



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.

COMITÉ CONSULTIVO INTERNACIONAL DE RADIOCOMUNICACIONES

C. C. I. R.

DOCUMENTOS DE LA
XI ASAMBLEA PLENARIA

OSLO, 1966

INFORMES 413, 414 Y 415

UTILIZACIÓN MÁS EFICAZ DEL ESPECTRO
DE FRECUENCIAS RADIOELÉCTRICAS



Publicado por la
UNIÓN INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES
GINEBRA, 1968

COMITÉ CONSULTIVO INTERNACIONAL DE RADIOCOMUNICACIONES

C. C. I. R.

DOCUMENTOS DE LA
XI ASAMBLEA PLENARIA

OSLO, 1966

INFORMES 413, 414 Y 415

**UTILIZACIÓN MÁS EFICAZ DEL ESPECTRO
DE FRECUENCIAS RADIOELÉCTRICAS**



Publicado por la
UNIÓN INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES
GINEBRA, 1968

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

INDICE

	Página
Introducción	4
Resolución 1-1 Utilización más eficaz del espectro de frecuencias radioeléctricas	5
Informe 413 Umbral de ruido de funcionamiento de un sistema receptor radioeléctrico	7
Informe 414 Utilización eficaz del espectro radioeléctrico	35
Informe 415 Modelos de desvanecimiento por interferencia de fase para uso en los estudios sobre la utilización eficaz del espectro radioeléctrico	43

INTRODUCCIÓN

La XI Asamblea Plenaria del C.C.I.R., Oslo, 1966, en vista del carácter especial de los Informes 413, 414 y 415, decidió que no se incluyeran en el Volumen III y que se publicaran en un fascículo aparte.

Adjunto figura también el texto de la Resolución 1-1, en virtud de la cual se constituyó el Grupo de trabajo internacional III/1.

RESOLUCIÓN 1-1

UTILIZACIÓN MÁS EFICAZ DEL ESPECTRO DE FRECUENCIAS RADIOELÉCTRICAS

(1963-1966)

El C.C.I.R.,

CONSIDERANDO:

- a) Que los conocimientos y la técnica en materia de radiocomunicaciones se desarrollan muy rápidamente;
- b) Que será necesario prever para el futuro la utilización simultánea del espectro por un número mucho mayor de usuarios;
- c) Que para satisfacer a estos usuarios adicionales sin causar perjuicios importantes a los servicios actuales, será necesario tener en cuenta todos los factores técnicos que intervienen en la utilización simultánea de sistemas que pueden causar interferencias, y
- d) Que es necesario precisar más para cada uno de los servicios la información disponible sobre las relaciones de protección señal deseada/señal no deseada y sobre la sensibilidad de funcionamiento de los sistemas de recepción, para facilitar una planificación más eficaz de la utilización del espectro radioeléctrico,

RESUELVE, POR UNANIMIDAD:

1. Crear un Grupo internacional de expertos del C.C.I.R. *, representativo de las Comisiones de estudio interesadas en este problema, con la misión de dictaminar sobre las definiciones y métodos con el fin de que las diversas Comisiones de estudio del C.C.I.R. puedan facilitar informaciones más precisas sobre:
 - Las relaciones de protección señal/interferencia requeridas, y
 - La intensidad mínima de campo necesaria para diversas clases de emisión, con miras a la utilización más eficaz simultánea del espectro radioeléctrico por el mayor número posible de usuarios;
2. Que la Comisión de estudio III coordine los trabajos de este Grupo, y
3. Que los trabajos del Grupo se realicen, en lo posible, por correspondencia.

Nota: Se ruega al Director del C.C.I.R. que ponga esta Resolución en conocimiento de la U.R.C.I.

* Las siguientes Administraciones: Estados Unidos de América (Presidente), Francia, Japón, Países Bajos, R.F. de Alemania, Reino Unido y la U.R.S.S., así como la I.F.R.B. y la U.E.R., han comunicado ya que participarán en el Grupo.

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

INFORME 413*

UMBRAL DE RUIDO DE FUNCIONAMIENTO
DE UN SISTEMA RECEPTOR RADIOELÉCTRICO

(Resolución 1-1)

(1966)

1. Introducción

Los sistemas receptores de gran sensibilidad tienen un reducido umbral de ruido de funcionamiento. En presencia de un desvanecimiento por interferencia de fase, el umbral de funcionamiento está determinado por el valor mediano de la potencia de la señal deseada disponible en los terminales de una antena receptora sin pérdidas necesaria para asegurar una calidad de servicio determinada, en presencia de ruido, pero en ausencia de cualquier otra señal interferente. El sistema receptor comprende la antena receptora y su medio ambiente, la eventual línea de transmisión hasta el receptor, y el propio receptor. Las fuentes de ruido radioeléctrico, contrariamente a las demás fuentes de señales no deseadas, tienen una distribución espectral de la energía que varía de una manera más o menos uniforme con la frecuencia en varias décadas del espectro radioeléctrico.

El umbral de ruido de funcionamiento depende de la calidad de recepción de la señal deseada y, por lo tanto, del tipo de servicio. Por ello, la calidad de un servicio de teletipos o de telefonía dependerá del porcentaje de caracteres recibidos correctamente interpretados. Análogamente, la calidad de una emisión de televisión dependerá de observaciones subjetivas que determinarán grados de calidad definidos con más o menos precisión como por ejemplo «excelente» o «aceptable». En el caso de un servicio de televisión, es conveniente determinar por separado el umbral de ruido de funcionamiento del canal de sonido y del canal de imagen, ya que estos dos valores, asociados a otros parámetros del sistema, permiten elegir la relación óptima de las potencias sonido/imagen en el transmisor.

En el presente Informe, los sistemas receptores limitados principalmente por el ruido externo se denominan «de limitación por el ruido» y presentan, en general, una sensibilidad muy superior a los de «limitación por la ganancia». En el primer caso, las ganancias de los pasos sucesivos del receptor y las correspondientes atenuaciones de los circuitos son, respectivamente, suficientemente grandes y lo bastante reducidas para que el umbral de ruido de funcionamiento varíe apreciablemente con los ruidos de origen externo presentes en los terminales de la resistencia de radiación de la antena receptora. En un sistema receptor de limitación por la ganancia, los ruidos de origen externo no influyen apreciablemente en el umbral de ruido de funcionamiento. El presente Informe da una definición del umbral de ruido de funcionamiento que puede aplicarse a ambos sistemas receptores. En el caso particular, pero muy frecuente, de un sistema receptor de limitación por el ruido, es útil expresar el umbral de ruido de funcionamiento de todo el sistema receptor por un «factor de ruido de funcionamiento» de la parte aproximadamente lineal del sistema, así como por una anchura equivalente de banda de ruido y por el valor necesario de la relación señal deseada/ruido antes de la etapa detectora del sistema receptor; gran parte del presente documento trata de este tipo de relaciones.

El umbral de ruido de funcionamiento de un sistema receptor de limitación por el ruido depende de la anchura de banda equivalente de ruido y de los ruidos propios de los distintos elementos del sistema. Tanto la potencia de la señal deseada como la del ruido de origen externo presentes en los terminales de la resistencia de radiación de la antena receptora dependen, por lo general, de la directividad de la antena: una de las tantas razones que inducen a definir el umbral de ruido de funcionamiento como la potencia de la señal deseada en los terminales de una antena receptora equivalente sin pérdidas, más bien que como la intensidad de campo necesaria. La razón más importante para elegir como punto de referencia los terminales de una antena receptora equivalente sin pérdidas estriba en que es éste el *único* punto de referencia que proporciona una medida adecuada y unívoca de la sensibilidad de todo el sistema receptor; el argumento que corrobora esta afirmación se expone en el § 10. En la práctica, las medidas se efectúan en los terminales

* Adoptado por unanimidad.

accesibles, refiriéndolas luego a los terminales de una antena equivalente sin pérdidas. Evidentemente, este punto de referencia es el más natural para establecer una distinción entre los estudios de propagación y los relativos a sistemas receptores.

Si la señal deseada está sujeta a un desvanecimiento por interferencia de fase debido a la propagación por trayectos múltiples, el umbral de funcionamiento dependerá de la naturaleza y de la importancia de este desvanecimiento y, asimismo, del espectro complejo del desvanecimiento, esto es, del grado de desvanecimiento selectivo en la banda de paso del sistema receptor. Este último aspecto rebasa los límites del presente Informe; el reciente estudio de Bello [1, 2, 3] se ocupa de los sistemas de radiocomunicación para la transmisión de datos numéricos y proporciona numerosas referencias bibliográficas. Las respuestas parásitas del receptor, que en un aparato correctamente diseñado pueden reducirse siempre a valores despreciables, influyen asimismo en el umbral de funcionamiento.

En 1947, Kotelnikov propuso el concepto de un sistema receptor ideal con un umbral de funcionamiento lo más reducido posible en presencia de un ruido de distribución gaussiana y en ausencia de desvanecimiento; esta proposición se publicó en la U.R.S.S. en 1956 [4]. El umbral de funcionamiento definido en el presente Informe se identifica con el del sistema ideal de Kotelnikov en el caso teórico de un sistema receptor que tenga una ganancia suficiente, sin atenuaciones de circuito ni desvanecimiento de la señal deseada, y que se encuentre, incluida la antena, en un medio ambiente con una temperatura uniforme dada. Para caracterizar la forma en que un sistema receptor se aproxima al sistema ideal, Kotelnikov introduce un coeficiente de eficacia que es la relación entre la potencia de la señal necesaria para el sistema ideal y la potencia de la señal necesaria para el sistema receptor considerado.

La razón esencial que justifica el empleo de un sistema receptor con un umbral de funcionamiento lo más bajo posible es de orden económico. En efecto, la potencia de transmisión necesaria es proporcional a ese umbral, y frecuentemente conviene utilizar un sistema receptor relativamente oneroso que presente un reducido umbral de funcionamiento, a fin de disminuir el coste de las transmisiones. No obstante, en el caso de la radiodifusión, servicio en el que existen miles de receptores por cada transmisor, las consideraciones de orden económico impondrán por lo general la utilización de la mayor potencia de transmisión posible. En el Informe 414 se subraya que el empleo simultáneo del espectro por un número máximo de usuarios, sin interferencias, depende únicamente de los valores *relativos* de las potencias radiadas aparentes de los distintos transmisores y es prácticamente independiente de sus magnitudes, siempre que estas últimas sean suficientes para que el ruido no limite la recepción en ninguno de los puntos de la zona de servicio.

2. Definición de la potencia disponible de la señal deseada

La potencia disponible es la que se suministraría a una carga cuya impedancia estuviera conjugada con la impedancia de la fuente. En esta sección, definiremos la potencia P_a de la señal deseada disponible en los terminales de la antena receptora equivalente sin pérdidas y la potencia P'_a de la señal deseada disponible en los terminales de la antena receptora real con pérdidas.

En el presente Informe, todas las potencias de la señal y del ruido se expresarán en vatios. Convencionalmente, las minúsculas designarán las potencias en vatios, o las relaciones de potencia, y las mayúsculas sus equivalentes en decibelios. Así:

$$P_a \equiv 10 \log_{10} p_a; P'_a \equiv 10 \log_{10} p'_a; L_{rc} \equiv 10 \log_{10} l_{rc} \text{ (dB)}$$

$$P'_a = P_a - L_{rc} \text{ (dBW)} \quad (1)$$

Para una frecuencia radioeléctrica determinada ν , sean Z_{lv} , Z'_v y Z_v la impedancia de la carga, la de la antena con pérdidas en su medio ambiente real y la de la antena equivalente sin pérdidas, respectivamente:

$$Z_{lv} = R_{lv} + iX_{lv} \quad (2)$$

$$Z'_v = R'_v + iX'_v \quad (3)$$

$$Z_v = R_v + iX_v \quad (4)$$

ecuaciones en las que R y X representan, respectivamente, la resistencia y la reactancia. Sea p_{lv} la potencia suministrada a la carga de la antena receptora y p'_{av} y p_{av} , respectivamente, las poten-

cias disponibles en los terminales de la antena receptora real y en los de la antena receptora equivalente sin pérdidas. Si v'_v es la tensión eficaz en circuito abierto en los terminales de la antena, tendremos:

$$p_{lv} = (v'_v)^2 R_{lv} / |Z'_v + Z_{lv}|^2 \quad (5)$$

Si Z_{lv} y Z'_v están conjugadas, esto es, si $R_{lv} = R'_v$ y $X_{lv} = -X'_v$, la potencia p_l es máxima y, por definición, igual a la potencia p'_{av} disponible en los terminales de la antena real:

$$p'_{av} = (v'_v)^2 / 4R'_v \quad (6)$$

Debe observarse que la potencia disponible en los terminales de una antena depende únicamente de las características de la antena, de su tensión en circuito abierto v'_v y de su resistencia R'_v , y que es independiente de la impedancia real de la carga. Comparando las expresiones (5) y (6), se define un coeficiente de pérdidas por reflexión

$$l_{mav} \equiv p'_{av} / p_{lv} = [(R'_v + R_{lv})^2 + (X'_v + X_{lv})^2] / 4R'_v R_{lv} \geq 1 \quad (7)$$

tal que la potencia aplicada a una carga es igual a p'_{av} / l_{mav} . Si la impedancia de la carga y la impedancia de la antena son dos valores imaginarios conjugados, l_{mav} presenta su valor mínimo y $p_{lv} = p_{av}$. Para cualquier otro valor de la impedancia de carga, la potencia aplicada será algo inferior a la disponible.

La potencia disponible en los terminales de la antena equivalente sin pérdidas es:

$$p_{av} = v_v^2 / 4R_v \quad (8)$$

expresión en la que v_v representa la tensión en circuito abierto de la antena equivalente sin pérdidas. Comparando las expresiones (6) y (8), se observará que p'_{av} es inferior a la potencia disponible $p_{av} \equiv l_{rcv} p'_{av}$ en los terminales de la antena sin pérdidas situada en el mismo emplazamiento que la antena real:

$$l_{rcv} = p_{av} / p'_{av} = (R_v v_v^2) / (R'_v v_v'^2) \geq 1 \quad (9)$$

Hay que señalar que la tensión en circuito abierto v'_v para la antena real con pérdidas será frecuentemente idéntica a la tensión en circuito abierto v_v para la antena equivalente sin pérdidas, pero debe considerarse separadamente cada circuito de antena receptora [19].

Para los sistemas con modulación de amplitud, por lo general resultará cómodo utilizar la potencia de portadora en la frecuencia discreta v como medida de la potencia de la señal deseada; en este caso, las expresiones (6), (8) y (9) proporcionan definiciones satisfactorias. Del mismo modo, en un sistema con modulación de frecuencia, la potencia de la señal deseada estará concentrada en una frecuencia discreta v cuando no haya modulación, y esta potencia de portadora no modulada puede entonces utilizarse como medida de la potencia de la señal deseada. En otros casos, resultará a menudo cómodo considerar que la potencia de la señal deseada está distribuida en la banda de frecuencias que va de v_l a v_m . Se tendrá entonces:

$$p_a = \int_{v_l}^{v_m} (dp_{av} / dv) dv = p'_a l_{rc} \quad (10)$$

$$p'_a = \int_{v_l}^{v_m} (dp'_{av} / dv) dv = p_a / l_{rc} \quad (11)$$

expresiones en las que las derivadas (dp_{av} / dv) y (dp'_{av} / dv) representan las densidades de potencia de la señal deseada en vatios por Hz. Los límites v_l y v_m de las integrales (10) y (11) se han elegido de manera que incluyan prácticamente todas las bandas laterales de modulación de la señal deseada, pero v_l se ha elegido lo suficientemente grande y v_m lo bastante pequeño para excluir cualquier armónica apreciable o cualquier otra radiación no deseada proveniente de la antena transmisora de la señal deseada.

3. Medida directa del umbral de funcionamiento de un sistema receptor radioeléctrico

Para medir directamente el umbral de funcionamiento de un sistema receptor radioeléctrico, hay que contar con un sistema completo para la transmisión de señales del mismo tipo que las

que hayan de transmitirse en el servicio considerado por el trayecto real de transmisión; este sistema debe comprender las antenas transmisora y receptora reales en su medio real, así como un transmisor cuya potencia de salida pueda ajustarse en una amplia gama de valores. La potencia de este transmisor se fijará en un nivel inicial cómodo, midiéndose permanentemente el valor instantáneo de la potencia de la señal deseada p'_i disponible en los terminales, de la antena receptora, durante un tiempo T_i (por ejemplo, una hora o menos) lo bastante prolongado para que puedan producirse desvanecimientos de la señal recibida de características semejantes a las de los desvanecimientos por interferencia de fase previstos en el trayecto de propagación, pero suficientemente corto para eliminar lo esencial del desvanecimiento de potencia a largo plazo. Si p'_m es el valor mediano de p'_i , $p_m = l_{rc} p'_m$ es entonces el valor mediano en interferencia de fase de la potencia de la señal deseada disponible en los terminales de la antena receptora equivalente sin pérdidas. En el Informe 112 se indican los métodos que permiten determinar l_{rc} . Durante el mismo periodo de tiempo, se mide la calidad de servicio g , expresada en unidades apropiadas a la naturaleza del servicio considerado. Para un servicio de televisión, se ha comprobado que es práctico [5, 6] utilizar una escala de calificación de 6 grados: $g = 0,5$ a $1,5$ para «excelente», $g = 1,5$ a $2,5$ para «bueno», $g = 2,5$ a $3,5$ para «aceptable», $g = 3,5$ a $4,5$ para «apenas aceptable», $g = 4,5$ a $5,5$ para «inferior» y $g = 5,5$ a $6,5$ para «inutilizable»; Weaver [7] ha utilizado la transformación $g_w = \log_{10} [(6-g)/(g-1)]$ para obtener una relación aproximadamente lineal entre g_w y $P_{mr}(g)$. Parece preferible utilizar la transformación $G = \log_{10} [(7-g)/g]$, más bien que G_w , puesto que $G_w = \infty$ para $g = 1$ y $G_w = -\infty$ para $g = 6$. Se repite el método precedente varias veces, haciendo variar la potencia del transmisor por saltos de 3 dB por encima y por debajo del ajuste inicial, hasta que se ha medido una gama suficiente de calidades distintas de servicio g y los valores correspondientes de p_m . Si estas medidas directas se efectúan durante un tiempo $T = mT_i$ suficientemente largo para tener en cuenta toda la gama de valores previstos del desvanecimiento por interferencia de fase, los niveles del ruido de origen externo y las características del ruido, se tendrá un gran número m de valores de g correspondientes a los distintos valores de p_m , y deberá adoptarse un método estadístico para establecer una relación única entre p_m y g . Este método estadístico dependerá de la naturaleza del servicio considerado. Cuando sea posible expresar la calidad de servicio simplemente como el valor previsto, o como el valor medio de $\bar{g}$ de g , o $\bar{G}$ de G , se obtendrá un resultado satisfactorio si se logra una relación de regresión entre la variable aleatoria g (o G) y los valores determinados de p_m (o P_m), según qué variable proporcione la relación más lineal. Esta relación de regresión determinará, para valores dados de p_m , el valor previsto de $\bar{g}$, es decir, que los umbrales de funcionamiento $p_{mr}(\bar{g})$ serán los valores de p_m para los cuales la calidad de servicio media tendrá sus valores requeridos de $\bar{g}$. El umbral de funcionamiento se expresa a menudo mediante su equivalente $P_{mr}(g)$, en dBW.

Este método directo de medida de $p_{mr}(g)$ es válido tanto para los sistemas de limitación por la ganancia como para los sistemas de limitación por el ruido, pero frecuentemente será imposible de aplicar debido a la necesidad de efectuar largas series de medidas en cada sistema de explotación completo, o a la presencia de señales interferentes distintas del ruido en la banda de paso del sistema receptor. En el resto del presente documento se estudian métodos indirectos de medida del umbral de funcionamiento, que constituyen también una valiosa ayuda para el diseño de sistemas receptores.

4. Anchura de banda equivalente de ruido y factor de ruido de funcionamiento de un sistema receptor

La mayor parte de los conceptos básicos utilizados en este estudio fueron expuestos por primera vez en las memorias de Burgess, North y Friis, así como en un análisis crítico de la memoria de Friis, debido a North [8, 9, 10, 11].

El factor de ruido de funcionamiento fue definido por vez primera en una memoria de North [9]; este factor caracteriza el funcionamiento de todo el sistema receptor, contrariamente a lo que sucede con el factor de ruido del receptor, que sólo caracteriza el funcionamiento del propio receptor. Posteriormente, Norton [12, 13 y 14], Barsis y sus colaboradores [15] han estudiado con mayor detalle este factor, que han denominado factor de ruido equivalente. Este factor de ruido de funcionamiento generalizado tiene en cuenta los ruidos de origen exterior captados por la antena receptora, el ruido introducido por el propio receptor y las atenuaciones debidas al circuito de antena y a la línea de transmisión. Esta sección tiene por objeto hacer una exposición más general del factor de ruido de funcionamiento f_{op} de un sistema receptor, examinar sus propiedades generales y demostrar que la temperatura de ruido de funcionamiento, T_{op} , del sistema

receptor puede deducirse de f_{op} . Mientras que el factor de ruido f_n de un cuadripolo prácticamente exento de ruido tiende a la unidad, el factor de ruido de funcionamiento f_{op} de un sistema receptor prácticamente exento de ruido tiende a cero.

El factor de ruido de funcionamiento sólo puede definirse prácticamente para la parte aproximadamente lineal de un sistema receptor y ello únicamente si tiene suficiente ganancia para que esta parte tenga una anchura de banda equivalente de ruido bien definida. La ganancia de funcionamiento g_{ov} de un sistema receptor de una onda entretenida de frecuencia v a la entrada se define como la relación entre la potencia *total* de la señal p_{dv} *disponible* en las frecuencias v_i a la salida de la parte lineal del sistema receptor, y la potencia de entrada de la onda entretenida, $p_{av} \equiv l_{rcv} p'_{av}$, *disponible* en los terminales de la antena receptora equivalente sin pérdidas:

$$g_{ov} = p_{dv}/p_{av} = p_{dv}/l_{rcv} p'_{av} \quad (12)$$

En el caso de un receptor de modulación de amplitud con un solo cambio de frecuencia, la carga de la parte lineal del sistema receptor es el segundo detector y p_{dv} representa la potencia *total* de la señal *disponible* para este segundo detector en las frecuencias $v_i = w|nv \pm mv_{os}|$, siendo w , n y m enteros positivos y v_{os} la frecuencia del oscilador local. Por lo tanto, en un receptor superheterodino corriente, aunque lo esencial de la potencia de salida aparecerá en la frecuencia de salida particular $v_i = |v - v_{os}|$, si la frecuencia de entrada se encuentra en la banda de respuesta principal v_a a v_b del receptor, aparecerá a la salida una potencia suplementaria, generalmente despreciable, con otros valores de v_i , en virtud de los batidos con la m^{sima} armónica de la onda entretenida de frecuencia v para producir la w^{sima} subarmónica de una frecuencia de salida v_i . En algunos sistemas superheterodinos relativamente poco corrientes, estas últimas componentes de la potencia de salida pueden ser apreciables comparadas con las correspondientes a la frecuencia intermedia $|v - v_{os}|$. En el caso de un receptor de amplificación directa las frecuencias de salida vienen dadas por $v_i = nv$; para un receptor superheterodino de varios cambios de frecuencia, la relación entre las frecuencias de salida v_i y las frecuencias de entrada v es más compleja. Para los receptores de modulación de frecuencia, p_{dv} es la potencia de la señal disponible en el primer limitador.

No hay que olvidar que la potencia suministrada a la carga real será, por lo general, inferior a la potencia p_{dv} disponible con esa carga, debido a una pérdida por inadaptación, pero como en la potencia de ruido se producirá prácticamente la misma pérdida, la relación señal disponible/potencia de ruido no diferirá apreciablemente de la relación señal aplicada/potencia de ruido. Conviene señalar que la definición adoptada recientemente por IEEE [16, 17] hace intervenir la relación señal aplicada/ruido y no la relación señal disponible/ruido a la salida. Probablemente el IEEE ha querido suprimir de esta forma la dificultad que se deriva de la utilización de la potencia disponible cuando la salida tiene una resistencia negativa, y tener así en cuenta la potencia de ruido reflejada por la carga. Desgraciadamente, la impedancia de la carga de la parte lineal del receptor depende frecuentemente y en gran medida del nivel de la señal aplicada, por lo que parece más conveniente emplear en la definición básica la relación señal disponible/ruido en vez de la relación señal aplicada/ruido y limitarse, en los raros casos en que esto sea imposible, a especificar la impedancia del dispositivo utilizado para medir la relación señal/ruido antes de la detección. Este es el método que se adoptará en el presente documento.

El concepto de factor de ruido de funcionamiento sólo caracteriza a los sistemas receptores aproximadamente lineales, esto es, a aquellos en que p_{dv} es aproximadamente proporcional a p_{av} , de modo que g_{ov} es prácticamente constante en una gama suficientemente extensa de valores de p_{av} cerca del umbral de funcionamiento $p_{mr}(g)$. Las componentes de la potencia de salida en frecuencias v_i , correspondientes a los valores de w o de n diferentes de la unidad, no constituyen una función lineal de p_{av} , sino que representan una parte despreciable de la potencia de salida total de los sistemas receptores clásicos.

Como todo sistema receptor con una ganancia de funcionamiento apreciable tiene alguna forma de característica de banda de paso, su anchura de banda equivalente de ruido se definirá, de acuerdo con North [11], por:

$$b = \frac{1}{g_0} \int_{v_a}^{v_b} g_{ov} dv = \frac{1}{hg_0} \int_0^{\infty} g_{ov} dv \quad (13)$$

$$h = \int_0^{\infty} g_{0v} dv / \int_{v_a}^{v_b} g_{0v} dv \quad (14)$$

En estas expresiones, se han elegido v_a y v_b de modo que incluyan únicamente la respuesta principal del sistema receptor, es decir, una banda de frecuencias:

- en la que g_{0v} tiene su valor máximo g_0 ;
- suficientemente extensa para que g_{0va} y g_{0vb} sean despreciables con relación a g_0 ;
- lo bastante estrecha para que g_{0v} sea superior a g_{0va} y a g_{0vb} para todas las frecuencias v comprendidas entre v_a y v_b .

El factor h de las expresiones (13) y (14) constituye una medida de las respuestas parásitas que puede presentar el receptor. La potencia de respuesta parásita es, por definición, la potencia en las frecuencias de salida v_{is} correspondientes a las frecuencias de entrada v que se encuentran fuera de la banda de respuesta principal v_a a v_b . Hay que tener en cuenta que $h \geq 1$, y que puede ser a veces mayor que 2 en receptores superheterodinos de selectividad reducida o nula a la entrada del convertor de frecuencia. En estos receptores, las respuestas parásitas se producen por intermodulación de las señales o del ruido en distintas frecuencias que aparecen en el convertor de frecuencia del receptor. El convertor mezcla la potencia de ruido presente en una pequeña banda de frecuencias de entrada $dv = (v_1 - v_2)$ situada dentro de la banda de respuesta principal que va de v_a a v_b , con la frecuencia del oscilador v_{os} , para producir ruido en las bandas de frecuencias de salida $dv_i = |v_{i1} - v_{i2}|$ determinada por las relaciones:

$$\left. \begin{aligned} v_{i1} &= w |nv_1 \pm mv_{os}| \\ v_{i2} &= w |nv_2 \pm mv_{os}| \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

De este modo, para cada d_v hay una serie de respuestas de ruido de salida en las bandas de frecuencias d_{vi} determinadas por las relaciones (15). Estas salidas de ruido se deben a los batidos entre la m^{sima} armónica de la frecuencia del oscilador y la n^{sima} armónica del ruido en la banda d_v , la w^{sima} subarmónica de la frecuencia intermedia. Análogamente, el convertor de frecuencia mezcla la potencia de ruido proveniente de pequeñas bandas de frecuencias parásitas de entrada $d_{vs} = v_{s1} - v_{s2}$ situadas fuera de la banda de frecuencias que va de v_a a v_b , para producir ruido a la salida en las bandas de frecuencias $dv_{is} = |v_{is1} - v_{is2}|$ determinadas por:

$$\left. \begin{aligned} v_{is1} &= w |nv_{s1} \pm mv_{os}| \\ v_{is2} &= w |nv_{s2} \pm mv_{os}| \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Por lo general, las bandas dv_{is} se superponen a las bandas dv_i . No obstante, la potencia de ruido resultante a la salida del receptor es sencillamente la suma de las potencias de ruido de salida resultante de las distintas respuestas. Esto ocurre generalmente, aun en el caso de que haya ruidos atmosféricos o ruidos industriales impulsivos antes de la detección. Después de la detección, puede existir correlación entre las tensiones de ruido en la respuesta principal y en la respuesta parásita y, de hecho, se utiliza este principio para construir los circuitos de bloqueo del ruido impulsivo.

Téngase en cuenta que la anchura de banda del ruido hubiera podido definirse integrando todas las bandas de respuesta, lo que habría dado la banda de mayor anchura hb . Sin embargo, la banda de frecuencias en la que aparece finalmente el ruido tiene una anchura b , y de ahí la definición (13). Los receptores con respuestas parásitas tendrán factores de ruido mayores que los que no presenten esas respuestas, cuando b esté definida por la expresión (13). Si el convertor de frecuencia tiene poca o ninguna selectividad a la entrada, la respuesta parásita más importante estará en la banda de frecuencias de entrada que va de $(2v_{os} - v_b)$ a $(2v_{os} - 2a)$, pero, por lo general, podrá reducirse su nivel aumentando la selectividad en ese punto. En la mayoría de los receptores correctamente diseñados, el valor de h es inferior a 1,01, de modo que puede despreciarse el aumento del factor de ruido causado por las respuestas parásitas. A pesar de que estas respuestas parásitas no suelen entrañar un aumento apreciable del factor de ruido, pueden reducir mucho el rendimiento del sistema en presencia de señales interferentes de gran intensidad en las bandas de respuesta parásita.

El factor de ruido de funcionamiento, f_{op} , de un sistema receptor se define como el cociente de la relación señal en ondas entretenidas/potencia de ruido de referencia, o sea $[p_{ao}/(kT_0b)]$, disponible en los terminales de la antena receptora equivalente sin pérdidas, y la relación correspondiente señal/potencia de ruido, o sea $[p_{do}/n_d]$, disponible en la carga del sistema receptor, cuando la señal de ondas entretenidas se sintoniza en la respuesta máxima de la banda de paso característica del sistema receptor y la antena receptora se encuentra en su medio ambiente, de temperatura equivalente T_a :

$$f_{op} = [p_{ao}/(kT_0b)]/[p_{do}/n_d] \quad (f_{op} \geq 0) \quad (17)$$

La potencia de ruido de referencia, kT_0b , es simplemente la potencia de ruido de Johnson disponible en una banda b , en los terminales de una resistencia que se encuentra a la temperatura de referencia absoluta, T_0 , [18]. En la expresión precedente, p_{ao} y p_{do} representan respectivamente los valores de p_{av} y de p_{dv} , cuando la señal de ondas entretenidas se sintoniza en la respuesta máxima del sistema receptor, y k es la constante de Boltzmann. Cuando en la expresión (17) la relación p_{do}/p_{ao} se reemplaza por g_0 , se obtiene la siguiente definición del factor de ruido de funcionamiento:

$$f_{op} = n_d/g_0kT_0b = n_d/kT_0 \int_{v_a}^{v_b} \bar{g}_{0v} dv \quad (18)$$

Hay que señalar que las componentes de la potencia de ruido n_d pueden originarse fuera de la antena: en su resistencia de radiación a la temperatura equivalente T_a , en la resistencia de pérdidas del circuito de la antena a la temperatura ambiente T_c , en la línea de transmisión a la temperatura ambiente T_l y en los circuitos amplificadores del propio receptor, que pueden caracterizarse por una temperatura equivalente de ruido a la entrada T_e . Además, estas componentes de ruido pueden aparecer en la carga no sólo en las bandas de respuesta principal del sistema receptor, sino también en las bandas de respuesta parásitas.

La temperatura de ruido de funcionamiento, T_{op} , del sistema receptor está simplemente ligada, por definición, al factor de ruido de funcionamiento por:

$$T_{op} \equiv f_{op}T_0 \quad (19)$$

5. Medida de la anchura de banda equivalente de ruido y del factor de ruido de funcionamiento

La anchura de banda de ruido equivalente, b , del sistema receptor se mide de la siguiente forma: se reemplaza la antena receptora, cuya impedancia de salida es $Z'_v = (R'_v + iX'_v)$ por un generador patrón cuya impedancia de salida es $Z_{gv} = (R_{gv} + iX_{gv})$. Este generador debe incluir un atenuador y un dispositivo de calibrado que permitan conocer con precisión la potencia p_{gv} y la frecuencia v que genera en una gama suficientemente amplia de niveles de potencia, en la banda que va de v_a a v_b . Sean $Z_{lv} = (R_{lv} + iX_{lv})$ la impedancia de entrada del sistema receptor en los terminales de la antena receptora, $l_{mav} \equiv |Z'_v + Z_{lv}|^2/4R'_vR_{lv}$ el coeficiente de pérdidas por reflexión en la frecuencia v entre la antena receptora y la entrada del sistema receptor, y $l_{mgv} \equiv |Z_{gv} + Z_{lv}|^2/4R_{gv}R_{lv}$ el coeficiente de pérdidas por reflexión entre el generador patrón y la entrada del sistema receptor. La potencia de la señal en ondas entretenidas p'_{dv} disponible en los terminales de la antena receptora real correspondiente a una potencia dada p_{dv} , disponible en la carga del sistema receptor, está ligada como sigue a la potencia p_{gv} que debe proporcionar el generador para suministrar la misma potencia p_{dv} a la carga:

$$p'_{dv} = p_{gv}l_{mav}/l_{mgv} \quad (20)$$

La potencia de ruido disponible, n_{dg} , cuando no funciona el generador patrón, y la potencia total de la señal y del ruido disponible ($p_{dv} + n_{dg}$) cuando funciona el generador patrón, pueden medirse reemplazando el segundo detector por un medidor de potencia en la frecuencia intermedia, por ejemplo un bolómetro o un termopar, de impedancia imaginaria conjugada con la impedancia de salida del receptor en toda su banda de salida. La reducción de precisión de las medidas que resulta del hecho de que la impedancia del medidor de potencia no esté exactamente conjugada con la impedancia de salida del receptor no será, por lo general, muy grande ya que, como se ha indicado, las pérdidas por reflexión serán prácticamente las mismas para la señal que para el ruido. Sea ahora ($p_{do} + n_{dg}$) la potencia total de la señal y del ruido aplicado a esta carga adaptada, estando el generador sintonizado en la respuesta máxima del sistema receptor. El atenuador del

generador debe ajustarse de modo que la potencia disponible p_{g0} sea suficientemente grande para que la potencia suministrada correspondiente ($p_{d0} + n_{dg}$) sea varias veces superior a n_{dg} , sin que se llegue, no obstante, a sobrecargar el sistema receptor. Sea p_{gv} el valor de la potencia disponible a la salida del generador, necesaria para que la potencia de salida ($p_{dv} + n_{dg}$) sea constantemente igual al valor en la respuesta máxima ($p_{d0} + n_{dg}$) cuando se sintoniza el generador en una frecuencia cualquiera de la banda que va de v_a a v_b ; debe observarse que $p_{gv} \geq p_{g0}$. La anchura de banda equivalente de ruido puede determinarse entonces a partir de la expresión:

$$b = \int_{v_a}^{v_b} \frac{p_{g0} l_{ma0} l_{mgv} l_{rc0}}{p_{gv} l_{mav} l_{mg0} l_{rcv}} \cdot dv \quad (p_{dv} = p_{d0}) \quad (21)$$

En el caso particular en que la resistencia de pérdidas de la antena receptora puede considerarse en serie con su resistencia de radiación, R_{rv} , $l_{rcv} = R'_v R_{rv}$. Crichlow [19] ha estudiado en una forma más general los métodos de evaluación de l_{rcv} , incluidos los efectos de atenuación de los aisladores. El coeficiente de pérdidas l_{rcv} ha sido determinado con éxito en un caso a partir de la relación $l_{rcv} = p_{rv}/(l_v p_{dv})$ midiendo la potencia p_{rv} radiada por un transmisor de referencia y calculando la pérdida de transmisión l_v entre la antena de este transmisor y la antena receptora. En consecuencia, no parece posible medir directamente l_{rcv} sin calcular una cantidad, tal como la resistencia de radiación R_{rv} , o la pérdida de transmisión l_v . En las frecuencias más elevadas, l_{rcv} suele diferir de la unidad sólo en cantidades despreciables; no obstante, en el caso de una antena receptora róbica unidireccional que termine en su impedancia característica, l_{rcv} puede ser superior a 2 [20, 21], pues casi la mitad de la potencia recibida se disipará en la impedancia terminal y una parte se disipará en el suelo. Para determinar b con precisión, debe conocerse también exactamente la relación l_{mav}/l_{mgv} en la banda que va de v_a a v_b . Si se da a la impedancia del generador patrón un valor igual al de la antena receptora en toda esta banda de frecuencias, este factor será igual a la unidad. De lo contrario, habrá que medir Z'_v , Z_{gv} y Z_{lv} y calcular los valores de esta relación. Si la relación $(v_a \sim v_b)/v_a$ es suficientemente reducida, se puede a veces obtener una evaluación suficientemente precisa de b cuando todas las relaciones de pérdida de la expresión (21) se hacen iguales a la unidad.

Seguidamente, se mide el valor máximo g_0 de la ganancia como la diferencia entre la potencia medida total de la señal y del ruido ($p_{d0} + n_{dg}$), y la potencia medida del ruido a la salida, n_{dg} , dividida por la potencia de la señal correspondiente $p_{d0} = p_{g0} l_{rc0} l_{ma0}/l_{mg0}$ disponible en los terminales de la antena receptora equivalente sin pérdidas:

$$g_0 \equiv \frac{p_{d0}}{p_{d0}} = \frac{[(p_{d0} + n_{dg}) - n_{dg}] l_{mg0}}{p_{g0} l_{rc0} l_{ma0}} \quad (22)$$

Conviene observar que p_{g0} y la relación l_{ma0}/l_{mg0} pueden medirse, mientras que l_{rc0} es un valor calculado.

Finalmente, con la antena conectada a la entrada del sistema receptor y en ausencia de señal en la banda de respuesta principal o parásita, sea n_d la potencia de ruido medida disponible a la salida del sistema receptor. En presencia de un nivel de ruido atmosférico apreciable, hay que medir n_d con un aparato que tenga una larga constante de tiempo (del orden de 5 minutos) para obtener un valor estable. Utilizando estos valores medidos de b , g_0 y n_d , puede determinarse el valor correspondiente de f_{op} a partir de la expresión (18). Dado que, por regla general, n_d depende del nivel de ruido externo captado por la antena receptora, f_{op} variará también con este nivel de ruido externo y habrá que utilizar métodos estadísticos para hacer una descripción satisfactoria del factor de ruido de funcionamiento.

Para dar otras relaciones útiles y una nueva explicación de la naturaleza de este factor de ruido de funcionamiento y de sus diversas componentes, se calculará de otra manera en el Anexo I, utilizando el teorema de Friis para agregar los factores propios de ruido de varios cuádrupolos conectados en tándem.

6. Medida del factor de ruido y de la anchura de banda equivalente de ruido de un receptor con una fuente de señales dispersas

En este método, se emplea un generador de ruido que produce señales aleatorias cuya potencia disponible está distribuida uniformemente, por lo menos en toda la banda de respuesta principal

del receptor (que va de v_c a v_d), y que está calibrado en potencia disponible por unidad de anchura de banda, p_g (W/Hz).

El generador de ruido, cuya temperatura ambiente es T_g' y cuya impedancia de salida está ajustada para que sea idéntica a la de la red a la que está conectado el receptor en condiciones de funcionamiento; se conecta en primer lugar al receptor. A continuación se sustituye la parte lineal del receptor por un medidor de potencia HF, tal como un bolómetro o un termopar, cuya impedancia es la imaginaria conjugada de la impedancia de salida del receptor en toda la banda de paso de éste. Se miden entonces, a la salida, la potencia de ruido disponible n_{dg} cuando el generador de señales no está en funcionamiento y la potencia de ruido total disponible ($p_{dg} + n_{dg}$) cuando funciona el generador de señales. Se ajusta el nivel de p_g proveniente del generador de ruido a la entrada hasta que la potencia de ruido disponible a la salida ($p_{dg} + n_{dg}$) = mn_{dg} , siendo m un nivel determinado de la salida con relación al valor cuando no funciona el generador de señales; este nivel suele considerarse igual a 10.

Seguidamente se reemplaza el generador de ruido por un generador de señales en ondas entretenidas que tiene también una temperatura ambiente T_g , y cuya impedancia de salida está ajustada de manera que sea igual a la de la red a la que está conectado el receptor en condiciones de funcionamiento. Si se sintoniza este generador en la respuesta máxima del receptor y se interrumpe luego su funcionamiento, la potencia de ruido a la salida deberá tener el mismo valor n_{dg} obtenido precedentemente. A continuación se vuelve a poner en funcionamiento el generador y se ajusta su nivel p_0 hasta que la potencia de la señal de salida más la potencia de ruido, ($p_{d0} + n_{dg}$) = mn_{dg} , teniendo m el mismo valor que anteriormente.

Ajustando la potencia de la señal y la potencia de ruido en los niveles indicados, se obtienen las siguientes relaciones:

$$p_{g0} g_r = p_{d0} = p_{dg} = \int_0^{v_d} p_g g_{rv} dv = p_g h_r \int_{v_c}^{v_d} g_{rv} dv \quad (23)$$

$$b_r \equiv \frac{1}{g_r} \int_{v_c}^{v_d} g_{rv} dv \equiv \frac{1}{h_r g_r} \int_0^{v_d} g_{rv} dv = p_{g0} / p_g h_r \quad (24)$$

$$h_r = p_{g0} / p_g b_r \quad (24a)$$

$$f_r = [n_{dg} / k T_0 \int_{v_c}^{v_d} g_{rv} dv] + [1 - (T_g / T_0)] h_r = \frac{n_{dg} p_g h_r}{k T_0 p_{dg}} + [1 - (T_g / T_0)] h_r$$

$$= \left\{ \frac{p_g}{k T_0 (m - 1)} + [1 - (T_g / T_0)] \right\} h_r \quad (25)$$

El pequeño factor de corrección de la ecuación (25), $[1 - (T_g / T_0)] h_r$, sería nulo si T_g se ajustara de modo que $T_g = T_0$ y, por lo general, puede despreciarse. Este método de medida puede utilizarse para determinar f_r únicamente cuando b_r se ha medido independientemente, en cuyo caso puede hallarse h_r mediante la relación (24a) y luego f_r mediante la relación (25). No es posible determinar un valor preciso de h_r a partir de (24a), a menos que la potencia disponible del generador de señales aleatorias esté uniformemente distribuida en una banda suficientemente ancha para cubrir todas las bandas de respuesta parásita.

7. Relación señal deseada/ruido

La ganancia de la señal de funcionamiento, g_s , de la parte lineal del sistema receptor puede definirse como la relación entre la potencia de la señal deseada disponible en la carga del receptor y la potencia de la señal deseada disponible en los terminales de la antena receptora equivalente sin pérdidas:

$$g_s = \frac{p_d}{p_a} = \frac{\int_{v_l}^{v_m} l_{rcv} (dp'_{av} / dv) g_{av} dv}{\int_{v_l}^{v_m} l_{rcv} (dp'_{av} / dv) dv} \equiv \frac{p_d}{l_{rc} p'_a} \quad (26)$$

En esta expresión, dp_a^v/dv representa la densidad espectral de la potencia de la señal deseada en los terminales de la antena receptora real con pérdidas y l_c está definido por la expresión (11). En el caso particular en que la frecuencia de la señal deseada en ondas entretenidas es igual a la frecuencia de respuesta máxima del sistema receptor, $g_s = g_0$. La ganancia g_s con señales moduladas o no sintonizadas será inferior a g_0 . Por lo tanto, g^s y l_c dependerán del grado y de la naturaleza de la modulación, así como de la sintonía de la señal deseada con relación a la característica de respuesta del sistema receptor.

De esto se deduce que la relación de funcionamiento, r , señal disponible/ruido disponible a la salida del receptor será inferior a la relación señal sintonizada de ondas entretenidas/ruido, $[p_{d0}/n_d]$, debido al factor $[g_s/g_0]$, de modo que:

$$r \equiv [p_{d0}/n_d][g_s/g_0] = [p_a/(f_{op}kT_0b)][g_s/g_0] \quad (27)$$

Expresada en decibelios, la relación (27) entre la potencia de la señal deseada, p_a , disponible en los terminales de la antena receptora equivalente sin pérdidas y la relación señal de funcionamiento/ruido, R , disponible a la salida de la parte lineal del sistema receptor puede expresarse:

$$P_a = F_{op} + B + R + G_0 - G_s - 204 \text{ dBW} \quad (28)$$

$$\text{donde } F_{op} \equiv 10 \log_{10} f_{op}, R \equiv 10 \log_{10} r, B \equiv 10 \log_{10} b$$

$$\text{y } 10 \log_{10} kT_0 = -204 \text{ si } T_0 = 288,37^\circ \pm 0,04^\circ \text{ K}$$

$$\text{y } k = (1,38054 \pm 0,00018) \times 10^{-23} [35].$$

Como T_0 debe elegirse de un modo algo arbitrario en todos los casos, se le ha asignado el valor indicado para que la constante de la expresión (28) resulte igual a 204 empleando la mejor evaluación disponible de k ; esta elección de 204 dBW se ajusta a las indicaciones del Informe 322. En la práctica es más cómodo emplear este nivel de referencia del ruido, fácil de recordar, -204 dBW o -174 dBm, que adoptar como referencia los valores propuestos anteriormente $T_c = 300^\circ, 290^\circ$, ó 1° K . Adviértase que la utilización de $T_0 = 288,37^\circ$ aumenta los factores de ruido en una cantidad inferior a 0,024 dB, pudiendo despreciarse la diferencia con relación a los medidos a la temperatura de referencia $T_0 = 290^\circ$, adoptados por el IEEE [16, 17]. No obstante, si se empleara una temperatura de referencia $T_0 = 1^\circ \text{ K}$ se obtendrían factores de ruido 24,6 dB superiores, e iguales a $10 \log_{10} T_{op}$.

Otra constante física útil en las medidas de ruido es la relación entre kT_0 y la carga e del electrón; su valor es: $kT_0/e = 0,024849 \pm 0,000003 \text{ V}$.

Por regla general, la diferencia $[G_0 - G_s]$ es despreciable, puesto que el receptor suele estar concebido para tener una banda de paso algo más ancha que la teóricamente necesaria para la recepción de la señal deseada. Esta ligera diferencia podría incluirse en la definición de la anchura de banda equivalente de ruido B , pero B dependería entonces de las características de la señal deseada y de las del sistema receptor, lo que no parece conveniente. Por ello se ha indicado explícitamente esta ligera corrección.

Recuérdense las relaciones hárto conocidas:

$$T_{\text{KELVIN}} = 273,16 + T_{\text{CELSIUS}} = 255,38 + (5/9)T_{\text{FAHRENHEIT}} \quad (29)$$

Si la impedancia del generador de señales empleado para las medidas del factor de ruido del receptor tiene una temperatura T_g y no T_0 , conviene agregar un factor $[1 - (T_g/T_0)]h_r$, al valor así medido para determinar f_r . De ello se infiere que en f_r se producirá un error inferior a $\pm 0,1h_r$, si T_g está comprendida entre 260° K y 317° K (entre -13 y 44° C , o entre 8 y 111° F). Por lo tanto, el empleo del valor preciso $T_g = 288,37^\circ \text{ K} = 15,21^\circ \text{ C} = 59,38^\circ \text{ F}$ sólo se necesitará para mediciones muy precisas del factor de ruido. La elección por el IEEE [16, 17] de $T_0 = 290^\circ$ se basa simplemente en el propósito de disponer de una temperatura de referencia comprendida en la gama de temperaturas que pueden observarse en el laboratorio en que se efectúe la medida del factor de ruido. En el presente Informe, se ha elegido el valor de referencia $T_0 = 288,37^\circ \text{ K}$ no sólo porque responde a esta condición, sino porque presenta, además, las siguientes ventajas:

- Está basada en una de las constantes fundamentales de la física, y
- Permite obtener la ecuación (28) con la constante simple 204 dBW, y se ajusta así al Informe 322.

Aplicando las definiciones dadas en la Recomendación 341 para el valor mediano de la pérdida de transmisión con interferencia de fase L_m , el valor mediano de la pérdida básica de transmisión con interferencia de fase L_{bm} , y la ganancia de la antena para el trayecto, G_p , las siguientes expresiones relacionan la potencia P_a disponible en los terminales de la antena receptora equivalente sin pérdidas con la potencia P_t radiada por la antena transmisora:

$$P_a = P_t - L_m = P_t + G_p - L_{bm} \quad (30)$$

La potencia radiada p_t es inferior a la potencia de entrada de la antena transmisora, p'_t , debido a un factor de pérdida L_{tc} , que incluye las pérdidas del circuito de antena.

$$L_{tc} \equiv P'_t - P_t \quad (31)$$

Además, la potencia p'_t es inferior a la potencia p''_t suministrada por el transmisor a la línea de transmisión debido a un factor de pérdida L_u que incluye las pérdidas de la línea de transmisión y las pérdidas por reflexión.

$$L_u = P''_t - P'_t \quad (32)$$

Combinando las expresiones precedentes se obtiene la siguiente fórmula general que indica la potencia necesaria en la transmisión para obtener un valor R determinado de la relación señal de funcionamiento/ruido:

$$P''_{tr} = L_u + L_{tc} + L_{bm} - G_p + F_{op} + R + G_0 - G_s + B - 204 \quad \text{dBW} \quad (33)$$

8. Características estadísticas de la tensión de la envolvente del ruido y de la tensión de la envolvente de la señal a la salida de predetección del receptor

El factor de ruido de funcionamiento, la temperatura de ruido de funcionamiento y la relación señal deseada/ruido dependen solamente de la potencia del ruido y de la potencia de la señal a la salida del sistema receptor; a su vez, en estas potencias influyen principalmente la temperatura de ruido equivalente de la antena, la característica de ganancia de potencia del sistema receptor y su anchura de banda equivalente de ruido.

No obstante, el umbral de funcionamiento del sistema receptor depende también de las siguientes características del desvanecimiento por interferencia de fase:

- Distribución de probabilidad cumulativa de amplitud de la tensión de la envolvente del ruido y de la tensión de la envolvente de la señal;
- Número n (Δ) de pasajes previstos (por unidad de tiempo) por distintos niveles Δ de la tensión de la envolvente del ruido y de la tensión de la envolvente de la señal;
- La distribución cumulativa de los intervalos en los cuales la tensión de la envolvente de ruido y la tensión de la envolvente de la señal rebasan distintos niveles.

Si las tensiones de la envolvente del ruido y de la señal presentasen una distribución aleatoria en el tiempo, las tres estadísticas precedentes describirían adecuadamente sus características para la mayoría de las aplicaciones. No obstante, el ruido atmosférico, determinadas formas de ruidos industriales y algunos tipos de señales se presentan por paquetes de ruidos de carácter más o menos permanente, separados por intervalos variables. Estas características del ruido y de las señales pueden afectar también el umbral de funcionamiento del sistema receptor pero, hasta ahora, poco se ha progresado en el establecimiento de métodos adecuados para su análisis, aunque es evidente que la función de autocorrelación de la tensión de la envolvente puede ser de gran utilidad.

El nivel de la tensión de la envolvente del ruido o de la señal puede expresarse en decibelios por encima de un nivel de referencia determinado y conveniente como, por ejemplo, su valor eficaz, su valor mediano o su valor medio a base de periodos T_i relativamente cortos, de una hora o menos, por ejemplo, durante los cuales puede considerarse a esta envolvente como una serie temporal estacionaria [33, 56]; todos los datos estadísticos estudiados en la presente sección corresponden a este caso. Las variaciones a más largo plazo de las potencias de la señal y del ruido se tratan de acuerdo con los métodos indicados en el Informe 414.

En el Informe 322, Δ representa el nivel de la tensión de la envolvente por encima de su valor eficaz expresado en decibelios.

Sea $q(\Delta)$ la probabilidad de que $\Delta > \Delta(\bar{q})$; $q(\Delta)$ o $\Delta(\bar{q})$ pueden denominarse entonces la distribución de probabilidad de amplitud de la tensión de la envolvente durante el periodo T_i .

Las previsiones sobre la distribución de probabilidad de amplitud para el ruido atmosférico indicadas en la Fig. 27 del Informe 322 vienen dadas por la relación V_d (en dB) entre la tensión eficaz de la envolvente y la tensión media de la envolvente del ruido, así como por la anchura de banda equivalente de ruido, b , del sistema receptor (en Hz).

Los sistemas receptores de gran anchura de banda no están suficientemente caracterizados por el valor de b ; habría que agregar a este factor la anchura de banda del ruido impulsivo.

La anchura de banda del ruido impulsivo de un sistema receptor está definida por la fórmula:

$$1/b_i = (1/v_{\max}) \int_0^{\infty} v(t) dt \quad (\text{segundos}) \quad (34)$$

donde $v(t)$ es la tensión de envolvente engendrada a la salida de la predetección del sistema receptor por un solo impulso breve introducido en el circuito de la antena receptora. Si la duración del impulso es $\Delta_i \leq 1/(10b_i)$, los valores medidos de b_i resultarán independientes de esta duración. Se observará que, en la mayoría de los sistemas receptores, la anchura de banda del ruido impulsivo es algo mayor que la anchura de banda equivalente de ruido.

Es evidente que el parámetro V_d depende:

- de la distribución de los intervalos de tiempo τ_i que median entre los impulsos de ruido en el circuito de la antena receptora.
- de la distribución de sus amplitudes;
- en cierta medida, de la relación b_i/b , y
- de una manera más general, de la forma de la banda de paso.

Cuando $\tau_i \ll 1/b$, V_d se acercará a su valor mínimo (1,049 dB) y la distribución de probabilidad de amplitud se aproximará a la forma prevista para una distribución de Rayleigh [36, 37, 38, 39, 40].

Los valores medianos, V_{dm} , del ruido atmosférico, para los que se dan previsiones en el Informe 322, corresponden a $b = 200$ Hz, pero en la Fig. 26 de ese Informe se da también un método que permite evaluar V_d para el ruido atmosférico recibido por sistemas con una anchura de banda b inferior a un valor b_m del orden de 10 kHz; Spaulding, Roubique y Crichlow [41] han establecido un gráfico que permite evaluar V_d para anchuras de banda $b < 200$ Hz, de empleo más cómodo que la Fig. 26 del Informe 322. Se observará que esta simple transformación de anchura de banda, no es rigurosamente válida más que cuando son idénticas las formas de las bandas de respuesta. Para uno de los registradores de ruido ARN-2 utilizados para calcular los datos mencionados en el Informe 322, la relación $b_i/b = 1,225$.

Cuando los valores calculados son suficientemente elevados [$V_d \geq 12$ dB] se puede utilizar la fórmula siguiente para evaluar V_d en el caso de un sistema receptor con una anchura de banda equivalente de ruido $b < b_m$:

$$V_d = V_{dm} - 23 + 10 \log_{10} b \quad (V_d > 12; b < b_m) \quad (35)$$

Los valores de V_{dm} que han de utilizarse en la expresión (35) corresponden a un sistema receptor con una anchura de banda $b = 200$ Hz; en el Informe 322 se expresan en función de la frecuencia radioeléctrica, de la hora del día y de la estación del año. Con anchuras de banda de ruido impulsivo mayores que b_m , se ha comprobado que V_d deja de aumentar al mismo tiempo que b , según la expresión (35), y tiende a estabilizarse debido a que los valores de cresta de los impulsos de ruido que no se superponen, no son ya proporcionales a b . Sea τ_r el tiempo de establecimiento de un impulso de ruido típico sin superposición en el circuito de la antena receptora; el valor máximo b_m de b para el que V_d es proporcional a $10 \log_{10} b$ será entonces proporcional a $1/\tau_r$. En consecuencia, τ_r y b_m dependen de la naturaleza del ruido y pueden muy bien diferir para un gran número de fuentes de ruido industrial y para el ruido atmosférico.

Se ha comprobado, no obstante, que los tres parámetros V_d , b y b_i son útiles para caracterizar el ruido industrial en las frecuencias $\nu < 20$ MHz y para anchuras de banda $b < b_m$; se espera que ocurra lo mismo en frecuencias aún más altas y para anchuras de banda superiores. Los únicos

cambios previstos en el método de previsión de la distribución de probabilidad de amplitud implicarán una relación entre V_d y b distinta de la indicada en la Fig. 26 del Informe 322, así como una diferencia en la forma de esa distribución en el caso de $b > b_m$; puede también preverse que esta diferencia de forma dependa de la relación b_i/b . En las frecuencias $\nu > 2$ GHz, el ruido industrial es generalmente despreciable y puede admitirse que la distribución de la tensión de la envolvente sigue la ley de Rayleigh.

Para los ruidos industriales, el C.I.S.P.R. ha normalizado de forma algo arbitraria medidas de ruido de cuasi cresta: para la banda 0,15 a 30 MHz, $b_6 = 9$ kHz, constante de tiempo de carga 1 ms, constante de tiempo de descarga 160 ms; para la banda 25 a 300 MHz, $b_6 = 120$ kHz, constante de tiempo de carga 1 ms, constante de tiempo de descarga 550 ms. En lo que precede b_6 representa la anchura de banda a 6 dB. Hay que señalar que se trataba de elaborar un método normalizado objetivo que permitiera determinar la medida en que los supresores de ruido consiguen suprimir el ruido proveniente de diversas fuentes. Las normas del C.I.S.P.R. son perfectamente apropiadas para este género de aplicaciones. En cambio, para resolver los problemas de asignación de frecuencias del C.C.I.R., conviene prever la distribución del nivel de ruido en ubicaciones de recepción particulares, tal como puede resultar de una muestra representativa de fuentes de ruido y, en ese caso, es apropiado medir el nivel de potencia del ruido según el método analizado en el presente Informe, así como con los parámetros estadísticos adicionales descritos en el Informe 322 y en la presente sección.

Rice [42, 43] ha demostrado que el índice de paso n (Δ) de la tensión de la envolvente del ruido por el nivel Δ puede expresarse como sigue:

$$n(\Delta) = \alpha b p(\Delta) \quad \text{Hz} \quad (36)$$

donde $p(\Delta)$ representa la densidad de probabilidad de la envolvente en el nivel Δ y α es una constante sin dimensión próxima a la unidad, que depende de la forma de la característica de banda de paso del receptor y del espectro de potencia del ruido en esa banda. Rice ha demostrado también que $p(\Delta)$ depende de la presencia de una señal sinusoidal en la banda de paso en el caso particular en que la distribución de probabilidad de amplitud obedece a la ley de Rayleigh.

Sea $t(\Delta)$ el tiempo durante el cual la tensión de la envolvente del ruido rebasa Δ para un impulso particular de ruido. El valor medio de esta variable aleatoria viene dado por:

$$\bar{t}(\Delta) = q(\Delta)/n(\Delta) \quad (\text{segundos}) \quad (37)$$

Norton y sus colaboradores [44] han aplicado este análisis al estudio del índice de desvanecimiento de la tensión de envolvente de una señal objeto de desvanecimiento. En este caso es, en general, la anchura de banda equivalente del medio de propagación, más bien que la anchura de banda del sistema receptor, la que constituye el factor determinante.

Rice [44, 45] ha analizado la distribución temporal de las duraciones de la variable aleatoria $t(\Delta)$ para el ruido y para señales objeto de un desvanecimiento que sigue la ley de Rayleigh.

A los fines de las descripciones estadísticas precedentes, el empleo de la señal deseada y del ruido para determinar el umbral de funcionamiento de un sistema receptor depende del tipo de esa señal deseada y del tipo del ruido; pero ello rebasa el marco del presente documento. En diversas artículos [46, 47, 48, 49] se dan ejemplos de aplicación de estas estadísticas a tipos particulares de servicio.

Conda [50] estudia la influencia del ruido atmosférico en la probabilidad de errores para un sistema NCFSK, y utiliza una distribución gamma para describir los desvanecimientos. Desde el punto de vista matemático, esta distribución conviene para describir una amplia serie de condiciones [51].

En el Informe 415 se ha dividido el desvanecimiento en una componente estacionaria a corto plazo descrito por la distribución de Nakagami-Rice y en una distribución de desvanecimiento de potencia a largo plazo; es mejor determinar las características de esta última por un método empírico que pretender arbitrariamente que los datos entren en un marco matemático tal como la distribución gamma. Habida cuenta del gran número de mecanismos que pueden originar el desvanecimiento de potencia, no es sorprendente que los métodos empíricos sean los más apropiados para estas previsiones.

9. Umbral de funcionamiento $p_{mr}(g)$ de un sistema receptor

El umbral de funcionamiento de un sistema receptor y su valor general en lo que respecta a su aptitud para superar el ruido pueden medirse fácilmente mediante la expresión:

$$p_{mr}(g) = r_i(g)f_{op}kT_0b \equiv r_i(g)kT_{op}b \quad (W) \quad (38)$$

en la que $r_i(g)$ representa el valor del producto $r(g_0/g_s)$ necesario para que el sistema considerado procure una calidad de servicio g determinada. Conviene señalar que $T_i(g)$ depende:

- De las características estadísticas de la señal y del ruido estudiadas en el § 8;
- Del grado y de la naturaleza de la modulación de la señal deseada, y
- De la medida en que la banda de paso del receptor corresponde a las características espectrales de la señal deseada.

En particular, cualquier deriva de la banda de paso provocará una disminución de g_s , de modo que $p_{mr}(g)$ y, en consecuencia, $r_i(g)$, aumentarán en consonancia. En la práctica, no es necesario medir g_s ya que $r_i(g)$ puede determinarse muy fácilmente a partir de los valores de $p_{mr}(g)$ y de b , medidos directamente o calculados, así como de un valor medido de f_{op} o de T_{op} aplicando las relaciones:

$$r_i(g) \equiv p_{mr}(g)/(f_{op}kT_0b) = p_{mr}(g)/(kT_{op}b) \quad (39)$$

Puede medirse $p_{mr}(g)$ para las señales deseadas que no son objeto de desvanecimiento haciendo variar la potencia de la señal deseada p_a definida por la expresión (10) hasta que la calidad de servicio realmente asegurada sea igual a la calidad de servicio especificada. Por ejemplo, la curva de la proporción de errores de un sistema teleimpresor receptor podría trazarse en función de la potencia de la señal deseada p_a de forma que $p_{mr}(g)$ fuese igual al valor de p_a correspondiente a la proporción de errores asociada a la calidad de servicio especificada.

En muchas aplicaciones, especialmente cuando interviene el ruido atmosférico, T_a y f_a varían mucho en el tiempo y es útil considerar f_{op} y n_d como variables aleatorias y describirlas por sus características estadísticas apropiadas. En otras aplicaciones, especialmente en las telecomunicaciones por satélites, se comprueba que f_{op} y n_d varían con la orientación de la antena receptora, puesto que T_a y, por tanto, f_{op} varían según se apunte la antena.

Dado que la potencia de la señal deseada y la del ruido pueden variar de un minuto a otro en forma aleatoria e imprevisible, conviene incluir los efectos de estas variaciones a corto plazo de p_a , de g_s y de n_d en $p_{mr}(g)$ y, por consiguiente, en $r_i(g)$. En consecuencia, convendría considerar que $p_{mr}(g)$ y $r_i(g)$ son valores medianos medidos o calculados durante un corto periodo, una hora por ejemplo, en el transcurso del cual la calidad de servicio asegurada en condiciones típicas de desvanecimiento de la señal y del ruido es exactamente igual a la calidad de servicio especificada. Para tener en cuenta los posibles efectos de la deriva del receptor en $p_{mr}(g)$, su valor medido con el receptor sintonizado puede multiplicarse por el factor g_{st}/g_{sd} , siendo g_{st} y g_{sd} , respectivamente, las ganancias equivalentes de la señal cuando el receptor está sintonizado, y cuando no lo está, en el valor que se prevé se rebasará en condiciones de funcionamiento durante un porcentaje de tiempo especificado como admisible.

El umbral de funcionamiento $p_{mr}(g)$ puede expresarse entonces en decibelios por encima de un vatio, por:

$$P_{mr}(g) = R_i(g) + F_m + B - 204 \quad \text{dBW} \quad (40)$$

En esta expresión, F_m representa el valor mediano de F_{op} . Supóngase ahora que el valor $R_0(g)$ de la relación señal deseada/ruido necesaria para asegurar la calidad de servicio especificada se determina directamente a la salida de la predetección del receptor. En ese caso, se deduce de (28) que $p_{mr}(g)$ viene dado por:

$$P_{mr}(g) = R_0(g) + G_0 - G_s + F_m + B - 204 \quad \text{dBW} \quad (41)$$

Esta expresión sólo es aplicable a los sistemas de recepción «de limitación por el ruido» que tienen una ganancia de predetección suficiente. Si el valor requerido de $P_{mr}(g)$ directamente determinado es superior al que resulta de (41), se dice que el sistema de recepción es de «limitación por la amplificación». Para tales sistemas, el valor de $R_i(g)$ determinado por (40) es superior a $[R_0(g) + G_0 - G_s]$.

En el caso especial de una señal modulada en amplitud, habitualmente resulta más cómodo determinar el valor mediano horario de la potencia de la portadora de la señal deseada $P_{mc}(g)$ necesario para asegurar la calidad de servicio especificada. Si $R_{rc}(g)$ representa el valor mediano de la relación portadora deseada/ruido, antes de la detección, necesario para asegurar la calidad de servicio especificada, puede escribirse:

$$P_{mc}(g) = R_{rc}(g) + F_m + B - 204 \quad \text{dBW} \quad (42)$$

Esta expresión sólo es aplicable a los sistemas de recepción de limitación por el ruido, sintonizados en la onda portadora.

10. Punto de referencia para el factor de ruido de funcionamiento

Puede utilizarse el concepto de temperatura de ruido de funcionamiento para especificar las características de una extensa gama de dispositivos y de sistemas distintos de los receptores radio-eléctricos; la información necesaria para describir clara y útilmente estas temperaturas de ruido de funcionamiento se estudia en un trabajo reciente de Engelbrecht [52]. El factor de ruido de funcionamiento puede emplearse de forma general para caracterizar una parte *especificada* de un sistema en funcionamiento con un plan de entrada determinado o con una serie de terminales de entrada. Para el C.C.I.R., el plan de referencia para el factor de ruido de funcionamiento de un sistema radioeléctrico receptor se considerará siempre, salvo indicación en contrario, como la entrada en los terminales de la antena receptora equivalente sin pérdidas. Podría creerse que los terminales de entrada del receptor presentan ciertas ventajas como punto de referencia debido a que la relación señal/ruido puede medirse directamente. No obstante, es fácil demostrar con un ejemplo que la utilización de este punto de referencia no proporciona un factor de ruido de funcionamiento que exprese adecuadamente la calidad del sistema receptor global, único objeto de la definición de ese factor. Para mayor simplicidad, se utilizará la fórmula aproximada (z)* para f_{op} en el ejemplo siguiente. Si un factor de ruido de funcionamiento f_o se define como el cociente entre la relación señal disponible en ondas entretenidas/potencia de referencia del ruido a la salida de la línea de transmisión y la relación señal disponible/ruido a la salida del receptor, puede escribirse, en el caso especial al que puede aplicarse la fórmula (z):

$$f_o = f_{op}/l_{rc}l_{rt} = [(f_a - 1)/l_{rc}l_{rt}] + f_r \quad (43)$$

Consideremos ahora dos sistemas con $f_{a1} = 3$, $l_{rc1} = 2$, $l_{rt1} = 3$, $f_{r1} = 3$, y $f_{a2} = 5$, $l_{rc2} = 4$, $l_{rt2} = 3$; para esos sistemas, $f_{op1} = 20$ y $f_{op2} = 40$ referidos a los terminales de la antena equivalente sin pérdidas. El primer sistema es dos veces mejor que el segundo, puesto que con la mitad del valor de la potencia $p_{mc}(g)$ se asegura la misma relación señal/ruido a la salida. Los factores f_{o1} y f_{o2} referidos a la salida de la línea de transmisión son ambos iguales a 10/3, a pesar de que la calidad de los sistemas sea evidentemente diferente. En consecuencia, puede deducirse que el único punto de referencia apropiado para el factor de ruido de funcionamiento y para la temperatura de ruido de funcionamiento correspondiente está situado en los terminales de la antena receptora equivalente sin pérdidas.

11. Otras consideraciones relativas al factor de ruido

En frecuencias muy altas o a muy bajas temperaturas, la potencia de ruido disponible procedente de una fuente de temperatura absoluta T será inferior a kTb en la proporción del factor $(hv/kT) [\exp(hv/kT) - 1]$ como lo demuestra Nyquist [18]; en esta expresión, h representa la constante de Planck. Como $(hv/kT) = 0,0479928 \text{ (GHz)}/T$ (véase *NBS Technical News Bulletin*, octubre de 1963), esta corrección representa una reducción de menos de 0,1 dB de la potencia de ruido disponible cuando $v \text{ (GHz)}/T$ es inferior a 0,9559, es decir, cuando $v < 275 \text{ GHz}$ a la temperatura de referencia T_0 , o cuando $v < 9,5 \text{ GHz}$ para una temperatura $T = 10^\circ \text{ K}$. Balazs [53] ha demostrado que la potencia de ruido de Johnson de un conductor depende igualmente de la forma de este último en muy altas frecuencias.

* Véase el Anexo I.

Algunos documentos [54, 55] contienen estudios sobre las dificultades debidas a las resistencias «negativas» y a las temperaturas «negativas» correspondientes en ciertos tipos de amplificadores; no obstante, tales consideraciones sólo tienen importancia para la construcción y descripción de los distintos elementos de un receptor.

A veces es posible disminuir el factor de ruido de funcionamiento f_{op} de un sistema de recepción y, por tanto, mejorar su comportamiento modificando el orden de sus diversas partes. Si quiere estudiarse la forma de conseguirlo, puede utilizarse la fórmula de Friis para dos cuadripolos en tándem. Sean dos cuadripolos p y q , con factores de ruido f_p y f_q ; estando los dos cuadripolos montados en tándem, y precediendo p a q , tendrán un factor de ruido f_{pq} dado por la fórmula:

$$f_{pq} = f_p + (f_q - 1)/g_p \quad (44)$$

Si por el contrario q precede a p , el factor de ruido de los dos cuadripolos en tándem vendrá dado por la fórmula:

$$f_{qp} = f_q + (f_p - 1)/g_q \quad (45)$$

Para que $f_{pq} < f_{qp}$, es necesario que:

$$f_p + (f_q - 1)/g_p < f_q + (f_p - 1)/g_q \quad (f_{pq} < f_{qp}) \quad (46)$$

Examinemos primero las condiciones en que conviene utilizar un preamplificador p en los terminales de la antena que preceden a la línea de transmisión representada por el cuadripolo q . En este caso $g_q = 1/l_{rt}$ y $f_q = 1 + (l_{rt} - 1)(T_i/T_o)$, de forma que cuando el preamplificador precede a la línea de transmisión, puede escribirse:

$$\Delta f \equiv f_{qp} - f_{pq} = (l_{rt} - 1)\{(f_p - 1) + (T_i/T_o)(1 - 1/g_p)\} \quad (47)$$

Siendo Δf necesariamente positivo, se ve que f disminuirá *siempre* cuando un preamplificador preceda a la línea de transmisión; esta disminución representa una mejora expresada en decibelios por:

$$\Delta F = -10 \log_{10} [(f_{pq} + \Delta f)/f_{pq}]$$

Veamos ahora cuál de los dos amplificadores de una cadena debe preceder al otro. En ese caso, se puede sustraer 1 de cada lado de (65) y si $g_p > 1$ y $g_q > 1$, esta desigualdad podrá escribirse de nuevo como sigue:

$$(f_p - 1)/(1 - 1/g_p) < (f_q - 1)/(1 - 1/g_q) \quad (48)$$

Para $f_{pq} < f_{qp}$ si $g_p > 1$ y $g_q > 1$.

Si se respeta esta desigualdad, será preferible que el amplificador p preceda al amplificador q , siendo iguales las demás condiciones.

BIBLIOGRAFÍA

1. BELLO, P. A. Measurement of the complex time-frequency channel correlation function, *US NBS Journ. Res. (Radio Science)*, **68D**, N.º 10, 1161-1165 (octubre de 1964).
2. BELLO, P. A. Error probabilities due to atmospheric noise and flat fading in an HF digital communication system. Conference Record of the First Annual IEEE Communications Convention, 173-180. (Puede obtenerse copia de este documento dirigiéndose al "Order Department, The Institute of Electronics Engineers, Inc., 345 East 47th Street, New York, 10017".) (junio de 1965).
3. BELLO, P. A. On the instantaneous real-time measurement of multipath and doppler spread, Conference Record of the First Annual IEEE Communications Convention, 725-729 (junio de 1965).
4. KOTELNIKOV, V. A. *Teoria potentsialnbi pomekhoustoichivosti* (Teoría de la resistencia potencial a los ruidos) M. L. Gosenergoizdat (1956).
5. FREDENALL, G. F. y BEHREND, W. L. Picture quality procedures for evaluating subjective effects of interference, *Proc. IRE*, **48**, N.º 6, Parte 1, 1030-1034 (junio de 1960).
6. DEAN, C. E. Measurements of the subjective effects of interference in television reception. *Proc. IRE*, **48**, N.º 6, Punto 1, 1035-1049 (junio de 1960).
7. WEAVER, L. E. Subjective impairment of television pictures. *Electronic and Radio Engr.*, 170-179 (mayo de 1959).
8. BURGESS, R. E. Noise in receiving aerial systems, *Proc. Phys. Soc.*, **53**, 293-304 (mayo de 1941).
9. NORTH, D. O. The absolute sensitivity of radio receivers, *RCA Rev.*, **6**, 332-343 (enero de 1942).
10. FRIIS, H. T. Noise figures of radio receivers, *Proc., IRE*, **32**, N.º 7, 419-422 (julio de 1944).
11. NORTH, D. O. Discussion on "Noise figures of radio receivers" by H. T. Friis, *Proc. IRE*, **33**, N.º 2, 125-127 (febrero de 1945).
12. NORTON, K. A. The maximum range of a radar set, *Proc. IRE*, **35**, N.º 1, 4-24 (enero de 1947).
13. NORTON, K. A. Transmission loss in radio propagation, *Proc. IRE*, **41**, N.º 1, 146-152 (enero de 1953).
14. NORTON, K. A. Efficient use of the radio spectrum, NBS Tech. Note 158 (abril de 1962).
15. BARSIS, A. P., NORTON, K. A., RICE, P. L. y ELDER, P. H. Performance predictions for single tropospheric communication links and for several links in tandem, NBS Tech., Note 102 (PB161603, *IRE Trans. PGCS*, **CS-10**, N.º 1, 2-22 (agosto de 1961) (marzo de 1962).
16. IEEE. IRE standards on electron tube: definitions of terms, 1962, *Proc. IEEE*, **51**, N.º 3, 434-442 (marzo de 1963).
17. IRE. IRE standards on methods of measuring noise in linear two-ports, 1959, *Proc. IRE*, **48**, N.º 1, 60-68 (enero de 1960).
18. NYQUIST, H. Thermal agitation of electric charge in conductors, *Phys. Rev.*, **32**, N.º 1, 110-112 (julio de 1928).
19. CRICHLAW, W. Q., SMITH, D. F., MORTON, R. N. y CORLISS, W. R. Worldwide radio noise levels expected in the frequency band 10 kc/s to 100 Mc/s, NBS Cir. 557. (En este informe, la derivación de f sólo es correcta en el caso de que T_c y T_i sean iguales a T_o) (agosto de 1955).
20. HARPER, A. E. *Rhombic antenna design.*, D. van Nostrand Co., Princeton, N.J. (1941).
21. CHRISTIANSEN, W. N. Rhombic antenna arrays, *AWA Tech. Rev. (Amal. Wireless, Australia)* **7**, N.º 4, 361-383 (1947).
22. LLEWELLYN, F. B. A rapid method of estimating the signal-to-noise ratio of a high gain receiver, *Proc. IRE*, **19**, N.º 3, 416-421 (marzo de 1931).
23. HAUS, H. A. y ADLER, R. B. Optimum Noise performance of linear amplifiers, *Proc. IRE*, **46**, N.º 8, 1517-1533 (agosto de 1958).
24. HAUS, H. A., ATKINSON, W. R., BRANCH, G. M., DAVENPORT, W. B., Jr., FONGER, W. H., HARRIS, W. A., HARRISON, S. W., MCLEOD, W. W., STODOLA, E. K. y TALPEY, T. E. Representation of noise in linear two-ports, *Proc. IRE*, **48**, N.º 1, 60-74 (enero de 1960).
25. BEATTY, R. W. Insertion loss concepts, *Proc. IEEE*, **52**, N.º 6, 663-771 (junio de 1964).
26. NORTON, K. A. Should the conventional definition of mismatch loss be abandoned? *Proc. IEEE*, **52**, N.º 6, 710 (Correspondencia) (junio de 1964).
27. SLATER, J. C. *Microwave transmission*, McGraw Hill Book Co., New York, N.Y. (véanse las págs. 252-255) (1942).
28. LAWSON, J. L. y UHLENBECK, G. E. Threshold signals, Radiation Lab. Series, **24**, 103-108, McGraw Hill Book Co., New York, N.Y. (1950).
29. C.C.I.R., Informe 322. Distribución mundial del ruido atmosférico radioeléctrico.
30. C.C.I.R., Recomendación 341. Noción de las pérdidas de transmisión en los proyectos de sistemas radioeléctricos.

31. BLAKE, L. V. Recent advancements in basic radar range calculation technique, *IRE Trans. Mil. Electr.*, **MIL-5**, N.º 2, 154-164 (abril de 1961).
32. HANSEN, R. C. Low noise antennas, *Microwave J.*, **2**, N.º 6, 19-24 (junio de 1959).
33. HOGG, D. C. y MUMFORD, W. W. The effective noise temperature of the sky, *Microwave J.*, **3**, N.º 2, 80-84.
34. DE GRASSE, R. W., HOGG, D. C., OHM, E. A. y SCOVIL, H. E. D. Ultra-low noise receiving system for satellite or space communications, *Proc. Nat. Elect. Conf.*, **15**, 370-379; Bell Telephone System, Tech. Publ., Monografía 3624 (agosto de 1960).
35. NBS Tech. News Bull. New values for the physical constants, **47**, N.º 10, 175-177 (octubre de 1963).
36. LANDON, V. D. Discussion on "The distribution of amplitude with time in fluctuation noise", by K. A. Norton, *Proc. IRE*, **30**, N.º 9, 425-429 (septiembre de 1942).
37. NORTON, K. A., RICE, P. L., JANE, H. B. y BARSIS, A. P. The rate of fading in propagation through a turbulent atmosphere, *Proc. IRE*, **43**, N.º 10, 1341-1353 (octubre de 1955).
38. CRICHLAW, W. Q., ROUBIQUE, C. J., SPAULDING, A. D. y BEERY, W. M. Determination of the amplitude-probability distribution of atmospheric radio noise from statistical moments, *J. Res. NBS*, **64D** (Radio Prop.), N.º 1, 49-56 (enero-febrero de 1960).
39. CRICHLAW, W. Q., SPAULDING, A. D., ROUBIQUE, C. J. y DISNEY, R. T. Amplitude-probability distributions for atmospheric radio noise, NBS Monografía 23 (noviembre de 1960).
40. BECKMANN, P. Amplitude-probability distribution of atmospheric radio noise, *Radio Sci. J. Res. NBS*, **68D**, N.º 6, 723-736 (junio de 1964).
41. SPAULDING, A. D., ROUBIQUE, C. J. y CRICHLAW, W. Q. Conversion of the amplitude-probability distribution function for atmospheric radio noise from one bandwidth to another, *J. Res. NBS*, **66D** (Radio Prop.), N.º 6, 713-720 (noviembre-diciembre de 1962).
42. RICE, S. O. Mathematical analysis of random noise. *Bell System Tech. J.*, **23**, 282-332 and **24**, 46-156; (1954), Selected papers on noise and stochastic processes, S262, 133-294, Dover Publications, Inc., New York 19, N.Y. (Edited by Nelson Wax) (1944, 1945).
43. RICE, S. O. Statistical properties of a sine wave plus random noise, *Bell System Tech. J.*, **27**, 109-157; Bell Telephone System, Tech. Publ., Monografía B-1522 (enero de 1948).
44. NORTON, K. A., VOGLER, L. E., MANSFIELD, W. V. y SHORT, P. J. The probability distribution of the amplitude of a constant vector plus a Rayleigh-distributed vector, *Proc. IRE*, **43**, N.º 10, 1354-1361 (octubre de 1955).
45. RICE, S. O. Distribution of the duration of fades in radio transmission, *Bell System Tech. J.*, **37**, 581-635; Bell Telephone System, Tech. Publ., Monografía 3051 (mayo de 1958).
46. MONTGOMERY, G. F. Comparison of amplitude and angle modulation for narrow-band communication of binary-coded messages in fluctuation noise, *Proc. IRE*, **42**, N.º 2, 447-454 (febrero de 1954).
47. WATT, A. D., COON, R. M., MAXWELL, E. L. y PLUSH, R. W. Performance of some radio systems in the presence of thermal and atmospheric noise, *Proc. IRE*, **46**, N.º 12, 1914-1923 (diciembre de 1958).
48. BARROW, B. B. Error probabilities for data transmission over fading radio paths, Rept. TM-26; SHAPE Air Defense Tech. Centre, Den Haag, Países Bajos (1962).
49. SPAULDING, A. D. Determination of error rates for narrow-band communication of binary-coded messages in atmospheric radio noise, *Proc. IEEE*, **52**, N.º 2, 220-221 (Correspondencia) (febrero de 1964).
50. CONDA, A. M. The effect of atmospheric noise on the probability of error for an NCFSK system. (Presentado a *IEEE Trans. on Com. Systems*) (1965).
51. SIDDIQUI, M. M. y WEISS, G. H. Families of distributions for hourly median power and instantaneous power of received radio signals, *J. Res. NBS* **67D** (Radio Prop.), N.º 6, 753-762 (noviembre-diciembre de 1963).
52. ENGLEBRECHT, R. S. Noise factors and fallacies, Intern. Solid State Circuits Conf. Digest of Tech. Papers, Sect. X (1964).
53. BALAZS, Nandor L. Thermal fluctuations in conductors, *Phys. Rev.*, **105**, N.º 3, 896-899 (febrero de 1957).
54. HAUS, H. A. y ADLER, R. B. An extension of the noise figure definition, *Proc. IRE*, **45**, N.º 5, 690-691 (mayo de 1957).
55. SIEGMAN, A. E. Thermal noise in microwave systems, *Microwave J.*, **4**, N.ºs 3, 81-90; 4, 66-73 y 5, 93-104 (marzo, abril, mayo de 1961).
56. SIDDIQUI, M. M. Some statistical theory for the analysis of radio propagation data, *J. Res. NBS* **66D** (Radio Prop.), N.º 5, 571-580 (septiembre-octubre de 1962).

ANEXO 1

RELACIONES Y DERIVACIONES ADICIONALES*

1. Factor propio de ruido de un cuadripolo lineal pasivo

La ganancia *disponible*, g_{nv} , de un cuadripolo lineal pasivo para una onda entretenida de frecuencia ν se define como la relación entre la potencia p_{dv} de la señal en ondas entretenidas, disponible en los terminales de salida del cuadripolo, y la potencia p_{gv} de la señal en ondas entretenidas, disponible en los terminales de salida del generador de señales.

$$g_{nv} = p_{dv}/p_{gv} \quad (a)$$

Procediendo a la inversa, puede darse la siguiente expresión del factor de pérdida disponible, l_{nv} , de un cuadripolo lineal:

$$l_{nv} = p_{gv}/p_{dv} \quad (b)$$

Debe tenerse en cuenta que g_{nv} y l_{nv} contienen un coeficiente de pérdidas por reflexión l_{mv} , que depende de la impedancia de salida del generador de señales y de la impedancia de entrada del cuadripolo, esto es, tanto de la impedancia del generador como de las características del cuadripolo.

El factor propio de ruido f_{nv} de un cuadripolo lineal se define aquí, de acuerdo con Friis [5], como el cociente entre la relación señal en ondas entretenidas disponible/potencia de ruido de referencia, o sea p_{gv}/kT_0dv , en los terminales del generador de señales, y la relación señal en ondas entretenidas disponible/potencia de ruido, o sea, p_{dv}/dn_0 , en sus terminales de salida, estando la impedancia de salida del generador de señales a la temperatura de referencia T_0 :

$$\left. \begin{aligned} f_{nv} &= [p_{gv}/kT_0dv]/[p_{dv}/dn_0] \\ f_{nv} &= dn_0l_{nv}/kT_0dv \\ &= dn_0/(g_{nv}kT_0dv) \end{aligned} \right\} (f_{nv} \geq 1) \quad (c)$$

La potencia de ruido de referencia kT_0dv en (c) es simplemente la potencia de ruido de Johnson disponible en una banda infinitesimal dv en los terminales de una resistencia a la temperatura absoluta de referencia T_0 . El factor propio de ruido no puede medirse directamente puesto que se necesitaría un filtro con una banda de paso infinitamente estrecha que sólo aceptase potencia en la banda dv , pero, como el factor propio de ruido de un cuadripolo lineal pasivo no suele depender mucho de la frecuencia, su valor puede determinarse de manera aproximada con un filtro razonablemente estrecho.

Hay que advertir que el factor propio de ruido f_{nv} depende de la impedancia del generador de señales y de las características del cuadripolo, puesto que la ganancia g_{nv} de éste depende del coeficiente de pérdidas por reflexión entre la impedancia del generador de señales y la impedancia de entrada del cuadripolo. *Por lo tanto, la indicación del factor propio de ruido no basta para describir el comportamiento de un cuadripolo en lo que respecta al ruido, sin especificar asimismo la impedancia del generador de señales utilizado para determinar dicho factor.* El factor de ruido de funcionamiento tiene en cuenta automáticamente la impedancia del generador de señales que, en este caso, es la impedancia de la antena, en tanto que parte integrante del sistema receptor, y proporciona en consecuencia una descripción completa de las características de ruido de un sistema receptor.

Estas definiciones se utilizarán ahora para establecer la expresión del factor propio de ruido del cuadripolo simple representado en la Fig. 1, que se caracteriza por una pérdida l_{nv} provocada por su resistencia R_{nv} a una temperatura absoluta ambiente T_n . Supongamos que la resistencia R_{gv} del generador de señales se encuentra a la temperatura T_0 . La potencia disponible de la señal producida por el generador de señales en los terminales de entrada del cuadripolo se expresa, en función de su tensión eficaz en circuito abierto, v_g , por $p_{gv} = v_g^2/4R_{gv}$ y la potencia disponible

* Para las referencias bibliográficas, véase el Informe.

de la señal en los terminales de salida del cuadripolo viene dada por $p_{dv} = v_g^2/[4(R_{gv} + R_{nv})]$. Por lo tanto, aplicando (b) se obtiene:

$$l_{nv} = p_{gv}/p_{dv} = (R_{gv} + R_{nv})/R_{gv} \quad (d)$$

La potencia de ruido disponible a la salida del cuadripolo de la Fig. 1 viene dada por la media ponderada de los ruidos de Johnson provenientes de las resistencias R_{gv} y R_{nv} a las temperaturas T_0 y T_n :

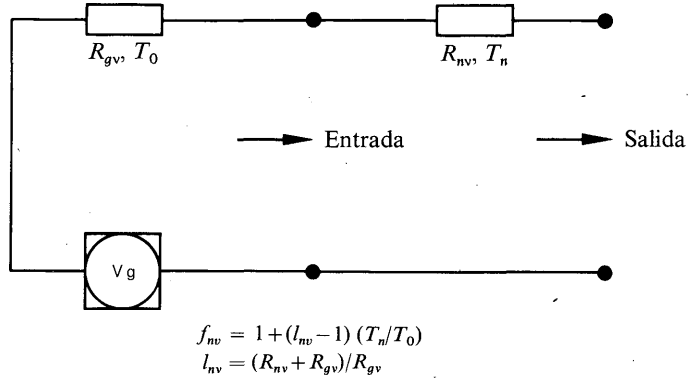


FIGURA 1

$$\begin{aligned} dn_0 &= kdv \frac{RgvT_0 + R_{nv}T_n}{Rgv + R_{nv}} \\ &= (kdv/l_{nv})[T_0 + T_n(l_{nv} - 1)] \end{aligned} \quad (e)$$

Si se sustituye esta expresión en (c), se obtiene:

$$f_{nv} = 1 + (l_{nv} - 1)(T_n/T_0) \quad (f)$$

Estableceremos ahora la fórmula (f) de otra manera para demostrar que se aplica de un modo general a todo cuadripolo pasivo que tenga una pérdida l_{nv} a la temperatura ambiente T_n , es decir, a un cuadripolo con impedancias de entrada y de salida arbitrarias. La potencia de ruido dn_0 disponible a la salida de un cuadripolo lineal pasivo puede expresarse mediante la suma de dos términos:

$$dn_0 = kdvT_n + kdv(T_0 - T_n)/l_{nv} \quad (g)$$

El primer término representa la potencia de ruido de Johnson disponible a la salida del cuadripolo cuando la resistencia interna de la fuente está también a la temperatura ambiente T_n , mientras que el segundo término representa una corrección necesaria, dado que la temperatura T_0 de la resistencia de la fuente es superior o inferior a la temperatura del cuadripolo. Supongamos, por ejemplo, que $T_0 > T_n$. El segundo término de (g) representará entonces el excedente de potencia de ruido $kdv(T_0 - T_n)$ disponible a la entrada, menos el factor l_{nv} que corresponde al paso por el cuadripolo. Si se sustituye dn_0 dado en (g) en la definición del factor propio de ruido (c), vuelve a obtenerse la expresión (f).

Hay que señalar que el factor propio de ruido de un cuadripolo pasivo cuya temperatura ambiente sea igual a la temperatura de referencia T_0 , es simplemente igual a su factor de pérdida, esto es cuando $T_n = T_0$, se deduce de la expresión (f) que $f_{nv} = l_{nv}$.

2. Factor de ruido y anchura de banda equivalente de ruido de un receptor radioeléctrico

El factor de ruido de un receptor radioeléctrico se mide conectando a su entrada un generador de señales de impedancia de salida determinada; se considera aquí que esta impedancia de salida es igual a la impedancia del sistema receptor de que se trata.

Para una onda entretenida de frecuencia ν , la ganancia del receptor se define como la relación entre la potencia total de señal, p_{dv} , disponible en la carga de la parte lineal del sistema receptor, y la potencia de la onda entretenida, p_{gv} , proporcionada por el generador:

$$g_{rv} = p_{dv}/p_{gv} \quad (h)$$

La anchura de banda de ruido equivalente, b_r , y el factor de respuesta parásita, h_r , del receptor pueden definirse mediante:

$$b_r \equiv \frac{1}{g_r} \int_{\nu_c}^{\nu_d} g_{rv} d\nu \equiv \frac{1}{h_r g_r} \int_0^{\infty} g_{rv} d\nu \quad (i)$$

expresión en la cual, lo mismo que para el sistema receptor completo, ν_c y ν_d , se eligen de manera que sólo incluyan la respuesta principal del receptor, y g_r es el valor máximo de g_{rv} .

Se define el factor de ruido f_r de un receptor radioeléctrico como el cociente entre la relación señal en ondas entretenidas/potencia de ruido de referencia, o sea $p_{g0}/kT_0 b_r$, disponible en los terminales del generador de señales, y la relación correspondiente señal total/potencia de ruido, o sea, p_{d0}/n_d , disponible en la carga de la parte lineal del receptor, cuando la señal en ondas entretenidas se sintoniza en la respuesta máxima de la característica de banda de paso del receptor, y la impedancia de salida del generador de señales está a la temperatura de referencia T_0 :

$$f_r \equiv [p_{g0}/kT_0 b_r]/[p_{d0}/n_d] \quad (f_r \geq h_r) \quad (j)$$

Reemplazando en la expresión (j) p_{d0}/p_{g0} por la ganancia máxima g_r , y b_r por la expresión (i), se obtiene una segunda expresión del factor de ruido de un receptor, a saber:

$$f_r = n_d/g_r kT_0 b_r = n_d/[kT_0 \int_{\nu_c}^{\nu_d} g_{rv} d\nu] \quad (k)$$

Hay que advertir que las componentes de la potencia de ruido n_d disponible en la carga pueden originarse en la impedancia de salida del generador de señales a la temperatura de referencia T_0 y llegar a la carga no solamente por la banda de respuesta principal, sino también por las bandas de respuesta parásita; si fueran éstas las únicas fuentes de la potencia del ruido disponible en la carga, f_r sería igual a h_r . No obstante, como en los circuitos de amplificación del receptor se originan otros ruidos, parte de los cuales llegarán a la carga, f_r será siempre mayor que h_r .

Puesto que la ganancia del receptor depende del grado de falta de adaptación entre la impedancia de salida del generador de señales y la impedancia de entrada del receptor, es inevitable cierta ambigüedad en la especificación del factor de ruido a menos que se indique la impedancia de salida del generador de señales empleado para medir este factor de ruido. Si el generador está a una temperatura T_g más bien que a T_0 en el momento en que se mide n_d para determinar el factor de ruido, conviene agregar el término corrector $[1 - (T_g/T_0)]h_r$ al factor de ruido así medido.

La anchura de banda y el factor de ruido de un receptor radioeléctrico pueden medirse de un modo totalmente análogo al descrito en el § 5 del Informe pero sin tener que calcular en ese caso los valores de l_{rcv} .

3. Factor de ruido de funcionamiento a la salida de cuádrupolos en tándem

Podemos estudiar ahora el factor de ruido de funcionamiento f_{op} de la parte lineal del sistema receptor ilustrado en la Fig. 2 utilizando las definiciones y convenciones ya expuestas. Sea T_c la temperatura ambiente absoluta de la resistencia del circuito de antena, excluida su resistencia de radiación; para determinar el factor propio de ruido de esta parte del circuito de antena se puede utilizar la expresión (f):

$$f_{cv} = 1 + (l_{rcv} - 1)(T_c/T_0) \quad (l)$$

Del mismo modo, el factor propio de ruido del cuádrupolo que representa la línea de transmisión, a la temperatura ambiente absoluta T_t y, con el coeficiente de pérdidas disponible l_{rtv} , viene dado por:

$$f_{tv} = 1 + (l_{rtv} - 1)(T_t/T_0) \quad (m)$$

En las definiciones del presente documento se han hecho intervenir las potencias disponibles de la señal y del ruido más bien que las potencias en condiciones de adaptación, porque el hecho de que haya una falta de adaptación en los circuitos de entrada del amplificador entraña frecuentemente una disminución del factor de funcionamiento en los sistemas que poseen tales amplificadores [22, 23 y 24]. Además, a veces puede ser ventajoso emplear una adaptación sin reflexión en un extremo de una línea de transmisión de gran longitud, en cuyo caso la potencia disponible y la potencia suministrada diferirán en cierta medida [25, 26].

Friis [10] da una expresión del factor propio de ruido de dos cuadripolos en tándem. Aplicaremos esta expresión al caso de los cuadripolos (c) y (t) de la Fig. 2:

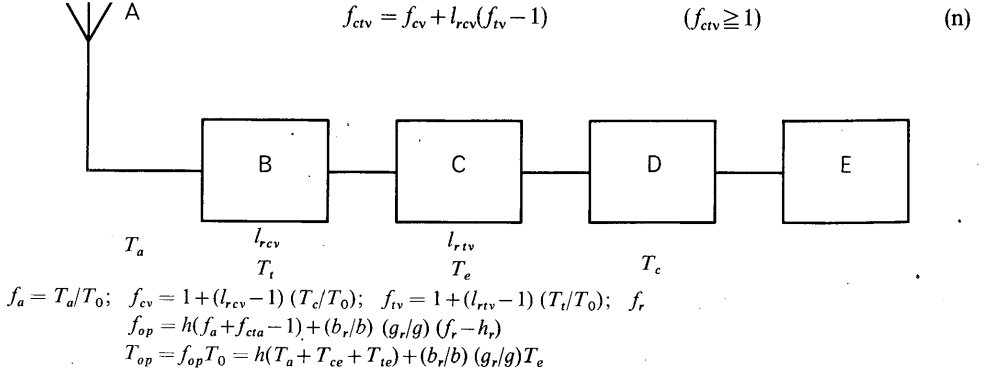


FIGURA 2

Parte lineal de un sistema receptor

A: Antena sin pérdidas con ruido externo disponible, $kT_a b$;

B: Circuito de antena;

C: Línea de transmisión;

D: Receptor;

E: Salida antes de la detección.

Conviene representar por la expresión $kT_{av}dv$ la potencia de ruido de origen externo en la banda dv disponible en los terminales de la antena receptora sin pérdidas, siendo T_{av} la temperatura de ruido de la resistencia de radiación de la antena receptora en la frecuencia v . El concepto y el método de cálculo de una temperatura equivalente T_{av} de la antena receptora han sido definidos por Slater [27], así como por Lawson y Uhlenbeck [28]. Crichlow [19] y el C.C.I.R. [29, 30] han indicado valores representativos de T_{av} para las frecuencias $v < 10^8$, mientras que Blake [31] los ha indicado para frecuencias de la gama $10^8 < v < 10^{10}$. Otras referencias útiles acerca de T_{av} pueden encontrarse en el número de enero de 1958 de los Proc. I.R.E., consagrado a la radioastronomía, y en las memorias de Hansen [32], Hogg y Mumford [33]. La potencia de ruido, n_d suministrada a la salida del sistema receptor completo puede representarse como la suma de tres términos, reemplazándose el generador de señales a la temperatura de referencia T_0 por la antena a la temperatura T_{av} :

$$n_d = k \int_0^\infty T_{av} g_{0v} dv + kT_0 \int_0^\infty (f_{ctv} - 1) g_{0v} dv + kT_0 b_r g_r (f_r - h_r) \quad (p)$$

Definiéndose la ganancia del receptor g_{rv} como la relación entre las potencias en ondas entretenidas respectivamente disponibles a la salida y a la entrada del receptor, se llega a:

$$g_{0v} = g_{rv} / (l_{rcv} l_{rtv})$$

Definiremos ahora una temperatura de ruido equivalente media ponderada de la antena, T_a , y un factor de ruido medio ponderado, f_{aa} :

$$T_a \equiv \frac{\int_0^\infty T_{av} g_{0v} dv}{\int_0^\infty g_{0v} dv} \equiv f_a T_0 \quad (q)$$

Se observará que f_a es el factor de ruido equivalente de la antena para el que se dan previsiones en el Informe 322.

$$f_{cta} \equiv \int_0^\infty f_{ctv} g_{0v} dv / \int_0^\infty g_{0v} dv \quad (r)$$

Podemos expresar pues (p) del siguiente modo:

$$n_d = kT_0 f_a b h g_0 + kT_0 (f_{cta} - 1) b h g_0 + kT_0 b_r g_r (f_r - h_r) \quad (s)$$

Cuando se sustituye esta expresión (s) en la ecuación básica (18), se obtiene la siguiente fórmula general del factor de ruido de funcionamiento f_{op} :

$$f_{op} = h(f_a + f_{cta} - 1) + (b_r/b)(g_r/g_0)(f_r - h_r) \quad (t)$$

Definamos ahora la temperatura de ruido equivalente a la entrada del receptor, T_e , mediante:

$$T_e \equiv (f_r - h_r)T_0 \quad (u)$$

la temperatura de ruido equivalente del circuito de antena mediante T_{ce} , y la temperatura de ruido equivalente de la línea de transmisión T_{te} mediante las relaciones:

$$T_{ce} \equiv T_c \int_0^\infty (l_{rcv} - 1) g_{0v} dv / \int_0^\infty g_{0v} dv \quad (v)$$

$$T_{te} \equiv T_t \int_0^\infty l_{rev}(l_{rv} - 1) g_{0v} dv / \int_0^\infty g_{0v} dv \quad (w)$$

Aplicando las definiciones que preceden junto con la definición (19), se obtiene la siguiente fórmula general para la temperatura de ruido de funcionamiento T_{op} :

$$T_{op} = h(T_a + T_{ce} + T_{te}) + (b_r/b)(g_r/g_0)T_e \quad (x)$$

De la expresión (x) se desprende que la temperatura de ruido de funcionamiento T_{op} depende no sólo de las temperaturas equivalentes T_a y T_e sino también de las pérdidas de las faltas de adaptación y de las respuestas parásitas del sistema receptor. Por lo tanto, T_{op} sólo puede asimilarse a una temperatura real por el hecho de que posee las dimensiones de una temperatura. Esto proviene de que el factor de ruido de funcionamiento f_{op} es un factor positivo sin dimensión, mucho mayor que la unidad en los sistemas receptores corrientes, pero que puede ser muy inferior a la unidad en los sistemas receptores de microondas, que utilizan antenas receptoras de poco nivel de ruido y máseres. De hecho, se han construido sistemas receptores con factores de ruido de funcionamiento f_{op} muy inferiores a la unidad, hasta el punto de que $T_{op} < T_0$ y F_{op} es negativo; por ejemplo, De Grasse y sus colaboradores [34] han señalado un valor de $T_{op} = 18^\circ \text{K}$ lo que corresponde a $F_{op} = -12 \text{ dB}$.

En la mayoría de las aplicaciones basta con admitir que $T_c \approx T_0$, $T_t \approx T_0$, $f_{cta} \approx l_{rc0} l_{rt0}$, y que $g_r \approx g_0 l_{rc0} l_{rt0}$; con estas aproximaciones (t) puede expresarse de la siguiente manera:

$$f_{op} \approx h(f_a - 1) + l_{rc0} l_{rt0} [h + (b_r/b)(f_r - h_r)] \quad (y)$$

Suponiendo, además, que $b_r \approx b$ y que $h \approx h_r \approx 1$, el factor de ruido de funcionamiento puede expresarse de manera aproximada por:

$$f_{op} \approx f_a - 1 + l_{rc0} l_{rt0} f_r \quad (z)$$

Esta fórmula es la que figura en el Informe 322.

En toda esta sección, se sobreentiende que los factores tales como f_{cv} , f_{tv} , l_{rcv} y l_{rtv} , se han determinado con un generador de señales cuya impedancia es la misma que la del sistema receptor real. Debe tenerse en cuenta que la fórmula de Friis para los cuadripolos en tándem puede aplicarse cualquiera que sea la importancia del desequilibrio entre la impedancia de salida de uno de los cuadripolos y la impedancia de entrada del cuadripolo siguiente. Evidentemente, los valores de atenuación de equilibrado influyen en los valores de los factores propios de ruido y, en consecuencia, en el factor de ruido de funcionamiento.

Pueden utilizarse las ecuaciones (t) y (x) para calcular los valores de f_{op} y, por consiguiente, de T_{op} en función de los valores medidos separadamente de T_a , T_c , T_t , l_{rcv} , l_{rtv} , h , f_r y h_r ; se recomienda especialmente este método en sustitución de la medida directa de f_{op} , cuando f_{op} varía en función del tiempo o de la orientación de la antena.

ANEXO II

LISTA DE SÍMBOLOS

$P_{mr}(g)$	Umbral de funcionamiento de un sistema receptor, expresado en vatios. Potencia mediana de la señal deseada con interferencia de fase, disponible en los terminales de una antena receptora equivalente sin pérdidas, necesaria para asegurar una calidad determinada de recepción g , en presencia de ruido, pero en ausencia de cualquier otra señal no deseada.
$P_{mr}(g)$	Umbral de funcionamiento de un sistema receptor, expresado en decibelios por encima de un vatio: $P_{mr}(g) \equiv 10 \log_{10} p_{mr}(g)$.
$P_{mrc}(g)$	Umbral de funcionamiento de un sistema receptor, expresado en vatios de potencia de la señal de la onda portadora. Potencia mediana de la onda portadora deseada con interferencia de fase, disponible en los terminales de una antena receptora equivalente sin pérdidas, necesaria para asegurar una calidad determinada de servicio g , en presencia de ruido, pero en ausencia de cualquier otra señal no deseada.
$P_{mrc}(g)$	Umbral de funcionamiento de un sistema receptor, expresado en decibelios por encima de un vatio: $P_{mrc}(g) \equiv 10 \log_{10} p_{mrc}(g)$.
g	Calidad de recepción.
$f_{op} = (T_{op}/T_0)$	El factor de ruido de funcionamiento de un sistema receptor es el cociente entre la relación señal en ondas entretenidas/potencia de ruido de referencia p_{ao}/kT_0b disponible en los terminales de la antena receptora equivalente sin pérdidas, y la relación correspondiente señal/potencia de ruido p_{do}/n_d disponible en los terminales de la carga del sistema receptor, cuando la señal de ondas entretenidas se sintoniza en la respuesta máxima de la característica de banda de paso del sistema receptor, y con la antena receptora en su medio ambiente de funcionamiento.
F_{op} o F_m	Factor de ruido de funcionamiento (o valor mediano del factor de ruido de funcionamiento) de un sistema receptor, expresado en decibelios.
$f_a \equiv (T_a/T_0)$	Factor de ruido equivalente de la antena receptora.
f_{nv}	Factor de ruido propio de un dipolo en la frecuencia radioeléctrica v .
f_r	Factor de ruido de un receptor, siendo la impedancia del generador igual a la del sistema receptor real, pero a una temperatura T_0 .
f_{cv}	Factor de ruido propio del circuito de la antena receptora.
f_{tv}	Factor de ruido propio de la línea de transmisión, siendo la impedancia del generador igual a la del sistema receptor real, pero a una temperatura T_0 .
f_{ctv}	Factor de ruido propio del circuito de la antena receptora y de la línea de transmisión conectadas en tándem.
f_{eta}	Valor medio ponderado del factor de ruido del circuito de antena y de la línea de transmisión conectados en tándem.
T_0	Valor de T_0 para el cual $10 \log_{10}(kT_0) = 204,00$; $T_0 = 288,37^\circ \text{K} = 15,21^\circ \text{C} = 59,38^\circ \text{F}$.
T_{av}	Temperatura de ruido de la antena receptora equivalente sin pérdidas, expresada en grados Kelvin, en la frecuencia v .
T_a	Temperatura de ruido equivalente de la antena, expresada en grados Kelvin, para un sistema receptor particular con una anchura de banda equivalente de ruido b y un factor de respuesta parásita h .

$T_{op} \equiv f_{op} T_0$	Temperatura de ruido de funcionamiento, expresada en grados Kelvin, para un sistema receptor particular, en presencia de un nivel determinado de ruido exterior.
$T_e \equiv (f_r - h_r) T_0$	Temperatura de ruido equivalente a la entrada de un receptor con un factor de ruido f_r y un factor de respuesta parásita h_r .
T_c	Temperatura ambiente del circuito de la antena receptora expresada en grados Kelvin.
T_{ce}	Temperatura ambiente equivalente de ruido del circuito de antena, expresada en grados Kelvin.
T_t	Temperatura ambiente de la línea de transmisión, expresada en grados Kelvin.
T_{te}	Temperatura ambiente equivalente de la línea de transmisión, expresada en grados Kelvin.
T_g	Temperatura ambiente de la impedancia de salida del generador de señales, expresada en grados Kelvin.
T_i	Periodo breve, por ejemplo, una hora o menos, de suficiente duración para que en la señal recibida haya desvanecimientos comparables a los desvanecimientos por interferencia de fase previstos a lo largo del trayecto de propagación, pero lo suficientemente corto para eliminar prácticamente el desvanecimiento de potencia a largo plazo.
T	Periodo suficientemente largo para incluir muestras representativas del desvanecimiento por interferencia de fase y de los niveles y características del ruido de origen externo; este periodo debería ser representativo del bloque de tiempo durante el cual se ha previsto que se asegurará servicio, por ejemplo: horario normal de trabajo, de las 0800 a las 1700, todas las horas del año, etc.
p_i	Potencia instantánea en vatios; valor medio calculado en un periodo de la frecuencia radioeléctrica para eliminar las pulsaciones de la potencia recibida engendradas por el factor $\cos^2(\omega t)$; las variaciones de p_i provienen tanto de la interferencia de fase como de las variaciones a largo plazo de las pérdidas de transmisión.
p_m	Valor mediano únicamente de las variaciones de la potencia instantánea asociadas a la interferencia de fase; p_m es una variable aleatoria con una distribución en el tiempo aproximadamente logarítmica normal.
p_{iv}	Potencia (en vatios) suministrada a la carga de la antena receptora en la frecuencia v .
p_a	Potencia (en vatios) de la señal deseada disponible en los terminales de una antena receptora equivalente sin pérdidas.
p_{av}	Potencia (en vatios) de la señal disponible en los terminales de una antena receptora equivalente sin pérdidas, en la frecuencia v .
dp_{av}/dv	Densidad de potencia de la señal deseada, en julios (vatios por Hz), disponible en los terminales de una antena receptora equivalente sin pérdidas.
p'_a	Potencia (en vatios) de la señal deseada disponible en los terminales de la antena receptora real.
p'_{av}	Potencia (en vatios) de la señal en la frecuencia v , disponible en los terminales de la antena receptora real.

dp'_{av}/dv	Densidad de potencia de la señal deseada, en julios (vatios por Hz), disponible en los terminales de la antena receptora real.
p_{dv}	Potencia (en vatios) de la señal, disponible en la carga de la parte lineal del sistema receptor, correspondiente a una frecuencia de entrada v .
p_{d0}	Potencia (en vatios) de la señal, disponible en los terminales de la carga de la parte lineal del sistema receptor cuando se sintoniza una fuente de ondas entretenidas en la frecuencia de respuesta máxima del sistema receptor.
$p_{dg} + n_{dg}$	Potencia de ruido (en vatios), disponible en la carga de la parte lineal del receptor, cuando se conecta a la entrada un generador de ruido, con una densidad de potencia de ruido p_g y de temperatura ambiente T_g .
p_{gv}	Potencia (en vatios) de la señal, disponible en los terminales de un generador en la frecuencia v .
p_{g0}	Potencia (en vatios) de la señal, disponible en los terminales de un generador sintonizado en la frecuencia de respuesta máxima del sistema receptor.
p_{a0}	Potencia (en vatios) de la señal procedente de una antena receptora equivalente sin pérdidas, disponible cuando el generador de señales tiene la potencia disponible p_{g0} .
p_g	Densidad de potencia de ruido en julios (vatios por Hz), disponible, engendrada por un generador de ruido cuya potencia de salida está distribuida uniformemente en una amplia gama de frecuencias.
p_t	Potencia (en vatios) de la señal radiada por la antena transmisora.
p'_t	Potencia (en vatios) de la señal suministrada a la antena transmisora.
p''_t	Potencia (en vatios) de la señal suministrada por el transmisor a la línea de transmisión asociada a la antena transmisora.
p''_{tr}	Potencia (en vatios) de la señal del transmisor necesaria para obtener una relación señal/ruido de salida determinada r .
r	Relación señal deseada disponible/ruido, a la salida de la parte lineal del sistema receptor.
$r_0(g)$	Valor mediano de r necesario para que el sistema considerado asegure una calidad de servicio especificada g ; $r_0(g) = r_i(g)(g_s/g_0)$.
$r_i(g) \equiv \frac{p_{mr}(g)}{f_{op}kT_0b}$	Relación entre la potencia mediana de la señal deseada p_m y la potencia de ruido de funcionamiento necesaria en los terminales de la antena receptora equivalente sin pérdidas para asegurar la calidad de servicio especificada en ausencia de cualquier otra fuente de perturbaciones.
$R_{rc}(g)$	Valor mediano de la relación onda portadora deseada/ruido a la salida de la parte lineal del sistema receptor, necesario para asegurar la calidad de servicio g ; puede expresarse también por $R_{rc}(g) \equiv 10 \log_{10}[p_{mr}(g)/f_{op}kT_0b]$ presentando así el mismo valor a la entrada.
n_d	Potencia de ruido (en vatios) disponible a la salida del paso de predetección del sistema receptor.
n_{dg}	Potencia de ruido (en vatios) disponible a la salida del paso de predetección de la parte lineal del sistema receptor, cuando se reemplaza la antena por un generador patrón, cuya impedancia se halla a la temperatura T_g .
dn_0/dv	Densidad de potencia de ruido, en julios (vatios por Hz), disponible a la salida de un cuadripolo lineal.

g_{0v}	Ganancia de funcionamiento de un sistema receptor; relación entre la potencia total de la señal disponible a la salida de la parte lineal del sistema receptor y la potencia disponible en la frecuencia v en los terminales de la antena receptora equivalente sin pérdidas.
v	Frecuencia radioeléctrica (en Hz).
v_0	Frecuencia en la que el sistema receptor presenta su respuesta máxima, esto es, en la que g_{0v} tiene su valor máximo.
v_{os}	Frecuencia del oscilador local (en Hz).
g_0	Valor máximo de g_{0v} en la banda de paso del sistema receptor, esto es, valor de g_{0v} para $v = v_0$.
g_s	Ganancia para la señal deseada de un sistema receptor; relación entre la potencia total de la señal suministrada a la carga y la potencia de la señal deseada disponible en los terminales de la antena receptora equivalente sin pérdidas.
g_{nv}, g_{rv}	Ganancia disponible de un cuadripolo (o de un receptor) en la frecuencia v ; relación entre la potencia total de la señal disponible a la salida de un cuadripolo y la potencia disponible a su entrada en la frecuencia v .
g_n, g_r	Valor máximo de g_{nv} (o g_{rv}).
l_{nv}	Factor de pérdida disponible de un cuadripolo en la frecuencia v ; relación entre la potencia disponible a su entrada en la frecuencia v y la potencia total de la señal disponible a la salida.
l_{rcv}	Factor de pérdida disponible del circuito de la antena receptora en la frecuencia v .
l_{rc}	Factor de pérdida equivalente disponible para el circuito de la antena receptora.
l_{rv}	Factor de pérdida disponible para la línea de transmisión del receptor en la frecuencia v .
$l_{tc} \equiv p'_i/p_t$	Relación entre la potencia suministrada por el transmisor a la línea de transmisión y la potencia total radiada por la antena transmisora para $v_l < v < v_m$.
v_v	Tensión eficaz en circuito abierto en los terminales de la antena receptora equivalente sin pérdidas.
v'_v	Tensión eficaz en circuito abierto en los terminales de la antena receptora en su medio ambiente real.
$Z_{gv} = R_{gv} + iX_{gv}$	Impedancia de salida del generador de señales (en ohmios).
$Z_v = R_v + iX_v$	Impedancia de la antena receptora equivalente sin pérdidas (en ohmios).
$Z'_v = R'_v + iX'_v$	Impedancia de la antena receptora con pérdidas en su medio ambiente real.
$Z_{lv} = R_{lv} + iX_{lv}$	Impedancia de entrada del sistema receptor en los terminales de la antena receptora.
R_{rv}	Resistencia de radiación de la antena en la frecuencia v (en ohmios).
$l_{nav} = Z'_v + Z_{lv} ^2 / 4R'_vR_{lv}$	Coefficiente de pérdidas por reflexión, en la frecuencia v , entre la antena receptora y la entrada del sistema receptor.
$l_{mgv} = Z_{gv} + Z_{lv} ^2 / 4R_{gv}R_{lv}$	Coefficiente de pérdidas por reflexión, en la frecuencia v , entre el generador de señales y la entrada del sistema receptor.
b, b_r	Anchura de banda equivalente de ruido de la parte lineal del sistema receptor (o del receptor), en Hz.

b_i	Anchura de banda de ruido impulsivo de la parte lineal del sistema receptor, en Hz.
h, h_r	Factor de respuesta parásita del sistema receptor (o del receptor). h representa también la constante de Planck.
k	Constante de Boltzmann.
$f_{op}kT_0b = kT_{op}b$	Potencia de ruido de funcionamiento disponible en los terminales de la antena receptora equivalente sin pérdidas; potencia ficticia que no puede medirse directamente en ese punto.
$204.00 = -10 \log_{10} (kT_0)$	Densidad de potencia de ruido de Johnson (en dB por debajo de un julio) (1 W por Hz) disponible a partir de una resistencia a la temperatura de referencia T_0 .
$L_s \equiv 10 \log_{10}(p'_i/p'_a)$	Pérdida del sistema entre las antenas reales transmisora y receptora utilizadas en el trayecto de propagación.
$L_m \equiv 10 \log_{10} (p_i/p_a)$ $= L_b - G_p$	Valor mediano de la pérdida de transmisión por interferencia de fase a lo largo del trayecto de propagación entre antenas sin pérdidas, pero equivalentes a las antenas reales transmisora y receptora.
L_{bm}	Valor mediano de la pérdida básica de transmisión por interferencia de fase; valor mediano de las pérdidas de transmisión o de las pérdidas del sistema por interferencia de fase en el trayecto de propagación cuando se reemplazan las antenas reales por antenas ficticias ubicadas en el mismo punto que, para todas las direcciones importantes de propagación: — son isótropas, de modo que la ganancia de directividad es igual a cero dB en todas las direcciones; — no presentan pérdidas en el circuito de antena; — no presentan pérdidas de acoplamiento de polarización; — poseen una respuesta isótropa de fase.
$G_p \equiv L_{bm} - L_m$	Ganancia de la antena para el trayecto.
APD	Distribución de probabilidad de amplitud.
DPD	Distribución de probabilidad de duración.
Δ	Nivel, por encima de su valor eficaz, de la tensión de envolvente de un ruido o de una señal con desvanecimiento (en dB).
$q(\Delta)$	Probabilidad de que $\Delta > \Delta(q)$.
V_d	Relación (en dB) entre el valor eficaz de la tensión de la envolvente del ruido y su valor medio.
V_{dm}	Valor mediano de V_d para un sistema receptor con una anchura de banda equivalente de ruido $b = 200$ Hz; en el Informe 322 figuran previsiones de V_{dm} .
b_m	Valor máximo de b para el que son válidas las previsiones de la distribución de probabilidad de amplitud indicadas en el Informe 322; $b_m \approx 10$ Hz.
τ_i	Intervalo de tiempo (en segundos) comprendido entre dos impulsos sucesivos de ruido en el circuito de la antena receptora.
τ_r	Tiempo de establecimiento de un impulso de ruido sin superposición en el circuito de la antena receptora.
$p(\Delta)$	Densidad de probabilidad de la envolvente en el nivel Δ .
$n(\Delta)$	Número de pasajes previstos por el nivel Δ de la tensión de envolvente de ruido o de la tensión de envolvente de la señal.
$\iota(\Delta)$	Intervalo durante el cual la tensión de envolvente rebasa el nivel Δ para un impulso determinado.

UTILIZACIÓN EFICAZ DEL ESPECTRO RADIOELÉCTRICO

(Resolución 1-1)

(1966)

1. Introduction

Tomando como base el Cuadro de distribución de bandas de frecuencias del Reglamento de Radiocomunicaciones, quizá fuera posible establecer prioridades para el uso de cada porción del espectro por los diferentes servicios de radiocomunicación**. Se podría entonces mejorar la eficacia en la utilización del espectro atendiendo sucesivamente, por orden de prioridad, el número máximo de necesidades en telecomunicaciones dentro de cada categoría de servicio, en condiciones tales que la recepción de cada señal deseada no esté sujeta a interferencia perjudicial. Un servicio satisfactorio implica una calidad de servicio dada durante un porcentaje de tiempo dado, durante el horario asignado y en la banda de frecuencias asignada. Por interferencia perjudicial se entiende una zona de interferencia o una probabilidad de interferencia no despreciable. El presente Informe tiene por objeto analizar conceptos generales de este tipo, que lleven a métodos susceptibles de describir y mejorar la eficacia en la utilización del espectro.

Para poder elegir el modelo que conviene utilizar en una descripción de los efectos de los desvanecimientos en las aplicaciones en que intervenga la propagación ionosférica o la troposférica, hay que conocer *a priori* los mecanismos de propagación implicados. En el Informe 415 se hace una descripción sucinta de las características importantes y de las diferencias que existen entre algunos modelos de desvanecimiento por interferencia de fase. La mayoría de los cálculos que figuran en las referencias bibliográficas sólo dan las distribuciones estimadas de los valores eficaces de la tensión radioeléctrica instantánea.

Los desvanecimientos suficientemente rápidos para producir una modulación de amplitud, de fase o de frecuencia apreciable, una dispersión o una distorsión dentro de la banda de paso del sistema receptor, influirán en los umbrales de ruido y/o en los valores requeridos de las relaciones de protección señal/interferencia. Tales desvanecimientos se denominan en este Informe «desvanecimientos a corto plazo», expresión ésta que incluye los desvanecimientos por interferencia de fase, las fluctuaciones de potencia a corto plazo y los desvanecimientos de polarización en el caso de la propagación ionosférica. En el Informe 415 se da una definición más precisa y se describen algunos modelos matemáticos útiles.

2. Ecuaciones de base del sistema

Sea r_u la relación entre el valor mediano p_m de la potencia instantánea de la señal deseada y el valor mediano correspondiente p_{um} de la potencia instantánea de la señal interferente, potencias ambas disponibles a la salida de una antena sin pérdidas equivalente, por lo demás, a la antena receptora realmente utilizada.

En el presente Informe se emplearán letras minúsculas para indicar potencias en vatios, o relaciones de potencias, y letras mayúsculas para sus equivalentes en decibelios. Así, $R_u \equiv 10 \log_{10} r_u$, en decibelios, y $P_m \equiv 10 \log_{10} p_m$ y $P_{um} \equiv 10 \log_{10} p_{um}$, ambos en decibelios por encima de 1 W.

$$R_u \equiv P_m - P_{um} \quad (1)$$

Los valores medianos P_m y P_{um} se toman en cortos periodos, de una hora o menos, y se definen con más precisión como los valores medianos de las solas fluctuaciones de la potencia recibida instantánea asociadas al «desvanecimiento por interferencia de fase».

La potencia útil, P_m , disponible a la salida de la antena receptora equivalente sin pérdidas puede determinarse a partir del valor mediano a corto plazo de la pérdida de transmisión: $L_m \equiv L_{bm} - G_p$, para el trayecto de propagación de la señal deseada y la potencia P_t , radiada por la antena transmisora de la estación deseada:

$$P_m = P_t - L_m \equiv P_t + G_p - L_{bm} \quad (2)$$

* Adoptado por unanimidad.

** En general, estas prioridades incluirán consideraciones distintas de las de carácter puramente técnico.

Del mismo modo, la potencia P_{um} de la señal interferente, a la salida de la misma antena receptora equivalente sin pérdidas, puede determinarse a partir del valor mediano de la pérdida de transmisión con interferencia de fases $L_{um} \equiv L_{bum} - G_{pu}$ para el trayecto de propagación de la señal interferente y la potencia P_{ut} radiada por la antena transmisora de la estación no deseada:

$$P_{um} \equiv P_{ut} - L_{um} = P_{ut} + G_{pu} - L_{bum} \quad (3)$$

Se obtiene entonces:

$$R_u = P_t - P_{ut} + (L_{um} - L_m) = P_t - P_{ut} + (G_p - G_{pu}) + (L_{bum} - L_{bm}) \quad (4)$$

Conviene señalar que, en general, L_m y L_{um} varían con el tiempo; lo mismo ocurrirá, pues, con P_m , P_{um} y R_u .

3. Cómo diseñar el sistema para lograr una utilización eficaz del espectro radioeléctrico

En la presente sección se describen con mayor detalle métodos que permiten diseñar sistemas radioeléctricos completos de modo que se reduzcan al mínimo las interferencias mutuas entre estaciones. La aplicación de estos métodos debiera permitir una utilización prácticamente óptima del espectro radioeléctrico, es decir, atender simultáneamente el mayor número posible de necesidades de telecomunicaciones, sin interferencias perjudiciales.

La utilización eficaz del espectro radioeléctrico obliga, pues, a distribuir las asignaciones y a construir los sistemas receptores de tal modo que la recepción de las señales deseadas esté lo más extensa posible de interferencias debidas a señales no deseadas o a ruidos que ocupen los mismos canales u otros canales radioeléctricos. Como elemento de evaluación de la calidad de un sistema receptor se propone el valor $r_{ur}(g)$ de la relación de protección necesaria para recibir, con una calidad de servicio g , la información encaminada por una señal deseada determinada en presencia de una señal interferente dada, pero en ausencia de toda otra señal interferente simultánea o de un ruido apreciable. El empleo de un sistema receptor con valores de $r_{ur}(g)$ lo más reducidos posible para los tipos de señales interferentes que pueden encontrarse, debe permitir la utilización simultánea de las mismas partes del espectro por un número máximo de usuarios. En lo que concierne a los servicios que utilizan la modulación de frecuencia y/o la diversidad en frecuencia, en que es posible disminuir $r_{ur}(g)$ para una señal no deseada transmitida por el mismo canal ocupando partes más grandes del espectro, la utilización del espectro por el máximo número de usuarios impone un equilibrio riguroso entre las disminuciones de $r_{ur}(g)$ en el mismo canal y en los canales adyacentes, teniendo en cuenta al propio tiempo otros factores de aislamiento del sistema, como la separación geográfica, la directividad de las antenas y la polarización cruzada.

En el Informe 415 se propone otra magnitud para evaluar la calidad de un sistema, a saber, el valor mediano con interferencia de fases de la potencia de la señal deseada $p_{mr}(g)$ necesaria para recibir, con una calidad de servicio g , la información encaminada por una señal deseada dada en presencia de ruido, pero en ausencia de toda señal interferente. En el presente Informe, se emplea «desvanecimiento a corto plazo», cuyo principal componente es el desvanecimiento por interferencia de fase, para determinar la potencia requerida de la señal.

Conviene señalar que el umbral de funcionamiento $p_{mr}(g)$ representa el *valor* que debe tener la potencia p_m de la señal deseada, mientras que r_u hace intervenir solamente la *relación* (p_m/p_{um}) de los valores medianos de potencia de las señales deseada y no deseada. Para asegurar simultáneamente la utilización eficaz del espectro por el número máximo de usuarios, conviene que la concepción de los sistemas transmisores y receptores de los distintos enlaces y la disposición de las asignaciones respondan al fin esencial de asegurar que los distintos valores de r_u sean superiores a los de $r_{ur}(g)$ durante un porcentaje de tiempo suficientemente elevado de los periodos de explotación previstos. Por otro lado, los sistemas receptores deben diseñarse de forma que ofrezcan el mejor umbral de funcionamiento, y conviene utilizar potencias radiadas aparentes suficientemente elevadas para que el valor mediano a corto plazo de p_m rebase $p_{mr}(g)$, durante el porcentaje de tiempo especificado en el curso del periodo de recepción previsto, en todas las ubicaciones receptoras consideradas.

De conseguirse una utilización eficaz de la totalidad o de parte del espectro radioeléctrico, en el sentido del presente Informe, la recepción estará, en general, limitada por señales no deseadas

distintas del ruido radioeléctrico. Satisfacer el número máximo de necesidades en telecomunicación sin que se produzcan interferencias perjudiciales durante un porcentaje de tiempo importante, sólo puede lograrse gradualmente, a causa de las grandes inversiones que requieren los sistemas actualmente en explotación. No obstante, conviene establecer claramente los procedimientos que han de emplearse cada vez que se presente la ocasión de avanzar hacia este objetivo final.

Esta forma de plantear los problemas de asignación de frecuencias es inaplicable en un número reducido de casos, como el de las bandas atribuidas exclusivamente, o a base de compartición, al servicio de radioastronomía; pero estas excepciones no hacen más que confirmar la regla general [1, 2, 3 y 4] según la cual la utilización eficaz del espectro radioeléctrico sólo puede realizarse si las interferencias debidas a otras señales, más bien que al ruido, constituyen el límite ineluctable de una recepción satisfactoria.

Supóngase que se ha atribuido cierta banda de frecuencias radioeléctricas al tipo de servicio considerado, y que se conocen la naturaleza y las características técnicas de los servicios que ocupan las bandas adyacentes. Supóngase, también, que se han especificado de antemano las ubicaciones geográficas de las diferentes antenas transmisoras y receptoras así como los valores *relativos* de las potencias radiadas por cada antena transmisora y las anchuras de los canales radioeléctricos. En el caso de un servicio de radiodifusión, la especificación de los puntos de recepción previstos puede revestir la forma de una indicación de las zonas de servicio deseadas. Conocidos estos datos, se pueden emplear los métodos indicados a continuación para lograr que el servicio interesado, y los demás servicios que según el Cuadro de distribución de bandas de frecuencias, están autorizados a utilizar esta parte del espectro, o partes adyacentes, empleen en condiciones óptimas esta porción del espectro, sin interferencias.

- 3.1 Conviene reducir al mínimo las interferencias mutuas mediante la apropiada asignación de frecuencias a todos los transmisores de un servicio determinado, y a todos los transmisores de los servicios explotados con igualdad de derechos, o que utilicen las mismas bandas de frecuencias*. En las bandas 8 y 9 puede conseguirse este resultado aplicando en la práctica los planes de asignación de frecuencias [1].

Puede obtenerse una recepción exenta de interferencia, correspondiente a una utilización eficaz del espectro radioeléctrico:

- Si la interferencia mutua entre las estaciones se reduce al mínimo posible, merced a un plan de asignación de frecuencias que tenga en cuenta no sólo las interferencias en un mismo canal, sino también los demás tipos de interferencia posibles;
- Si el sistema se diseña de modo que $R_u > R_{mr}(g)$ para cada señal interferente y para el porcentaje de tiempo especificado durante los periodos de explotación previstos y en una frecuencia dada;
- Si se diseña o se modifica el sistema de tal manera que la pérdida de transmisión L_m y el umbral de funcionamiento $p_{mr}(g)$ se reduzcan en un grado que no sea incompatible con la consideración precedente;
- Si la potencia radiada es suficiente para que la potencia disponible de la señal deseada P_m sea superior a $P_{mr}(g)$ durante el porcentaje de tiempo necesario en el curso del periodo de explotación previsto.

- 3.2 Conviene reducir al mínimo la atenuación del sistema en cada trayecto de propagación de la señal deseada; esto puede lograrse:

- Llevando al máximo la ganancia de potencia de la antena para cada uno de los trayectos de propagación de la señal deseada. A tal efecto, la ganancia de las antenas transmisora y receptora debe ser lo más elevada posible, y mínimas las pérdidas en el circuito de antena y en el acoplamiento de polarización;
- Eligiendo adecuadamente las ubicaciones de las antenas;
- Utilizando en las bandas 8 y 9 antenas transmisoras y receptoras lo más altas posible.

* Dos servicios comparten la misma banda con igualdad de derechos cuando los dos son servicios primarios.

- 3.3 La atenuación del sistema debe aumentarse al máximo para cada trayecto de propagación interferente, reduciendo al mínimo la ganancia de potencia de las antenas para cada uno de los trayectos de propagación interferentes. Para ello, puede ser necesario:
- Emplear antenas transmisoras y receptoras de ganancia elevada, con supresión óptima de los lóbulos laterales y relaciones de eficacia direccional;
 - Utilizar polarizaciones alternadas, si ha lugar;
 - Elegir una ubicación adecuada para la antena;
 - Realizar sistemas de pantalla eficaces en ciertos trayectos de propagación no deseados.
- 3.4 Conviene reducir al mínimo posible las relaciones de protección $r_{ur}(g)$ necesarias para diversas clases de interferencia, mediante:
- El diseño adecuado del sistema;
 - Una separación apropiada entre canales;
 - El empleo de osciladores estables en transmisión y en recepción;
 - El uso de equipos lineales de transmisión y de recepción;
 - La utilización de trayectos de propagación (de las señales deseadas y no deseadas) que presenten la gama más reducida posible de desvanecimientos por interferencia de fases. En las bandas 6, 8 y 9 pueden obtenerse desvanecimientos por interferencia de fases mínimos utilizando antenas transmisoras y receptoras lo más elevadas posible;
 - El empleo de la recepción por diversidad en el espacio o en el tiempo, y la codificación.
- 3.5 Para la señal deseada, conviene recurrir a trayectos de propagación que presenten las gamas más reducidas posible de desvanecimientos de potencia a largo plazo. En la banda 7, posiblemente podrá conseguirse en el caso de los circuitos que funcionen en una frecuencia cercana a la MUF y, en las bandas 8 y 9, con antenas transmisoras y receptoras lo más elevadas posible. Estos métodos deberían aplicarse a diferentes ubicaciones de transmisión y recepción, o diversas potencias relativas de emisión y a distintas separaciones de canales, hasta que se establezca un plan que permita asegurar el servicio deseado con una mínima utilización total del espectro. Una vez reducidas al mínimo posible las interferencias de las señales no deseadas merced a los métodos antes indicados, de forma que los valores de r_u sean superiores en cada punto de recepción, durante un porcentaje de tiempo suficientemente importante, a la relación de protección correspondiente $r_{ur}(g)$, convendrá aplicar los métodos adicionales que se exponen seguidamente destinados a suprimir las interferencias debidas al ruido. Hay que señalar que la aplicación de los métodos mencionados en 3.2, 3.4 y 3.5 habrá permitido ya reducir al mínimo posible la atenuación del sistema en cada uno de los trayectos de propagación deseados.
- 3.6 Conviene utilizar sistemas receptores con valores de umbral de funcionamiento $p_{mr}(g)$ lo más reducidos posible, como regla general. En algunos casos, los métodos prácticos para eliminar interferencias entrañan un aumento del umbral de ruido de funcionamiento.
- 3.7 Finalmente, conviene utilizar potencias de transmisión bastante elevadas (iguales a los valores relativos óptimos determinados mediante la aplicación de los métodos antes indicados), para que la potencia p_m de la señal deseada rebase el umbral de funcionamiento $p_{mr}(g)$ durante un porcentaje de tiempo suficientemente importante en el curso del periodo de explotación previsto en un porcentaje admisible de ubicaciones de recepción. Si las condiciones de propagación son favorables, puede ser indicado utilizar en ocasiones una potencia de transmisión más reducida. El *Joint Technical Advisory Committee* del *Institute of Electrical and Electronics Engineers* y de la *Electronic Industries Association*, ha publicado recientemente un trabajo sobre la utilización del espectro radioeléctrico [2], que constituye un estudio muy interesante sobre la materia; aunque destinado principalmente a los administradores encargados de la gestión de las frecuencias, pone asimismo de relieve la importancia primordial de los factores técnicos que han de permitir mejorar la utilización del espectro.

4. Las dos componentes del desvanecimiento

Las potencias de la señal deseada p_i y de la señal no deseada p_{ui} disponibles en los terminales de la antena receptora equivalente sin pérdidas suelen variar de un minuto a otro en forma aleatoria

o imprevisible. El desvanecimiento a corto plazo de esta potencia instantánea recibida en el curso de periodos T_i de algunos minutos o de una hora como máximo, está ligado en gran medida a las fluctuaciones aleatorias de la fase relativa entre las componentes que llegan a la antena receptora tras haberse propagado por toda una serie de trayectos cuyas longitudes eléctricas varían de segundo en segundo y de minuto en minuto, en una gama de varias longitudes de onda. No obstante, una parte de este desvanecimiento a corto plazo y la totalidad de las variaciones a largo plazo resultan de las variaciones de la media cuadrática de las amplitudes de las componentes, es decir, de las variaciones a corto plazo de la potencia media disponible a la salida de la antena receptora. Al estudiar el desvanecimiento a corto plazo, es conveniente distinguir los efectos de estas variaciones de fase y de amplitud eficaces en la distribución de la potencia instantánea recibida y, en el caso de una potencia de transmisión determinada, en la distribución de la pérdida de transmisión instantánea.

En el caso de la propagación ionosférica, la rotación del vector de polarización contribuye en gran medida al desvanecimiento de la tensión de la señal en los terminales de una antena para polarización rectilínea.

En los Informes 266-1 y 237-1 se da información sobre los fenómenos de desvanecimiento asociados a la propagación ionosférica y troposférica, respectivamente.

La «potencia instantánea» P_i se definirá, según la manera clásica, como un valor medio calculado para un solo ciclo de la frecuencia radioeléctrica, a fin de eliminar la variancia de potencia asociada a las pulsaciones sumamente breves debidas al factor $\cos^2(\omega t)$. Es cómodo dividir esta potencia instantánea $p_i = 10 \log_{10} P_i$ (en decibelios por encima de un vatio) en tres componentes aditivas:

$$P_i = P_m(50) + Y + Y_i = P_m(50) + [P_m - P_m(50)] + [P_i - P_m] \quad (\text{dBW}) \quad (5)$$

En esta expresión, Y_i designa la componente de desvanecimiento a corto plazo, incluida la interferencia de fase entre las señales transmitidas por el método de propagación por trayectos múltiples, Y es la componente del desvanecimiento a largo plazo resultante de las variaciones de los valores medianos de la potencia a corto plazo P_m y $P_m(50)$ el valor de la potencia mediano a largo plazo, expresada en decibelios con relación a un vatio. El periodo «a largo plazo» T , para el que se define el valor mediano de la potencia $P_m(50)$, puede estar comprendido entre los límites de una hora o de varias horas; sin embargo, debe comprender, en general y exclusivamente, las horas durante las cuales una estación determinada deseada se propone utilizar una asignación de frecuencia dada.

En (5), la tercera componente $Y_i = P_i - P_m$, que representa la componente de desvanecimiento a corto plazo, está expresada también en decibelios; es una variable aleatoria que describe las variaciones generalmente rápidas de la potencia recibida asociadas a este tipo de desvanecimiento.

Se observará frecuentemente que $p_{mr}(g)$ y p_{um} varían en forma más o menos independiente en el curso de largos intervalos de tiempo. Se puede obtener una buena aproximación del porcentaje de tiempo durante el cual se observa una interferencia perjudicial en un punto de recepción dado [5] agregando el porcentaje durante el cual p_m es inferior a $p_{mr}(g)$ a los porcentajes durante los cuales p_m es inferior a cada uno de los valores de $r_{ur}(g) \cdot p_{um}$. Si este tiempo de interferencia total es reducido, por ejemplo, inferior al 10%, se obtendrá una evaluación satisfactoria de la influencia conjunta que pueden ejercer varias fuentes de interferencia que se hagan sentir simultáneamente. Por consiguiente, cuando las gamas de desvanecimiento de las diversas fuentes de interferencia sean lo suficientemente importantes para que pueda aplicarse este método de análisis, los diversos valores de $p_{mr}(g)$ y de $r_{ur}(g) \cdot p_{um}$ serán comparables durante porcentajes de tiempo despreciables, por lo que puede suponerse, de hecho, que las diversas fuentes de interferencia revisten una forma esencialmente independiente del tiempo.

La relación R_u variará en función del tiempo, toda vez que es igual a la diferencia entre $P_m(50) + Y$ y $P_{um}(50) + Y_u$.

$$R_u = P_m - P_{um} = P_m(50) - P_{um}(50) + Z \quad (6)$$

$$Z = Y - Y_u \quad (7)$$

Las variables aleatorias Y e Y_u tienden a una distribución aproximadamente normal con un coeficiente de correlación positivo ρ , que varía mucho según el trayecto de propagación y el inter-

valo de tiempo considerado; en el caso de intervalos corrientes que abarquen todas las horas del día por espacio de varios años, p es generalmente superior a 0,4, incluso para trayectos de propagación en direcciones opuestas con relación al punto de recepción. Z será superior a $Z_a(p)$ durante un porcentaje de tiempo p en el que la función de distribución cumulativa aproximada de Z viene dada por la expresión:

$$Z_a(p) = \pm \sqrt{Y^2(p) + Y_u^2(100 - p) + 2 \rho Y(p) Y_u(100 - p)} \quad (8)$$

En esta expresión debe adoptarse el signo + cuando $p < 50\%$, y el signo - cuando $p > 50\%$; $Z_a(50) = 0$. De las expresiones (6) y (8) resulta que R_u rebasa $R_{ur}(g)$ por lo menos durante un porcentaje de tiempo p así:

$$P_m(50) - P_{um}(50) > R_{ur}(g) - Z_a(p) \quad (9)$$

En cierto casos, quizá no sea posible determinar la función $R_{ur}(g)$ agregando a $R_{uro}(g)$ un margen contra los desvanecimientos a corto plazo; puede ser entonces conveniente aplicar la relación aproximada siguiente, que permitirá asegurar que $R_{ui} < R_{uro}(g)$ por lo menos durante un porcentaje de tiempo:

$$P_m(50) - P_{um}(50) > R_{uro}(g) \pm \sqrt{Z_a^2(p) + Z_i^2(0,01p, K, K_u)} \quad (10)$$

El parámetro Z_i está definido por la ecuación (27), en el Informe 415.

En esta expresión, debe adoptarse el signo - para $p < 50\%$, y el signo + para $p > 50\%$. Aunque la expresión (10), o una expresión equivalente, haya sido frecuentemente utilizada en los estudios de atribución de frecuencias, no se aconseja su empleo, ya que no facilita una solución tan adaptada a la naturaleza real del problema. La división del desvanecimiento en sus dos componentes Y_i e Y refleja mejor el hecho de que las radiocomunicaciones son más difíciles a ciertas horas del día y ciertas estaciones del año.

5. Efecto conjunto de varias fuentes de interferencia actuando simultáneamente

En el presente documento se ha considerado hasta ahora que las perturbaciones debidas a señales interferentes y al ruido afectan, independientemente unas de otras, la fidelidad de recepción de la señal deseada. Supongamos que $p_{mr}(g)$ y $r_{ur} p_{um}$ son los niveles que debe rebasar el valor mediano de la potencia de la señal deseada p_m para que se obtenga una calidad de servicio determinada en presencia de una de estas fuentes de interferencia únicamente; en la medida en que las diversas fuentes de interferencia se asemejen a un ruido blanco, y siempre que actúen simultáneamente, puede preverse que una señal deseada cuyo valor mediano sea $p_m = p_{mr}(g) + \Sigma r_{ur}(g) p_{um}$, dará la misma calidad de servicio.

Se ha hallado un método aproximado [4] para calcular la distribución de la relación $p_m/[p_{mr}(g) + \Sigma r_{ur}(g) p_{um}]$ en función del tiempo y del punto de recepción, para el servicio de radiodifusión. Aunque esta manera de tratar el problema de la suma de los efectos de interferencia indique verosíblemente en todos los casos un buen límite superior de la interferencia, la hipótesis según la cual la potencia de interferencia tiene un carácter aditivo no es siempre rigurosamente válida. Por ejemplo, cuando en el circuito de salida del receptor se produce una diafonía inteligible procedente de otro canal, la adición de un ruido blanco disminuye de hecho la perturbación causada por esta diafonía.

6. Asignaciones de frecuencia

En § 3 se han descrito métodos que permiten lograr la utilización eficaz del espectro sin interferencias perjudiciales, según la definición dada en la introducción. En la actualidad, se reconoce generalmente que el empleo de calculadoras es esencial para que se hagan en cada servicio las asignaciones de frecuencias a los diversos usuarios, así como la planificación de la asignación eficaz de las frecuencias, en condiciones óptimas [1, 6, 7 y 8]. Los valores típicos de entrada y salida de las calculadoras se indican en el Anexo.

ANEXO

VALORES TÍPICOS DE ENTRADA Y DE SALIDA DE LAS CALCULADORAS

1. Las asignaciones nominales de frecuencias.
2. Las ubicaciones de los sistemas de transmisión, incluida la altura de las antenas.
3. Las características del espectro radiado, incluidas eventualmente las emisiones no esenciales.
4. Las características de las antenas transmisora y receptora.
5. Las ubicaciones de los sistemas de recepción, incluida la altura de las antenas.
6. Los espectros de las emisiones parásitas de los sistemas de recepción.
7. Los umbrales de funcionamiento de los sistemas de recepción en su medio real, es decir, con márgenes apropiados contra los efectos de los ruidos industriales y naturales.
8. Los valores requeridos de la relación de potencia mediana señal deseada/señal no deseada con interferencia de fase, para todas las señales interferentes que puedan causar interferencias perjudiciales; estas relaciones de protección tienen en cuenta márgenes apropiados para reducir los efectos de desvanecimiento gracias al empleo de métodos de recepción por diversidad y de codificación.
9. La distribución en el tiempo del valor mediano de la pérdida básica de transmisión para el trayecto de propagación deseado y para todos los trayectos de propagación interferentes.
10. Las pérdidas de las líneas de transmisión y de los circuitos de antena.
11. Las correlaciones entre los valores medianos de las pérdidas de transmisión por interferencia de fase en el trayecto de propagación deseado y en cada uno de los trayectos de propagación interferentes.
12. Las ganancias de antena para el trayecto, tanto para el de propagación deseado como para el de todos los interferentes; estas ganancias incluyen márgenes para tener en cuenta la orientación de la antena, el acoplamiento de polarización y las atenuaciones de acoplamiento antena-medio ambiente.
13. Los espectros de las emisiones parásitas de todas las fuentes de ruido industrial, tales como las enumeradas en el Informe 182.
14. Las horas de explotación asignadas a cada una de las emisiones deseadas e interferentes.

La calculadora indica, a su salida, la identidad y la naturaleza de los casos de interferencia perjudicial observados. La interferencia perjudicial se define como la imposibilidad de obtener por lo menos la calidad de servicio deseada durante un porcentaje de tiempo especificado de las horas de explotación asignadas, en la frecuencia dada. Cuando la calculadora indica tal interferencia, se hacen variar los parámetros de entrada para obtener finalmente, por aproximaciones sucesivas, un plan de asignación exento de interferencias perjudiciales.

Incumbe al ingeniero radioeléctrico hallar sistemas eficaces de radiocomunicaciones. Para ello, debe ante todo ajustar los diversos elementos y darles sus valores óptimos. Por ejemplo, es generalmente más económico utilizar potencias radiadas aparentes más reducidas al tiempo que se reduce el umbral de funcionamiento de los sistemas de recepción, lo que puede hacerse, por ejemplo:

- Reduciendo el nivel de los ruidos internos;
- Empleando antenas directivas para disminuir los efectos de los ruidos externos;
- Disminuyendo el nivel de los ruidos industriales mediante el empleo de supresores en generadores de ruido tales como sistemas de encendido, relés, redes de transporte de energía, etc.;
- Empleando la recepción por diversidad, en el espacio o en el tiempo, y la codificación;
- Empleando un sistema de mayor anchura de banda, con modulación de frecuencia o con diversidad de frecuencia, lo que puede permitir asimismo disminuir el umbral de funcionamiento del sistema de recepción y el valor de las relaciones de protección contra las señales interferentes.

BIBLIOGRAFÍA

1. U.E.R. New methods of producing television assignment plans. Unión Europea de Radiodifusión, Bruselas, Doc. técnico 3080-E(F) (mayo de 1960).
 2. J.T.A.C. Radio Spectrum Utilization, Inst. Electrical and Electronics Engineers, 345 E 47th St., New York, N.Y. 10017.
 3. RICE, P. L., LONGLEY, A. G., NORTON, K. A. y BARSIS, A. P. Transmission loss prediction for tropospheric communication circuits. NBS Tech. Nota 101 (7 de mayo de 1965).
 4. NORTON, K. A., STARAS, H. y BLUM, M. A statistical approach to the problem of multiple radio interference to TV and FM service. *Trans. IRE, Ant. Prop.*, PGAP-1, 43-49 (febrero de 1952).
 5. BARSIS, A. P., NORTON, K. A., RICE, P. L. y ELDER, P. H. Performance predictions for single tropospheric communication links, and for several links in tandem. NBS Tech., Nota 102 (agosto de 1961).
 6. GAYER, J. H. y BOYLE, A. W. Los planes para África. *Boletín de Telecomunicaciones*, 30, N.º 7, 202-208 (julio de 1963).
 7. KRASNOSSELSKI, N. I. y SMITH, R. Una calculadora electrónica al servicio de la radiodifusión africana. *Boletín de Telecomunicaciones*, 30, N.º 90, 277-283 (septiembre de 1963).
 8. CARROLL, J. M. The quest for compatibility. *Electronics*, 37, N.º 6, 79-84 (mayo de 1964).
-

INFORME 415*

MODELOS DE DESVANECIMIENTO POR INTERFERENCIA DE FASE
PARA USO EN LOS ESTUDIOS
SOBRE LA UTILIZACIÓN EFICAZ DEL ESPECTRO RADIOELÉCTRICO

(1966)

1. Introducción

En el presente Informe se estudian diversos modelos de desvanecimiento por interferencia de fase, esenciales para la labor del Grupo de trabajo internacional III/1, creado en virtud de la Resolución 1-1, Ginebra, 1963.

2. Distribución de Rayleigh de Y_i

En propagación ionosférica como en propagación troposférica, la distribución que se encuentra por lo general es la distribución de Rayleigh de las interferencias de fase a corto plazo. Sea v_{ij} una variable aleatoria que designe la amplitud eficaz instantánea en circuito abierto, y θ_{ij} una variable aleatoria que designe la fase instantánea de la j -ésima componente de la tensión radioeléctrica que se propaga por trayectos múltiples ($j = 1$ a n) en los terminales de la antena receptora equivalente sin pérdidas, previa adición o sustracción de un múltiplo de 2π , quedando así θ_{ij} comprendida entre $-\pi$ y π . La potencia instantánea p_{ij} disponible en esos mismos terminales y producida por la j -ésima componente es una variable aleatoria que se expresa por $v_{ij}^2/4R$; (véase la relación (8) en el Informe 413). Sea v_i una variable aleatoria que designe la amplitud eficaz instantánea y θ_i otra variable aleatoria, que designe la fase instantánea de la suma vectorial de las n tensiones v_{ij} ($j = 1$ a n), resultante de la propagación por trayectos múltiples; la potencia instantánea p_i disponible en los terminales de la antena receptora equivalente sin pérdidas es una variable aleatoria que se expresa por $v_i^2/4R$. Se puede demostrar que el valor estimado $\bar{p}_i$ de esta potencia instantánea es igual a la suma de esas n componentes de potencia, siempre que se den las dos condiciones siguientes:

- Las variables aleatorias θ_{ij} no tienen correlación, es decir, que los valores estimados de $\theta_{ij} \cdot \theta_{ik} = 0$ para $j \neq k$ ($j = 1$ a n y $k = 1$ a n);
- Las variables aleatorias θ_{ij} están uniformemente distribuidas entre $-\pi$ y π .

$$\bar{p}_i = \sum_{j=1}^n p_{ij} \quad (1)$$

Puesto que cada una de las componentes p_{ij} de p_i es una variable aleatoria, el valor estimado $\bar{p}_i$ será también una variable aleatoria, cuyas variaciones se denominan desvanecimientos de potencia a largo plazo.

Si, además de las dos condiciones precedentes, se da también la condición siguiente:

$$(c) \ p_{ij} < \bar{p}_i \quad (1 \leq j \leq n)$$

la probabilidad q de que $p_i > \bar{p}_i(q)$ se expresa:

$$q = \exp [-p_i(q)/\bar{p}_i] \quad (2)$$

y todos los valores de la fase θ_i comprendidos entre $-\pi$ y π , previa adición o sustracción de un múltiplo de 2π para que θ_i esté comprendida en este intervalo, son igualmente probables. La distribución de Rayleigh se caracteriza enteramente por esta distribución uniforme de θ_i y por la distribución de amplitud (2). Cuando $p_i(q)$ varía entre ∞ y 0 , q varía de 0 a 1 . Si, en (2), se hace $q = 0,5$, se tiene para la potencia mediana de la interferencia de fase la expresión siguiente:

$$p_m \equiv p_i(0,5) = \bar{p}_i \log_e 2 = 0,69315 \bar{p}_i \quad (3)$$

Expresada en función de la potencia mediana p_m , la distribución de Rayleigh (7) se convierte en:

$$q = \exp \left(-\frac{p_i(q) \log_e 2}{p_m} \right) \quad (4)$$

* Adoptado por unanimidad.

La distribución de la potencia instantánea se caracteriza por un parámetro único, a saber, p_i en (2) o p_m en (4).

Sea ahora $z_1, z_2, \dots, z_N$, una muestra de N observaciones independientes de p_i tomada de una distribución de Rayleigh de p_i . Siddiqui [11] ha demostrado que el mejor cálculo, sin distorsión, de la potencia mediana p_m se obtiene con el producto de $\log_e 2$ por la media de los N valores de z_i :

$$\hat{p}_m = \left[(\log_e 2)/N \right] \sum_{i=1}^N z_i \quad (5)$$

y la variancia correspondiente a esta evaluación la de

$$\sigma_{\hat{p}_m}^2 = (p_m)^2/N = (\hat{p}_m)^2/N \quad (6)$$

Siddiqui [11] ha demostrado también que el valor mediano de la muestra $z(0,5)$ tiene una variancia cuya fórmula es:

$$\sigma_{z(0,5)}^2 = (p_m(\log_e 2)^2/N = 2 \cdot 0814 p_m^2/N = 2 \cdot 08 [z(0,5)]^2/N \quad (7)$$

Podría llegarse a la conclusión de que la estimación de p_m dada en (5), a base del valor mediano de la muestra, es más satisfactoria que el valor mediano $z(0,5)$, puesto que la variancia de este último valor es superior al doble de la variancia del precedente. Conviene, sin embargo, señalar que la precisión de la estimación p_m depende asimismo de la precisión de medida de todos los valores N contenidos en la muestra, mientras que $z(0,5)$ depende únicamente de la precisión de medida alrededor del valor mediano $z(0,5)$. En la práctica, las precisiones de medida de los valores grandes como de los pequeños de z_i son a menudo mucho menores que para las medidas hechas alrededor de $z(0,5)$; ésta es la razón de que los experimentadores prefieran generalmente el valor mediano de la muestra $z(0,5)$ al valor $\hat{p}_m$, aun cuando la variancia de esta última magnitud sea inferior a la mitad de la variancia de $z(0,5)$.

Consideremos ahora la variable normalizada $y_i(q) \equiv p_i(q)/p_m$. La probabilidad q de que $y_i > y_i(q)$ se expresa por:

$$q = \exp - [y_i(q) \log_e 2] \quad (8)$$

Expresada en decibelios, la relación (5) se convierte en:

$$Y_i(q) = 0 \cdot 521390 + 10 \log_{10} \{ \log_{10} (1/q) \} \quad (9)$$

donde $Y_i > Y_i(q)$ con la probabilidad q . Adviértase que las distribuciones normalizadas (8) y (9) no dependen de ningún parámetro.

Volviendo a (2), se observará que cuando q tiende hacia cero, $p_i(q)$ tiende hacia el infinito; es evidente que en la práctica no se observarán nunca valores tan grandes de p_i . El valor instantáneo máximo $m(p_i)$, sólo existirá en el caso excepcional en que θ_{ij} sea igual a θ_0 para j comprendido entre 1 y n :

$$\bar{p}_i \leq m(p_i) = \left[\sum_{j=1}^{n_i} (p_{ij})^{1/2} \right]^2 \leq np_i \quad (10)$$

En la relación (10), el límite superior np_i corresponde al caso excepcional en que todos los p_{ij} tienen el mismo valor p_0 , mientras que el límite inferior $\bar{p}_i$ corresponde al caso excepcional en que se tiene un solo valor $p_{ij} = p_0$, siendo todos los demás p_{ij} nulos. En cuanto a n componentes iguales se puede prever, para una distribución de Rayleigh, con $n = \infty$ que el valor máximo $m(p_i) = np_i$ se rebasará con una probabilidad igual a $\exp(-n)$. Como $\exp(-5) = 0,00614$, la hipótesis de la distribución de Rayleigh puede llevar a conclusiones erróneas cuando la probabilidad tiene un valor máximo igual a 0,005 aproximadamente a menos que n sea muy superior a 5. Esto es tanto más exacto cuanto que es poco probable que esas n componentes tengan valores comparables.

3. Otras distribuciones de los desvanecimientos

Las fórmulas que siguen (12, 13 y 14) dan la densidad de probabilidad de la tensión de la envolvente de la señal v prevista en la hipótesis (1) de que v es la tensión de la envolvente resultante de n componentes, cada una con tensiones de envolvente constantes v_j ($1 \leq j \leq n$), más una componente aleatoria que sigue una ley de Rayleigh, con una amplitud eficaz $v_{r.m.s.}$ y (2) de que la fase de cada componente constante es aleatoria, es decir, que todos los valores de las fases de las componentes constantes comprendidas entre $-\pi$ y π son equiprobables:

$$P(v, v_j, v_{r.m.s.})dv = dv \cdot v \int_0^{\infty} \lambda \exp(-v^2_{r.m.s.}/4) J_0(v\lambda) \cdot \prod_{j=1}^n J_0(v_j, \lambda) d\lambda \quad (11)$$

Se puede demostrar que los momentos segundo y cuarto de esta distribución vienen dados por:

$$\overline{v^2} = v^2_{r.m.s.} + \sum_{j=1}^n v_j^2 \quad (12)$$

$$\overline{v^4} = 2(\overline{v^2})^2 - \sum_{j=1}^n v_j^4 \quad (13)$$

Dado que (11), (12) y (13) dan la distribución de la tensión de envolvente v y que la potencia instantánea p_i es proporcional a v , estas ecuaciones indican también la densidad de probabilidad y los momentos de la distribución de la potencia instantánea:

$$p(p_i, p_j, p_R)dp_i = \frac{dp_i}{p_R} \int_0^{\infty} t \exp(-t^2/4) J_0\left(t \sqrt{\frac{p_i}{p_R}}\right) \prod_{j=1}^n J_0\left(t \sqrt{\frac{p_j}{p_R}}\right) dt \quad (14)$$

$$\bar{p}_i = p_R + \sum_{j=1}^n p_j \quad (15)$$

$$\overline{p_i^2} = 2(\bar{p}_i)^2 - \sum_{j=1}^n p_j^2 \quad (16)$$

La variancia σ_{pi}^2 se puede obtener partiendo de (15) y (16):

$$\sigma_{pi}^2 = (\bar{p}_i)^2 - \sum_{j=1}^n p_j^2 \quad (17)$$

En las fórmulas precedentes, p_j representa la potencia asociada a la componente constante j , y p_R , la potencia media asociada a la componente con distribución de Rayleigh.

A menudo, no es posible determinar en la práctica los $n+1$ parámetros v_j ($1 \leq j \leq n$) y v_{rms} , o p_j ($j = 1$ a n) y p_R de las distribuciones indicadas más arriba. Sin embargo, cuando sólo existe una componente constante v_1 (11) se convierte en:

$$p(v, v_1, v_{r.m.s.})dv = \frac{dv}{v^2_{r.m.s.}} 2v \exp\left[-\frac{v_1^2 + v^2}{v^2_{r.m.s.}}\right] I_0\left(\frac{2v_1 v}{v^2_{r.m.s.}}\right) \quad (18)$$

Nakagami [14] e, independientemente, Rice [12], han determinado por primera vez la función de densidad de probabilidad indicada más arriba. Esta distribución de la suma de una componente constante y de una componente aleatoria que obedece a una distribución de Rayleigh ha sido objeto de amplios estudios [15, 16 y 17].

Es más fácil establecer una relación entre modelos físicos y la distribución de Nakagami-Rice, que entre estos modelos y distribuciones del tipo de la distribución gamma; esta última distribución es sin embargo cómoda, desde el punto de vista matemático, para describir la amplia gama de condiciones que hay que tener en cuenta al estudiar los desvanecimientos a corto plazo. Estos, y los desvanecimientos a largo plazo, se ven afectados por los mecanismos de «interferencia de fase» y de interferencia de «potencia».

En el caso de la distribución de Nakagami-Rice, la densidad de probabilidad de la distribución de la potencia instantánea puede expresarse por:

$$p(p_i, p_1, p_R)dp_i = dp_i \exp\left[-\frac{p_1 + p_i}{p_R}\right] I_0\left(\frac{2}{p_R} \sqrt{p_1 p_i}\right) \quad (19)$$

La media y la variancia de la distribución de Nakagami-Rice pueden obtenerse, como caso particular de (10) y (12):

$$\bar{p}_i = p_R + p_1 \quad (20)$$

$$\sigma_{p_i}^2 = p_R + 2p_1 p_R \quad (21)$$

Cuando $p_i \ll p_R$ ($j = 1$ a n), la distribución (14) se reduce a la densidad de probabilidad de la distribución de potencia de Rayleigh:

$$p(p_i, \bar{p}_i) dp_i = dp_i \exp(-p_i/\bar{p}_i) \quad (22)$$

La experiencia ha demostrado que la distribución de Nakagami-Rice es una de las más útiles para describir los desvanecimientos por interferencia de fase, pero aun en este caso, es a menudo difícil asignar a sus dos parámetros, p_R y p_1 , valores apropiados para un sistema de recepción particular, que funcione en una ubicación geográfica dada y utilice una determinada frecuencia radioeléctrica.

A menudo, es ventajoso expresar p_1 , p_i y p_R en decibelios. Burns [18] ha estudiado la distribución de $R \equiv 10 \log_{10}(p_i/p_1)$ utilizando $K \equiv 10 \log_{10}(p_R/p_1)$ como parámetro en la hipótesis de que p_i se distribuye conforme a (19). Obtiene así fórmulas explícitas para R y σ_R^2 en función de K .

El importante caso particular de una distribución de Rayleigh, $K = \pm \infty$ y la probabilidad acumulativa q de que y_i sea superior a $y_i(q)$ en un valor dado, p_m puede expresarse por (8). Se obtiene:

$$q[p_i > p_i(q)|p_m] = \exp[-p_i(q) \log_e 2/p_m] \quad (K = +\infty) \quad (23)$$

$$q[y_i > y_i(q)] = [qY_i > Y_i(q)] = \exp[-y_i(q) \log_e 2] \quad (K = +\infty) \quad (24)$$

$$Y_i(q) = 5.21390 + 10 \log_{10}[\log_{10}(1/q)] \quad (K = +\infty) \quad (25)$$

La Fig. 1 y el Cuadro I muestran la distribución de Nakagami-Rice, para el desvanecimiento por interferencia de fase $Y_i(q)$, en función de K para valores particulares de q . De la Fig. 1 se deduce claramente que la distribución del desvanecimiento por interferencia de fase depende únicamente de K , la relación en decibelios entre el valor de la raíz de la suma de los cuadrados de las amplitudes de la componente del desvanecimiento de Rayleigh y la amplitud de la componente estable de la señal recibida. La utilidad de esta distribución para describir el desvanecimiento por interferencia de fase en propagación ionosférica se estudia en el Informe 266-1 y, en lo que respecta a la propagación troposférica, queda demostrada en [19, 20 y 21].

La Fig. 2 muestra varios ejemplos de desvanecimiento por interferencia de fase en el caso de la propagación troposférica.

En los trayectos troposféricos inferiores a la distancia del horizonte, comprendidos los trayectos terrestres cortos entre puntos fijos y los trayectos entre una estación terrena y un satélite, K tiende a adquirir un valor negativo importante durante todo el día y todas las estaciones del año. A medida que aumenta la longitud del trayecto terrestre o disminuye el ángulo de elevación del satélite (de forma que el trayecto presenta una zona despejada inferior a la primera zona de Fresnel), los valores previstos para K aumentan hasta el momento en que K tiene, durante algunas horas del día, un valor positivo; el desvanecimiento por interferencia de fase de las señales propagadas por el trayecto durante esas horas, tiende a estar exactamente representado por una distribución de Rayleigh. En la mayoría de los trayectos transhorizonte, K es positivo la mayor parte del tiempo. Sin embargo, cuando las señales llegan a la antena receptora por intermedio de conductos, obstáculos en forma de arista o capas elevadas, K puede disminuir y llegar a tener valores muy inferiores a cero, incluso en trayectos transhorizonte. Para un trayecto transhorizonte determinado, K tenderá a presentar una correlación negativa con el nivel de la potencia mediana p_m , por lo que es de esperar que K alcance valores elevados cuando los de p_m sean bajos. La correlación entre K y p_m tiende a ser positiva en ciertos trayectos con visibilidad directa.

En el Informe 242 se estudia la frecuencia de los desvanecimientos y la distribución de su duración para la propagación troposférica, en tanto que en el Informe 266 se estudian estos fenómenos en relación con la propagación ionosférica.

Las variaciones a corto plazo de p_i y de p_{ui} asociadas al desvanecimiento por interferencia de fase son las únicas que se utilizan para determinar $r_{ur}(g)$, valor necesario de la relación entre la potencia

mediana p_m de la señal deseada y la potencia mediana p_{um} de la señal no deseada, para asegurar la calidad de servicio g especificada. Se tienen en cuenta por separado las variaciones en el tiempo de los niveles de potencia mediana P_m y P_{um} . Al parecer, esta división del desvanecimiento total entre una componente Y_i de interferencia de fase y la componente de variación más lenta Y , es conveniente por varias razones, a saber:

- Se puede prever que las variaciones de la componente Y_i , asociadas únicamente a la interferencia de fase, se producen de forma totalmente independiente para la señal deseada y para la no deseada, lo que permite determinar el valor apropiado de $R_{ur}(g)$ con mayor precisión;
- La variable aleatoria Y_i sigue la ley de distribución de Nakagami-Rice, como muestra la Fig. 1, mientras que las variaciones en el tiempo de la otra componente Y tienen una distribución aproximadamente normal;
- Las variaciones en el tiempo de P_m y P_{um} tienden a guardar correlación en la mayoría de los trayectos de propagación de las señales deseada y no deseada; y esta correlación se puede tener en cuenta con mayor precisión si el desvanecimiento instantáneo se divide entre sus dos componentes aditivas Y e Y_i ;
- La mayor parte de la contribución a la variancia de P_m en el tiempo se produce en las frecuencias de poca fluctuación que van de un ciclo por año a un ciclo por hora, aproximadamente, mientras que la contribución más importante a la variancia de Y_i se produce en frecuencias de mayor fluctuación, superior a un ciclo por hora, aproximadamente.

En un Informe [3] preparado recientemente por el Grupo de trabajo internacional creado en virtud de la Resolución 2, se indican métodos que permiten prever la distribución cumulativa de P_m y P_{um} , así como los valores de K y de K_u que cabe esperar, respectivamente, para los trayectos de propagación de las señales deseada y no deseada; estas previsiones son válidas para la propagación troposférica, es decir, en frecuencias superiores a unos 40 MHz. No obstante, la distribución de Nakagami-Rice es también válida para la propagación ionosférica. En otros documentos [22] se indican procedimientos análogos aplicables a la predicción de K para tales trayectos.

4. Distribución de la relación potencia instantánea de una señal deseada potencia instantánea de una señal no deseada, cuando estas variables aleatorias siguen independientemente la ley de distribución de Rayleigh

Sea R_{ui} el valor instantáneo de la relación entre la potencia instantánea de la señal deseada $P_m + Y_i$ y la potencia instantánea de la señal no deseada $P_{um} + Y_{ui}$:

$$R_{ui} = P_m + Y_i - P_{um} - Y_{ui} = R_u + Z_i \quad (26)$$

$$\text{de donde } Z_i \equiv Y_i - Y_{ui} \quad (27)$$

Supóngase ahora que Y_i e Y_{ui} siguen independientemente la ley de distribución de Rayleigh, según la fórmula (9). En la práctica, casi siempre será válida la hipótesis de la independencia, pues es muy poco probable que las componentes de propagación por trayectos múltiples en el trayecto de propagación deseado guarden correlación con las componentes de propagación por trayectos múltiples en el trayecto no deseado. La distribución de la variable aleatoria Z_i no depende de ningún parámetro cuando Y_i e Y_{ui} siguen la ley de distribución de Rayleigh. Habida cuenta de los resultados obtenidos por Siddiqui [23], es fácil demostrar que la probabilidad q de que $Z_i > Z_i(q)$ puede determinarse en este caso mediante la relación:

$$Z_i(q) = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{q} - 1 \right) \quad (28)$$

Para determinar la distribución instantánea prevista de R_{ui} , basta con añadir a $Z_i(q)$ la constante $R_u = P_m - P_{um}$. El valor medio $Z_i = 0$, y la desviación estándar $\sigma_{Z_i} = 7,877$ dB. Siddiqui [23] ha demostrado que el valor estimado de $z_i \equiv y_i/y_{ui}$ es infinito, siendo ésta una de las razones por las que se utiliza Z_i .

5. Determinación experimental de la distribución acumulativa de Z_i

Consideremos el proceso continuo en el tiempo:

$$P_i(t) = Y_i(t) + Y(t) + P_m(50) \quad (29)$$

$$\begin{aligned} Z_e[t, \tau(t)] &= P_i(t) - P_i[t + \tau(t)] \\ &= Y_i(t) - Y_i[t + \tau(t)] + Y(t) - Y[t + \tau(t)] \\ &\approx Y_i(t) - Y_i[t + \tau(t)] \end{aligned} \quad (30)$$

La aproximación (30) es legítima, ya que $Y(t)$ varía en función del tiempo mucho más lentamente que $Y_i(t)$; esta aproximación es tanto más satisfactoria cuanto más reducido es el valor de $\tau(t)$. No obstante, si se toma un valor demasiado bajo para $\tau(t)$, habrá una correlación entre $Y_i(t)$ e $Y_i[t + \tau(t)]$; en ese caso, $Z_e[t, \tau(t)]$ no constituirá una aproximación satisfactoria de $Z_i(t)$ que representa, por definición, la diferencia entre dos distribuciones *independientes* de $Y_i(t)$.

Para que $Y_i(t)$ e $Y_i[t + \tau(t)]$ sean independientes, se puede determinar la autocorrelación de la función continua $P_i(t)$. Sea $\tau(t)$ una magnitud representativa del intervalo de tiempo determinado durante el cual $P_i(t)$ y $P_i[t + \tau(t)]$ tienen un coeficiente de correlación de 0,4 en el espacio de tiempo comprendido entre t y $t + 10 \tau(t)$; Siddiqui ha demostrado que, en estas condiciones, $P_i(t)$ y $P_i[t + \tau(t)]$ son variables aleatorias que se pueden considerar independientes en primera aproximación. Conviene señalar que $\tau(t)$ varía en función del tiempo t ; si se utiliza esta variable determinada anteriormente, puede generarse el proceso continuo $Z_e[t, \tau(t)]$ y compararse su distribución acumulativa registrada con la distribución acumulativa estimada para un modelo determinado de desvanecimiento por interferencia de fase. Conviene, por ejemplo, compararla con el valor de $Z_i(q)$ dado por la fórmula (27), en la hipótesis de un modelo con distribución Rayleigh. Se observará que $Z_e[t, \tau(t)]$ es casi por completo independiente del desvanecimiento de potencia a largo plazo Y , pues el único error que le afecta es la variación de Y durante el intervalo de tiempo $\tau(t)$ que, en algunos casos, no excede de un segundo. Por este motivo, $Z_e[t, \tau(t)]$ representa una serie temporal estacionaria durante el intervalo de tiempo en el que se estima que el modelo probado es aplicable. Este intervalo de tiempo es a menudo de tres horas, en cuyo caso el número de muestras independientes de $Z_e[t, \tau(t)]$ con $\tau(t) = 1$ segundo, sería de 10 800.

CUADRO I(a)

Características de la distribución de Nakagami-Rice para el desvanecimiento por interferencia de fase $Y_i(q)$

($Y_i > Y_i(q)$ con probabilidad q ; $Y_i(0,5) \equiv 0$)

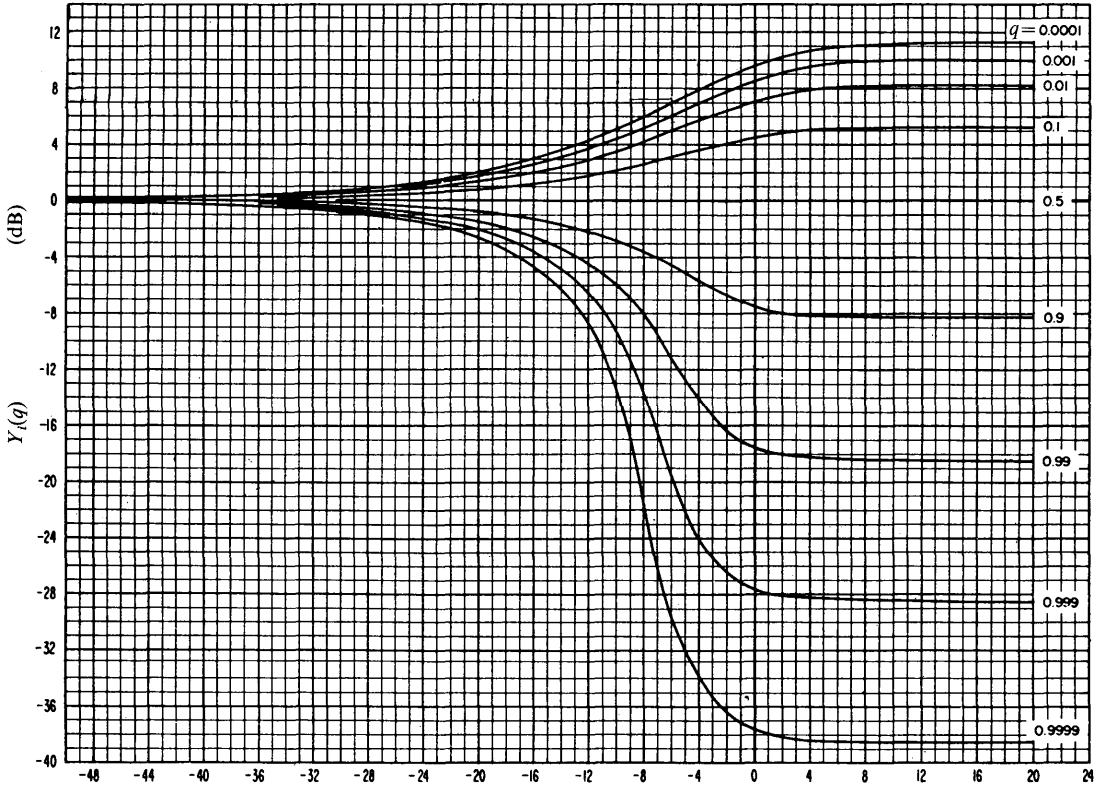
K	$\bar{Y}_i$	σ_{Y_i}	$Y_i(0,01)$	$Y_i(0,1)$	$Y_i(0,9)$	$Y_i(0,99)$	$Y_i(0,1) - Y_i(0,9)$
dB	dB	dB	dB	dB	dB	dB	dB
-40	-0,0002	0,061	0,1417	0,0784	-0,0790	- 0,1440	0,1574
-35	-0,0007	0,109	0,2504	0,1352	-0,1411	- 0,2579	0,2763
-30	-0,0022	0,194	0,4403	0,2453	-0,2525	- 0,4638	0,4978
-25	-0,0069	0,346	0,7676	0,4312	-0,4538	- 0,8421	0,8850
-20	-0,0217	0,616	1,3184	0,7508	-0,8218	- 1,5544	1,5726
-18	-0,0343	0,776	1,6264	0,9332	-1,0453	- 2,0014	1,9785
-16	-0,0543	0,980	1,9963	1,1558	-1,3326	- 2,5931	2,4884
-14	-0,0859	1,238	2,4355	1,4247	-1,7028	- 3,3872	3,1275
-12	-0,136	1,569	2,9491	1,7455	-2,1808	- 4,4715	3,9263
-10	-0,214	1,999	3,5384	2,1218	-2,7975	- 5,9833	4,9193
- 8	-0,334	2,565	4,1980	2,5528	-3,5861	- 8,1418	6,1389
- 6	-0,507	3,279	4,9132	3,0307	-4,5714	-11,0972	7,6021
- 4	-0,706	4,036	5,6559	3,5366	-5,7101	-14,2546	9,2467
- 2	-0,866	4,667	6,3811	4,0366	-6,7874	-16,4258	10,8240
0	-0,941	5,094	7,0246	4,4782	-7,5267	-17,5512	12,0049
2	-0,953	5,340	7,5228	4,8088	-8,0074	-18,0527	12,8162
4	-0,942	5,465	7,8525	5,0137	-8,0732	-18,2573	13,0869
6	-0,929	5,525	8,0435	5,1233	-8,1386	-18,3361	13,2619
8	-0,922	5,551	8,1417	5,1749	-8,1646	-18,3669	13,3395
10	-0,918	5,562	8,1881	5,1976	-8,1753	-18,3788	13,3729
12	-0,916	5,567	8,2090	5,2071	-8,1792	-18,3834	13,3863
14	-0,916	5,569	8,2179	5,2112	-8,1804	-18,3852	13,3916
16	-0,915	5,570	8,2216	5,2128	-8,1811	-18,3860	13,3939
18	-0,915	5,570	8,2232	5,2135	-8,1813	-18,3863	13,3948
20	-0,915	5,570	8,2238	5,2137	-8,1814	-18,3864	13,3951
∞	-0,915	5,570	8,2242	5,2139	-8,1815	-18,3865	13,3954

CUADRO I(b)

Características de la distribución de Nakagami-Rice para el desvanecimiento por interferencia de fase $Y_i(q)$

($Y_i > Y_i(q)$ con probabilidad q ; $Y_i(0,5) \equiv 0$)

K	$Y_i(0,005)$	$Y_i(0,02)$	$Y_i(0,05)$	$Y_i(0,95)$	$Y_i(0,98)$	$Y_i(0,995)$
dB	dB	dB	dB	dB	dB	dB
-40	0,1568	0,1252	0,1004	- 0,1016	- 0,1270	- 0,1596
-35	0,2768	0,2214	0,1778	- 0,1815	- 0,2272	- 0,2860
-30	0,4862	0,3898	0,3136	- 0,3254	- 0,4082	- 0,5151
-25	0,8460	0,6811	0,5496	- 0,5868	- 0,7391	- 0,9374
-20	1,4486	1,1738	0,9524	- 1,0696	- 1,3572	- 1,7389
-18	1,7840	1,4508	1,1846	- 1,3660	- 1,7416	- 2,2461
-16	2,1856	1,7847	1,4573	- 1,7506	- 2,2463	- 2,9231
-14	2,6605	2,1829	1,7896	- 2,2526	- 2,9156	- 3,8422
-12	3,2136	2,6507	2,1831	- 2,9119	- 3,8143	- 5,1188
-10	3,8453	3,1902	2,6408	- 3,7820	- 5,0372	- 6,9452
- 8	4,5493	3,7975	3,1602	- 4,9287	- 6,7171	- 9,6386
- 6	5,3093	4,4591	3,7313	- 6,4059	- 8,9732	-13,4194
- 4	6,0955	5,1494	4,3315	- 8,1216	-11,5185	-17,1017
- 2	6,8613	5,8252	4,9219	- 9,6278	-13,4690	-19,4073
0	7,5411	6,4248	5,4449	-10,5553	-14,5401	-20,5618
2	8,0697	6,8861	5,8423	-11,0005	-15,0271	-21,0706
4	8,4231	7,1873	6,0956	-11,1876	-15,2273	-21,2774
6	8,6309	7,3588	6,2354	-11,2606	-15,3046	-21,3565
8	8,7394	7,4451	6,3034	-11,2893	-15,3349	-21,3880
10	8,7918	7,4857	6,3341	-11,3005	-15,3466	-21,4000
12	8,8155	7,5031	6,3474	-11,3048	-15,3512	-21,4046
14	8,8258	7,5106	6,3531	-11,3065	-15,3529	-21,4064
16	8,8301	7,5136	6,3552	-11,3072	-15,3537	-21,4072
18	8,8319	7,5149	6,3561	-11,3075	-15,3540	-21,4075
20	8,8326	7,5154	6,3565	-11,3076	-15,3541	-21,4076
∞	8,8331	7,5158	6,3567	-11,3077	-15,3542	-21,4077



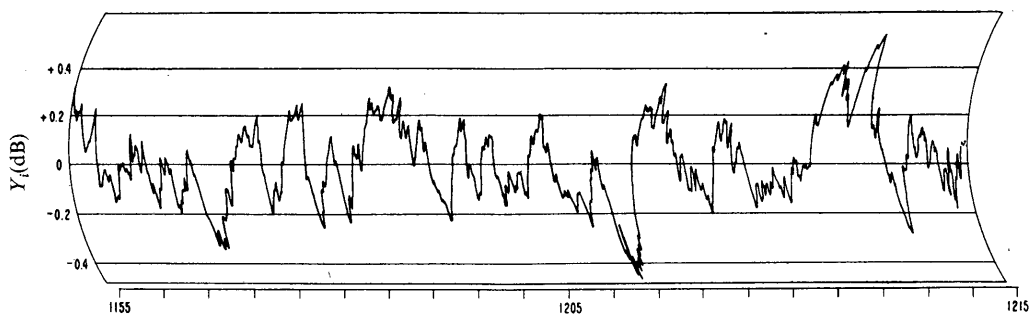
Relación, K , en dB, entre el valor de la raíz de la suma de los cuadrados de las amplitudes de la componente del desvanecimiento de Rayleigh y la amplitud de la componente estable de la señal recibida.

FIGURA 1

Distribución de probabilidad de Nakagami-Rice para el desvanecimiento asociado a la interferencia de fase

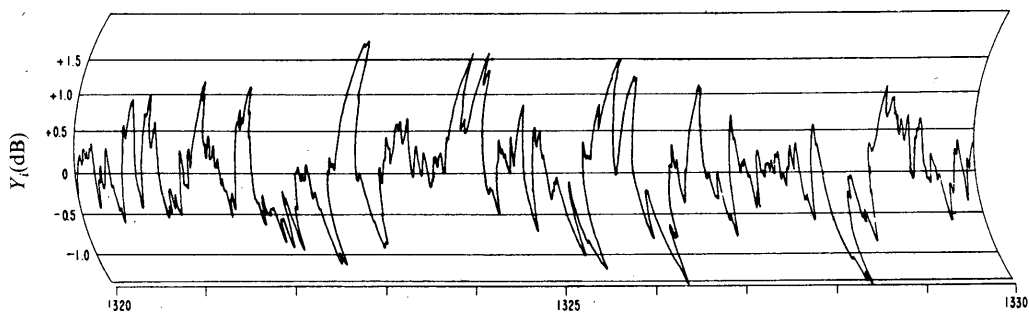
q es la probabilidad de que $Y_i \equiv (P_i - P_m) > Y(q)$

A medida que K aumenta indefinidamente, la distribución de Nakagami-Rice se acerca a la distribución de Rayleigh.



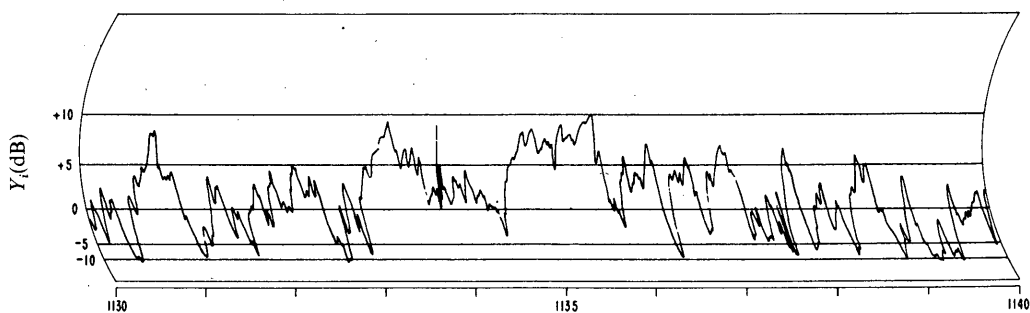
Longitud del trayecto: 70,2 millas; distancia angular: $-1,33$ mrad
Frecuencia de los desvanecimientos: 29 pasajes positivos en 20 min = 1,45
 $Y_i(0,1) - Y_i(0,9) = 0,39$ dB; $K = 32$ dB

a) Cheyenne Mountain - Karval, Colorado, 24.VIII.1955



Longitud del los trayecto: 96,6 millas; distancia angular: $1,15$ mrad
Frecuencia de los desvanecimientos: 35 pasajes positivos en 10 min = 3,5
 $Y_i(0,1) - Y_i(0,9) = 1,57$ dB; $K = -20$ dB

b) Cheyenne Mountain - Haswell, Colorado, 18.VIII.1954



Longitud del trayecto: 226,5 millas; distancia angular: $28,1$ mrad
Frecuencia de los desvanecimientos: 32 pasajes positivos en 10 min = 3,2
 $Y_i(0,1) - Y_i(0,9) = 12,6$ dB; valor admitido para $K: \geq 20$ dB

c) Cheyenne Mountain - Garden City, Kansas, 27.III.1953

FIGURA 2

Muestras de grabación de la emisión de Cheyenne Mountain en 100 MHz

BIBLIOGRAFÍA

1. U.E.R. New methods of producing television assignment plans. Unión Europea de Radiodifusión, Bruselas, Doc. técnico 3080-E(F) (mayo de 1960).
2. J.T.A.C. Radio Spectrum Utilization, Inst. Electrical and Electronics Engineers, 345 E. 47th St., New York, N.Y. 10017.
3. RICE, P. L., LONGLEY, A. G., NORTON, K. A. y BARSIS, A. P. Transmission loss prediction for tropospheric communication circuits. NBS Tech. Nota 101 (7 de mayo de 1965).
4. NORTON, K. A., STARAS, H. y BLUM, M. A statistical approach to the problem of multiple radio interference to TV and FM service. *Trans. IRE, Ant. Prop.*, PGAP-1, 43-49 (febrero de 1952).
5. BARSIS, A. P., NORTON, K. A., RICE, P. L. y ELDER, P. H. Performance predictions for single tropospheric communications links, and for several links in tandem. NBS Tech. Nota 102 (agosto de 1961).
6. BEAN, B. R., FEHLHABER, L. y GROSSKOPF, J. A comparative study of the correlation of the seasonal and diurnal cycles of transhorizon radio transmission loss and surface refractivity. *J. Res. NBS*, **66D** (Radio Prop.) N.º 5, 593-599 (septiembre-octubre de 1962).
7. HITCHCOCK, R. J. y MORRIS, P. A. C. The HF band: is a new look required? *Wireless World*, 1-4 (julio de 1961).
8. GAYER, J. H. y BOYLE, A. W. Los planes para África. *Boletín de Telecomunicaciones*, **30**, N.º 7, 202-208 (julio de 1963).
9. KRASNOSELSKI, N. I. y SMITH, R. Una calculadora electrónica al servicio de la radiodifusión africana. *Boletín de Telecomunicaciones*, **30**, N.º 90, 277-283 (septiembre de 1963).
10. CARROLL, J. M. The quest for compatibility. *Electronics*, **37**, N.º 6, 79-84 (mayo de 1964).
11. SIDDIQUI, M. M. Some statistical theory for the analyses of radio propagation data. *J. Res. NBS*, **66D** (Radio Prop.), N.º, 571-580 (septiembre-octubre de 1962).
12. RICE, S. O. Mathematical analysis of random noise. *BSTJ*, **23**, 282-332 (enero de 1945). *BSTJ*, **24**, 46-156 (1944/45). Bell, Tech., Monograph., B-1589 (1954). Selected papers on noise and stochastic processes. Dover Publishers Inc., N.Y. 19, N.Y., Nelson Wax Editor, 133-294.
13. FLOOD, Walter A., Jr. The fading of ionospheric signals, Cornell Univ. Res. Rpt. EE214, Tech. Rpt. 17, Signal Corps Project 182B (15 de agosto de 1954).
- 14a. FELPERIN, K. D. Amplitude distribution due to multipath and scatter: A theoretical model, Stanford Res. Instit. Res. Memo, **12**, Proyecto 3670 (1964).
- 14b. NAKAGAMI, M. Study on the resultant amplitude of many vibrations whose phases and amplitudes are random. *Nippon Electron. Commun. Eng.* N.º 22, 69-92, Ecuación 118 (octubre de 1940).
15. NORTON, K. A., VOGLER, L. E., MANSFIELD, W. V. y SHORT, P. J. The probability distribution of the amplitude of a constant vector plus a Rayleigh-distributed vector. *Proc. IRE*, **43**, N.º 10, 1354-1361 (octubre de 1955).
16. BECKMANN, P. Statistical distribution of the amplitude and phase of a multiply scattered field. *J. Res. NBS*, **66D**, (Radio Prop.) N.º 3, 231-240 (mayo-junio de 1962).
17. BECKMANN, P. The probability distribution of a random vector plus a Rayleigh-distributed vector and its applications. *Inst. Radio Eng. and Electron. Czech. Acad. Sci.*, **23** (1962).
18. BURNS, William R. Some statistical parameters related to the Nakagami-Rice probability distribution, *Radio Sci. J. Res. NBS/USNC-URSI*, **68D**, N.º 4, 429-434.
19. NORTON, K. A., RICE, P. L. y VOGLER, E. D. The use of angular distance in estimating transmission loss and fading range for propagation through a turbulent atmosphere over irregular terrain. *Proc. IRE*, **43**, N.º 10, 1488-1526 (octubre de 1955).
20. JAMES, H. B. y WELLS, P. I. Some tropospheric scatter propagation measurements near the radio horizon. *Proc. IRE*, **43**, N.º 10, 1336-1340 (octubre de 1955).
21. NORTON, K. A., RICE, P. L., HANES, H. B. y BARSIS, A. P. The rate of fading in propagation through a turbulent atmosphere. *Proc. IRE*, **43**, N.º 10, 1341-1353 (octubre de 1955).
22. NORTON, K. A. Transmission loss in radio propagation: II NBS Tech. Nota 12, PB 151371 (junio de 1959).
23. SIDDIQUI, M. M. Some problems connected with Rayleigh distributions. *J. Res. NBS*, **66D** (Radio Prop.), N.º 2, 167-174 (marzo-abril de 1962).

Imprimé en Suisse