

## INFORME UIT-R SM.2028-1

**Metodología de simulación Monte Carlo para su aplicación en estudios  
de compartición y compatibilidad entre distintos servicios o  
sistemas de radiocomunicaciones**

(Cuestión UIT-R 211/1)

(2001-2002)

ÍNDICE

	Página
Resumen.....	2
1 Antecedentes.....	2
2 Método de simulación Monte Carlo: Consideraciones generales .....	3
3 Requisitos de arquitectura .....	6
Anexo 1 – Lista de parámetros de entrada.....	10
Anexo 2 – Dispositivo de generación de sucesos .....	13
– Apéndice 1 al Anexo 2: Modelo de propagación .....	24
– Apéndice 2 al Anexo 2: Función control de potencia .....	42
– Apéndice 3 al Anexo 2: Definiciones de distribución.....	43
– Apéndice 4 al Anexo 2: Generación de números pseudoaleatorios .....	44
– Apéndice 5 al Anexo 2: Organigrama de cálculo de $dRSS$ .....	46
– Apéndice 6 al Anexo 2: Cálculo de $iRSS$ debida a señales no deseadas y de bloqueo..	47
– Apéndice 7 al Anexo 2: Bloqueo del receptor.....	48
– Apéndice 8 al Anexo 2: $iRSS$ debida a intermodulación .....	50
– Apéndice 9 al Anexo 2: Intermodulación en el receptor .....	51
– Apéndice 10 al Anexo 2: Influencia de las distintas anchuras de banda .....	53
– Apéndice 11 al Anexo 2: Tamaño de la célula radioeléctrica en una red limitada por el ruido.....	57
– Apéndice 12 al Anexo 2: Diagrama de antena simétrico .....	58
Anexo 3 – Dispositivo de evaluación de la distribución.....	59
– Apéndice 1 al Anexo 3: Prueba de bondad de ajuste chi cuadrado.....	61
– Apéndice 2 al Anexo 3: Prueba de estabilidad de Kolmogorov-Smirnov.....	63
Anexo 4 – Dispositivo de cálculo de la interferencia .....	63

## Resumen

En el presente Informe aparece información general acerca de una metodología de simulación Monte Carlo en radiocomunicaciones. Además de ofrecer información general, el texto también constituye una especificación de la primera generación del programa informático «Herramienta de ingeniería avanzada para el análisis Monte Carlo del espectro» (SEAMCAT, *spectrum engineering advanced Monte Carlo analysis tool*) que utiliza el método Monte Carlo aplicado a casos de radiocomunicaciones.

## Consideraciones generales

El problema de las emisiones no deseadas, factor importante que incide en la eficacia de utilización del espectro radioeléctrico, es objeto de un tratamiento en profundidad en diversos foros tanto internos como externos a la Conferencia Europea de Administraciones de Correos y Telecomunicaciones (CEPT). Si bien se admite la necesidad de volver a evaluar los límites de las emisiones no deseadas dentro del Apéndice 3 del Reglamento de Radiocomunicaciones (RR), se considera generalmente que es preferible utilizar con este fin un método genérico.

Una de las muchas razones por las que se prefieren los métodos genéricos es su capacidad, a priori, de tratar con nuevos sistemas y tecnologías de las comunicaciones a medida que surgen. Otra razón es que sólo un método genérico puede aspirar a convertirse en la base de una herramienta analítica que goce de amplio reconocimiento.

La herramienta para la simulación Monte Carlo en radiocomunicaciones que se describe en el presente Informe fue desarrollada, basándose en las anteriores consideraciones, dentro del proceso del Comité Europeo de Radiocomunicaciones (ERC).

## SEAMCAT

SEAMCAT es la aplicación de un modelo de simulación Monte Carlo para radiocomunicaciones, desarrollado por un grupo de Administraciones de la CEPT, miembros del Instituto Europeo de Normas de Telecomunicación (ETSI) y organismos científicos internacionales. SEAMCAT es un programa informático cuyo código objeto es público, siendo distribuido por la Oficina Europea de Radiocomunicaciones (ERO) de la CEPT, Copenhague cuya dirección electrónica es: <http://www.ero.dk>

El programa está también disponible en la biblioteca de aplicaciones informáticas del UIT-R. Se pueden obtener más detalles en la dirección de correo electrónico de la ERO: [ero@ero.dk](mailto:ero@ero.dk).

## 1 Antecedentes

A fin de proceder a una nueva evaluación de los límites de las emisiones no deseadas en el Apéndice 3 del RR, conviene desarrollar una herramienta analítica que permita evaluar el nivel de interferencia que experimentarían receptores representativos. Se ha acordado en el UIT-R que el nivel de interferencia ha de expresarse en función de la probabilidad de que la capacidad de recepción del receptor considerado se degrade por la presencia de una señal interferente. Para obtener esta probabilidad de interferencia se necesitará un modelo estadístico de las situaciones de interferencia. En el presente Informe se describe la metodología y se presenta una propuesta de arquitectura de la herramienta.

La metodología estadística que se describe y que se utilizó para desarrollar la herramienta se conoce como técnica Monte Carlo. El término Monte Carlo fue adoptado por von Neumann y Ulan durante la Segunda Guerra Mundial como nombre en código de sus trabajos secretos de resolución de

problemas estadísticos relativos al diseño de una bomba atómica. Desde ese entonces se ha utilizado el método de Monte Carlo para simular procesos aleatorios. Se basa en el principio de tomar muestras de variables aleatorias de sus funciones densidad de probabilidad definidas. Este método puede considerarse la técnica más poderosa y de uso más generalizado para el análisis de problemas estadísticos complejos. Se considera que no hay alternativa al enfoque de Monte Carlo para desarrollar una metodología destinada al análisis de la interferencia causada por emisiones no deseadas.

El enfoque es:

- genérico: un único modelo puede manejar una variedad de situaciones de interferencia;
- flexible: el enfoque es sumamente flexible y puede adaptarse con facilidad para tratar las situaciones de interferencia compuesta.

## 2 Método de simulación Monte Carlo: Consideraciones generales

Esta metodología es adecuada para abordar los siguientes temas de la ingeniería del espectro radioeléctrico:

- estudios de compartición y compatibilidad entre distintos sistemas de radiocomunicaciones que funcionan, respectivamente, en la misma banda de frecuencias o en bandas adyacentes;
- evaluación de plantillas de transmisor y de receptor;
- evaluación de los límites de parámetros tales como niveles de señales no deseadas (no esenciales y fuera de banda), niveles de bloqueo y niveles de intermodulación.

El método Monte Carlo puede aplicarse a casi todas las situaciones de interferencia de radiofrecuencia. La flexibilidad se logra por la forma en que se definen los parámetros del sistema. El formato de entrada de cada uno de los parámetros variables (diagrama de antena, potencia radiada, trayecto de propagación, etc.) es su función de distribución estadística. Esto posibilita crear modelos hasta de situaciones muy complejas utilizando funciones elementales relativamente sencillas. Se pueden tratar varios sistemas distintos, tales como:

- de radiodifusión (terrenal y por satélite);
- móviles (terrenal y por satélite);
- punto a punto;
- punto a multipunto, etc.

La mejor manera de explicar el principio es por medio del ejemplo siguiente, el cual sólo toma en cuenta las emisiones no deseadas como mecanismo de interferencia. Por lo general, el método de Monte Carlo también trata los demás efectos presentes en el entorno radioeléctrico, tales como las emisiones fuera de banda, el bloqueo de receptor y la intermodulación.

A continuación figuran algunos ejemplos de aplicaciones de esta metodología:

- estudio de compatibilidad entre los medios móviles privados (PMR) (TETRA) digital y el Sistema Mundial para Comunicaciones Móviles (GSM) a 915 MHz;
- estudio de compartición entre el servicio fijo y el SFS;
- estudio de compartición entre dispositivos de corto alcance (Bluetooth) y las redes radioeléctricas de área local (RLAN) en la banda para aplicaciones industriales, científicas y médicas (ICM) a 2,4 GHz;

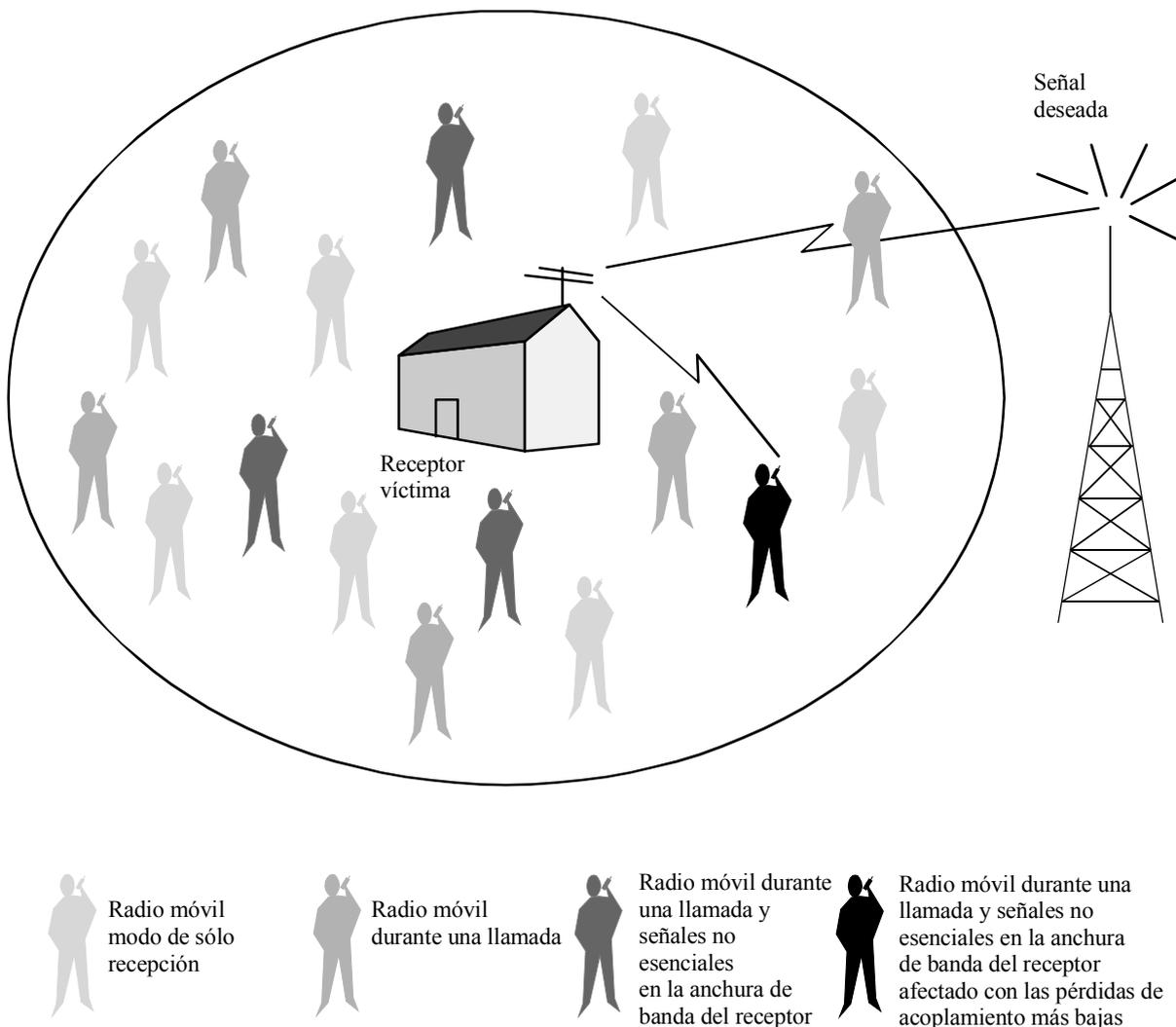
- estudio de compatibilidad para las Telecomunicaciones móviles internacionales-2000 (IMT-2000) y los PCS1900 en torno a 1,9 GHz;
- estudio de compatibilidad para los sistemas de banda ultraamplia y otros sistemas de radiocomunicaciones que funcionan en estas bandas de frecuencias.

### 2.1 Ejemplo ilustrativo (sólo emisiones no deseadas, fuente de interferencia principal)

Se ha supuesto que, para considerar que se produce interferencia, no debe satisfacerse la relación mínima portadora/interferencia,  $C/I$ , a la entrada del receptor. Para calcular el valor de  $C/I$  experimentado por el receptor, es necesario obtener estadísticas tanto de los niveles de señal deseada como de señal no deseada. Se supone que las emisiones no deseadas en esta simulación proceden de transmisores activos. Además, se ha considerado que sólo contribuyen a la interferencia las señales no esenciales que caen dentro de la anchura de banda de recepción. Para el caso de la interferencia de móvil a fijo, se muestra un ejemplo en la Fig. 1.

FIGURA 1

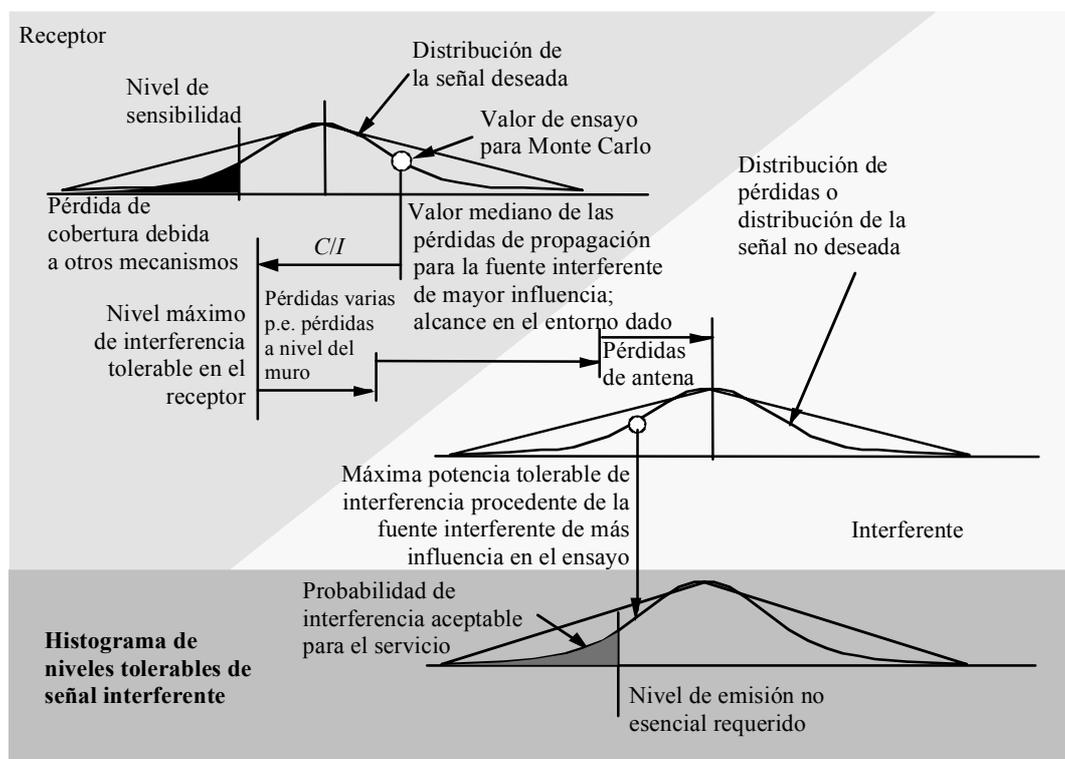
Ejemplo de caso de interferencia en que intervienen un receptor de televisión y radios portátiles



En la Figura aparecen numerosos transmisores móviles potenciales. Sólo algunos de los transmisores están transmitiendo activamente y sólo unos pocos emiten energía no deseada en la anchura de banda del receptor afectado. Se supone que la interferencia se produce como resultado de emisiones no deseadas procedentes del transmisor de mayor influencia y la mínima pérdida de trayecto (valor mediano de la pérdida de propagación + variación de la atenuación adicional + variación de la potencia de transmisión) al receptor.

En la Fig. 2 se muestra un ejemplo del proceso de simulación Monte Carlo tal como se aplica al cálculo de la probabilidad de interferencia debida a emisiones no deseadas. Para cada ensayo se realiza una extracción aleatoria del nivel de la señal deseada de una distribución apropiada. Para un nivel de señal deseada determinado se obtiene el máximo nivel tolerable no deseado a la entrada del receptor a partir del valor de  $C/I$  del receptor.

FIGURA 2  
Ejemplo de formulación del proceso de evaluación de Monte Carlo



Rap 2028-02

Se calcula, para las diversas fuentes interferentes que rodean al receptor afectado, el aislamiento por posición, la pérdida de propagación (incluida cualquier variación y las pérdidas adicionales) y la discriminación de la antena. El aislamiento más bajo determina el máximo nivel no deseado que puede radiar cualquiera de los transmisores durante este ensayo.

A partir de numerosos ensayos se puede entonces obtener un histograma de los niveles no deseados y, para una probabilidad de interferencia dada, puede determinarse el nivel no deseado correspondiente.

Variando los valores de los distintos parámetros de entrada al modelo y dada una densidad apropiada de fuentes interferentes, es posible analizar una amplia gama de situaciones de interferencia.

### 3 Requisitos de arquitectura

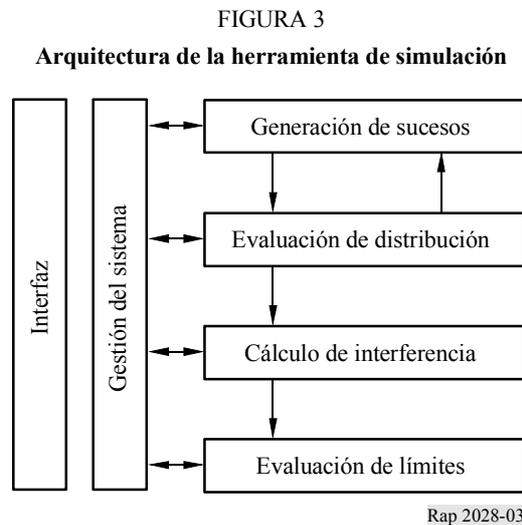
Uno de los requisitos principales es elegir una estructura de la arquitectura para la herramienta de simulación lo suficientemente flexible como para permitir el análisis de situaciones de interferencia compuesta, en las cuales intervienen una combinación de equipos de radiocomunicaciones que comparten un mismo hábitat y/o varias fuentes de interferencia (por ejemplo, emisiones fuera de banda, emisiones no esenciales, intermodulación, etc.) que se pueden tratar simultáneamente.

Otros requisitos podrían ser el que la arquitectura propuesta conste de elementos modulares y sea lo suficientemente versátil como para permitir tratar las situaciones de interferencia compuesta.

En la Fig. 3 se muestra la arquitectura Monte Carlo que se propone y que cumple con estas restricciones. En lo fundamental, la arquitectura propuesta es de tipo secuencial y consta de cuatro dispositivos de procesamiento:

- dispositivo de generación de sucesos;
- dispositivo de cálculo para evaluación de distribución;
- dispositivo de cálculo de interferencia;
- dispositivo de evaluación de límites.

La Fig. 3 representa una vista esquemática de la herramienta completa.



En el Anexo 1 figura la lista de parámetros de interferencia y su importancia con respecto a uno o más de los dispositivos de procesamiento.

#### 3.1 Dispositivo de generación de sucesos

El dispositivo de generación de sucesos (EGE, *event generation engine*) toma los parámetros relevantes de la situación de interferencia presentada y genera información acerca de la intensidad de la señal recibida (RSS, *received signal strength*) deseada así como de la intensidad de cada una

de las señales interferentes que forman parte de la situación de interferencia compuesta. El proceso se repite  $N$  veces, donde  $N$  es el número de ensayos, que debe ser lo suficientemente grande como para generar resultados estadísticamente significativos. Las muestras generadas de la señal deseada y de todas las señales interferentes se almacenan en matrices de datos separadas, de longitud  $N$ .

Los ensayos sobre parámetros comunes a los trayectos radioeléctricos deseado e interferentes se realizan en forma concurrente a fin de detectar una posible correlación entre las señales deseada e interferente. Una realización como ésta no abarcará sólo aquellos raros casos de interferencia en los que un cierto mecanismo de interferencia es excitado por otra interferencia (por ejemplo, la señal de un transmisor potente se mezcla con la emisión no esencial del segundo transmisor y produce una interferencia del tipo de intermodulación).

En el Anexo 2 se presentan el organigrama y una descripción detallada del algoritmo del EGE.

La lista de posibles fuentes de interferencia que pueden aparecer en un entorno de radiocomunicaciones comprende:

Fenómenos de interferencia del transmisor:

- emisiones no deseadas (no esenciales y fuera de banda);
- ruido de banda ancha;
- intermodulación;
- canal adyacente;
- cocanal.

Fenómenos de interferencia del receptor:

- emisión no esencial.

Ruido de fondo:

- ruido de antena;
- ruido artificial.

Otros parámetros de susceptibilidad del receptor a la interferencia:

- bloqueo;
- rechazo de intermodulación;
- rechazos de canal adyacente y de cocanal;
- rechazo de respuesta no esencial.

Todas las fuentes anteriores se pueden clasificar en tres categorías de mecanismos de interferencia genéricos: emisión no deseada, intermodulación y susceptibilidad del receptor. Cada una de estas tres categorías exige un modelo distinto para que los procesos físicos sean característicos de dicho mecanismo de interferencia. El ruido artificial y la temperatura de ruido de la antena se pueden considerar como un aumento del nivel de ruido térmico, lo que hace disminuir la sensibilidad del receptor, y pueden introducirse en la simulación cuando el criterio de interferencia es  $I/N$  (relación interferencia/ruido) o  $C/(I + N)$  (relación señal deseada/interferencia + ruido).

### 3.2 Dispositivo de evaluación de la distribución

El dispositivo de evaluación de la distribución (DEE, *distribution evaluation engine*) toma matrices de datos generados por el EGE y procesa los datos a fin de:

- a) evaluar si el número de muestras es o no suficiente para generar resultados estadísticamente estables;
- b) calcular la correlación entre los datos de la señal deseada y los de la señal interferente, así como entre distintos tipos de señales interferentes (por ejemplo, emisiones de bloqueo y emisiones no deseadas);
- c) calcular una función de distribución continua conocida, por ejemplo gaussiana, como mejor ajuste a las distribuciones generadas de los datos de señales deseada e interferentes.

Los puntos a) y c) se pueden lograr utilizando algoritmos ampliamente conocidos de cálculo de la bondad de ajuste para distribuciones generales, como la prueba de Kolmogorov-Smirnov. Se piensa investigar más a fondo, en la segunda fase del desarrollo de esta metodología, la aplicabilidad del ajuste a esta tarea específica.

Si el DEE detecta una variación inaceptable de los parámetros de la distribución discreta obtenidos en dos estimaciones sucesivas usando tamaños de muestra  $N$  y  $N + \Delta N$ , se ordena al EGE generar otras  $\Delta N$  muestras adicionales. Esta prueba se repite hasta que se mide una variación tolerable de los parámetros a lo largo de un número previamente definido de pruebas sucesivas.

El DEE tiene tres tipos de salida distintos posibles:

- matrices de datos de las señales deseada e interferente. Ésta es la salida en caso de detectarse un elevado grado de correlación entre la señal deseada y cualquiera de las señales interferentes;
- aparecen distribuciones discretas de las señales deseada e interferente; esto ocurre cuando la correlación entre las señales es débil o si no hay correlación entre las señales pero no ha sido posible realizar una aproximación de distribución continua con precisión satisfactoria;
- se transfieren al dispositivo de cálculo de la interferencia (ICE, *interference calculation engine*) funciones de distribución continuas de las señales deseada e interferente, en caso de que las señales estuvieran decorrelacionadas y se haya logrado aproximar las distribuciones discretas por funciones de distribución continuas.

En el Anexo 3 aparece el organigrama propuesto y una especificación detallada del algoritmo.

### 3.3 Dispositivo de cálculo de la interferencia (ICE)

El ICE es el corazón de la arquitectura propuesta. El ICE utiliza la información reunida por el EGE y procesada por el DEE para calcular la probabilidad de interferencia. En el Anexo 4 se muestra como, en función del tipo de información transferida del DEE al ICE, se pueden identificar tres modos posibles de calcular la probabilidad de interferencia.

*Modo 1:* las matrices de datos de  $dRSS$  (señal deseada) y de  $i_nRSS$  (señal interferente que procede de  $n$  sistemas distintos) son transferidas por el DEE al ICE y el vector que representa la señal interferente compuesta  $I$  se calcula como suma de los vectores de datos  $i_nRSS$ .

*Modo 2:* la función de distribución de la señal interferente compuesta se calcula tomando muestras aleatorias de distribuciones de  $i_nRSS$  y sumándolas linealmente.

*Modo 3:* se calcula  $i_nRSS$  mediante integración numérica o analítica de las funciones de distribución dadas para cada una de las fuentes de interferencia.

*Modo 4:* se considera que todas las señales son mutuamente independientes y la probabilidad de interferencia global se identifica a la probabilidad de que aparezcan perturbaciones provocadas al menos por un tipo de interferencia.

Dentro del dispositivo de procesamiento se pueden admitir distintos criterios de cálculo de la probabilidad de interferencia. Es posible determinar las funciones de probabilidad acumulativas para las variables aleatorias  $C/I$ ,  $C/(N+I)$ ,  $I/N$  o  $N/(N+I)$ .

El flujo de información, junto con los procesos asociados, se muestran en forma de organigrama en el Anexo 4.

Todas las distribuciones de señales interferentes se calculan con respecto a los niveles de referencia o a funciones de atenuación no deseada (plantilla de emisión), de bloqueo (plantilla de recepción) o de intermodulación. Las distribuciones de señal interferente para otros niveles o funciones de referencia se pueden obtener por una traslación lineal de primer orden (no deseadas o de bloqueo) o de tercer orden (intermodulación) de las distribuciones de referencia (véase el Anexo 4).

### 3.4 Dispositivo de evaluación de límites (LEE, *limits evaluation engine*)

El LEE desempeña un papel sumamente importante en dos aspectos del desarrollo de la herramienta:

- selección de valores óptimos para los límites;
- verificación de la herramienta.

La salida del ICE aparece como una superficie multidimensional donde se representa la probabilidad de interferencia en función de los parámetros radioeléctricos. Dos de las principales características de la superficie de probabilidad son:

- se obtiene igual probabilidad de interferencia con conjuntos distintos de valores límite de los parámetros radioeléctricos considerados;
- el parámetro de probabilidad de interferencia no se utiliza en el diseño de sistemas de radio-comunicaciones y, por consiguiente, no se presta fácilmente a la validación mediante mediciones de la calidad de funcionamiento del sistema. En lugar de ello, la degradación de la cobertura del sistema o la capacidad de tráfico son parámetros más apropiados para comprender la repercusión de una determinada probabilidad de interferencia sobre la calidad de funcionamiento del sistema de radiocomunicaciones.

Las variables radioeléctricas se transforman del espacio probabilístico a un espacio de calidad de funcionamiento del sistema, permitiendo de esa forma evaluar la degradación de la calidad de funcionamiento del sistema debida a la presencia de interferencia. Cuando se analiza la compatibilidad entre sistemas (por ejemplo, emisiones no deseadas), pueden utilizarse la cobertura radioeléctrica y/o la capacidad de tráfico para evaluar la influencia de los límites de los parámetros radioeléctricos. Para el caso de un estudio de compatibilidad dentro del sistema (por ejemplo, emisión fuera de banda), se debe utilizar la eficacia en la utilización del espectro para obtener los valores apropiados de los parámetros radioeléctricos.

Los valores límite se determinan por medio de un algoritmo de optimización. Para que la optimización funcione adecuadamente, se debe establecer un criterio que se denomina generalmente función costo y el proceso de optimización tiene como meta minimizar esta función costo. Se trata de una función de todos los parámetros radioeléctricos y su significado para el costo, puede ser modificada utilizando coeficientes de ponderación.

Los coeficientes de ponderación pueden integrarse en el proceso de optimización cualquiera de los siguientes aspectos:

- disponibilidad del sistema;
- capacidad de tráfico;
- utilización del espectro;
- limitaciones de la tecnología;
- restricciones económicas.

El conjunto de valores de los parámetros radioeléctricos para los que se minimiza la función costo representa la solución óptima de los valores límite.

El papel desempeñado por el LEE en la herramienta es muy importante. Sin embargo, como todavía se están analizando sus distintos elementos, no será posible incluir al LEE en esta primera fase de la realización.

## Anexo 1

### Lista de parámetros de entrada

Se aplican las siguientes reglas:

- las funciones de distribución van en letra mayúscula, por ejemplo,  $P$ ;
- las minúsculas representan variables (resultado de un cálculo o un ensayo), por ejemplo,  $p$ ;
- el índice se refiere a un «protagonista»: transmisor deseado, receptor afectado, receptor deseado y transmisor interferente.

*Parámetros del transmisor deseado ( $w_t$ ):*

$P_{w_t}^{supplied}$ : distribución del nivel de potencia para distintos transmisores (dBm)

$p_{w_t}^{supplied}$ : muestra de nivel de potencia extraída de la distribución anterior (dBm)

$g_{w_t}^{máx.}$ : máxima ganancia de antena (dBi)

$pattern_{w_t}$ : directividad de la antena dentro de la anchura de banda de funcionamiento (dB) (se da como función o como tabla de consulta)

$H_{w_t}$ : distribución de la altura de la antena (1/m)

$R_{w_t}^{máx.}$ : radio de la cobertura del transmisor deseado (km) (no se requiere para punto a punto).

*Parámetros del receptor afectado (vr):*

$C/I$ : relación de protección (dB)

$g_{vr}^{máx.}$ : máxima ganancia de antena (dBi)

$pattern_{vr}$ : directividad de la antena dentro de la anchura de banda de funcionamiento (dB) (se da como función o como tabla de consulta)

$H_{vr}$ : distribución de la altura de la antena (1/m)

$block$ : respuesta en frecuencia del receptor (dB)

$a_{vr}$ : característica de la susceptibilidad del receptor; se expresa como una relación entre los niveles de señal interferente deseados que producen un funcionamiento inaceptable del receptor y es función  $n$  de la separación en frecuencia entre las dos señales

$intermod$ : respuesta del receptor a la intermodulación (dB)

La respuesta a la intermodulación mide la capacidad del receptor de recibir una señal modulada deseada sin superar una degradación determinada debida a la presencia de dos señales no deseadas con una relación de frecuencia específica con respecto a la frecuencia de la señal deseada.

$f_{vr}$ : frecuencia (MHz)

$sens_{vr}$ : sensibilidad del receptor afectado (dBm)

$b_{vr}$ : anchura de banda del receptor afectado (kHz).

*Parámetros del transmisor interferente (it):*

$P_{it}^{supplied}$ : distribución del nivel de potencia para distintos transmisores (dBm)

$p_{it}^{t\_hold}$ : umbral de control de potencia (dBm)

$p_{it}^{dyc\_rg}$ : gama dinámica del control de potencia (dB)

$p_{it}^{st\_rg}$ : intervalo del paso del control de potencia (dB)

$g_{it}^{máx.}$ : máxima ganancia de antena (dBi)

$R_{it}^{máx.}$ : radio de la cobertura del transmisor interferente (km)

$R_{simu}$ :	radio de la zona en que están distribuidas las fuentes interferentes (km)
$d_0$ :	mínima protección en distancia (km) entre el receptor afectado y el transmisor interferente
$pattern_{it}$ :	directividad de la antena (dB) (se da como función o como tabla de consulta)
$emission\_rel_{it}$ :	plantilla de emisión relativa (dBc/(anchura de banda de referencia)), utilizada únicamente para la fuente interferente y que consiste en el nivel de señal deseada y todas las emisiones no deseadas, incluida la parte del umbral mínimo de emisión dependiendo del control de potencia
$emission\_floor_{it}$ :	umbral mínimo de emisión absoluta (dBm/(anchura de banda de referencia)), utilizado únicamente para la fuente interferente (emisiones no deseadas que se emitirían con la mínima potencia posible del transmisor).
	Obsérvese que hasta la versión 1.1.5 de SEAMCAT la anchura de banda de referencia del umbral mínimo se ha fijado a 1 MHz.
$f_{it}$ :	frecuencia (MHz)
$dens_{it}$ :	densidad ( $1 \text{ km}^2$ )
$p_{it}^{tx}$ :	probabilidad de transmisión (%); se trata de una descripción estadística de las actividades del transmisor promediadas entre un gran número de usuarios y a lo largo de un periodo de tiempo prolongado
$temp_{it}$ :	función variación de la actividad temporal normalizada, en función de la hora del día (1/h).

*Parámetros del receptor deseado ( $wr$ ) que corresponden al transmisor interferente:*

$g_{wr}^{máx.}$ :	máxima ganancia de antena (dBi)
$pattern_{wr}$ :	directividad de la antena (dB) (se da como función o como tabla de consulta)
$H_{wr}$ :	distribución de la altura de la antena (1/m)
$sens_{wr}$ :	sensibilidad dinámica del receptor deseado, tomando en cuenta un margen para el desvanecimiento rápido y la interferencia dentro del sistema (dBm).

*Parámetros del entorno y de propagación:*

$f_{propag}$ :	ley de propagación (valor mediano de las pérdidas + variación) (aparece en el Apéndice 1 al Anexo 2)
$f_{median}$ :	ley de propagación (sólo valor mediano de las pérdidas) (aparece en el Apéndice 1 al Anexo 2)
$env$ :	tipo de entorno (interiores/exteriores, urbano/suburbano/campo abierto).

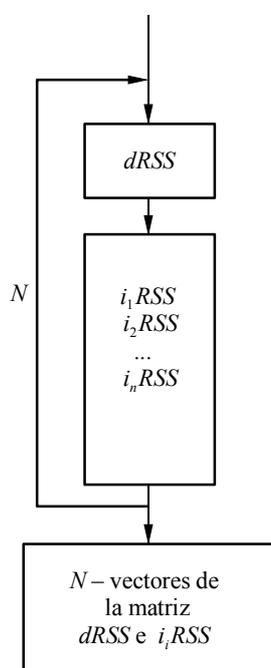
## Anexo 2

### Dispositivo de generación de sucesos

#### Introducción

En este Anexo se describe la forma de construir señales que se utilizan en las situaciones de interferencia: la señal deseada y las señales interferentes debidas a emisión no deseadas, a bloqueo y a intermodulación. Las señales calculadas se almacenan en una matriz que constituye la entrada al DEE, como muestra la Fig. 4.

FIGURA 4  
Organigrama general del EGE



Rap 2028-04

#### Entradas

Los parámetros de entrada se definen en el Anexo 1. Los distintos protagonistas aparecen en la Fig. 5.

#### Salidas

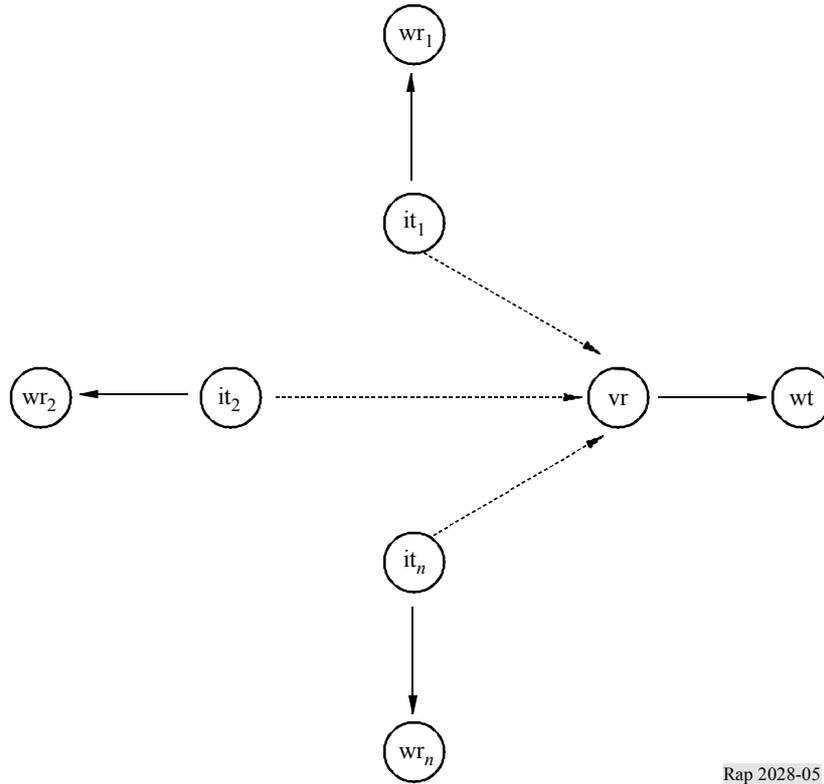
$dRSS$ : intensidad de la señal recibida deseada (dBm)

$iRSS_{spur}$ : intensidad de la señal recibida interferente incluidas las emisiones no deseadas (dBm)

$iRSS_{blocking}$ : intensidad de la señal recibida interferente debida a bloqueo (dBm)

$iRSS_{intermod}$ : intensidad de la señal recibida interferente debida a intermodulación (dBm).

FIGURA 5  
Distintos protagonistas del EGE



Rap 2028-05

## Cálculo

En este punto:

- $T$  representa una prueba de una distribución dada (el algoritmo se describe en el Apéndice 4).
- Las distribuciones  $U(0,1)$ ,  $G(\sigma)$  y  $R(\sigma)$  se definen en el Apéndice 3.
- El organigrama para el cálculo de  $dRSS$  figura en el Apéndice 5 y los organigramas para los cálculos de  $iRSS$  figuran en los Apéndices 6 y 8.

NOTA 1 – Las distancias  $d$  entre transmisores están expresadas en km.

### a) Cálculo de $dRSS$

Existen tres elecciones distintas para determinar  $dRSS$ : dependiendo de una distancia variable, para una distancia fija o utilizando una distribución de señal determinada (véase el Apéndice 5).

*Caso de distancia variable:*

$$dRSS = f(p_{wt}^{supplied}, g_{wt \rightarrow vr}, p_{wt \leftrightarrow vr}^l, g_{vr \leftrightarrow wt}) = p_{wt}^{supplied} + g_{wt \rightarrow vr}(f_{vr}) - p_{wt \leftrightarrow vr}^l(f_{vr}) + g_{vr \rightarrow wt}(f_{vr})$$

Si la señal recibida no puede superar un valor dado (es decir, si depende del control de potencia adoptado en el sistema afectado), entonces:

$$dRSS = \min(dRSS, DRSS_{m\acute{a}x}) \quad \text{usando } dRSS \text{ tal como se calculó antes}$$

donde:

$f_{vr}$ : frecuencia recibida en el receptor afectado.

$$f_{vr} = T(f_{vr})$$

Esta frecuencia puede fijarse a un valor constante o determinarse para una cierta distribución; por ejemplo, la «distribución de frecuencias discreta» (véase el Apéndice 3). En general, la frecuencia afectada no debe fijarse a un valor sino que debe ser calculada y elegida aleatoriamente como la frecuencia de la fuente interferente utilizando una distribución discreta (véase también el apartado b)).

$p_{wt}^{supplied}$ : la distribución del nivel de máxima potencia suministrada a la antena del transmisor deseado

$$p_{wt}^{supplied} = T(P_{wt}^{supplied})$$

$pl_{wt \leftrightarrow vr}$ : pérdidas de trayecto entre el transmisor deseado y el receptor afectado (teniendo en cuenta la pérdida de propagación, el desvanecimiento lento y las pérdidas por eco parásito). Dependiendo de si el criterio de interferencia se aplicará a la  $dRSS$  instantánea (excluido el desvanecimiento de Rayleigh) o al valor medio de  $dRSS$ :

$$pl_{wt \leftrightarrow vr} = f_{propag}(f_{vr}, h_{vr}, h_{wt}, d_{wt \leftrightarrow vr}, env)$$

o

$$pl_{wt \leftrightarrow vr} = f_{median}(f_{vr}, h_{vr}, h_{wt}, d_{wt \leftrightarrow vr}, env)$$

donde:

$h_{vr}$ : altura de la antena del receptor afectado

$$h_{vr} = T(H_{vr})$$

por ejemplo:  $h_{vr} = T(U(h_{vr}^{min}, h_{vr}^{max})) = h_{vr}^{min} + (h_{vr}^{max} - h_{vr}^{min}) T(U(0, 1))$

$h_{wt}$ : altura de la antena del transmisor deseado

$$h_{wt} = T(H_{wt})$$

por ejemplo:  $h_{wt} = T(U(h_{wt}^{min}, h_{wt}^{max})) = h_{wt}^{min} + (h_{wt}^{max} - h_{wt}^{min}) T(U(0, 1))$

$d_{wt \leftrightarrow vr}$ : distancia entre el receptor afectado y el transmisor deseado

$$d_{wt \leftrightarrow vr} = T(R_{max}^{wt})$$

por ejemplo:  $d_{wt \leftrightarrow vr} = R_{max}^{wt} \sqrt{T(U(0, 1))}$

Se toman en cuenta tres distintas opciones de  $R_{max}^{wt}$ :

*Opción 1:* Distancia dada  $R_{max}^{wt}$ .

*Opción 2:* Red limitada por ruido.

$R_{max}^{wt}$  viene determinado por la siguiente ecuación:

$$f_{median}(f_{vr}, h_{vr}, h_{wt}, d_{wt \leftrightarrow vr}, env) + f_{slowfading}(X\%) = P_{wt}^{supplied} + g_{wt}^{max} + g_{vr}^{max} - sens_{vr}$$

donde:

$f_{median}$ : pérdida de propagación sin incluir el desvanecimiento lento  
 $f_{slowfading}(X\%)$ : margen de desvanecimiento que debe utilizarse para una pérdida de cobertura del 1-X%.

Para el caso de desvanecimiento de distribución log normal y una pérdida de cobertura del 95% en el borde de la zona de cobertura, el valor de  $f_{slowfading}$  para grandes distancias es bien conocido: 1,64 veces la desviación típica de la pérdida de propagación. En el Apéndice 11 aparecen más detalles sobre la determinación del tamaño de célula radioeléctrica en una red limitada por ruido.

*Opción 3:* Red limitada en tráfico

$$R_{max}^{wt} = \sqrt{\frac{n_{channels} n_{userperchannel}}{\pi dens_{max} cluster frequency}}$$

$g_{wt \rightarrow vr}$ : ganancia de antena del transmisor deseado en dirección del receptor afectado

$$g_{wt \rightarrow vr} = f(g_{wt}^{max}, pattern_{wt}) = g_{wt}^{max} \times pattern_{wt}(\theta_{wt \rightarrow vr}, \phi_{wt \rightarrow vr}, f_{vr})$$

donde:

$(\theta_{wt \rightarrow vr}, \phi_{wt \rightarrow vr})$ : ángulos de acimut y de elevación entre la parte superior de la antena del transmisor deseado y la parte superior de la antena del receptor afectado

por ejemplo:  $\theta_{wt \rightarrow vr} = T(U(0, 2\pi)) = 2\pi \times T(U(0, 1))$

$$\phi_{wt \rightarrow vr} = T\left(U\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)\right) = \pi \times T(U(0, 1)) - \frac{\pi}{2}$$

Para el cálculo de la ganancia en diagramas de antena simétricos véase el Apéndice 12.

$g_{vr \rightarrow wt}$ : ganancia de antena del receptor afectado en dirección del transmisor deseado

$$g_{vr \rightarrow wt} = f(g_{vr}^{max}, pattern_{vr}) = g_{vr}^{max} \times pattern_{vr}(\theta_{wt \rightarrow vr} + \pi, -\phi_{wt \rightarrow vr}, f_{vr})$$

*Caso de distancias fijas:*

$P_{wt}^{nominal}$ : distribución de potencia nominal

$f_{fading, fixed link}$ : distribución del desvanecimiento

$$dRSS = f(P_{wt}^{nominal}, f_{fading, fixed link}) = T(P_{wt}^{nominal}) - T(f_{fading, fixed link})$$

*Caso de dRSS dado:* la distribución la determina el usuario.

b) Cálculo de  $iRSS_{block}$ 

$$iRSS_{block} = \sum_{j=1}^{n_{interferers}} f\left(p_{it}^{supplied}, g_{it}^{PC}, g_{it \rightarrow vr}, pl_{it \leftrightarrow vr}, a_{vr}, g_{vr \rightarrow it}\right)_j = 10 \log \sum_{j=1}^{n_{interferers}} 10^{i_{block}/10}$$

donde la  $j$ -ésima señal interferente está dada por:

$$i_{block_j} \equiv \left( p_{it}^{supplied} + g_{it}^{PC} + g_{it \rightarrow vr}(f_{it}) - pl_{it \leftrightarrow vr} - a_{vr} + g_{vr \rightarrow it}(f_{it}) \right)_j$$

y para cada fuente interferente:

$f_{it}$ : frecuencia de transmisión de la fuente interferente

$$f_{it} = T(f_{it})$$

Para la «distribución de frecuencias discreta» véase el Apéndice 3.

Obsérvese que es evidente que el ensayo de la frecuencia  $dRSS_{f_{vr}}$ , se produce una y sólo una vez en cada ronda de simulación; es decir,  $f_{vr}$  se prueba una vez como las posiciones afectadas deseadas, la potencia del transmisor deseado y otras distribuciones relativas al enlace afectado. Estos valores probados de las distribuciones de  $dRSS$  se aplican a  $>N$  pruebas de  $iRSS$  (siendo  $N$  el número de fuentes interferentes).

Si pudiera limitarse la aleatoriedad de algunos parámetros, el modelo no se utilizaría únicamente para simulación sino también para realizar cálculos más exactos. Esta característica permitiría verificar con mayor facilidad la validez de los resultados de la simulación.

$P_{it}^{supplied}$ : máxima potencia entregada a la antena del transmisor interferente (antes del control de potencia)

$$P_{it}^{supplied} = T(P_{it}^{supplied})$$

$g_{ic}^{PC}$ : ganancia del control de potencia del transmisor interferente

$$g_{ic}^{PC} = f_{pc} \left( p_{it}^{supplied}, g_{it \rightarrow vr}, pl_{it \leftrightarrow vr}, g_{vr \rightarrow it}, pc_{it}^{t\_hold}, pc_{it}^{dyc\_rg}, pc_{it}^{st\_rg} \right)$$

donde:

$f_{pc}$ : función de control de potencia (dada en el Apéndice 2)

$pl_{it \leftrightarrow vr}$ : pérdidas de trayecto entre el transmisor interferente y el receptor deseado (teniendo en cuenta la pérdida de propagación, el desvanecimiento lento y las pérdidas por eco parásito). Dependiendo de la realización del control de potencia, puede tratarse de las pérdidas de trayecto medias o de las pérdidas de trayecto instantáneas (excluido el desvanecimiento de Rayleigh)

$$pl_{it \leftrightarrow vr} = f_{propag}(f_{it}, h_{vr}, h_{it}, d_{it \leftrightarrow vr}, env) + f_{clutter}(env)$$

o

$$pl_{it \leftrightarrow vr} = f_{mean}(f_{it}, h_{vr}, h_{it}, d_{it \leftrightarrow vr}, env) + f_{clutter}(env)$$

donde:

$h_{wr}$ : altura de la antena del transmisor deseado

$$h_{wr} = T(H_{wr})$$

por ejemplo:  $h_{wr} = T(U(h_{wr}^{min}, h_{wr}^{max})) = h_{wr}^{min} + (h_{wr}^{max} - h_{wr}^{min}) T(U(0, 1))$

$h_{it}$ : altura de antena del transmisor interferente

$$h_{it} = T(H_{it})$$

por ejemplo:  $h_{it} = T(U(h_{it}^{min}, h_{it}^{max})) = h_{it}^{min} + (h_{it}^{max} - h_{it}^{min}) T(U(0, 1))$

$d_{it \leftrightarrow wr}$ : distancia entre el transmisor interferente y el transmisor deseado

$$d_{it \leftrightarrow wr} = T(R_{max}^{it})$$

por ejemplo:  $d_{it \leftrightarrow wr} = R_{max}^{it} \sqrt{T(U(0, 1))}$

Se eligen tres distintas opciones de  $R_{max}^{it}$ :

*Opción 1*: Distancia dada  $R_{max}^{it}$

*Opción 2*: Red limitada por ruido

*Opción 3*: Red limitada en tráfico

En el apartado a) aparecen más detalles sobre la determinación del tamaño de célula.

$g_{it \rightarrow wr}$ : ganancia de antena del transmisor interferente en la dirección de la estación de base más cercana

$$g_{wr \rightarrow it} = f(g_{wr}^{max}, pattern_{wr}) = g_{wr}^{max} \times pattern_{wr}(\theta_{it \rightarrow wr} + \pi, \phi_{it \rightarrow wr}, f_{it})$$

donde:

$(\theta_{it \rightarrow wr}, \phi_{it \rightarrow wr})$ : ángulos de acimut y de elevación entre la parte superior de la antena del transmisor interferente y la parte superior de la antena del receptor deseado

por ejemplo:  $\theta_{it \rightarrow wr} = T(U(0, 2\pi)) = 2\pi \times T(U(0, 1))$

$$\phi_{it \leftrightarrow wr} = T\left(U\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)\right) = \pi T \times (U(0, 1)) - \frac{\pi}{2}$$

Para el cálculo de la ganancia con diagramas de antena simétricos véase el Apéndice 12.

$g_{wr \rightarrow it}$ : ganancia de antena de la estación de base en dirección del transmisor interferente

$$g_{wr \rightarrow it} = f(g_{wr}^{max}, pattern_{wr}) = g_{wr}^{max} \times pattern_{wr}(\theta_{it \rightarrow wr} + \pi, -\phi_{it \rightarrow wr}, f_{it})$$

$pl_{it \leftrightarrow vr}$ : pérdidas de trayecto entre el transmisor interferente  $i$  y el receptor afectado (teniendo en cuenta las pérdidas de propagación, el desvanecimiento lento y las pérdidas por eco parásito)

$$pl_{it \leftrightarrow vr} = f_{propag}(f_{it}, h_{vr}, h_{it}, d_{it \leftrightarrow vr}, env)$$

o

$$pl_{wt \leftrightarrow vr} = f_{median}(f_{vr}, h_{vr}, h_{wt}, d_{wt \leftrightarrow vr}, env)$$

La elección entre  $f_{median}$  y  $f_{propag}$  dependería del criterio de interferencia y está estrechamente relacionada con la elección realizada para la estimación de  $dRSS$ ; es decir si el cálculo hecho por ICE fuera:

$$\frac{dRSS_{mean}}{iRSS_{mean}}, \frac{dRSS_{propag}}{iRSS_{propag}}, \frac{dRSS_{mean}}{iRSS_{propag}},$$

donde:

$h_{vr}$ : altura de antena del receptor afectado (definida en el cálculo de  $dRSS$ )

$h_{it}$ : altura de antena del transmisor interferente (definida previamente)

$d_{it \leftrightarrow vr}$ : distancia entre el receptor afectado y el transmisor interferente.

Hay tres maneras distintas de elegir  $d_{it \leftrightarrow vr}$ :

1. El caso más corriente es aquel en el cual no hay correlación espacial entre los elementos del sistema afectado y los elementos del sistema interferente.

Entonces,  $d_{it \leftrightarrow vr}$  es el resultado de un ensayo:

$$d_{it \leftrightarrow vr} = R_{simu} \sqrt{T(U(0, 1))}$$

donde:

$R_{simu}$ : radio de la zona en que están distribuidas las fuentes interferentes

$$R_{simu} = \sqrt{\frac{n^{active}}{\pi dens_{it}^{active}}}$$

donde:

$n^{active}$ : número de fuentes interferentes activas consideradas en la simulación

$n^{active}$ : debe ser lo suficientemente grande como para que la fuente interferente  $n + 1$  aporte una potencia adicional de interferencia despreciable

$$dens_{it}^{active} = dens_{it} \times p_{it}^{tx} \times temp_{it}(time)$$

Si se introduce una mínima protección, de  $d_{it \leftrightarrow vr} \geq d_0$  entre el receptor afectado y el transmisor interferente,  $R_{simu}$  se calcula de la forma siguiente:

$$R_{simu} = \sqrt{\frac{n^{active}}{\pi dens_{it}^{active}} + d_0^2}$$

Obsérvese que cada ensayo de  $d_{it \leftrightarrow vr} < d_0$  debe rechazarse y repetirse para otro ensayo  $d_{it \leftrightarrow vr} \geq d_0$ .

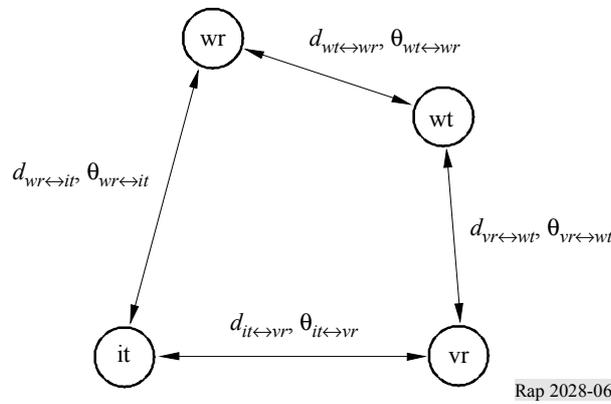
Obsérvese que si la distancia de protección  $d_0 > 0$  debe elegirse una distribución uniforme del transmisor interferente.

2. En el caso presente se examina la situación en la cual el sistema afectado y el sistema interferente están correlacionados geográficamente (es decir, estaciones de base colocadas en el mismo emplazamiento).

Se supone que esta correlación se da sólo entre un elemento (transmisor deseado o afectado) del sistema afectado y un elemento (transmisor deseado o interferente) del sistema interferente.

Se realiza un ensayo (si la distancia no es fija) de las distancias y ángulos entre los dos elementos correlacionados (por ejemplo,  $d_{wr \leftrightarrow vr}$ ,  $\theta_{wr \leftrightarrow vr}$ ). Conocidos los valores de  $d_{it \leftrightarrow wr}$ ,  $d_{vr \leftrightarrow wt}$ ,  $\theta_{it \leftrightarrow wr}$ ,  $\theta_{vr \leftrightarrow wt}$  se pueden calcular las coordenadas que faltan (por ejemplo,  $d_{it \leftrightarrow vr}$ ,  $\theta_{it \leftrightarrow vr}$ ).

FIGURA 6  
Situación de interferencia con correlación geográfica entre el sistema afectado y los sistemas interferentes



3. Fuente interferente más próxima

La influencia de la fuente de interferencia más próxima puede estimarse estableciendo una distancia de  $d_{it \leftrightarrow vr}$  que siga una distribución de Rayleigh  $R(\sigma)$  definida en el Apéndice 3 y donde el parámetro  $\sigma$  está relacionado con la densidad de transmisores. Se trata de un método alternativo para calcular el emplazamiento relativo del transmisor interferente con respecto al receptor afectado en modo no correlado lo cual evita realizar múltiples ensayos sobre el número de fuentes interferentes.

En este caso, la distribución para la distancia entre  $it$  y  $vr$  en la zona de simulación siempre es una distribución de Rayleigh:

$$d_{it \leftrightarrow vr} = R_{simu} \times R(\sigma)$$

donde la desviación típica  $\sigma$  está relacionada con la densidad de transmisores activos:

$$\sigma = \frac{1}{\sqrt{2\pi \text{dens}_{it}^{active}}}$$

Obsérvese que el radio de simulación carece de utilidad pero los parámetros asociados (densidad, actividad y probabilidad) siguen siendo necesarios para calcular la densidad de los transmisores activos.

$$dens_{it}^{active} = dens_{it} \times p_{it} \times activity$$

$g_{it \rightarrow vr}(f_{it})$ : ganancia de antena del transmisor interferente en dirección del receptor afectado

$$g_{it \rightarrow vr} = f(g_{it}^{max}, pattern_{it}) = g_{it}^{max} \times pattern_{it}(\theta_{it \rightarrow vr}, \Phi_{it \rightarrow vr}, f_{it})$$

donde:

$(\theta_{it \rightarrow vr}, \Phi_{it \rightarrow vr})$ : ángulos de acimut y de elevación entre la parte superior de la antena del transmisor interferente más próximo y la parte superior de la antena del receptor afectado

por ejemplo:  $\theta_{it \rightarrow vr} = T(U(0, 2\pi)) = 2\pi \times T(U(0, 1))$

$$\Phi_{it \leftrightarrow vr} = T\left(U\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)\right) = \pi \times T(U(0, 1)) - \frac{\pi}{2}$$

$a_{vr}(f_{it}, f_{vr})$ : atenuación del receptor afectado.

Se toman en cuenta tres maneras posibles de calcular esta atenuación:

1.  $a_{vr}$  viene dada por el usuario.
2. El bloqueo se expresa en función de la atenuación de bloqueo o la relación de protección. Para una señal deseada que se encuentre 3 dB por encima de la sensibilidad, se puede obtener la atenuación  $a_{vr}$  a partir de la ecuación siguiente (véase el Apéndice 7):

$$a_{vr} = f\left(\frac{C}{N+I}, block_{att}\right) = 3 + \frac{C}{N+I} + block_{att}(f_{it}, f_{vr})$$

3. El bloqueo se expresa en función del nivel absoluto de bloqueo:

$$a_{vr} = f\left(\frac{C}{N+I}, block_{abs}\right) = \frac{C}{N+I} + block_{abs}(f_{it}, f_{vr}) - sens_{vr}$$

Se pueden prever dos casos:

*Caso 1:*  $block$  es una plantilla que es función de  $\Delta f = (f_{it} - f_{vr})$ . Se introduce para poder calcular la interferencia entre sistemas en bandas adyacentes.

*Caso 2:*  $block$  es un valor fijo (por ejemplo, 80 dBm). Se utiliza para calcular límites genéricos.

$g_{vr \rightarrow it}(f_{it})$ : ganancia de antena del receptor afectado en dirección del transmisor interferente

$$g_{vr \rightarrow it} = f(g_{vr}^{max}, pattern_{vr}) = g_{vr}^{max} \times pattern_{vr}(\theta_{it \rightarrow vr}, \Phi_{it \rightarrow vr}, f_{it})$$

c) Cálculo de  $iRSS_{spur}$ 

$$iRSS_{spur} = f(emission_{it}, g_{it \rightarrow vr}, pl_{it \rightarrow vr}, g_{vr \rightarrow it}) = 10 \log \sum_{j=1}^{n_{interferers}} 10^{i_{spurj}/10}$$

donde la  $j$ -ésima señal interferente se define como:

$$i_{spurj} = (emission_{it}(f_{it}, f_{vr}) + g_{it \rightarrow vr}(f_{vr}) - pl_{it \rightarrow vr}(f_{vr}) + g_{vr \rightarrow it}(f_{vr}))$$

La mayoría de los parámetros ya están definidos en los apartados a) o b).

$emission_{it}(f_{it}, f_{vr})$ : plantilla de emisión para el transmisor interferente que generalmente depende de la plantilla de emisión relativa, la potencia interferente, la ganancia de control de potencia y la anchura de banda de la emisión incrementada por el umbral mínimo de la emisión absoluta. En el Apéndice 10 aparecen más detalles al respecto así como un estudio de la influencia de las anchuras de banda distintas de los sistemas de radiocomunicaciones deseado e interferente.

$$emission_{it}(f_{it}, f_{vr}) = \max \left\{ p_{it}^{supplied} + emission\_rel_{it}(f_{it}, f_{vr}) + g_{it}^{PC}, emission\_floor_{it}(f_{it}, f_{vr}) \right\}$$

$emission\_rel_{it}$ : es una plantilla de emisión relativa que es función de  $\Delta f = (f_{it}, f_{vr})$ . Se introduce para poder calcular la interferencia entre sistemas que se encuentran en la misma banda o en bandas adyacentes. La emisión real siempre es superior o igual al umbral mínimo de la emisión absoluta,  $emission\_floor_{it}(f_{it}, f_{vr})$ .

$g_{it}^{PC}$ : ganancia del control de potencia del transmisor interferente (definida en b))

$pl_{it \leftrightarrow vr}$ : pérdidas de trayecto entre el transmisor interferente y el receptor afectado (teniendo en cuenta las pérdidas de propagación, el desvanecimiento lento y las pérdidas por eco parásito).

$$pl_{it \leftrightarrow vr} = f_{propag}(f_{vr}, h_{vr}, h_{it}, d_{it \leftrightarrow vr}, env) + f_{clutter}(env)$$

donde:

$h_{vr}$ : altura de antena del receptor afectado (definida en el cálculo de  $dRSS$ )

$h_{it}$ : altura de antena del transmisor interferente (definida en b))

$d_{it \leftrightarrow vr}$ : distancia entre el receptor afectado y el transmisor interferente (definida en b))

$g_{it \rightarrow vr}(f_{vr})$ : ganancia de antena del transmisor interferente en dirección del receptor afectado

$$g_{it \rightarrow vr}(f_{vr}) = (g_{it}^{max}, pattern_{it}) = g_{it}^{max} \times pattern_{it}(\theta_{it \rightarrow vr}, \phi_{it \rightarrow vr}, f_{vr})$$

donde:

$(\theta_{it \rightarrow vr}, \phi_{it \rightarrow vr})$ : ángulos de acimut y de elevación entre la parte superior de la antena del transmisor interferente más próximo y la parte superior de la antena del receptor afectado (definido en b))

$g_{vr \rightarrow it}(f_{vr})$ : ganancia de antena del transmisor afectado en dirección del transmisor interferente

$$g_{vr \rightarrow it}(f_{vr}) = (g_{vr}^{max}, pattern_{vr}) = g_{vr}^{max} \times pattern_{vr}(\theta_{vr \rightarrow it} + \pi, -\phi_{vr \rightarrow it}, f_{vr})$$

d) Cálculo de  $iRSS_{intermod}$ 

$$iRSS_{intermod} = f(p_{it,k}^{supplied}, g_{it,k}^{pc}, g_{it,k \rightarrow vr}, pl_{it,k \rightarrow vr}, g_{vr \rightarrow it,k}, sens_{vr}, intermod) \quad \text{with } k = i, j$$

$$= 10 \log \sum_{i=1}^n \sum_{j=1, j \neq i}^n 10^{i_{i,j} RSS_{intermod}/10}$$

donde:

$i_{i,j} RSS_{intermod}$ : producto de intermodulación de tercer orden a la frecuencia  $f_0$

$$i_{i,j} RSS_{intermod} = 2i_i RSS_{int} + i_j RSS_{int} - 3intermod - 3sens_{vr} - 9 \quad \text{dB}$$

La fuente interferente  $i$  transmite a la frecuencia  $f_{it,i} = f_{it}$  y la fuente interferente  $j$  a la frecuencia  $f_{it,j}$  (véase b)), lo cual define a  $\Delta f = f_{it,j} - f_{it}$  y se obtiene  $f_0 = f_{it} - \Delta f = 2f_{it} - f_{it,j}$ . Suponiendo un filtro ideal (de factor de corte 0), el producto de intermodulación sólo debe ser tenido en cuenta para la anchura de banda  $b$ :

$$f_{vr} - b/2 \leq f_0 \leq f_{vr} + b/2$$

Para los demás casos se puede despreciar el producto de intermodulación.

$i_k RSS_{int}$ : potencia recibida en el receptor afectado debida a la fuente interferente  $k = i$  a  $f_{it}$  o a la fuente interferente  $k = j$  a  $f_{it,j}$

$$i_k RSS_{int} = p_{it,k}^{supplied}, g_{it,k}^{pc}, g_{it,k \rightarrow vr}, pl_{it,k \leftrightarrow vr}, g_{vr \rightarrow it,k}$$

Los diversos parámetros se definen en los anteriores a) a c). Para calcular  $i_i RSS_{int}$  se pueden utilizar los mismos algoritmos indicados en el Apéndice 6 porque  $i_i RSS_{int}$  corresponde a  $i_i RSS_{block} + a_{vr}(f_{it}, f_{vr})$ .

$intermod$ : respuesta a la intermodulación del receptor para una señal deseada que se encuentra 3 dB por encima de la sensibilidad.

Se pueden prever dos casos:

*Caso 1:*  $intermod$  está dada por el usuario, con valores típicos de, por ejemplo, 70 dB para equipos de estación de base y 65 dB para equipos móviles y portátiles de mano. Se utiliza para calcular límites genéricos.

*Caso 2:*  $intermod(\Delta f)$  se mide como función de  $\Delta f$  referida a  $f_{vr}$  (véase el Apéndice 9)

$sens_{vr}$ : sensibilidad del receptor afectado.

## Apéndice 1 al Anexo 2

[Knuth, 1969]

### Modelo de propagación

En la herramienta se ofrecen varios modelos de propagación que dependen del entorno elegido para los distintos casos:

- entorno general: zona abierta, suburbana o urbana;
- entorno para las fuentes interferentes: interiores o exteriores;
- entorno del receptor afectado: interiores o exteriores.

En el Cuadro 1 se describe el dominio de validez de los modelos:

CUADRO 1

Por debajo de 30 MHz	No hay modelo disponible. Las curvas de la Recomendación UIT-R P.368 son adecuadas para transmisores de alta potencia y grandes distancias, por lo que no se prestan para cálculos de interferencia
Por encima de 30 MHz	Modelo de espacio libre: $L[\text{dB}] = 32,5 + 20 \log(f[\text{MHz}]) + 20 \log(d[\text{km}])$ Una condición obligatoria para su utilización es una línea de visibilidad directa libre; es decir, la primera zona de Fresnel debe estar despejada
Entre 30 MHz y 3 GHz	Modelo Hata modificado, disponible para cálculos de pérdidas de trayecto exteriores-exteriores. Se debe tener cuidado cuando se espera que las distancias de propagación superen los 20 km.  También son adecuados los modelos interior-interior e interior-exterior  Para la radiodifusión se aplica el modelo de propagación que aparece en la Recomendación UIT-R P.1546
Por encima de 3 GHz	No se recomienda utilizar el modelo Hata modificado.  El modelo de difracción esférica es adecuado para un entorno de zona abierta y punto a punto. No hay modelo disponible para entorno suburbano y urbano.  También son adecuados los modelos interior-interior e interior-exterior

Para mejorar la flexibilidad de la herramienta, el usuario puede también utilizar un modelo «genérico»; por ejemplo,  $L = A + B \log(d) + C d$ , tanto para el trayecto de la señal deseada como la trayectoria de interferencia  $d$ . El usuario de la herramienta debe entonces introducir los parámetros  $A$ ,  $B$  y  $C$  de la fórmula sobre el valor mediano de la atenuación y la distribución de la variación en las pérdidas de trayecto  $D_v$ . Como distribución por defecto, se propone una distribución log normal con desviación típica determinada por el usuario. Entonces se tiene:

$$f_{propag}(d) = L + T(D_v)$$

## 1 Pérdidas de trayecto en espacio libre

Las pérdidas de trayecto en espacio libre se definen de la siguiente forma:

$$L[\text{dB}] = 32,5 + 20 \log(f[\text{MHz}]) + 20 \log(d[\text{km}])$$

El usuario puede también crear y aplicar modelos más complejos utilizando un programa sencillo. Como ejemplo de notación en el modelo de propagación definido por el usuario, las pérdidas de trayecto en el espacio libre considerando la diferencia de altura de las antenas vienen dadas por:

$$L1 = 32,5;$$

$$L2 = 20 * \log_{10}(\text{freq}());$$

$$L3 = 10 * \log_{10}(\text{dist}()*\text{dist}()+(\text{hrx}()*\text{hrx}()+\text{htx}()*\text{htx}())/1000000);$$

$$L = L1 + L2 + L3;$$

eval L.

## 2 Modelo de Hata modificado

$$f_{propag}(f, h_1, h_2, d, env) = L + T(G(\sigma))$$

donde:

$L$ : valor mediano de las pérdidas de propagación (dB)

$\sigma$ : desviación típica de la distribución del desvanecimiento lento (dB)

$f$ : frecuencia (MHz)

$H_m$ :  $\min\{h_1, h_2\}$

$H_b$ :  $\max\{h_1, h_2\}$

$d$ : distancia (km), preferiblemente menos de 100 km

$env$ : (exteriores/exteriores), (rural, urbano o suburbano), (propagación por encima o por debajo de tejado).

Si  $H_m$  y/o  $H_b$  son inferiores a 1 m, se debe utilizar el valor de 1 m. Las alturas de antena superiores a 200 m pueden también provocar errores significativos. La propagación por debajo del tejado significa que tanto  $H_m$  como  $H_b$  son superiores a la altura de los tejados. En otros casos, la propagación es por encima del tejado ( $H_b$  supera la altura de los tejados).

## 2.1 Cálculo del valor mediano de las pérdidas de trayecto $L$

Caso 1:  $d \leq 0,04$  km

$$L = 32,4 + 20 \log(f) + 10 \log(d^2 + (H_b - H_m)^2 / 10^6)$$

Caso 2:  $d \geq 0,1$  km

$$a(H_m) = (1,1 \log(f) - 0,7) \min\{10, H_m\} - (1,56 \log(f) - 0,8) + \max\{0, 20 \log(H_m / 10)\}$$

$$b(H_b) = \min\{0, 20 \log(H_b / 30)\}$$

Obsérvese que para dispositivos de corto alcance en el caso de un valor bajo de la altura de antena de la estación de base,  $H_b$ ,  $b(H_b) = \min\{0, 20 \log(H_b / 30)\}$  se sustituye por:

$$b(H_b) = (1,1 \log(f) - 0,7) \min\{10, H_b\} - (1,56 \log(f) - 0,8) + \max\{0, 20 \log(H_b / 10)\}$$

$$\alpha = \begin{cases} 1 & \text{para } d \leq 20 \text{ km} \\ 1 + (0,14 + 1,87 \times 10^{-4} f + 1,07 \times 10^{-3} H_b) \left( \log \frac{d}{20} \right)^{0,8} & \text{para } 20 \text{ km} < d \leq 100 \text{ km} \end{cases}$$

Subcaso 1: Urbano

30 MHz  $< f \leq$  150 MHz

$$L = 69,6 + 26,2 \log(150) - 20 \log(150 / f) - 13,82 \log(\max\{30, H_b\}) + \\ [44,9 - 6,55 \log(\max\{30, H_b\})] \log(d)^\alpha - a(H_m) - b(H_b)$$

150 MHz  $< f \leq$  1 500 MHz

$$L = 69,6 + 26,2 \log(f) - 13,82 \log(\max\{30, H_b\}) + \\ [44,9 - 6,55 \log(\max\{30, H_b\})] \log(d)^\alpha - a(H_m) - b(H_b)$$

1 500 MHz  $< f \leq$  2 000 MHz

$$L = 46,3 + 33,9 \log(f) - 13,82 \log(\max\{30, H_b\}) + \\ [44,9 - 6,55 \log(\max\{30, H_b\})] \log(d)^\alpha - a(H_m) - b(H_b)$$

2 000 MHz  $< f \leq$  3 000 MHz

$$L = 46,3 + 33,9 \log(2000) + 10 \log(f / 2000) - 13,82 \log(\max\{30, H_b\}) + \\ [44,9 - 6,55 \log(\max\{30, H_b\})] \log(d)^\alpha - a(H_m) - b(H_b)$$

*Subcaso 2:* Suburbano

$$L = L(\text{urban}) - 2\{\log[(\min\{\max\{150, f\}, 2000\})/28]\}^2 - 5,4$$

*Subcaso 3:* Zona abierta

$$L = L(\text{urban}) - 4,78 \{\log[\min\{\max\{150, f\}, 2000\}]\}^2 + 18,33 \log[\min\{\max\{150, f\}, 2000\}] - 40,94$$

*Caso 3:*  $0,04 \text{ km} < d < 0,1 \text{ km}$

$$L = L(0,04) + \frac{[\log(d) - \log(0,04)]}{[\log(0,1) - \log(0,04)]} [L(0,1) - L(0,04)]$$

Cuando  $L$  está por debajo de la atenuación en espacio libre para la misma distancia, se debe utilizar el valor de dicha atenuación en espacio libre.

## 2.2 Estimación de la desviación típica para la distribución log-normal

*Caso 1:*  $d \leq 0,04 \text{ km}$   
 $\sigma = 3,5 \text{ dB}$

*Caso 2:*  $0,04 \text{ km} < d \leq 0,1 \text{ km}$

$$\sigma = 3,5 + \frac{(12 - 3,5)}{(0,1 - 0,04)} (d - 0,04) \quad \text{dB} \quad \text{para propagación por encima de los tejados}$$

$$\sigma = 3,5 + \frac{(17 - 3,5)}{(0,1 - 0,04)} (d - 0,04) \quad \text{dB} \quad \text{para propagación por debajo de los tejados}$$

*Caso 3:*  $0,1 \text{ km} < d \leq 0,2 \text{ km}$

$$\sigma = 12 \text{ dB} \quad \text{para propagación por encima de los tejados}$$

$$\sigma = 17 \text{ dB} \quad \text{para propagación por debajo de los tejados}$$

*Caso 4:*  $0,2 \text{ km} < d \leq 0,6 \text{ km}$

$$\sigma = 12 + \frac{(9 - 12)}{(0,6 - 0,2)} (d - 0,2) \quad \text{dB} \quad \text{para propagación por encima de los tejados}$$

$$\sigma = 17 + \frac{(9 - 17)}{(0,6 - 0,2)} (d - 0,2) \quad \text{dB} \quad \text{para propagación por debajo de los tejados}$$

*Caso 5:*  $0,6 \text{ km} < d$

$$\sigma = 9 \text{ dB}$$

### 3 Modelo de difracción esférica

El modelo de propagación esférica se basa en varias Recomendaciones UIT-R P.452, UIT-R P.676 y UIT-R P.526<sup>1</sup>.

Según la Recomendación UIT-R P.452, el valor mediano de las pérdidas entre transmisor y receptor viene dado por la ecuación:

$$L_{bd}(p) = 92,5 + 20 \log f + 20 \log d + L_d(p) + A_g$$

donde:

$L_{bd}(p)$ : pérdidas básicas (dB), en función del porcentaje de tiempo,  $p$  (%)

$f$ : frecuencia (GHz)

$d$ : distancia (km)

$L_d(p)$ : pérdidas por difracción (dB), en función del porcentaje de tiempo,  $p$  (%)

$A_g$ : atenuación debida a los gases y al agua de la atmósfera (dB).

La atenuación debida a la atmósfera viene dada por:

$$A_g = [\gamma_o(f) + \gamma_w(\rho, f)]d$$

donde:

$\gamma_o(f)$ : atenuación lineal debida al aire seco (oxígeno) (dB/km)

$\gamma_w(\rho, f)$ : atenuación lineal (dB/km) debida al agua como función de la concentración de agua  $\rho$  (g/m<sup>3</sup>), con valor por defecto de: 3 g/m<sup>3</sup>.

Según la Recomendación UIT-R P.676, ambos términos pueden aproximarse por estas ecuaciones:

– Atenuación debida al agua:

$$\gamma_w(\rho, f) = \left[ 0,050 + 0,0021\rho + \frac{3,6}{(f - 22,2)^2 + 8,5} + \frac{10,6}{(f - 183,3)^2 + 9} + \frac{8,9}{(f - 325,4)^2 + 26,3} \right] f^2 \rho \times 10^{-4} \quad \text{para } f < 350 \text{ GHz}$$

– Atenuación debida al oxígeno:

$$\gamma_o(f) = \left[ 7,19 \times 10^{-3} + \frac{6,09}{f^2 + 0,227} + \frac{4,81}{(f - 57)^2 + 1,50} \right] f^2 \times 10^{-3} \quad \text{para } f \leq 57 \text{ GHz}$$

$$\gamma_o(f) = 10,5 + 1,5(f - 57) \quad \text{para } 57 < f \leq 60 \text{ GHz}$$

$$\gamma_o(f) = 15 - 1,2(f - 60) \quad \text{para } 60 < f \leq 63 \text{ GHz}$$

$$\gamma_o(f) = \left[ 3,79 \times 10^{-7} f + \frac{0,265}{(f - 63)^2 + 1,59} + \frac{0,028}{(f - 118)^2 + 1,47} \right] (f + 198)^2 \times 10^{-3} \quad \text{para } f > 63 \text{ GHz}$$

<sup>1</sup> La documentación utilizada se basa en documentos publicados entre 1990 y 1994. Mientras tanto han aparecido nuevas Recomendaciones. Lamentablemente, parte de la información útil ha sido trasladada a informes o a otras Recomendaciones.

Cabe señalar que para simplificar se ha realizado una interpolación lineal entre 57 y 63 GHz. El máximo es 15 dB/km para 60 GHz.

Según la Recomendación UIT-R P.526, las pérdidas de difracción  $L_d(p)$  se pueden obtener a partir de la intensidad del campo recibido  $E$  con referencia al espacio libre  $E_0$ :

$$-L_d(p) = 20 \log \frac{E}{E_0} = F(X) + G(Y_1) + G(Y_2)$$

donde:

$X$ : trayecto radioeléctrico normalizado entre el transmisor y el receptor

$Y_1$ : altura de antena normalizada del transmisor

$Y_2$ : altura de antena normalizada del receptor

$$X = 2,2 \beta f^{1/3} a_e^{-2/3} d$$

$$Y = 9,6 \times 10^{-3} \beta f^{2/3} a_e^{-1/3} h_i$$

donde:

$\beta$ : parámetro obtenido a partir del factor de admitancia del suelo  $K$ :  $\beta = 1$  para  $f > 20$  MHz

$f$ : frecuencia (MHz)

$a_e$ : radio ficticio de la Tierra (km) (ver más adelante la definición)

$d$ : distancia (km)

$h_i$ : altura de la antena por encima del suelo (m) con  $i = 1$  ó  $2$  para el transmisor o el receptor respectivamente.

El término dependiente de la distancia  $F(X)$  viene dado por la siguiente fórmula semiempírica:

$$F(X) = 11 + 10 \log(X) - 17,6X$$

La ganancia de altura de la antena  $G(Y)$  viene dada por el siguiente conjunto de fórmulas:

$$G(Y) = 17,6(Y - 1,1)^{1/2} - 5 \log(Y - 1,1) - 8 \quad \text{para} \quad Y > 2$$

$$G(Y) = 20 \log(Y + 0,1Y^3) \quad \text{para} \quad 10 K < Y < 2$$

$$G(Y) = 2 + 20 \log K + 9 \log(Y/K) [\log(Y/K) + 1] \quad \text{para} \quad K/10 < Y < 10 K$$

$$G(Y) = 2 + 20 \log K \quad \text{para} \quad Y < K/10$$

donde:

$K$ : factor de admitancia normalizada de la superficie de la Tierra (consultar la Recomendación UIT-R P.526). Valor por defecto:  $10^{-5}$ .

Obsérvense las distintas unidades utilizadas para la frecuencia.

Esta variación de las pérdidas de trayecto viene de la variabilidad del radio ficticio de la Tierra  $a_e$  (km), que se considera dependiente del porcentaje de tiempo  $p$ :

$$a_e(p) = 6375 k(p)$$

con el coeficiente de radio ficticio de la Tierra  $k(p)$  expresado como:

$$k(p) = k_{50} + (5 - k_{50}) \frac{(1,7 - \log p)}{(1,7 - \log \beta_0)} \quad \text{para } p < 50\%$$

$$k(p) = k_{50} \quad \text{para } p > 50\%$$

y

$$k_{50} = \frac{157}{157 - \Delta N}$$

donde:

$\Delta N$ : valor medio del gradiente del perfil de refracción de las ondas radioeléctricas sobre una capa de 1 km de la atmósfera desde la superficie. El valor por defecto es 40 unidades/km para Europa (atmósfera normal). Con este valor se obtienen  $k_{50} \approx 4/3$  y  $a_e = 8500$  km.

NOTA 1 – El gradiente medio es positivo.

$\beta_0$ : probabilidad de existencia (%) de la capa de superrefracción ( $\Delta N > 100$  unidades/km) en la atmósfera inferior. Valor por defecto: 1% para Europa.

Las probabilidades  $p$  y  $\beta_0$  se expresan en porcentaje; es decir, una gama de variación del 0 al 100%.

Normalmente se elige un valor por defecto constante  $p=50\%$ . Los pequeños porcentajes de tiempo permiten la simulación de condiciones de propagación anómalas.

Para aplicar este modelo hay que tener en cuenta las siguientes restricciones:

- La gama de frecuencias debe ser superior a 3 GHz. Teniendo la debida precaución se pueden utilizar frecuencias inferiores, pero no por debajo de 300 MHz a causa de los efectos de admitancia de la superficie y de polarización.
- El modelo fue desarrollado para zonas abiertas (rurales). Por lo tanto, la atenuación adicional debida a obstáculos tales como los edificios presentes en un entorno suburbano o urbano no está incluida.
- No se han tomado en consideración las pérdidas por lluvia.
- Este modelo sólo se aplica a los trayectos radioeléctricos terrenales.

#### 4 Modelos de propagación combinados interior-exterior

La mayoría de los modelos de propagación publicados en la literatura del dominio público están calculados para una aplicación de interiores o de exteriores. En realidad, en el «mundo real» se necesita una combinación de ambos tipos.

Para casos mixtos se han combinado los modelos clásicos de exterior, el Hata (versión modificada, véase el § 2)) y el modelo de difracción esférica (Recomendaciones UIT-R P.452, UIT-R P.526 y UIT-R P.676), con un modelo de interior. A continuación aparece una descripción ilustrativa.

Las pérdidas de trayecto,  $p_L$ , están compuestas por el valor mediano de las pérdidas de trayecto  $L$  y la variación gaussiana  $T(G(\sigma))$ , siendo  $\sigma$  la desviación típica.

$$p_L(f, h_1, h_2, d, env) = L + T(G(\sigma))$$

donde:

$f$ : frecuencia (MHz)

$h_1$ : altura de la antena del transmisor (m)

$h_2$ : altura de la antena del receptor (m)

$d$ : distancia (km)

$env$ : parámetro representativo de los entornos del transmisor y del receptor.

Para exterior-interior se cumple:

– Situación: el transmisor y el receptor están ambos en el exterior

– Modelo de Hata modificado:

$$\text{Valor mediano: } L(\text{outdoor} - \text{outdoor}) = L_{Hata}(\text{outdoor} - \text{outdoor})$$

$$\text{Variación: variación intrínseca, } \sigma(\text{outdoor} - \text{outdoor}) = \sigma_{Hata}$$

– Modelo de difracción esférica

$$\text{Valor mediano: } L(\text{outdoor} - \text{outdoor}) = L_{spherical}$$

$$\text{Variación: no hay variación posible, } \sigma(\text{outdoor} - \text{outdoor}) = 0$$

*Caso 1:* Interior-exterior o exterior-interior

– Situación: el transmisor está bajo techo y el receptor en el exterior, o viceversa

– Modelo de Hata modificado:

$$\text{Valor mediano: } L(\text{indoor} - \text{outdoor}) = L_{Hata}(\text{outdoor} - \text{outdoor}) + L_{we}$$

donde  $L_{we}$  es la atenuación debida a las paredes externas (valor por defecto = 10 dB).

$$\text{Variación: } \sigma(\text{indoor} - \text{outdoor}) = \sqrt{\sigma_{Hata}^2 + \sigma_{add}^2}$$

siendo  $\sigma_{add}$  la desviación típica adicional de la señal (valor por defecto = 5 dB).

Aumenta la desviación típica de la distribución log-normal en comparación con la situación exterior-exterior, debido a la incertidumbre adicional en cuanto a los materiales y la ubicación relativa del edificio.

– Modelo de difracción esférica

$$\text{Valor mediano: } L(\text{indoor} - \text{outdoor}) = L_{spherical} + L_{we}$$

$$\text{Variación: } \sigma(\text{indoor} - \text{outdoor}) = \sigma_{add}$$

La distribución log-normal queda determinada por la variación adicional debida a las diferencias entre materiales de construcción únicamente, ya que para el modelo de difracción esférica no se toma en cuenta variación alguna.

*Caso 2: Interior-exterior*

Hay dos situaciones distintas posibles: El transmisor y el receptor están en el mismo edificio o en dos edificios distintos. Se elige al azar una de las dos situaciones.

**a) Selección de la situación**

El primer paso consiste en determinar si la situación interior-interior corresponde o no al caso de un transmisor y un receptor situados en el mismo edificio. Esto se hace calculando la variable aleatoria SB (mismo edificio, *same building*).

Prueba de la condición SB:

- $d < 0,020$  km (20 m): SB = Sí  $\Rightarrow P(\text{Sí}) = 1$
- $0,020$  km  $< d < 0,050$  km (50 m):  
 SB = Sí  $P(\text{Sí}) = (0,050 - d)/0,030$   
 SB = No  $P(\text{No}) = 1 - P(\text{Sí}) = (d - 0,020)/0,030$
- $d > 0,050$  km (50 m): SB = No  $\Rightarrow P(\text{Sí}) = 0$

**b) Interior-interior, distintos edificios**

- Situación: transmisor y receptor en distintos edificios:  $P(\text{Sí}) = 0$  or  $P(\text{No}) = 1$

- Modelo de Hata modificado:

$$\text{Valor mediano: } L(\text{indoor} - \text{indoor}) = L_{\text{Hata}}(\text{outdoor} - \text{outdoor}) + 2L_{\text{we}}$$

Cabe señalar que se deben agregar las pérdidas debidas a 2 paredes exteriores.

$$\text{Variación: } \sigma(\text{indoor} - \text{indoor}) = \sqrt{\sigma_{\text{Hata}}^2 + \sigma_{\text{add}}^2}$$

- Modelo de difracción esférica

$$\text{Valor mediano: } L(\text{indoor} - \text{indoor}) = L_{\text{spherical}} + 2L_{\text{we}}$$

$$\text{Variación: } \sigma(\text{indoor} - \text{indoor}) = \sqrt{2}\sigma_{\text{add}}$$

La distribución log-normal queda determinada por la variación adicional debida a las diferencias entre materiales de construcción únicamente, ya que para el modelo de difracción esférica no se toma en cuenta variación alguna. La variación aumenta por la segunda pared exterior.

**c) Interior-interior, el mismo edificio**

- Situación: transmisor y receptor en el mismo edificio:  $P(\text{Sí}) = 1$  or  $P(\text{No}) = 0$

- Modelo de propagación de interior:

Valor mediano:

$$L(\text{indoor} - \text{indoor}) = -27,6 + 20 \log(1000d) + 20 \log(f) + \text{fix}\left(\frac{1000d}{d_{\text{room}}}\right) L_{\text{wi}} + k_f \left[ \frac{k_f + 2}{k_f + 1} - b \right] L_f$$

$$\text{con: } k_f = \text{fix} \left( \frac{|h_2 - h_1|}{h_{\text{floor}}} \right)$$

$L_{wi}$ :	pérdida de la pared interna (dB)	(valor por defecto = 5 dB)
$L_f$ :	pérdida entre pisos adyacentes (dB)	(valor por defecto = 18,3 dB)
$b$ :	parámetro empírico	(valor por defecto = 0,46)
$d_{\text{room}}$ :	tamaño de la habitación (m)	(valor por defecto = 4 m)
$h_{\text{floor}}$ :	altura de cada piso (m)	(valor por defecto = 3 m).

Obsérvese que la longitud de trayecto  $d$  está expresada en km, mientras que para la frecuencia la unidad es el MHz.

$$\text{Variación: } \sigma(\text{indoor} - \text{indoor}) = \sigma_{in}$$

La prueba de la distribución log-normal se realiza utilizando una desviación típica establecida por el usuario y que cubre la variación dentro del edificio debida al diseño del mismo, los muebles de las habitaciones, etc. El valor por defecto es  $\sigma_{in} = 10$  dB.

## 5 Modelo de propagación en ondas métricas y decimétricas (Recomendación UIT-R P.1546)

Las curvas de propagación obtenidas para la radiodifusión aparecen en la Recomendación UIT-R P.1546 que se basa en la anterior Recomendación UIT-R P.370: Un conjunto de intensidades de campo recibidas  $E$  (dB( $\mu$ V/m)) normalizadas a una potencia del transmisor de 1 kW de p.r.a. Utilizando la conversión que aparece en la Recomendación UIT-R P.525 este nivel de intensidad de campo puede convertirse en el valor mediano de las pérdidas de trayecto radioeléctrico básicas  $L$  (dB) entre dos antenas isótropas mediante la siguiente ecuación:

$$L(p_l, p_t) = 139,4 + 20 \log f[\text{MHz}] - E(f, d, h_1, env)$$

siendo

$p_l$ :	50% de los emplazamientos
$p_t$ :	50, 10, 5 ó 1% del tiempo
$f$ :	dentro de las gamas 30-250 MHz y 450-1 000 MHz
$d$ :	distancias entre 10 y 1 000 km
$h_1$ :	altura de la antena del transmisor variable entre 37,5 y 1 200 m
$env$ :	distintos tipos de entornos: tierra (utilizada en SEAMCAT), mar frío o caliente.

Obsérvese que las pérdidas de trayecto no deben ser inferiores a las pérdidas de trayecto en espacio libre.

Las pérdidas de trayecto,  $p_l$ , incluida la variación de los emplazamientos pueden expresarse como la suma de los valores medianos de las pérdidas de trayecto y una distribución gaussiana:

$$p_l = L(p_t, p_l = 50\%) + T(G(\sigma))$$

La Recomendación UIT-R P.1546 propone un modelo de propagación para una predicción punto a zona de la intensidad de campo, principalmente para la radiodifusión pero también para los servicios móvil terrestre y móvil marítimo y algunos servicios fijos (por ejemplo, los que utilizan sistemas punto a multipunto) en la banda de frecuencias de 30 a 3 000 MHz y para una gama de distancias de 1 km a 1 000 km. Para el análisis de las hipótesis de compatibilidad pueden suponerse las siguientes simplificaciones:

- terreno llano;
- restricción de la propagación sobre tierra únicamente; es decir, exclusión de trayectos mixtos y marítimos;
- alturas de antena positivas, únicamente.

A continuación se enumeran los parámetros de este modelo de propagación:

- a) Los parámetros dependientes del trayecto (constantes durante una simulación para un trayecto determinado) son:
  - porcentaje de tiempo:  $pt$  (%);
  - sistema transmisor: analógico/digital;
  - anchura de banda del transmisor:  $B_t$ ;
  - entorno global: rural, suburbano, urbano.
- b) Parámetros variables (varían para cada suceso de una simulación):
  - altura de la antena del transmisor:  $h_t$  (m);
  - altura de la antena del receptor:  $h_r$  (m);
  - frecuencia  $f$  (MHz);
  - distancia  $d$  (km).

Para calcular las pérdidas de trayecto de acuerdo con la Recomendación UIT-R P.370 debe aplicarse el siguiente procedimiento:

*Paso 1:* Verificación de la gama de aplicación del modelo de propagación con respecto al porcentaje de tiempo, la frecuencia, la distancia y la altura de antena:

- Porcentaje de tiempo:  $1\% < pt < 50\%$ , para  $pt \geq 50\%$   $pt$  se fija a un valor de  $= 50\%$ ;
- Frecuencia:  $30 \text{ MHz} < f < 3\,000 \text{ MHz}$ ;
- Distancia:  $0,001 \text{ km} < d < 1\,000 \text{ km}$ ;
- Altura de la antena del transmisor:  $0 \text{ m} < h_t < 3\,000 \text{ m}$ ;
- Altura de la antena del receptor:  $1 \text{ m} < h_r < 3\,000 \text{ m}$

*Paso 2:* Determinación de los porcentajes nominales inferior y superior  $pt_{inf}$  y  $pt_{sup}$ :

Si  $pt < 10$  entonces  $pt_{inf} = 1\%$  y  $pt_{sup} = 10\%$ , para otros valores  $pt_{inf} = 10\%$  y  $pt_{sup} = 50\%$

*Paso 3:* Determinación de las frecuencias nominales inferior y superior:

Si  $f < 600 \text{ MHz}$  entonces  $f_{inf} = 100 \text{ MHz}$  y  $f_{sup} = 600 \text{ MHz}$

para otros valores  $f_{inf} = 600 \text{ MHz}$  y  $f_{sup} = 2\,000 \text{ MHz}$

Paso 4: Si  $h_t \geq 10$  m: se calcula la intensidad de campo  $E = (f=f, d, h_t, h_r, p_t)$  de acuerdo con los subpasos 4.1-4.4

Subpaso 4.1: Cálculo de las cuatro intensidades de campo siguientes:

- $E(f=f_{inf}, d, h_t, h_r, p_{t_{inf}})$
- $E(f=f_{sup}, d, h_t, h_r, p_{t_{inf}})$
- $E(f=f_{inf}, d, h_t, h_r, p_{t_{sup}})$
- $E(f=f_{sup}, d, h_t, h_r, p_{t_{sup}})$

de acuerdo con el procedimiento descrito en los subpasos 4.1.1. a 4.1.4.

Subpaso 4.1.1: Se determina el valor del parámetro adimensional  $k$ , que es función de la altura del transmisor necesaria,  $h_t$ , de la forma siguiente:

$$k = \frac{\log\left[\frac{h_t}{9,375}\right]}{\log(2)}$$

Subpaso 4.1.2: Se determina a partir del siguiente cuadro el conjunto de parámetros  $a_0$  a  $a_3$ ,  $b_0$  a  $b_7$ ,  $c_0$  a  $c_6$  y  $d_0$  a  $d_1$  que se utilizarán de acuerdo con los valores nominales de las frecuencias y los porcentajes de tiempo:

Frecuencia	100 MHz			600 MHz			2 000 MHz		
	50	10	1	50	10	1	50	10	1
$pt$ (%)	50	10	1	50	10	1	50	10	1
$a_0$	0,0814	0,0814	0,0776	0,0946	0,0913	0,0870	0,0946	0,0941	0,0918
$a_1$	0,761	0,761	0,726	0,8849	0,8539	0,8141	0,8849	0,8805	0,8584
$a_2$	-30,444	-30,444	-29,028	-35,399	-34,160	-32,567	-35,399	-35,222	-34,337
$a_3$	90,226	90,226	90,226	92,778	92,778	92,778	94,493	94,493	94,493
$b_0$	33,6238	40,4554	45,577	51,6386	35,3453	36,8836	30,0051	25,0641	31,3878
$b_1$	10,8917	12,8206	14,6752	10,9877	15,7595	13,8843	15,4202	22,1011	15,6683
$b_2$	2,3311	2,2048	2,2333	2,2113	2,2252	2,3469	2,2978	2,3183	2,3941
$b_3$	0,4427	0,4761	0,5439	0,5384	0,5285	0,5246	0,4971	0,5636	0,5633
$b_4$	$1,256 \times 10^{-7}$	$7,788 \times 10^{-7}$	$1,050 \times 10^{-6}$	$4,323 \times 10^{-6}$	$1,704 \times 10^{-7}$	$5,169 \times 10^{-7}$	$1,677 \times 10^{-7}$	$3,126 \times 10^{-8}$	$1,439 \times 10^{-7}$
$b_5$	1,775	1,68	1,65	1,52	1,76	1,69	1,762	1,86	1,77
$b_6$	49,39	41,78	38,02	49,52	49,06	46,5	55,21	54,39	49,18
$b_7$	103,01	94,3	91,77	97,28	98,93	101,59	101,89	101,39	100,39
$c_0$	5,4419	5,4877	4,7697	6,4701	5,8636	4,7453	6,9657	6,5809	6,0398
$c_1$	3,7364	2,4673	2,7487	2,9820	3,0122	2,9581	3,6532	3,547	2,5951
$c_2$	1,9457	1,7566	1,6797	1,7604	1,7335	1,9286	1,7658	1,7750	1,9153
$c_3$	1,845	1,9104	1,8793	1,7508	1,7452	1,7378	1,6268	1,7321	1,6542
$c_4$	415,91	510,08	343,24	198,33	216,91	247,68	114,39	219,54	186,67
$c_5$	0,1128	0,1622	0,2642	0,1432	0,1690	0,1842	0,1309	0,1704	0,1019
$c_6$	2,3538	2,1963	1,9549	2,2690	2,1985	2,0873	2,3286	2,1977	2,3954
$d_0$	10	5,5	3	5	5	8	8	8	8
$d_1$	-1	1	2	1,2	1,2	0	0	0	0

*Subpaso 4.1.3:* Se calcula el máximo valor de intensidad de campo,  $E_u$ , a la distancia  $d$ , y para una altura de la antena transmisora  $h_t$  como sigue:

$$E_u = p_b \cdot \log \left[ \frac{10^{\frac{E_1 + E_2}{p_b}}}{10^{\frac{E_1}{p_b}} + 10^{\frac{E_2}{p_b}}} \right]$$

siendo:

$$p_b = d_0 + d_1 \cdot \sqrt{k}$$

y:

$$E_1 = (a_0 \cdot k^2 + a_1 \cdot k + a_2) \cdot \log(d) + 0,1995 \cdot k^2 + 1,8671 \cdot k + a_3$$

y:

$$E_2 = E_{ref} + E_{off}$$

siendo:

$$E_{ref} = b_0 \left[ \exp[-b_4 \cdot 10^\xi] - 1 \right] + b_1 \cdot \exp \left[ - \left( \frac{\log(d) - b_2}{b_3} \right)^2 \right] - b_6 \cdot \log(d) + b_7$$

siendo:

$$\xi = \log(d)^{b_5}$$

y:

$$E_{off} = \frac{c_0}{2} \cdot k \cdot \left[ 1 - \operatorname{tgh} \left[ c_1 \cdot \left[ \log(d) - c_2 - \frac{c_3 \cdot k}{c_4} \right] \right] \right] + c_5 \cdot k^{c_6}$$

*Subpaso 4.1.4:* Se calcula la relación entre el valor de la intensidad de campo combinada y la del espacio libre,  $E_b$ , a una distancia  $d$  y para una altura del transmisor  $h_t$  de la forma siguiente:

$$E_b = p_{bb} \cdot \log \left[ \frac{10^{\frac{E_u + E_{fs}}{p_{bb}}}}{10^{\frac{E_u}{p_{bb}}} + 10^{\frac{E_{fs}}{p_{bb}}}} \right]$$

siendo:

$E_{fs}$ : la intensidad de campo en espacio libre

$$E_{fs} = 106,9 - 20 \log(d) \quad \text{dB}(\mu\text{V/m})$$

$p_{bb}$ : un coeficiente de combinación fijado a un valor 8.

*Subpaso 4.2:* Cálculo de la intensidad de campo  $E(f, d, h_t, h_r, pt_{inf})$  utilizando la interpolación log-lineal en la gama de frecuencias:

$$E = E_{inf} + (E_{sup} - E_{inf}) \log(f/f_{inf}) / \log(f_{sup}/f_{inf}) \quad \text{dB}(\mu\text{V/m})$$

siendo:

$$E_{inf}: E(f=f_{inf}, d, h_t, h_r, pt_{inf})$$

$$E_{sup}: E(f=f_{sup}, d, h_t, h_r, pt_{inf}).$$

*Subpaso 4.3:* Cálculo doble de la intensidad de campo  $E(f, d, h_t, h_r, pt_{sup})$  utilizando la interpolación log-lineal en la gama de frecuencias:

$$E = E_{inf} + (E_{sup} - E_{inf}) \log(f/f_{inf}) / \log(f_{sup}/f_{inf}) \quad \text{dB}(\mu\text{V/m})$$

siendo

$$E_{inf}: E(f=f_{inf}, d, h_b, h_r, pt_{sup})$$

$$E_{sup}: E(f=f_{sup}, d, h_b, h_r, pt_{sup}).$$

*Subpaso 4.4:* Cálculo de la intensidad de campo  $E(f, d, h_t, h_r, pt)$  utilizando la fórmula de interpolación log-lineal en la gama de porcentaje de tiempo:

$$E = E_{sup} (Q_{inf} - Q_t) / (Q_{inf} - Q_{sup}) + E_{inf} (Q_t - Q_{sup}) / (Q_{inf} - Q_{sup}) \quad \text{dB}(\mu\text{V/m})$$

donde  $(Q_i(x))$  es la función de distribución normal acumulativa complementaria inversa:

$$Q_t = Q_i(pt/100)$$

$$Q_{inf} = Q_i(pt_{inf}/100)$$

$$Q_{sup} = Q_i(pt_{sup}/100)$$

$$E_{inf} = E(f, d, h_b, h_r, pt_{inf})$$

$$E_{sup} = E(f, d, h_b, h_r, pt_{sup}).$$

*Paso 5:* Para una altura de antena del transmisor/base  $h_t$  inferior a 10 m se determina la intensidad de campo para la altura y distancia requeridas utilizando el siguiente método:

El procedimiento para extrapolar la intensidad de campo a una distancia requerida  $d$  (km) para valores de  $h_t$  en la gama de 0 m a 10 m se basa en unas distancias del horizonte en tierra llana (km) expresadas como  $d_H(h) = 4,1\sqrt{h}$ , siendo  $h$  el valor requerido de la altura de antena del transmisor/base  $h_t$  (m).

Para  $d < d_H(h_t)$  la intensidad de campo viene dada por la curva de altura de 10 m a su distancia del horizonte, más  $\Delta E$ , siendo  $\Delta E$  la diferencia en intensidades de campo sobre la curva de altura de 10 m a una distancia  $d$  y una distancia del horizonte  $h_t$ .

Para  $d \geq d_H(h_t)$  la intensidad de campo viene dada por la curva de altura de 10 m a la distancia  $\Delta d$  más allá de su distancia del horizonte, siendo  $\Delta d$  la diferencia entre  $d$  y la distancia del horizonte  $h_t$ .

Esto puede expresarse mediante las siguientes fórmulas donde  $E_{10}(d)$  es la intensidad de campo (dB( $\mu$ V/m)) calculada para una antena del transmisor de 10 m de altura y para una distancia  $d$  (km) de acuerdo con el procedimiento descrito en el Paso 4:

$$\begin{aligned} E &= E_{10}(d_H(10)) + E_{10}(d) - E_{10}(d_H(h_t)) && \text{dB}(\mu\text{V/m}) && \text{para } d < d_H(h_t) \\ &= E_{10}(d_H(10) + d - d_H(h_t)) && \text{dB}(\mu\text{V/m}) && \text{para } d \geq d_H(h_t) \end{aligned}$$

Si en la última ecuación  $d_H(10) + d - d_H(h_t)$  supera el valor de 1 000 km, aun cuando  $d \leq 1\,000$  km,  $E_{10}$  puede determinarse a partir de una extrapolación lineal para log(distancia) de la curva, dada por:

$$E_{10} = E_{inf} + (E_{sup} - E_{inf}) \log(d/D_{inf}) / \log(D_{sup}/D_{inf}) \quad \text{dB}(\mu\text{V/m})$$

siendo:

$D_{inf}$ : penúltima distancia de tabulación (km)

$D_{sup}$ : distancia de tabulación definitiva (km)

$E_{inf}$ : intensidad de campo para la penúltima distancia de tabulación (dB( $\mu$ V/m))

$E_{sup}$ : intensidad de campo en la distancia de tabulación definitiva (dB( $\mu$ V/m)).

NOTA 1 – Esta Recomendación no es válida para distancias superiores a 1 000 km. Este método debe utilizarse únicamente para la extrapolación con  $h_t < 10$  m.

*Paso 6:* Si la altura de la antena del receptor/móvil  $h_r$  no es igual a la altura del eco parásito representativo en su emplazamiento (denominada  $R$ ), se corrige el valor de intensidad de campo de la forma siguiente:

Los valores de intensidad de campo dados por las curvas de tierra y tabulaciones correspondientes en esta Recomendación se refieren a una antena del receptor/móvil de referencia situada a una altura  $R$  (m), representativa de la altura de la cubierta del terreno que rodea la antena del receptor/móvil, sujeto a un mínimo valor de altura de 10 m. Como ejemplos de alturas de referencia pueden citarse 20 m para una zona urbana, 30 m para una zona urbana densa y 10 m para una zona suburbana.

Si la altura de antena del receptor/móvil  $h_r$  (m) es distinta de  $R$ , debe introducirse una corrección en la intensidad de campo determinada a partir de la curva.

Si la antena del receptor/móvil es adyacente a tierra debe tenerse en cuenta en primer lugar el ángulo de elevación del rayo de llegada calculando una altura del eco parásito representativa modificada  $R'$  (m), dada por:

$$R' = R \quad \text{m} \quad \text{para } h_t \leq 6,5d + R$$

$$= (1000 d R - 15 h_t) / (1000 d - 15) \quad \text{m} \quad \text{para } h_t > 6,5d + R$$

expresándose  $h_t$  en metros y la distancia  $d$  en km.

Si es necesario, debe limitarse el valor de  $R'$  de manera que no sea inferior a 1 m.

Cuando la antena del receptor/móvil se encuentra en un entorno urbano la corrección viene dada por:

$$\text{Corrección} = (6,03 h_r / R') - J(v) \quad \text{dB} \quad \text{para } h_r < R' \quad (1)$$

$$= K_{hr} \log (h_r / R') \quad \text{dB} \quad \text{para } h_r \geq R' \quad (2)$$

donde  $J(v)$  es:

$$J(v) = \left[ 6,9 + 20 \log \left( \sqrt{(v - 0,1)^2 + 1} + v - 0,1 \right) \right]$$

y donde:

$$v = K_{nu} \sqrt{(h_{dif} \theta_{clut})}$$

$$h_{dif} = R' - h_r \quad \text{m}$$

$$\theta_{clut} = \arctg (h_{dif} / 15) \quad \text{grados}$$

$$K_{hr} = 3,2 + 6,2 \log (f)$$

$$K_{nu} = 0,0108 \sqrt{f}$$

$f$ : frecuencia MHz.

Si la antena del receptor/móvil es adyacente a tierra en un entorno rural la corrección viene dada por la ecuación (2) para todos los valores de  $h_r$ .

Si la distancia requerida es igual o mayor que  $d_{10}$  de nuevo la corrección para el valor requerido de  $h_2$  debe calcularse utilizando la ecuación (2) fijando  $R'$  a 10 m.

Si la distancia requerida es inferior a  $d_{10}$ , la corrección que debe introducirse en el valor de intensidad de campo  $E$  se calcula de la forma siguiente:

$$\text{Corrección} = 0,0 \quad \text{dB} \quad \text{para } d \leq d(h_r)$$

$$= (C_{10}) \log(d/d_{hr}) / \log(d_{10}/d_{hr}) \quad \text{dB} \quad \text{para } d_{hr} < d < d_{10}$$

siendo:

$C_{10}$ : corrección para el valor requerido de  $h_r$  a la distancia  $d_{10}$  utilizando la ecuación (2) y fijando  $R'$  a un valor de 10 m

$d_{10}$ : distancia a la cual el trayecto tiene un despejamiento de Fresnel de 0,6 para  $h_r = 10$  m calculado como  $D_{06}(f, h_t, 10)$  (véase la Nota 2)

$d_{hr}$ : distancia a la cual el trayecto tiene un despejamiento de Fresnel de 0,6 para el valor requerido de  $h_r$  calculado como  $D_{06}(f, h_t, h_r)$  (véase la Nota 2).

Esta Recomendación no es válida para alturas de la antena del receptor/móvil,  $h_r$ , inferiores a 1 m.

*Paso 7:* Añadir un término log-normal  $G(\sigma L)$  correspondiente a la variabilidad en el porcentaje de emplazamiento:

Los valores de la desviación típica para sistemas digitales con una anchura de banda inferior a 1 MHz y para sistemas analógicos se expresan en función de la frecuencia mediante la ecuación:

$$\sigma_L = K + 1,6 \log(f) \quad \text{dB}$$

siendo:

$K = 2,1$  para sistemas móviles en emplazamientos urbanos

$= 3,8$  para sistemas móviles en emplazamientos suburbanos o situados entre colinas poco escarpadas

$= 5,1$  para sistemas de radiodifusión analógicos

En el caso de sistemas digitales con una anchura de banda de 1 MHz o superior, debe utilizarse para todas las frecuencias una desviación típica de 5,5 dB.

*Paso 8:* Si es necesario debe limitarse la intensidad de campo resultante al máximo valor calculado de la forma siguiente:

La intensidad de campo no debe rebasar un máximo valor de  $E_{max}$  dado por:

$$E_{max} = E_{fs} \quad \text{dB}(\mu\text{V/m}) \text{ para trayectos terrestres}$$

siendo  $E_{fs}$  la intensidad de campo en espacio libre para 1 kW de p.r.a. expresada mediante:

$$E_{fs} = 106,9 - 20 \log(d) \quad \text{dB}(\mu\text{V/m})$$

*Paso 9:* Se convierte la intensidad de campo a pérdidas de trayecto utilizando la siguiente fórmula:

$$L_b = 77,2 - E + 20 \log f \quad \text{dB}$$

siendo:

$L_b$ : pérdidas de transmisión básicas (dB)

$E$ : intensidad de campo (dB( $\mu\text{V/m}$ )) medida con una potencia del transmisor de 1 W de p.i.r.e.

$f$ : frecuencia (MHz).

NOTA 1 – La siguiente aproximación a la función de distribución normal acumulativa complementaria inversa,  $Q_i(x)$ , es válida para  $0,01 \leq x \leq 0,99$ :

$$Q_i(x) = T(x) - \xi(x) \quad \text{si } x \leq 0,5$$

$$Q_i(x) = -\{T(1-x) - \xi(1-x)\} \quad \text{si } x > 0,5$$

siendo:

$$T(x) = \sqrt{[-2 \ln(x)]}$$

$$\xi(x) = \frac{[(C_2 \cdot T(x) + C_1) \cdot T(x)] + C_0}{[(D_3 \cdot T(x) + D_2) \cdot T(x) + D_1] \cdot T(x) + 1}$$

$$C_0 = 2,515517$$

$$C_1 = 0,802853$$

$$C_2 = 0,010328$$

$$D_1 = 1,432788$$

$$D_2 = 0,189269$$

$$D_3 = 0,001308$$

NOTA 2 – La longitud de trayecto que logra un despejamiento de 0,6 de la primera zona de Fresnel para una Tierra curvada lisa a una determinada frecuencia y para unas alturas de antena  $h_t$  y  $h_r$  viene dada aproximadamente por:

$$D_{06} = \frac{D_f D_h}{D_f + D_h} \quad \text{km}$$

siendo:

$D_f$ : un término dependiente de la frecuencia

$$= 0,0000389 f h_1 h_2 \quad \text{km}$$

$D_h$ : un término asintótico definido por las distancias del horizonte

$$= 4,1(\sqrt{h_t} + \sqrt{h_r}) \quad \text{km}$$

$f$ : frecuencia (MHz)

$h_t, h_r$ : alturas de las antenas por encima de una tierra lisa (m).

En las anteriores ecuaciones, el valor de  $h_t$  puede limitarse si es necesario de forma que no sea menor que 0. Además, deben limitarse también los valores resultantes de  $D_{06}$  si es necesario de forma que no sean inferiores a 0,001 km.

NOTA 3 – No se contempla el caso de  $h_t$  menor que cero descrito en la Recomendación.

NOTA 4 – No se aplica ninguna corrección debida al ángulo de despejamiento del terreno.

## Apéndice 2 al Anexo 2

### Función control de potencia

$$g_{it}^{PC} = f_{pc}(p_{it}^{supplied}, g_{it \rightarrow wr}, pl_{it \leftrightarrow wr}, g_{wr \rightarrow it}, pc_{it}^{t\_hold}, pc_{it}^{dyc\_rg}, pc_{it}^{st\_rg})$$

$$P = f(p_{it}^{supplied}, g_{it \rightarrow wr}, pl_{it \leftrightarrow wr}, g_{wr \rightarrow it}) = p_{it}^{supplied} + g_{it \rightarrow wr} - pl_{it \leftrightarrow wr} + g_{wr \rightarrow it}$$

$P$ : potencia recibida por el receptor deseado; por ejemplo, una estación base cerrada del sistema interferente

donde  $p_{it}^{supplied}$ ,  $g_{it \rightarrow wr}$ ,  $g_{wr \rightarrow it}$  y  $pl_{it \leftrightarrow wr}$  están definidas en los puntos relativos al cálculo de  $iRSS$ .  $pc_{it}^{t\_hold}$  es el umbral más bajo (mínimo) del receptor

$$\text{Caso 1: } P \leq pc_{it}^{t\_hold}$$

$$p_{it}^{supplied\_PC} = p_{it}^{supplied}$$

$$g_{it}^{PC} = 0$$

$$\text{Caso } (i + 1): pc_{it}^{t\_hold} + (i - 1) \cdot pc_{it}^{st\_rg} \leq P < pc_{it}^{t\_hold} + i \cdot pc_{it}^{st\_rg}$$

$$p_{it}^{supplied\_PC} = p_{it}^{supplied} - (i - 1) \cdot pc_{it}^{st\_rg}$$

$$g_{it}^{PC} = -(i - 1) \cdot pc_{it}^{st\_rg}$$

$$\text{donde } i \text{ es un entero de } 1 \text{ a } n\_pasos = \frac{pc_{it}^{dyc\_rg}}{pc_{it}^{st\_rg}}$$

$$\text{Caso } (n\_pasos + 2): P > pc_{it}^{t\_hold} + pc_{it}^{dyc\_rg}$$

$$p_{it}^{supplied\_PC} = p_{it}^{supplied} - pc_{it}^{dyc\_rg}$$

$$g_{it}^{PC} = -pc_{it}^{dyc\_rg}$$

### Apéndice 3 al Anexo 2

#### Definiciones de distribución

- Distribución uniforme:  $U(0, 1) = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq x \leq 1 \\ 0 & \text{en cualquier otro caso} \end{cases}$
- Distribución gaussiana:  $G(\sigma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)$
- Distribución de Rayleigh:  $R(\sigma) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)$
- Distribución definida por el usuario: debe considerarse la opción de incluir en la herramienta una distribución definida por el usuario.
- Distribución discreta:

Se trata de una distribución especial con un límite inferior  $X_{\min}$ , un límite superior  $X_{\max}$ , y el paso  $S$  entre las muestras  $x_i$ . Un ejemplo muy común es la distribución de frecuencias discreta con una separación de canales constante.

La distribución correspondiente para  $x_i$  se define mediante la siguiente ecuación:

$$x_i = X_{\min} + S/2 + (i-1)S$$

siendo:

$$i = 1 \dots N$$

$$N = (X_{\max} - X_{\min}) / S$$

En el caso de una distribución uniforme, se asigna cada valor a la misma probabilidad  $P(x_i) = 1/N$ . En el caso de una distribución no uniforme, se asigna cada valor a un factor ponderal específico  $P_i$  con la limitación de que la suma de estos factores ponderales debe ser igual a uno.

## Apéndice 4 al Anexo 2

### Generación de números pseudoaleatorios

[Knuth, 1969; Rubinstein, 1981]

- A partir de una distribución uniforme  $U(0,1)$

$$u_{i+1} = T(U(0,1)) = \frac{x_i + 1}{m}$$

donde:

$$x_{i+1} = (a \cdot x_i) \pmod{m}$$

$a$ : multiplicador; por ejemplo,  $a = 16\,807$  ó  $396\,204\,094$  ó  $950\,706\,376$

$m$ : módulo; por ejemplo,  $m = 2^{31} - 1 = 2\,147\,483\,647$

$x_0$ : valor inicial, una variable entera de valor comprendido entre 1 y  $(m - 1)$

- Dada una distribución gaussiana  $G(\sigma)$

$$T(G(\sigma)) = v_1 \sqrt{\frac{-2 \ln(s)}{s}}$$

donde:

$$\text{para } s \geq 1, d_0 \begin{cases} v_1 = 2 \cdot T_{seed1}(U(0,1)) - 1 \\ v_2 = 2 \cdot T_{seed2}(U(0,1)) - 1 \\ s = v_1^2 + v_2^2 \end{cases}$$

$v_1$  y  $v_2$  son dos variables aleatorias independientes (que usan dos valores iniciales distintos), con distribución uniforme entre  $-1$  y  $+1$ .

- Dada una distribución de Rayleigh  $R(\sigma)$

$$T(R(\sigma)) = \sqrt{(v_1^2 + v_2^2)} \times \frac{-2 \ln(s)}{s}$$

donde:

$$\text{para } s \geq 1, d_0 \begin{cases} v_1 = 2 \cdot T_{seed1}(U(0,1)) - 1 \\ v_2 = 2 \cdot T_{seed2}(U(0,1)) - 1 \\ s = v_1^2 + v_2^2 \end{cases}$$

$v_1$  y  $v_2$  son dos variables aleatorias independientes (que usan dos valores iniciales distintos), con distribución uniforme entre  $-1$  y  $+1$ .

A partir de cualquier tipo de distribución con una función de distribución acumulativa dada,  $cdf$ .

Se pueden realizar algunos ensayos según una distribución definida por el usuario,  $F$ .

El ensayo se basa en el uso de la función de distribución acumulativa inversa,  $cdf^{-1}$ , correspondiente a la distribución definida por el usuario,  $F$ , aplicada al resultado de una muestra uniforme entre 0 y 1.

$$T(F) = cdf^{-1}(p) \quad \text{donde} \quad p = T(U(0, 1)) \quad (\text{ensayo uniforme entre 0 y 1})$$

FIGURA 7

**Función de distribución acumulativa directa**

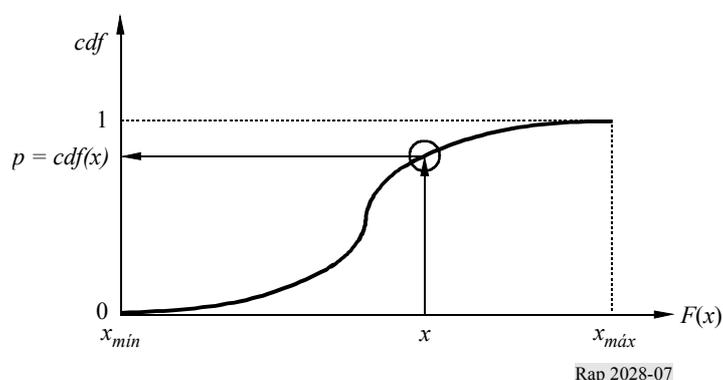
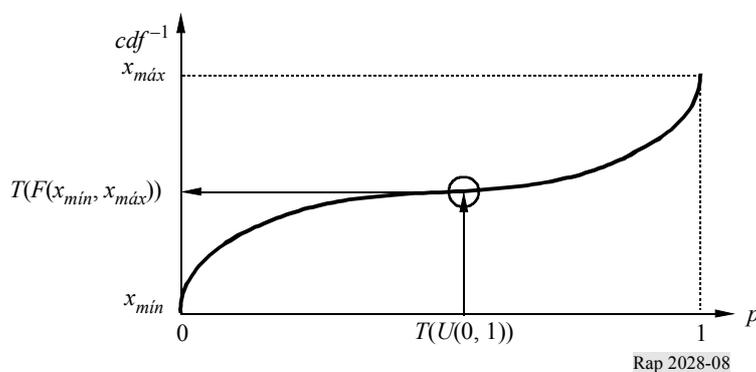


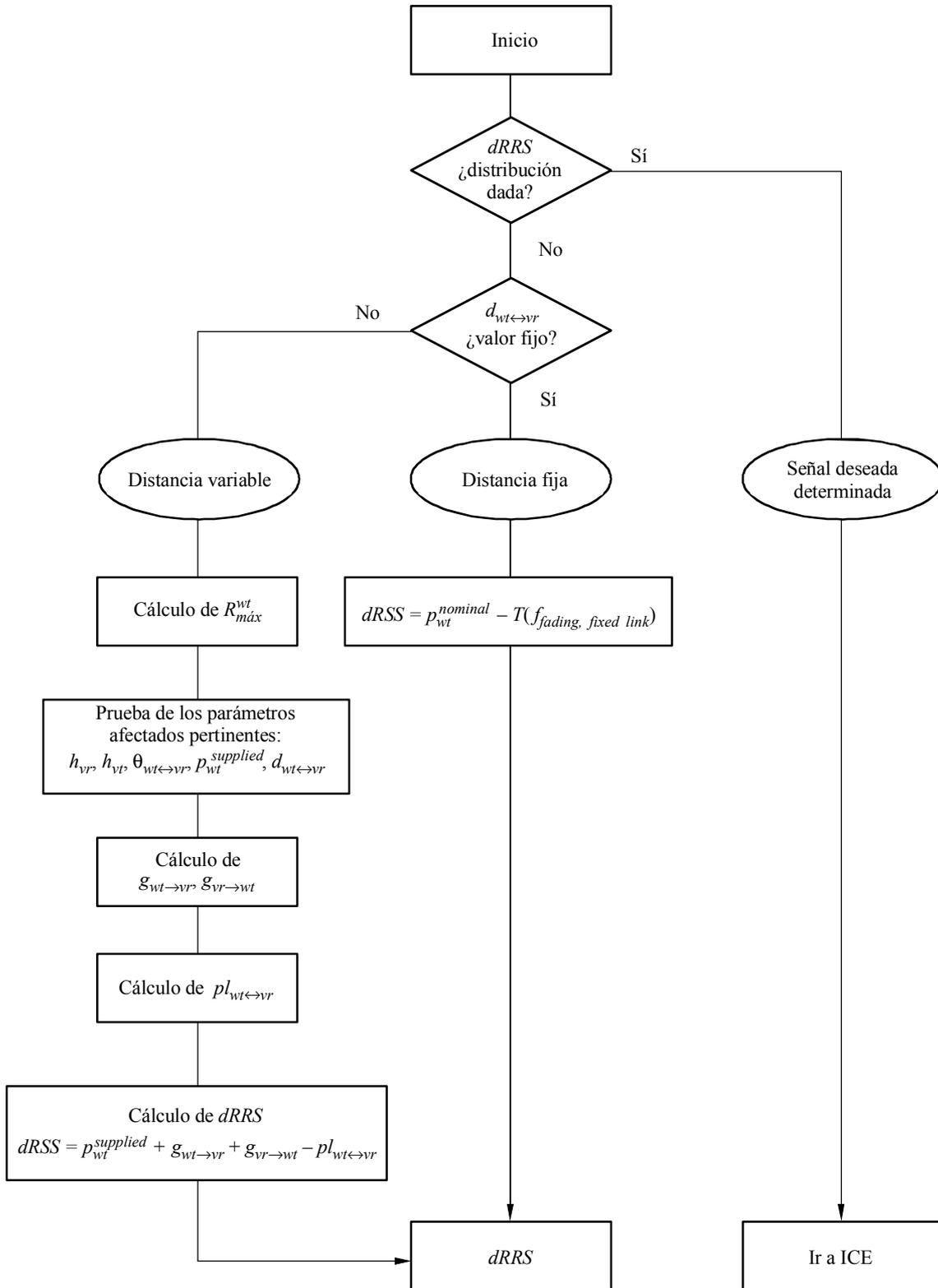
FIGURA 8

**Función de distribución acumulativa inversa**



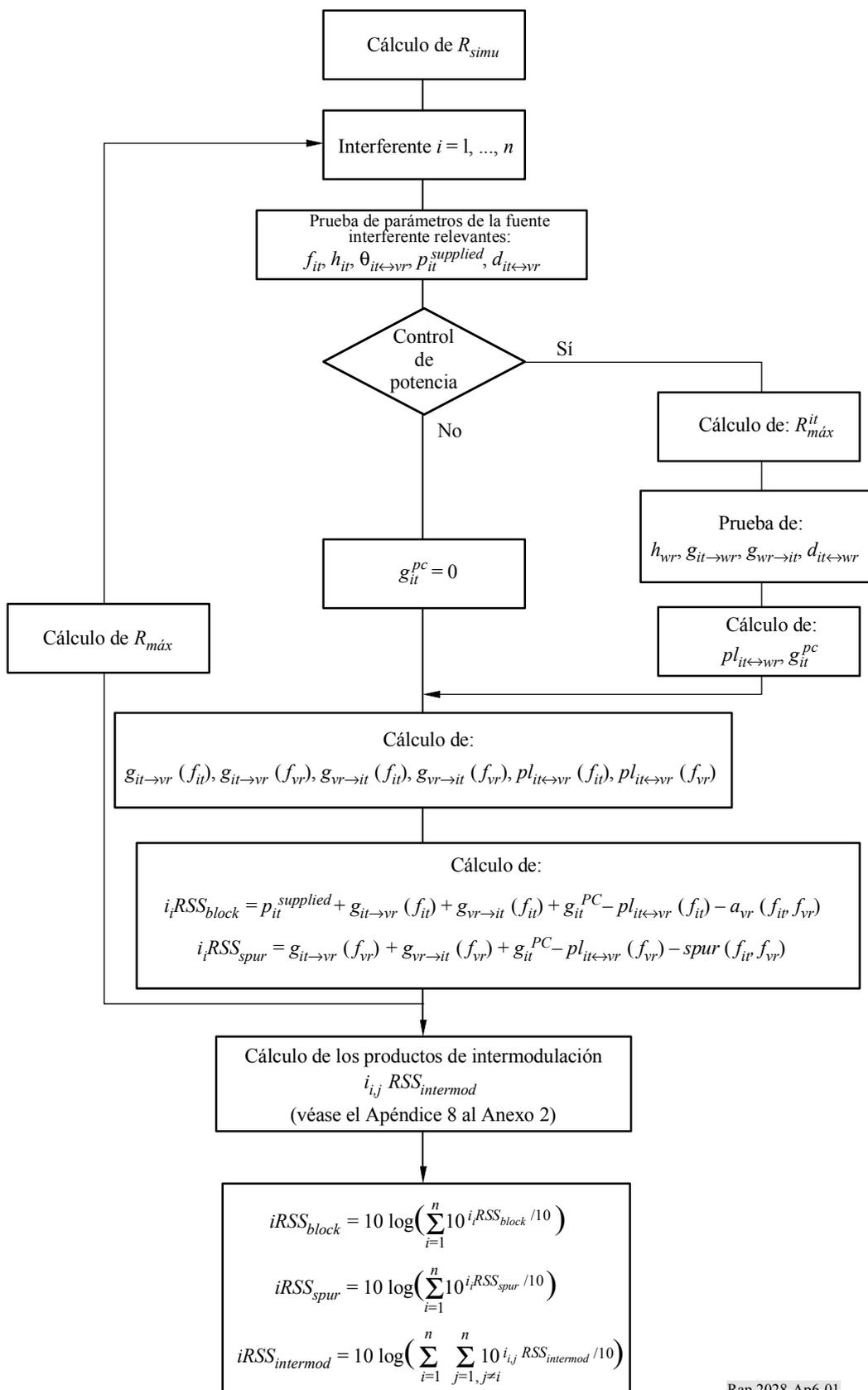
**Apéndice 5  
al Anexo 2**

**Organigrama de cálculo de *dRSS***



## Apéndice 6 al Anexo 2

### Cálculo de $iRSS$ debida a señales no deseadas y de bloqueo



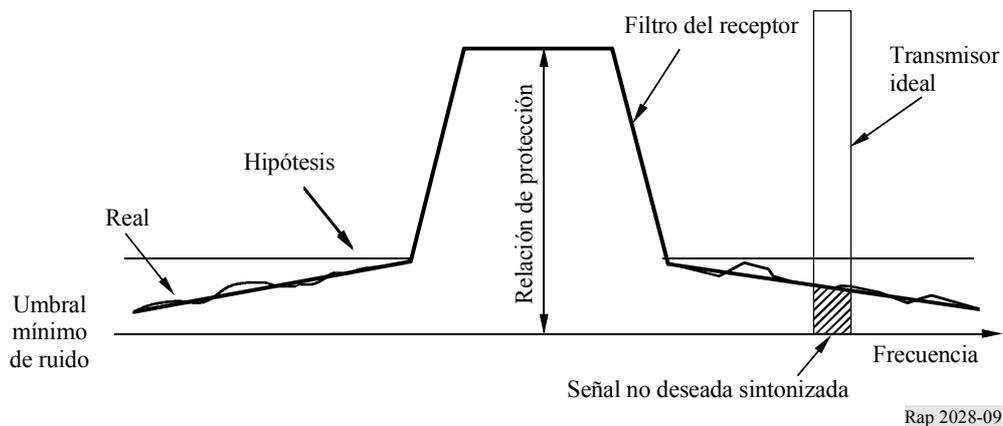
## Apéndice 7 al Anexo 2

### Bloqueo del receptor

#### 1 Concepto básico

El receptor sintoniza alguna señal no deseada porque su filtro no es ideal.

FIGURA 9  
Concepto básico



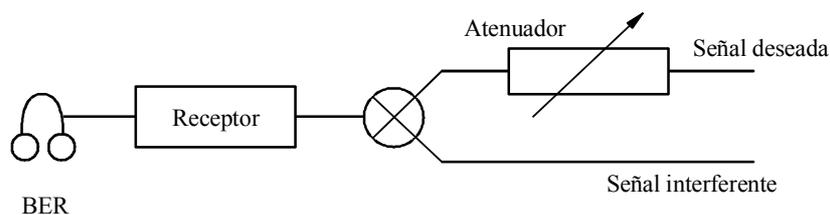
Rap 2028-09

*Definición:* El bloqueo mide la capacidad del receptor de recibir una señal de entrada deseada y modulada en presencia de una señal de entrada no deseada de frecuencias distintas de las de las respuestas no esenciales o de los canales adyacentes, sin que estas señales de entrada no deseadas causen una degradación del funcionamiento del receptor superior de un límite especificado (Documento I-ETS 300 113:1992).

#### 2 Medición del nivel de bloqueo

- Ajustar la señal deseada al nivel límite de la proporción de bits erróneos (BER).
- Aumentar el nivel de esta señal deseada en 3 dB y agregar la señal interferente, que se incrementa hasta obtener igual BER.
- La relación (señal interferente/señal deseada) es el valor de bloqueo del receptor.

FIGURA 10  
Procedimiento de medición



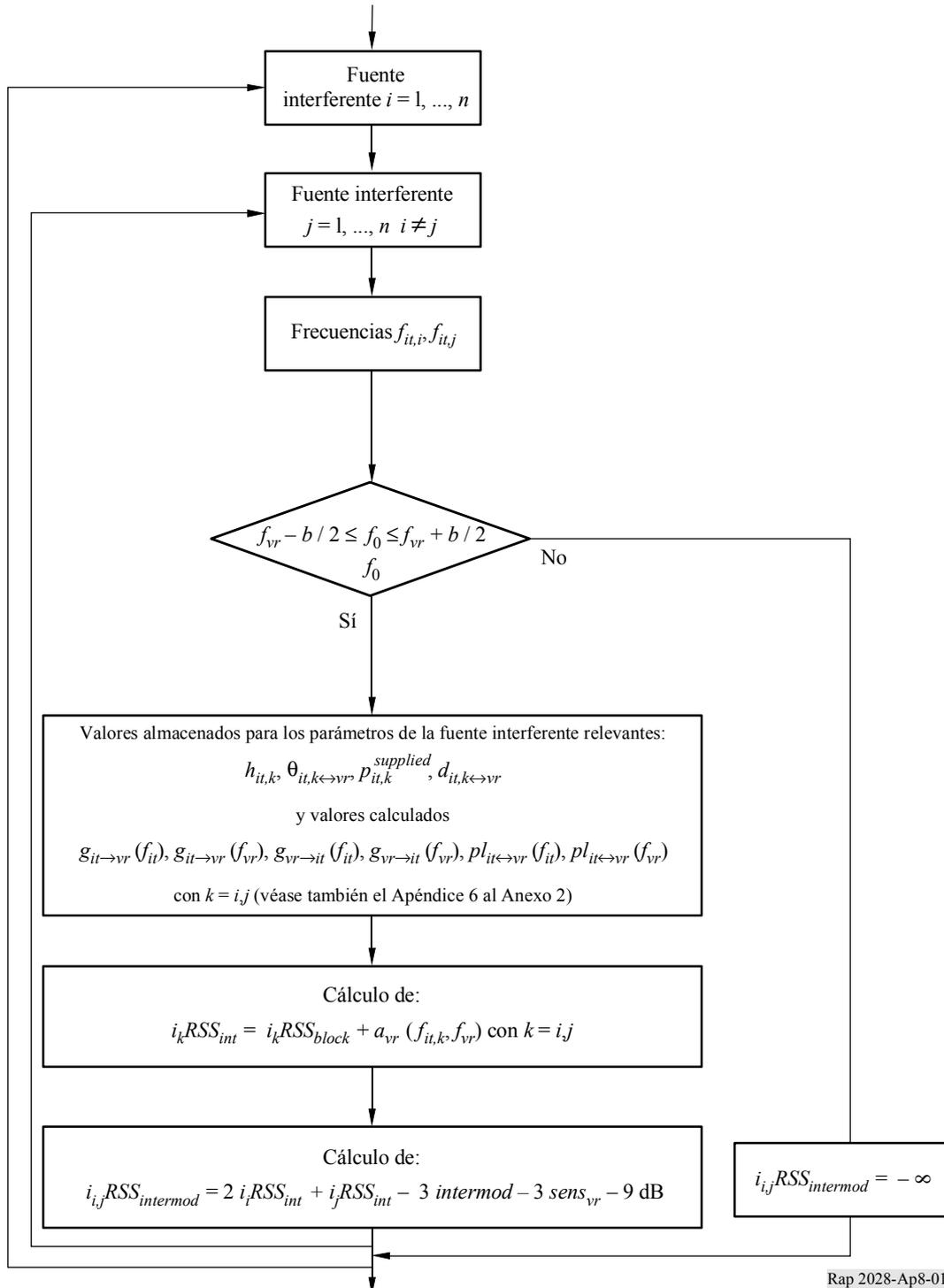
Rap 2028-10



## Apéndice 8 al Anexo 2

### *i*RSS debida a intermodulación

Este organigrama forma parte del que aparece en el Apéndice 6.



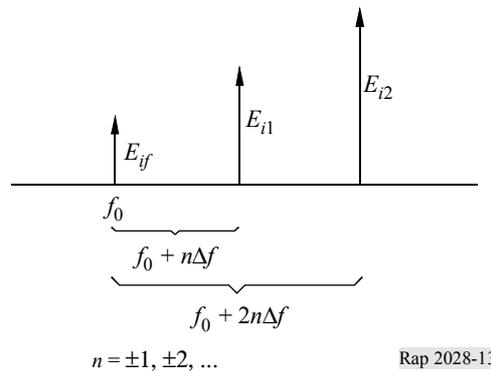
## Apéndice 9 al Anexo 2

### Intermodulación en el receptor

La principal contribución a la interferencia por intermodulación proviene de las señales interferentes en canales vecinos debida a la selectividad en frecuencia de las antenas y de los equipos receptores. Se supone un servicio con una señal deseada de frecuencia  $f_0$ , una separación de canal  $\Delta f$  y señales interferentes  $E_{i1}$  y  $E_{i2}$  a frecuencias  $f_0 + n\Delta f$  y  $f_0 + 2n\Delta f$ , respectivamente. La no linealidad del receptor genera un producto de intermodulación  $E_{if}$  de tercer orden a la frecuencia (véase la Fig. 13).

$$f_0 = 2(f_0 + n\Delta f) - (f_0 + 2n\Delta f) \quad n = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3)$$

FIGURA 13



La intensidad de señal  $E_{if}$  del producto de intermodulación viene dada por la expresión:

$$E_{if} = kE_{i1}^2 E_{i2} \quad (4)$$

con una constante  $k$  a determinar. Para niveles de señal (expresados en dB) la ecuación (4) adopta la forma:

$$L_{if} = 2L_{i1} + L_{i2} + 20 \log k \quad (5)$$

La constante  $20 \log k$  de la ecuación (5) puede determinarse a partir del procedimiento de medición que se describe en la norma ETS 300-113, § 8.8 del Instituto Europeo de Normas de Telecomunicación (ETSI). El método es similar al de la contribución del Apéndice 7 para interferencia de bloqueo.

La ETS 300-113 define, por medio de la respuesta a la intermodulación  $L_{imr}$ , los niveles de señal interferente  $L_{i1} = L_{i2}$  a partir de los cuales se comienzan a registrar errores de bits debidos a la intermodulación (véase la Fig. 14).

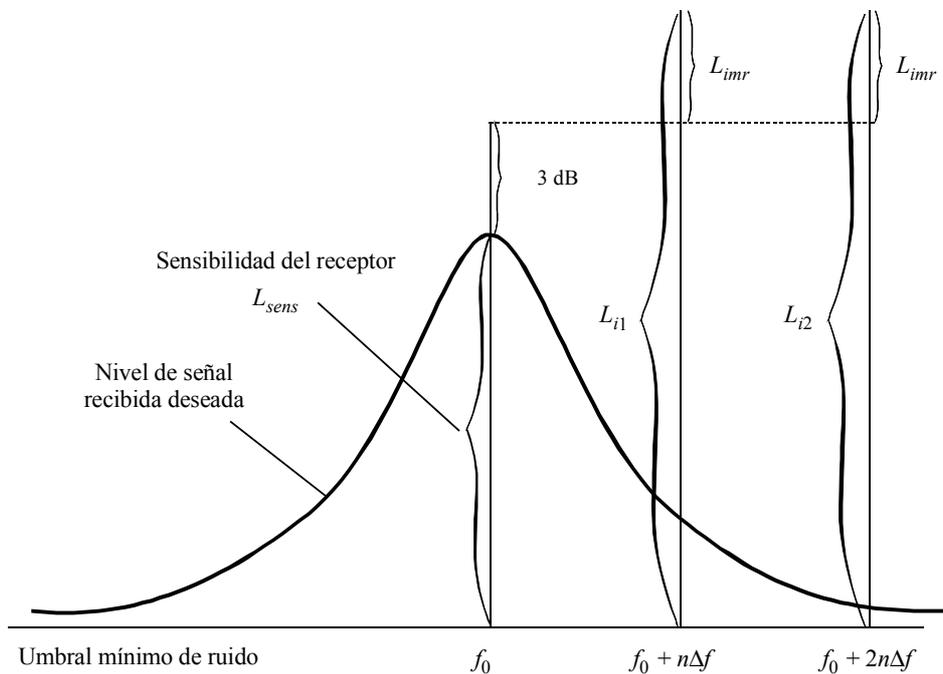
Esto significa que para  $L_{i1}$  y  $L_{i2}$  como en la Fig. 14, se tiene un producto de intermodulación  $L_{if}$  cuyo valor es exactamente el umbral mínimo de ruido (0 dB). Sustituyendo  $L_{i1}$  y  $L_{i2}$  de la Fig. 14 en la ecuación (5) se obtiene:

$$0 = 2(L_{imr} + 3 \text{ dB} + L_{sens}) + (L_{imr} + 3 \text{ dB} + L_{sens}) + 20 \log k \quad (6)$$

Con el valor de  $k$  obtenido en la ecuación (6), la ecuación (5) se convierte en:

$$L_{if} = 2L_{i1} + L_{i2} - 3L_{imr} - 3L_{sens} - 9 \quad \text{dB} \quad (7)$$

FIGURA 14



## Apéndice 10 al Anexo 2

### Influencia de las distintas anchuras de banda

#### a) Trayecto deseado

El transmisor deseado transmite su potencia  $p_{wt}$  (dBm) a la frecuencia  $f_{vr}$  dentro de una anchura de banda determinada,  $b_{vr}$ . Esta anchura de banda se utiliza también para determinar los productos de intermodulación (véase el Apéndice 8).

#### b) Transmisor interferente

Para el transmisor interferente, se debe definir una plantilla de emisión  $emission_{it}$  como función de  $\Delta f = f - f_{it}$  como los máximos niveles de potencia de  $emission_{it}(\Delta f)$  en la anchura de banda de referencia  $b_s(\Delta f)$  según lo especifica el usuario. Esta plantilla también puede expresarse como el valor máximo de:

- la suma de la potencia interferente  $p_{it}^{supplied}$ , una plantilla de emisión relativa (que contiene la transmisión deseada y todas las emisiones no deseadas, incluido el umbral mínimo de emisión dependiendo del control de potencia) y la ganancia del control de potencia;
- o el umbral mínimo de emisión absoluto.

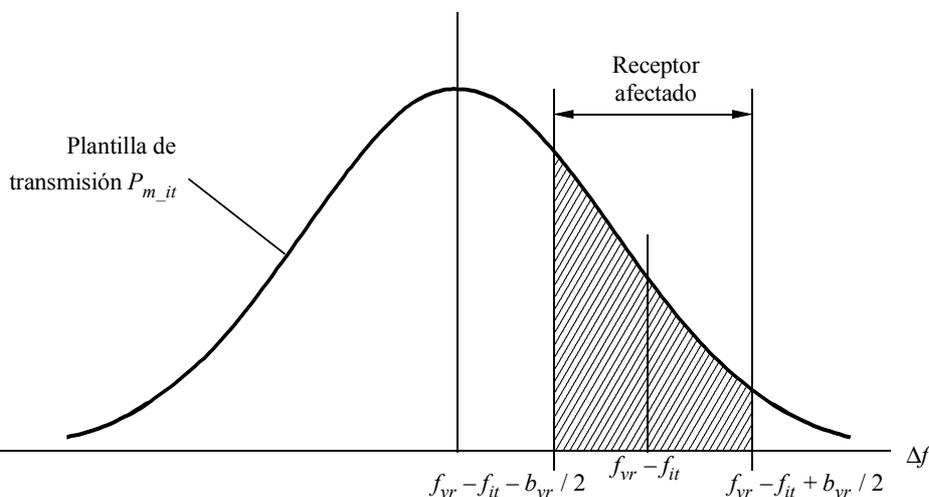
La plantilla de emisión relativa se describe mediante una tripleta de parámetros (deriva de frecuencia (MHz), nivel de emisión relativa (dBc) y anchura de banda de referencia (MHz)). El umbral mínimo de emisión se define en el apartado e) del presente Apéndice.

La potencia del transmisor interferente  $p_{it}$  (dBm) a  $f_{it}$  se utiliza para evaluar el balance del enlace con el receptor deseado (es decir, control de potencia).

#### c) Principio de la determinación de la potencia de interferencia

FIGURA 15

Principio de la determinación de la potencia de interferencia



La Fig. 15 muestra el principio de la determinación de la potencia de interferencia Si  $f_{it} = f_{vr}$ , las frecuencias interferentes caen exactamente en la banda de recepción del receptor afectado (interferencia cocanal).

Para simplificar los algoritmos, se normaliza la función de plantilla  $p_{mi}$  a una anchura de banda de referencia de 1 Hz:

$$p_{ni} = p_{mi}(\Delta f) - 10 \log \frac{b}{1 \text{ Hz}}$$

La anchura de banda  $b$  es la utilizada para la plantilla de emisión.

La potencia interferente recibida total  $emission_{it}$  se puede calcular fácilmente integrando a lo largo de la anchura de banda del receptor desde  $a = f_{vr} - f_{it} - b_{vr}/2$  hasta  $b = f_{vr} - f_{it} + b_{vr}/2$

$$power_{it} = 10 \log \left\{ \int_a^b 10^{(p_{n\_it}(\Delta f)/10)} d\Delta f \right\}$$

donde  $p_{ni}$  es la plantilla normalizada (dBm/Hz). Utilizando una anchura de banda de referencia de 1 Hz, la integral puede sustituirse por un sumatorio donde  $power_{it}$  viene dado en dBm:

$$power_{it} = 10 \log \left\{ \sum_{i=a}^b 10^{(p_{n\_it}(\Delta f_i)/10)} \right\}$$

NOTA 1 – La potencia de interferencia de un sistema de radiocomunicaciones que tiene otra anchura de banda puede estimarse utilizando los algoritmos antes mencionados. Este cálculo sólo es necesario para la interferencia debida a emisiones no deseadas, o cocanal, pero no para bloqueo e intermodulación.

Debe señalarse que se recomienda aplicar siempre una plantilla definida por el usuario, aun cuando la plantilla sea plana.

#### d) Realización en SEAMCAT

El principio se explica en c). Sin embargo, estos algoritmos son muy lentos por lo que se refiere a tiempo de cálculo. En consecuencia, el problema se aborda de la siguiente manera:

La potencia de interferencia total relativa a la portadora  $emission\_rel_{it}$ , se puede calcular integrando a lo largo de la anchura de banda del receptor entre  $a = f_{vr} - f_{it} - b_{vr}/2$  hasta  $b = f_{vr} - f_{it} + b_{vr}/2$

$$emission\_rel_{it} = 10 \log \left\{ \int_a^b P_{rel}^{linear}(\Delta f) d\Delta f \right\} = 10 \log \left\{ \int_a^b 10^{\frac{P_{rel}^{dBc}(\Delta f)}{10}} d\Delta f \right\}$$

donde  $P_{rel}^{dBc}$  es la plantilla normalizada definida por el usuario (dBc/Hz).

La plantilla se expresa como una matriz de  $N + 1$  puntos  $(\Delta f_i, P_i)$  y se supone que es lineal entre esos puntos.

$$P_{rel}(\Delta f) = P_i + \frac{\Delta f - \Delta f_i}{\Delta f_{i+1} - \Delta f_i} (P_{i+1} - P_i)$$

Esto lleva a:

$$emission\_rel_{it} = 10 \log \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \int_{\Delta f_i}^{\Delta f_{i+1}} 10^{\frac{P_{rel}^{dBc}(\Delta f)}{10}} d\Delta f \right\}$$

donde:

$$\Delta f_0 = a = f_{vr} - f_{it} - B_{vr} / 2$$

$$\Delta f_N = b = f_{vr} - f_{it} + B_{vr} / 2$$

Cálculos intermedios:

$$emission\_rel_i^{dBc} = \int_{\Delta f_i}^{\Delta f_{i+1}} 10^{\frac{P_{rel}^{dBc}(\Delta f)}{10}} d\Delta f$$

$$emission\_rel_i^{dBc} = 10^{\frac{P_i}{10}} \int_{\Delta f_i}^{\Delta f_{i+1}} \left[ 10^{\frac{P_{i+1} - P_i}{10(\Delta f_{i+1} - \Delta f_i)} (\Delta f - \Delta f_i)} \right] d\Delta f$$

$$emission\_rel_i^{dBc} = \frac{10^{\frac{P_i}{10}}}{K^{\Delta f_i}} \int_{\Delta f_i}^{\Delta f_{i+1}} K^{(\Delta f - \Delta f_i)} d\Delta f, \quad K = 10^{\frac{P_{i+1} - P_i}{10(\Delta f_{i+1} - \Delta f_i)}}$$

$$emission\_rel_i^{dBc} = \frac{10^{\frac{P_i}{10}}}{K^{\Delta f_i}} \left[ e^{\ln K} \right]_{\Delta f_i}^{\Delta f_{i+1}} = \frac{10^{\frac{P_i}{10}}}{\ln K} \left[ K^{\Delta f_{i+1} - \Delta f_i} - 1 \right], \quad \ln K = \frac{\ln 10}{10} \cdot \frac{P_{i+1} - P_i}{\Delta f_{i+1} - \Delta f_i}$$

$$emission\_rel_i^{dBc} = \frac{10}{\ln 10} \frac{10^{P_{i+1}} - 10^{P_i}}{P_{i+1} - P_i} (\Delta f_{i+1} - \Delta f_i)$$

Se obtiene:

$$emission\_rel_{it} = 10 \log \left\{ \frac{10}{\ln 10} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{(P_{i+1}^{linear} - P_i^{linear}) (\Delta f_{i+1} - \Delta f_i)}{(P_{i+1}^{dBc} - P_i^{dBc})} \right\}$$

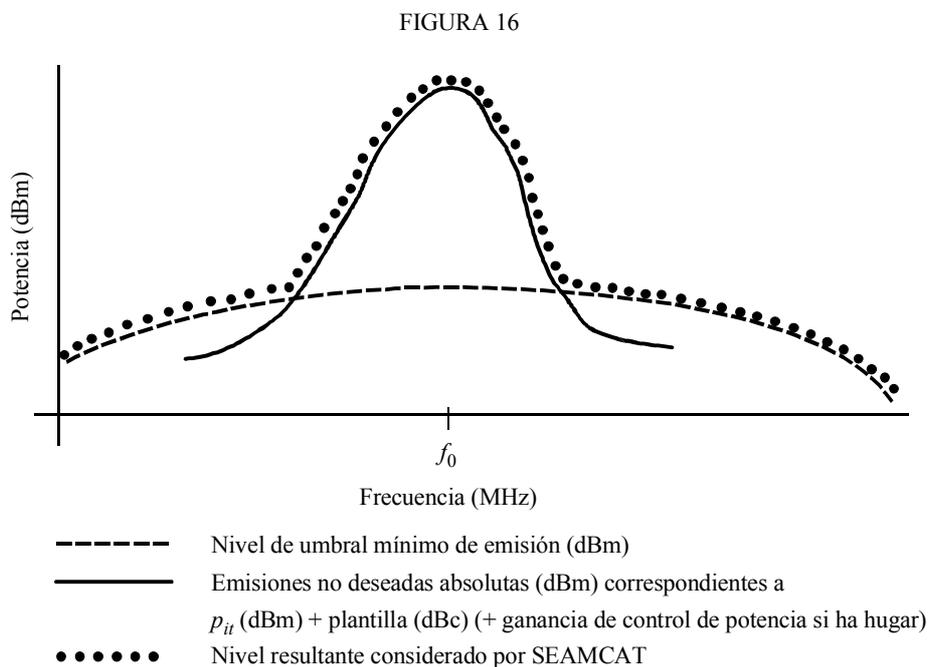
e) **Umbral mínimo de emisión no deseada**

Las fórmulas antes mencionadas se aplican también al umbral mínimo de emisión absoluto  $emission\_floor_{it}$  (dBm). La plantilla del umbral mínimo de emisión puede describirse mediante una tripleta de parámetros (deriva de frecuencia (MHz), anchura de banda de referencia (MHz), y umbral mínimo de emisión (dBm)).

La emisión real está limitada por el umbral mínimo de emisión mediante la siguiente expresión:

$$emission_{it} = \max(emission\_rel_{it} + p_{it}^{supplied} + g_{it}^{PC}, emission\_floor_{it})$$

que también se ilustra en la Fig. 16.



Rap 2028-16

Obsérvese que la comparación involucra la ganancia del control de potencia si se ha seleccionado control de potencia.

Cabe señalar además que en SEAMCAT el umbral mínimo de emisión no deseada se refiere a 1 MHz.

## Apéndice 11 al Anexo 2

### Tamaño de la célula radioeléctrica en una red limitada por el ruido

Suponiendo que la potencia recibida es igual a la sensibilidad del receptor afectado, el radio  $R_{m\acute{a}x}$  para el trayecto radioeléctrico deseado puede determinarse mediante la siguiente ecuación:

$$f_{median}(f_{vr}, h_{vr}, h_{wt}, R_{max}, env) + f_{slowfading}(X\%) = P_{wt} + g_{wt} + g_{vr} - sens_{vr}$$

donde las pérdidas de trayecto vienen definidas por un valor mediano de las pérdidas más un término adicional que representa la distribución

$$p_{loss} = f_{median} + f_{slowfading}(X\%)$$

La distribución de las pérdidas de trayecto  $p_{loss}$  puede expresarse de forma general mediante la siguiente ecuación:

$$Q(\mu + a, R_{m\acute{a}x}) = y$$

donde  $Q$  es la distribución acumulativa para  $R_{m\acute{a}x}$  y las pérdidas de trayecto medias resultantes  $\mu$  y una pérdida de trayecto adicional  $a$  debida a la disponibilidad o cobertura  $y$ . La pérdida de cobertura  $x$  se corresponde con  $y$  mediante la relación  $1 - y$ . Suponiendo que el desvanecimiento lento puede aproximarse mediante una distribución log-normal, es decir valor mediano  $\approx$  valor medio, puede introducirse la relación  $a = b\sigma$  donde  $b$  es un múltiplo de la conocida desviación típica  $\sigma$ . A continuación aparecen unos ejemplos ilustrativos: para una cobertura del 95%,  $b$  toma un valor de 1,96; para el 99% un valor de 2,58; para el 99,9% un valor de 3,29; para  $b = 1$  la cobertura es del 68%; para  $b = 2$  del 95,5%. Los valores exactos pueden determinarse fácilmente utilizando la función gaussiana inversa.

Por consiguiente la ecuación trascendental:

$$g(R_{max}) = P_{wt} + g_{wt} + g_{vr} - sens_{vr} - f_{median}(f_{vr}, h_{vr}, h_{wt}, R_{max}, env) - b\sigma$$

puede resolverse utilizando una iteración lineal por el método regular falsi:

$$\tilde{R}_{m\acute{a}x} = R_{m\acute{a}x0} - \frac{R_{m\acute{a}x0} - R_{m\acute{a}x1}}{g(R_{m\acute{a}x0}) - g(R_{m\acute{a}x1})} g(R_{m\acute{a}x0})$$

Obsérvese que puede obtenerse una convergencia más rápida aplicando la distancia en escala logarítmica; es decir, la variable  $R$  debe sustituirse por  $\log(R)$ .

Téngase en cuenta que en este caso deben invertirse las fórmulas dadas para  $f_{median}(R_{max}^{wt}) + \dots$

## Apéndice 12 al Anexo 2

### Diagrama de antena simétrico

Existen tres formas distintas para describir el diagrama de antena:

- antena omnidireccional;
- diagrama de antena directiva (dBi); la ganancia se refiere al lóbulo principal y depende del ángulo acimutal y del ángulo de elevación;
- diagrama de antena simétrico.

Estos diagramas son utilizados a menudo por los servicios fijo y espacial. De acuerdo con la Recomendación UIT-R IS.847 o UIT-R F.699 la ganancia de antena  $g$  (dBi) puede expresarse mediante la siguiente ecuación:

$$g = g_0 - 10 \log(D/\lambda) - 25 \log \psi \quad \text{para } (100\lambda/D)^\circ \leq \psi \leq \psi_0$$

siendo

$g_0$ : la máxima ganancia del lóbulo principal (dBi); por ejemplo, 52 dBi

$D$ : el diámetro de la parábola de la antena (m)

$\lambda$ : longitud de onda  $300/f$  [MHz] (m)

$\psi$ : ángulo esférico (grados) formado por la dirección considerada y el haz principal, definido para  $\psi = 0$

$\psi_0$ : límite para el lóbulo principal (grados); por ejemplo  $48^\circ$ .

No se permite utilizar el diagrama de antena para ángulos esféricos entre la dirección considerada y el eje del haz principal (debe definirse un diagrama de antena en elevación y un diagrama de antena en acimut). El ángulo esférico  $\psi$ , simétrico con respecto a su eje, es una combinación de los ángulos acimutales y elevación de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$\cos \psi = \cos(\theta) \cos(\varphi)$$

siendo

$\theta$ : el ángulo acimutal (grados)

$\varphi$ : el ángulo de elevación (grados)

La ganancia fuera del lóbulo principal debe definirse como un valor fijo que cubre toda la gama de ángulos.

### Referencias Bibliográficas

KNUTH, D. E. [1969] *The Art of Computer Programming*, Vol. 2, *Seminumerical Algorithms*. Addison-Wesley. Reading, Massachusetts, Estados Unidos de América.

RUBINSTEIN, R. Y. [1981] *Simulation and the Monte Carlo Method*. Haifa, Israel.

### Bibliografía

Doc. SE21(94)/68. An Objective Derivation of Isolation Distance. Anexo B. Origen: Motorola.

Doc. 1-3/31(Rev.1)-E. Proposal for a Propagation Model to be used in Models for Calculating Spurious Emission Interference (Mayo 1995). Francia. Comisión de Estudio 1 de Radiocomunicaciones.

### Anexo 3

#### Dispositivo de evaluación de la distribución

El organigrama del DEE se muestra en la Fig. 17. Se puede realizar una prueba de bondad de ajuste por el método de chi cuadrado o con el algoritmo Kolmogorov-Smirnov (utilizado en el SEAMCAT).

Básicamente, el algoritmo comprueba si una muestra aleatoria de observaciones cumple una distribución acumulativa especificada previamente. La distribución predefinida puede ser continua, discreta o híbrida. De esa forma, el método chi cuadrado es sumamente versátil y se propone un único algoritmo para utilización en el DEE con el fin de probar todos los tipos posibles de funciones de distribución de probabilidad.

Se introduce en el DEE una matriz de muestras de la variable aleatoria RSS. El DEE comprueba en primer lugar si la matriz tiene longitud suficiente,  $N$  (número de muestras), como para generar una distribución estable. Esto se logra usando  $N - dN$  muestras para hallar una función de distribución discreta inicial y calcular la función distribución acumulativa correspondiente, que se emplea luego como referencia en la prueba de chi cuadrado que se aplica a la población total de  $N$  muestras. Si en la prueba se demuestra que dos distribuciones discretas difieren en una cantidad superior a un valor aceptable y previamente especificado, se envía un mensaje al EGE para que genere algunas muestras adicionales. Por el contrario, si se satisface el criterio de chi cuadrado, el DEE seguirá adelante con la prueba, tanto si se puede como si no se puede utilizar una función de densidad de probabilidad continua.

El organigrama de la Fig. 17, por ejemplo, muestra una prueba de distribución gaussiana. El algoritmo chi cuadrado se puede aplicar igualmente a cualquier otra distribución continua que pudiera ser representativa de la variable aleatoria RSS. Una función de distribución continua permite utilizar una expresión en forma cerrada para calcular la probabilidad en el ICE que, a su vez, garantiza un cálculo numérico eficaz. Si no hay una función de distribución de probabilidad continua que se ajuste a la población muestral con la exactitud adecuada, la única forma de proceder consiste en utilizar una función distribución de probabilidad discreta y realizar un cálculo de probabilidad numérico.

La notación utilizada es:

$\langle RSS \rangle$ : población de la variable aleatoria

$N$ : tamaño de la muestra de población

$I$ : contador interno para obtener resultados de pruebas de estabilidad

$dN$ : porción del tamaño de población (por ejemplo,  $dB = 0,1N$ )

$Y$ : criterio de prueba de chi cuadrado (véase el Apéndice 1 al Anexo 3)

$\chi_{1-\alpha}$ : cuantil – nivel de referencia para la prueba chi cuadrado

$n$ : contador total de muestra

$\langle C \rangle$ : matriz de coeficientes de la función distribución acumulativa discreta.

El organigrama de la Fig. 18 presenta una de las muchas posibilidades de formar la función distribución de probabilidad discreta para una variable aleatoria.

FIGURA 17  
Organigrama del DEE

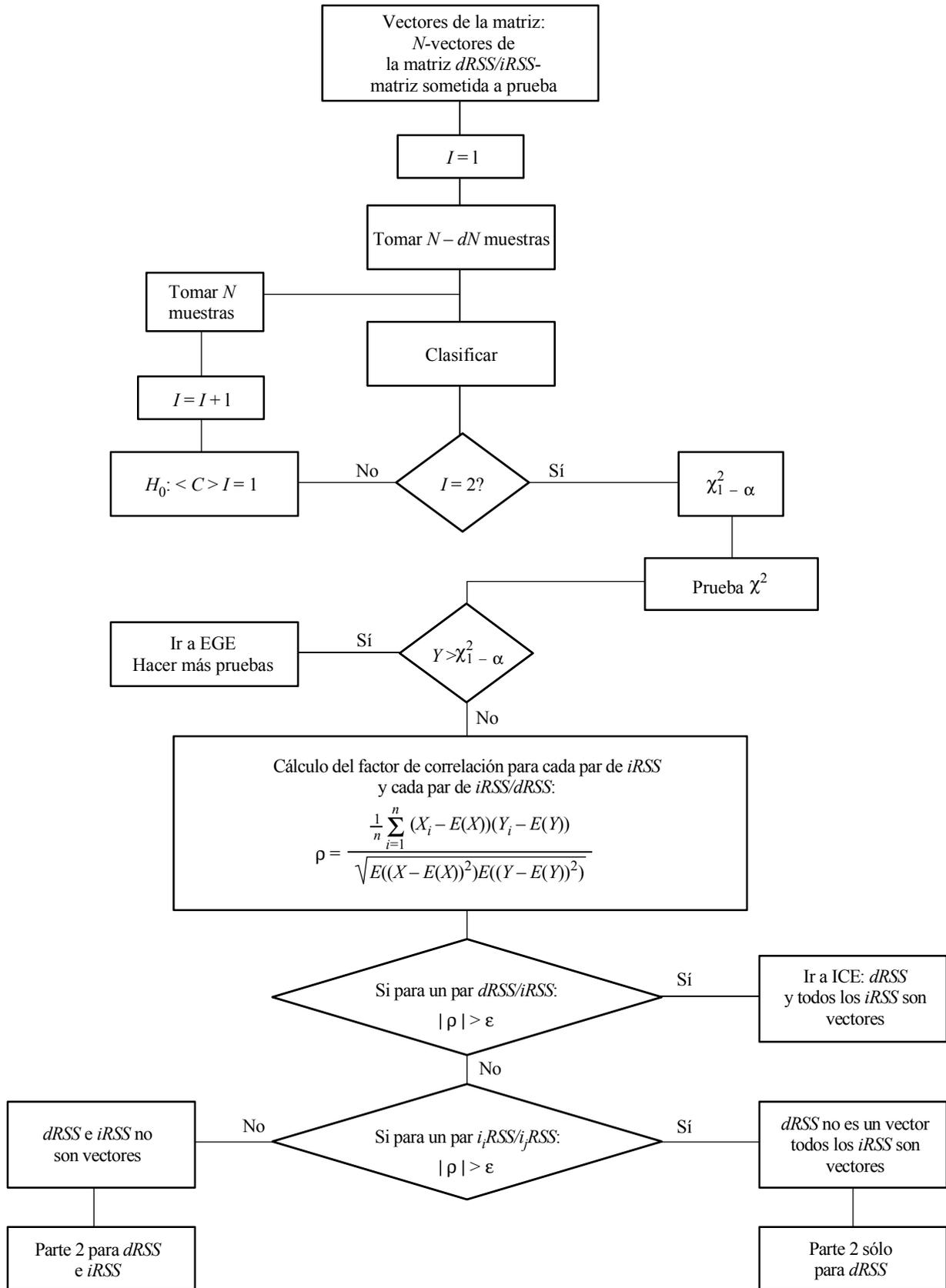
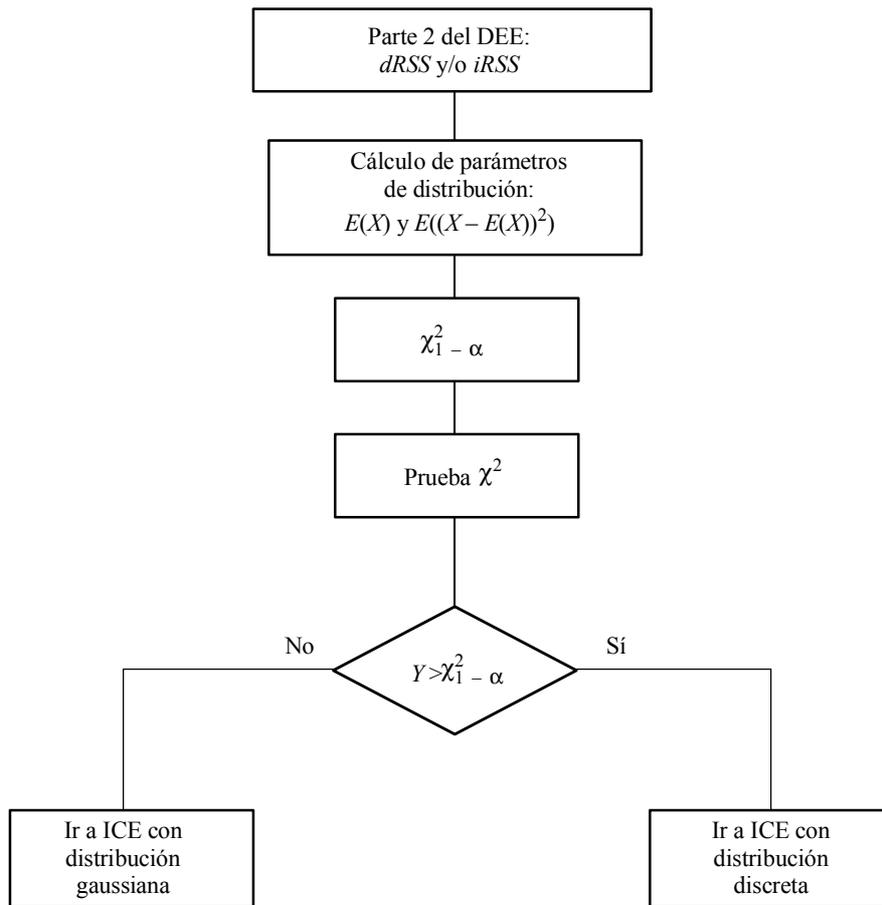


FIGURA 18



Rap 2028-18

## Apéndice 1 al Anexo 3

### Prueba de bondad de ajuste chi cuadrado

La prueba de bondad de ajuste chi cuadrado es una de las pruebas estadísticas más antiguas y conocidas.

Sea  $X_1, X_2, \dots, X_N$  una muestra extraída de una población de función de distribución acumulativa (cdf) desconocida,  $F_x(x)$ . La prueba chi cuadrado se basa en ensayar la hipótesis nula:

$H_0: F_x(x) = F_0(x)$  para toda  $x$  como la alternativa  $H_1: F_x(x) \neq F_0(x)$  para algunos valores de  $x$

Supóngase que se agrupan  $N$  observaciones en  $K$  categorías mutuamente excluyentes. Sea  $N_j$  el número observado de pruebas en la  $j$ -ésima categoría ( $j = 1, 2, \dots, K$ ). Además, sea  $N_j^0$  el número de pruebas que se espera caigan en la  $j$ -ésima categoría según la cdf conocida,  $F_0(x)$ .

La prueba real emplea los siguientes criterios:

$$Y = \sum_{j=1}^K \frac{(N_j - N_j^0)^2}{N_j^0}, \quad \sum_{j=1}^K N_j = N$$

que toma un valor pequeño cuando  $H_0$  es verdadero y grande cuando  $H_0$  es falso. La  $Y$  es también una variable aleatoria que obedece a una distribución chi cuadrado para un valor de  $N$  grande.

En la práctica, para que se cumpla la hipótesis  $H_0$  debe cumplirse que:

$$P(Y > \chi_{1-\alpha}^2) = \alpha$$

donde  $\alpha$  es el nivel de significación, por ejemplo 0,05 ó 0,1; el cuantil  $\chi_{1-\alpha}^2$ , que corresponde a la probabilidad de  $1 - \alpha$ , aparece en los cuadros de la distribución chi cuadrado (véase el Cuadro 2).

La prueba de bondad de ajuste chi cuadrado se aplica por igual a funciones de densidad de probabilidad discretas y continuas.

## CUADRO 2

### Cuantil $\chi_{1-\alpha}^2$ para la distribución chi cuadrado

$K \backslash 1 - \alpha$	0,975	0,95	0,90	0,75
10	3,25	3,94	4,86	6,74
20	9,59	10,85	12,44	15,45
30	16,79	18,49	20,60	24,48
40	24,43	27,99	29,05	33,66
50	32,36	36,19	37,69	42,94
60	40,48	44,18	46,46	52,29
70	48,76	52,00	55,33	61,70
80	57,15	60,39	64,28	71,14
90	65,65	69,13	73,29	80,62
100	74,22	77,93	82,36	90,13

## Apéndice 2 al Anexo 3

### Prueba de estabilidad de Kolmogorov-Smirnov

El propósito de esta etapa de evaluación es el estimar si el número de sucesos generados es suficiente para considerar los resultados estables desde un punto de vista estadístico. La evaluación de la estabilidad se realiza por medio de una prueba de bondad de ajuste con el método de Kolmogorov-Smirnov a fin de comprobar si la distribución obtenida con  $N - dN$  muestras y la obtenida con  $N$  muestras no difieren en más de un valor especificado.

En primer lugar, se deben obtener dos funciones de distribución acumulativas a partir del vector matricial de entrada:

- una distribución obtenida a partir de las primeras  $N - dN$  muestras del vector matricial.
- una distribución obtenida a partir del vector matricial completo ( $N$  muestras).

Esto se hace por medio de una simple clasificación de matriz. El ensayo consiste entonces en realizar la prueba chi cuadrado con la siguiente entrada:

- umbral de estabilidad especificado (entre 0 y 1);
- distribución de referencia: distribución obtenida de la matriz  $N$ ;
- distribución probada: distribución obtenida de la matriz  $N - dN$ .

Según sea el resultado de la prueba de Kolmogorov-Smirnov, si el valor es mayor que el umbral de estabilidad, se considera que la evaluación de estabilidad ha tenido éxito.

## Anexo 4

### Dispositivo de cálculo de la interferencia

El ICE tiene dos funciones distintas:

- Procesar distintas señales interferentes a fin de calcular la probabilidad de interferencia. Se toman en consideración tres tipos de señales interferentes: emisiones no esenciales, emisiones fuera de banda, bloqueo e intermodulación.
- Obtener límites genéricos. La salida del ICE es, por lo tanto, una superficie multidimensional donde se representa la probabilidad de interferencia en función de los parámetros radioeléctricos. El organigrama general del ICE se muestra en la Fig. 19.

Las distribuciones de señales interferentes se calculan con respecto a los niveles de referencia o a funciones de atenuación no deseada (plantilla de emisión), de bloqueo (plantilla de recepción) o de intermodulación. La ley de traslación de la cdf de la referencia  $ref_{i-init}$  a la referencia  $ref_i$  viene dada por la siguiente fórmula:

$$P(iRSS_i(ref_i) < X) = P(iRSS_i(ref_{i-init}) < X - t(ref_i - ref_{i-init})); \quad t = \begin{cases} 1; & i = spur \\ -1; & i = block \\ -3; & i = intermod \end{cases} \quad (8)$$

Los organigramas completo y rápido (aproximado) del ICE aparecen en las Figs. 20 y 21, respectivamente. Para mayor sencillez, en los organigramas de las Figs. 20 y 21 se ha representado el caso de  $t = 1$  (ecuación (8) caso *spur* (no esencial)).

#### Algoritmo de cálculo rápido

En el algoritmo de cálculo rápido del ICE se adoptan las dos hipótesis siguientes:

- Las  $i_iRSS$  son variables independientes en las cuales el índice  $i$  corresponde al  $i$ -ésimo tipo de situación de interferencia.
- Una de las  $i_iRSS$  es dominante con respecto a todas las demás señales interferentes.

La probabilidad global  $P_D$  de no sufrir interferencia por parte de la señal interferente compuesta es:

$$P_D = P \left( \frac{dRSS}{iRSS_{composite}} > \frac{C}{I} \mid dRSS > sens_{vr} \right) \quad (9)$$

Utilizando la segunda hipótesis, podemos aproximar la ecuación (9) por la siguiente ecuación:

$$P_D = P \left( \bigcap_{i=1}^n \left( \frac{dRSS}{i_iRSS} > \frac{C}{I} \mid dRSS > sens \right) \right) \quad (10)$$

y como las  $i_iRSS$  son variables independientes, podemos escribir la ecuación (10) como:

$$P_D \approx \prod_{i=1}^n P \left( \frac{dRSS}{i_iRSS} > \frac{C}{I} \mid dRSS > sens \right) \equiv \prod_{i=1}^n P_i(C/I) \quad (11)$$

A cada situación de interferencia le corresponde un conjunto de referencias,  $ref_i$ , por ejemplo, *spur*, *a<sub>vr</sub>*, etc. El usuario puede escoger el conjunto de referencias que se usará en el cálculo de  $P_D$ . Introduciendo  $ref_i$  en la ecuación (11) se obtiene la siguiente aproximación:

$$P_D \approx \prod_{i=1}^n P_i(C/I, ref_i) \quad (12)$$

que se utiliza en el algoritmo de cálculo rápido. Se puede mostrar fácilmente que  $1 - P_D$  es la probabilidad de que aparezca perturbación causada por al menos una de las  $n$  fuentes interferentes.

#### Organigrama completo del ICE

Se toman en cuenta tres casos:

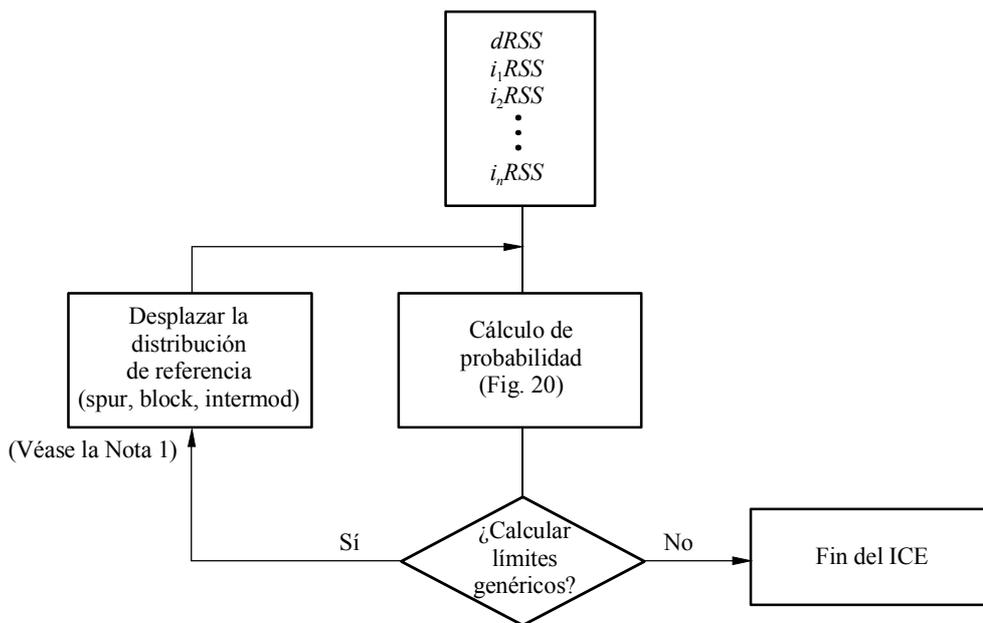
- Las señales deseadas y/o interferentes están correlacionadas. En este caso, la probabilidad  $P_D$  se calcula procesando directamente los vectores de datos. Para cada situación de interferencia, se suman las señales de interferencia de todas las fuentes interferentes para obtener  $iRSS_{composite}$ . Luego, a partir de los dos vectores  $iRSS$  e  $iRSS_{composite}$  se determina la probabilidad  $P_D$ :

$$P_D = P \left( \frac{dRSS}{iRSS_{composite}} > \frac{C}{I} \mid dRSS > sens \right) \quad (13)$$

sumando todos los términos que cumplen  $dRSS > sens$ . De modo similar al caso, del cálculo rápido, cuando se suman elementos de los vectores de datos para calcular (12), deben actualizarse los datos de modo tal que correspondan a un conjunto deseado de referencias.

- Todas las señales están no correlacionadas y sus distribuciones (calculadas por el DEE) están dadas por una figura cerrada. En primer lugar, la función de distribución acumulativa de la señal interferente compuesta se calcula integrando las funciones de distribución  $i_iRSS$ . Obsérvese que la  $ref_i$  causa desplazamientos lineales de las distribuciones  $i_iRSS$  la una con respecto a la otra. En el cálculo de  $i_iRSS_{composite}$  compuesta se deben desplazar las distribuciones  $i_iRSS$  de modo que todas estén referidas al mismo conjunto de referencias. Por último, se calcula (12) usando la fórmula de probabilidad condicional que integra las distribuciones  $dRSS$  e  $iRSS_{composite}$ .
- El tercer caso es similar al segundo pero con la diferencia de que la función de distribución  $iRSS_{composite}$  se determina por la técnica de Monte Carlo.

FIGURA 19  
Organigrama del ICE



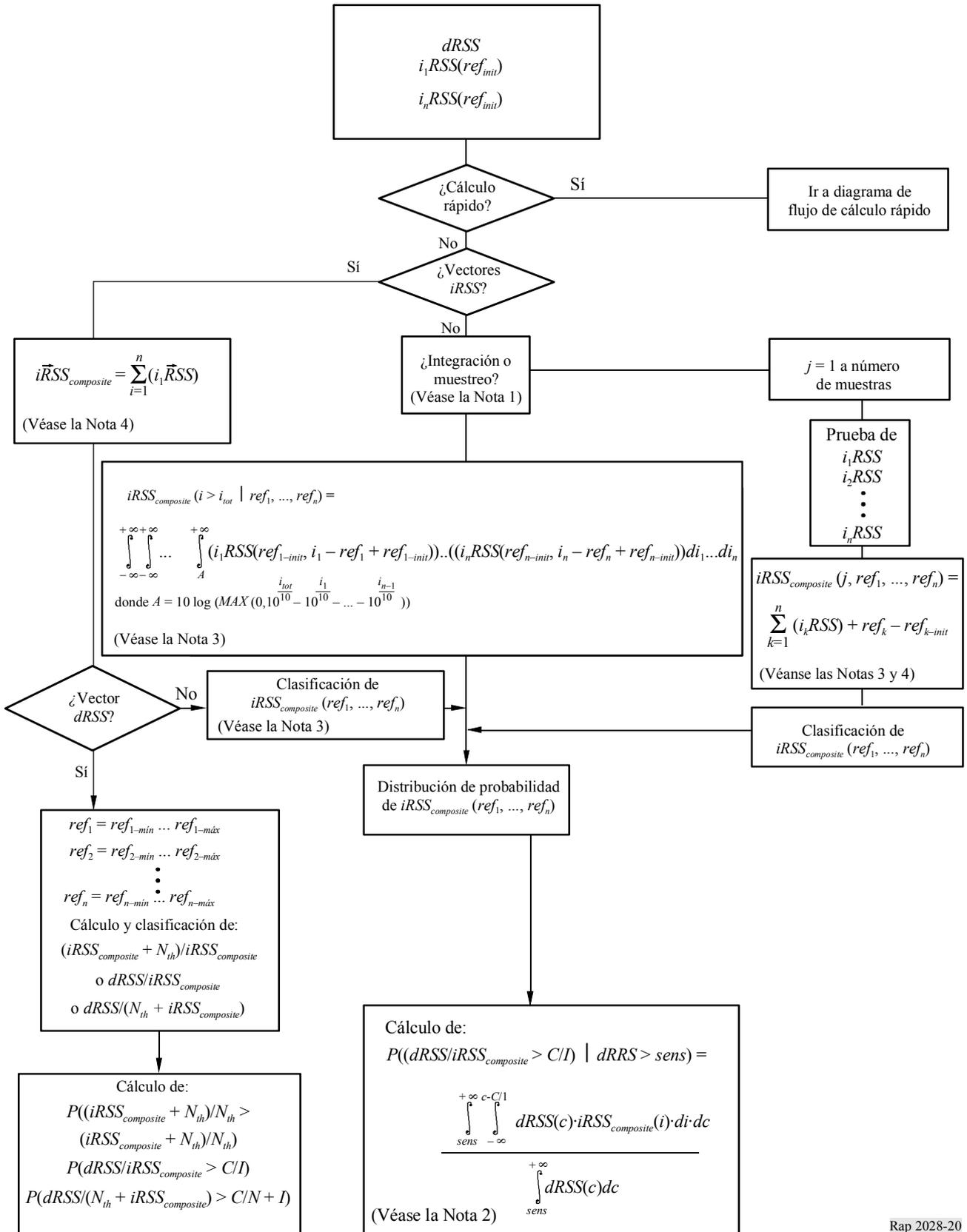
Nota 1 – Este bucle se repite para cada valor de spur, block, e intermod a fin de obtener una curva de  $N$  dimensiones.

Rap 2028-19

El organigrama de la Fig. 19 describe el proceso lógico del ICE, que es adecuado en el caso de integración completa para el cálculo de  $iRSS_{composite}$  (véase el organigrama de la Fig. 20). Sin embargo, en el caso de un vector de datos de entrada o un proceso de muestreo Monte Carlo, el cálculo del sumatorio de los vectores para determinar  $iRSS_{composite}$  y las pruebas de  $i_iRSS$  respectivamente, que consumen tiempo y recursos de manera significativa, sólo se pueden realizar una vez, tal como muestra la Fig. 20.

FIGURA 20

Organigrama del ICE



Notas relativas a la Fig. 20:

Nota 1 – El tiempo de cálculo es el criterio para elegir entre muestreo o integración.

Nota 2 – Esta fórmula se detalla en el Documento SE21(96)/20(Add.1). ( $dRSS/I$ ) es el criterio usado en este ejemplo. Se pueden utilizar otros criterios.

Nota 3 –  $ref_1, \dots, ref_n$  son los valores de los parámetros relevantes ( $spur, a_{av}, \dots$ ) para los cuales es necesario calcular la probabilidad de interferencia.

Nota 4 – El significado de este sumatorio es simbólico ya que se debe realizar la suma sobre los valores lineales e  $i_{RSS}$  está expresado en dB.

FIGURA 21  
Organigrama de cálculo rápido del ICE

