujo de potencia (Rc.356, Rc.358, I.387, I.791, I.876)**

ángulo de llegada (Rc.358)
 banda de referencia (Rc.358)
 dispersión de la energía (Rc.358)
 límites (Rc.358, I.876)
 máxima (Rc.357)
 máxima admisible (I.387)
 método de evaluación (Rc.358)
 Reglamento de Radiocomunicaciones, artículo 28 (Rc.358)
 relación entre el ángulo de llegada y los límites (I.387)
 relación entre la frecuencia y los límites (I.387)
 servicio fijo por satélite (Rc.358)

Densidad de potencia (véase Densidad espectral de potencia)**Densidad espectral de potencia (I.388, I.791, I.792)**

densidad máxima de potencia del transmisor del enlace entre satélites (I.791)
 dispersión de energía (I.792)
 métodos de cálculo (I.792)
 portadora con modulación angular (I.792)
 portadora modulada en fase por una señal de telefonía multicanal (I.792)
 portadora MDP, secuencia de seudoruido (I.792)
 portadora MF modulada con una señal de televisión (I.792)
 portadora MF modulada con una señal de telefonía multicanal (I.792)
 Reglamento de Radiocomunicaciones, artículo 11, apéndices 3 y 4 (I.792)

Densidad espectral de potencia del transmisor (I.791)**Difracción (I.393)****Discriminación de polarización (I.790)****Dispersión de energía (I.386)**

Dispersión troposférica (I.382)**Distancia de coordinación, cálculo (I.382, I.448)**

computador (mediante) (I.382)
 contorno auxiliar (I.382)
 contorno de coordinación en caso de dispersión por la lluvia (I.382)
 dispersión por la lluvia (I.382)
 distancia de dispersión debida a la lluvia (I.382)
 distancia de retrodispersión (I.382)
 distancia máxima (I.382)
 estación terrena (servicio fijo por satélite) (I.382)
 estaciones terrenas, móviles (I.382)
 factores de propagación (I.382)
 método gráfico (I.382)
 parámetros de coordinación (I.382)
 trayectos mixtos (I.382)
 un solo canal por portadora (SCPC) (I.382)
 valor mínimo (I.382)
 zona radioclimática (I.382)

Distancia de coordinación, factores (I.209, I.382, I.448)

contorno alrededor de la estación terrena (I.382)
 contorno de coordinación (I.382)
 contorno de coordinación en caso de dispersión por la lluvia (I.382)
 estación terrena (servicio fijo por satélite) (I.382)
 estaciones terrenas (móviles) (I.382)
 inversiones de temperatura (I.209)
 pérdida de transmisión mínima admisible (I.382)
 pérdidas de transmisión (I.209)
 propagación por conductos (I.209)
 un solo canal por portadora, SCPC (I.382)

Distancia de separación (I.876)

máxima (I.876)
 método de cálculo (I.876)
 mínima (I.876)
 resultados exactos (I.876)

Distancia, coordinación (véase Distancia de coordinación)**Diversidad de emplazamientos (I.382)****E****Efecto de pantalla del terreno (I.386)****Estaciones (de los sistemas de relevadores radioeléctricos) (Rc.359, Rc.406, I.382, I.387, I.388, I.393, I.448, I.790, I.791, I.876)**

análisis de la interferencia (I.387)
 anchura de banda (I.876)
 anchura de banda de los radiocanales (I.790)
 anchura de banda de referencia (I.382, I.387)
 anchura de haz de potencia mitad (I.393)
 antenas, diagramas de radiación (I.387)
 antenas, ganancias respectivas (I.791)
 características de los haces de las antenas (I.393)
 C/N (I.876)
 contorno alrededor de la estación terrena (I.382)
 contorno auxiliar (I.382)
 contorno de coordinación (I.382)
 contorno de coordinación en caso de dispersión por la lluvia (I.382)
 criterio de interferencia (I.387)
 criterios de calidad de funcionamiento (I.382)
 densidad de flujo de potencia (I.876)
 densidad espectral de potencia del transmisor (I.791)
 diámetro de la antena transmisora (I.876)
 difracción (I.393)
 dirección de la radiación máxima (Rc.406)

discriminación de polarización (I.790)
 distancia de coordinación (I.382)
 efectos interferentes (I.387)
 especificaciones (Rc.357)
 factor de ruido (I.876)
 factor de sensibilidad (I.382)
 ganancia de la antena (I.387, I.393, I.876)
 ganancia de la antena receptora (I.382)
 ganancia de la antena transmisora (I.382)
 inclinación del trayecto de los haces de las antenas (I.393)
 interferencia máxima admisible (I.387)
 margen de interferencia (I.382)
 margen, umbral (I.382)
 métodos para determinar la interferencia (I.387)
 modelos (I.387)
 modulación (I.876)
 modulación digital (I.387)
 niveles de transmisión, máximos admisibles (I.790)
 parámetros de coordinación (I.382)
 pérdida de transmisión (I.382)
 pérdida del alimentador (I.876)
 pérdidas en la línea de alimentación (I.387)
 p.i.r.e. (I.790, I.876)
 potencia de ruido térmico (I.387)
 potencia de salida (I.876)
 potencia interferente admisible (I.876)
 potencia isotrópica radiada equivalente (I.382)
 potencia isotrópica radiada equivalente, valor máximo (Rc.406)
 potencia total de interferencia (I.387)
 protección (I.387)
 reflectores pasivos (I.393)
 relación portadora/interferencia (C/I) (I.388)
 señales digitales (I.387)
 señales interferentes (I.387)
 sensibilidad a la interferencia (I.387)
 temperatura de ruido del sistema receptor (I.382, I.387)
 umbral de la señal deseada (digital) (I.382)

Estaciones espaciales (I.386, I.387, I.388, I.393, I.448, I.790, I.792, I.793, I.876)

anchura de banda del canal (I.386)
 anchura de haz (I.876)
 anchura del haz de la antena receptora (I.790)
 ángulo acimutal (I.793)
 ángulo de elevación (I.793)
 ángulo de referencia (I.387)
 antenas de haz estrecho (I.387)
 antenas de recepción (I.790)
 antenas, ganancias en recepción (I.386)
 banda lateral única y modulación de amplitud (sistemas de) (I.386)
 criterios de interferencia para los sistemas digitales (I.793)
 densidad de flujo de potencia (I.876)
 densidad de flujo de potencia máxima admisible (I.387)
 densidad espectral de potencia máxima (I.792)
 directividad de la antena (I.876)
 efectos interferentes (I.387)
 ganancia fuera del haz de la antena (I.790)
 interferencia directa (I.790)
 interferencia indirecta (I.790)
 límites (I.387)
 margen de transmisión (I.386)
 mejora debida a la preacentuación (I.386)
 métodos para determinar la interferencia (I.388)
 modulación de frecuencia (I.386)
 parámetros del modelo orbital (I.387)
 p.i.r.e. (I.876)

Estaciones espaciales (cont.)

- potencia total de la señal (I.386)
- relación señal/ruido, S/N (I.386)
- relevadores radioeléctricos (I.876)
- temperatura de ruido (I.386, I.790)

Estaciones espaciales (servicio entre satélites) (I.791)

- aislamiento de las estaciones terrenas (I.791)
- ángulo de protección (I.791)
- densidad de flujo de potencia (I.791)
- densidad espectral de potencia interferente (I.791)
- ganancia de antena (I.791)

Estaciones móviles (I.382, I.791)**Estaciones terrenas (servicio fijo por satélite) (Rc.359, Rc.406, I.382, I.386, I.387, I.388, I.448, I.790, I.793, I.876)**

- anchura de banda (I.876)
- anchura de banda de referencia (Rc.359, I.382)
- anchura de banda del canal (I.386)
- ángulo de elevación del haz principal (I.386)
- ángulo de horizonte (I.382)
- antena (I.876)
- antena, ganancia en transmisión (I.386)
- banda lateral única y modulación de amplitud (sistemas de) (I.386)
- contorno alrededor de la estación terrena (I.382)
- contorno auxiliar (I.382)
- contorno de coordinación (I.382)
- contorno de coordinación en caso de dispersión por la lluvia (I.382)
- criterios de interferencia para los sistemas digitales (I.793)
- diámetro de la antena (I.387, I.876)
- dispersión de energía (I.386)
- dispersión del espectro (véase Dispersión de energía) (I.386)
- distancia de coordinación (I.382)
- ecuaciones para determinar la potencia radiada (I.386)
- efecto de pantalla del terreno (I.386)
- ganancia de la antena (I.387)
- ganancia de la antena (transmisora, receptora) (Rc.359, I.382)
- margen (I.387)
- margen de interferencia (I.382)
- margen, umbral (I.382)
- mecanismos de propagación (I.382)
- mejora debida a la preacentuación (I.386)
- métodos para determinar la interferencia (I.388)
- modelos (I.793)
- modulación (I.388, I.876)
- modulación de frecuencia (I.386)
- parámetros de coordinación (I.382)
- pérdida de transmisión (I.382)
- pérdida del alimentador (I.876)
- potencia de transmisión (I.876)
- potencia isotropa radiada equivalente (p.i.r.e.) (I.386)
- potencia radiada en el plano horizontal (I.386)
- Reglamento de Radiocomunicaciones, apéndice 28 (I.382)
- relación portadora/interferencia (I.388)
- relación portadora/ruido (C/N) (I.876)
- técnicas de optimización (I.793)
- temperatura de ruido (Rc.359, I.382, I.387, I.876)
- umbral de la señal deseada (digital) (I.382)
- un solo canal por portadora, SCPC (I.382)
- zona de coordinación (1-40 GHz), determinación (Rc.359, I.382)

Estaciones terrenas móviles (I.382)

- zona de coordinación (I.382)

F**Factores de interferencia (Rc.356, Rc.358, Rc.359, Rc.406, Rc.558, I.382, I.386, I.387, I.448, I.449, I.790, I.791, I.793, I.876, I.877)**

- aberturas del haz (I.876)
- absorción debida a los gases (I.382)
- absorción por la atmósfera (I.876)
- absorción por la lluvia (I.387)
- anchura de banda de los radiocanales (I.790)
- anchura de banda de referencia (Rc.359, I.382, I.387)
- anchura de banda del receptor (I.790)
- anchura de haz de interferencia (I.393)
- ángulo de horizonte (I.382)
- ángulo de referencia (I.387)
- ángulos de dispersión (I.382)
- antenas de haz estrecho (I.387)
- atenuación por la lluvia (I.387)
- canales no lineales, efectos de (I.388)
- características de los haces de las antenas (I.393)
- concentración de vapor de agua (I.876)
- conductos atmosféricos (I.393)
- conversión MA-MP (I.388)
- densidad de flujo de potencia (I.876)
- densidades espectrales de potencia (I.388)
- desvanecimientos (I.387)
- diagramas de radiación de las antenas (I.387)
- difracción (I.393)
- directividad de la antena (I.876)
- discriminación de polarización (I.790)
- dispersión causada por la precipitación (I.876)
- dispersión en los hidrometeoros (I.382)
- distancia de dispersión por la lluvia (I.382)
- distancia de retrodispersión (I.382)
- distancia de separación (I.876)
- estaciones terrenas (servicio fijo por satélite) (I.382)
- estaciones, relevadores radioeléctricos (I.382)
- factor de atenuación debida al vapor de agua (I.876)
- factor de cresta (I.388)
- factor de equivalencia (I.382)
- ganancia de antena (Rc.359, I.387)
- ganancia de la antena transmisora (I.876)
- ganancia fuera del haz de la antena (I.790)
- gases atmosféricos (I.382)
- inclinación del trayecto (I.876)
- índice de atenuación (I.382)
- índice de refracción (I.393)
- intensidad de lluvia (I.876)
- interferencia dentro del haz (I.876)
- interferencia fuera del haz (I.876)
- inversiones de temperatura (I.209)
- longitud de una sección en los sistemas de relevadores radioeléctricos terrenales (I.876)
- longitud efectiva del trayecto de propagación (I.876)
- margen contra el desvanecimiento (I.876)
- margen de interferencia (I.382)
- mecanismos de propagación (I.382)
- mediciones subjetivas, sistemas de televisión con modulación de frecuencia (I.449)
- modulación (I.388)
- niveles de transmisión, máximos admisibles (I.790)
- oxígeno (I.382, I.876)
- parámetros anteriores a la demodulación (I.793)
- pérdidas de transmisión (I.209)
- pérdidas de transmisión mínima admisible (I.382)
- p.i.r.e. (I.790, I.876)
- p.i.r.e. de la estación terrena (Rc.359)
- porcentajes de tiempo (Rc.359, I.382)
- potencia de interferencia en un canal telefónico (Rc.357)

Factores de interferencia (*cont.*)

potencia de los ruidos de interferencia (Rc.356)
 potencia de ruido térmico (I.387)
 potencia de transmisión (I.876)
 potencia interferente admisible (I.876)
 potencia total de interferencia (I.387)
 potencia, estaciones de relevadores radioeléctricos (I.558)
 potencia, valor sofométrico (Rc.357)
 probabilidad de exposición (I.393)
 propagación guiada (o por conductos) (I.209, I.382)
 proporción de bits erróneos (Rc.558, I.382, I.388, I.793)
 refracción atmosférica (I.393)
 relación de potencia de ruido externo/interno (I.793)
 relación portadora deseada/portadora interferente (I.793)
 relación portadora/interferencia (I.388)
 relación portadora/ruido (C/N) (I.388)
 relevadores radioeléctricos, sistemas terrenales de (I.388)
 ruido (I.388)
 sensibilidad (I.359)
 separación entre las frecuencias portadoras (I.388)
 suma de las interferencias (I.876)
 telefonía MDF-MF (I.382)
 temperatura de ruido del receptor (Rc.359)
 temperatura de ruido del sistema receptor (I.382, I.387)
 troposfera (I.382)
 umbral de la señal deseada (digital) (I.382)
 un solo canal por portadora, SCPC (I.382)
 vapor de agua (I.382, I.876)

Factores de propagación (Rc.406, I.209, I.382, I.387, I.393, I.448, I.790, I.791, I.876, I.877)

absorción debida a los gases (I.382)
 absorción por la atmósfera (I.876)
 absorción por la lluvia (I.387)
 absorción producida por el vapor de agua (I.791)
 absorción producida por los gases atmosféricos (I.791)
 ángulos de dispersión (I.382)
 atenuación atmosférica (I.791)
 atenuación por la lluvia (I.387)
 concentración de vapor de agua (I.876)
 conductos atmosféricos (I.393)
 desvanecimientos (I.387)
 difracción (I.393)
 dispersión causada por la precipitación (I.876)
 dispersión en los hidrometeoros (I.382)
 dispersión por la lluvia (I.382)
 dispersión troposférica (I.382)
 distancia de separación (I.876)
 estaciones terrenas (servicio fijo por satélite) (I.382)
 estaciones, relevadores radioeléctricos (I.382)
 factor de atenuación debida al vapor de agua (I.876)
 gases atmosféricos (I.382)
 hipótesis de un tipo de atmósfera (I.393)
 índice de atenuación (I.382)
 índice de refracción (I.393)
 intensidad de lluvia (I.876)
 inversiones de temperatura (I.209)
 longitud de una sección en los sistemas de relevadores radioeléctricos digitales (I.876)
 longitud efectiva del trayecto de propagación (I.876)
 margen contra el desvanecimiento (I.876)
 oxígeno (I.382)
 pérdida de propagación en el espacio libre (I.791)
 pérdida del trayecto (I.791)
 pérdidas por fenómenos meteorológicos (I.791)
 propagación anómala (I.877)
 propagación guiada (o por conductos) (I.382)
 refracción (I.393)

refracción atmosférica (Rc.406, I.393)
 troposférica (propagación) (I.382)
 vapor de agua atmosférico (I.382)

I

Interferencia (véase Compartición de bandas de frecuencia)

Intersecciones de los haces de las antenas con las órbitas (I.393)

anchura de haz de interferencia (I.393)
 ángulo acimutal (I.393)
 ángulo de elevación (I.393)
 probabilidad de exposición (I.393)
 relaciones geométricas (I.393)

Inversiones de temperatura (I.209)

L

Longitud efectiva del trayecto de propagación (I.876)

M

Margen de desvanecimientos (I.877)

Mejora debida a la preacentuación (I.386)

O**Órbitas, tipos** (I.387, I.393)

circular con proyección sobre la superficie de la Tierra recurrente (I.393)
 circular ecuatorial (I.393)
 circular inclinada (I.393)
 ecuatorial no geoestacionaria (I.387)
 geoestacionaria (I.387, I.393)
 no geoestacionaria (I.387)
 no sincronizada (proyección no recurrente sobre la superficie de la Tierra) (I.393)
 órbita polar (I.393)

P

Periodo de interrupción (I.877)

Posibilidad de interferencia (Rc.338, Rc.558, I.209, I.382, I.387, I.448, I.790, I.791, I.876, I.877)

potencia, estaciones de relevadores radioeléctricos (Rc.558)
 relevadores radioeléctricos, sistemas terrenales de (I.388)

Potencia isotrópica radiada equivalente (p.i.r.e.) (Rc.359, Rc.406, I.382, I.387, I.876)

estaciones, relevadores radioeléctricos (I.382)
 límites (I.386)

máximo, estaciones de los sistemas de relevadores radioeléctricos (Rc.406)

Reglamento de Radiocomunicaciones, artículo 28 (I.386)

Protección (véase Compartición de bandas de frecuencias)

R

Radioclimática, zona (véase Zona radioclimática)

Relevadores radioeléctricos digitales (I.387, I.877)

anchura de banda de referencia (I.387)
 C/N crítica (I.877)
 condiciones de propagación (I.877)
 criterios de compartición (I.877)
 degradación de la relación C/N (I.877)
 disponibilidad (I.877)
 distribución de amplitud de la interferencia (I.877)

Relevadores radioeléctricos digitales (*cont.*)

interferencia (I.877)
 interferencia, descripción estadística (I.877)
 largo plazo (I.877)
 margen de desvanecimiento (I.877)
 márgenes (I.877)
 pérdida de alineación de trama en las bandas de canales (I.877)
 pérdida de la alineación de trama en el multiplex digital (I.877)
 periodo de interrupción (I.877)
 potencia de interferencia (I.877)
 potencia de ruido térmico (I.387)
 potencia total de interferencia (I.387)
 propagación anómala (I.877)
 proporción de bits erróneos (BER) (I.388, I.877)
 ruido (I.388)
 ruido en la banda de base (I.877)
 ruido térmico del receptor (I.877)
 señales digitales (I.387)
 telefonía codificada en formato MIC de 8 bits (I.877)

Relevadores radioeléctricos, estaciones (véase Estaciones de los sistemas de relevadores radioeléctricos)

S

Satélite (véase Estaciones espaciales)

Servicio de Radioastronomía (I.792)

densidad espectral de potencia máxima (I.792)

Servicio entre satélites (I.791)

Servicio fijo por satélite/servicio móvil por satélite

Sistemas de relevadores radioeléctricos digitales (véase Relevadores radioeléctricos digitales)

Sistemas digitales por satélite (Rc.406, I.382, I.790, I.793)

criterio de interferencia (I.790, I.793)

objetivo de calidad (I.790)

proporción de bits erróneos (I.388, I.790)

ruido (I.388)

telefonía con codificación MIC de 8 bits (Rc.406)

Sistemas por satélite, digital (véase Sistemas digitales por satélite)

T

Tipos de transmisión (Rc.406, Rc.558, I.382, I.386, I.388, I.790, I.877)

acceso múltiple por distribución en el tiempo (AMDT) (I.388)

banda lateral única y modulación de amplitud (sistemas de) (I.386)

digitales con modulación MF, transmisiones (I.388)

digitales MDP, sistemas (I.388)

manipulación por desplazamiento de fase de 4 niveles y codificación diferencial (MDP (4 niveles), CD) (I.793)

manipulación por desplazamiento de fase con detección coherente (MDP coherente) (I.388)

MDP de 4 niveles (I.790)

modulación de frecuencia (I.386)

modulación digital (I.876)

modulación por desplazamiento de fase con detección diferencial (MDP diferencial) (I.388)

NTSC, sistema de televisión en color (I.449)

telefonía con codificación MIC de 8 bits (Rc.406, I.877)

telefonía MA (I.388)

telefonía MDF-MF (I.382, I.388)

telefonía MIC (I.382, I.790)

televisión con modulación de frecuencia (I.449)

televisión MF (I.388)

un solo canal por portadora, SCPC (I.382, I.388)

U

Un solo canal por portadora, SCPC (I.382)

asignación por demanda (I.382)

asignación previa (I.382)

Z

Zona de coordinación (Rc.359, I.382, I.448)

contorno alrededor de la estación terrena (I.382)

contorno auxiliar (I.382)

contorno de coordinación (I.382)

contorno de coordinación en caso de dispersión por la lluvia (I.382)

determinación (1-40 GHz) (I.382)

distancia de coordinación (I.382)

estación terrena de transmisión (Rc.359)

estaciones terrenas móviles (I.382)

estaciones terrenas (servicio fijo por satélite) (I.382)

mecanismos de propagación (I.382)

parámetros (Rc.359, I.382)

pérdida de transmisión mínima admisible (I.382)

Reglamento de Radiocomunicaciones, apéndice 28 (Rc.359)

un solo canal por portadora, SCPC (I.382)

Zona radioclimática (I.382)

Zonas hidrometeorológicas (I.382)

