

## RECOMENDACIÓN UIT-R M.1177-2\*

**TÉCNICAS PARA LA MEDICIÓN DE EMISIONES  
NO DESEADAS EN LOS SISTEMAS DE RADAR**

(Cuestión UIT-R 202/8)

(1995-1997-2000)

La Asamblea de Radiocomunicaciones de la UIT,

*considerando*

- a) que las estaciones de radar fijas y móviles del servicio de radiodeterminación utilizan ampliamente bandas adyacentes a las empleadas por otros servicios y tienen una relación armónica con los mismos;
- b) que las estaciones de otros servicios son vulnerables a la interferencia causada por emisiones no deseadas con elevado nivel de potencia de cresta procedentes de las estaciones de radar;
- c) que muchos servicios han adoptado o tienen previsto adoptar sistemas de modulación digital que son más susceptibles a la interferencia provocada por las emisiones no deseadas del radar;
- d) que en las condiciones indicadas de a) a c), la interferencia a estaciones de otros servicios puede proceder de una estación de radar con emisiones no deseadas de elevado nivel de potencia de cresta;
- e) que el apéndice S3 al RR especifica los valores máximos de las emisiones no esenciales procedentes de transmisores radioeléctricos;
- f) que las técnicas para medir las emisiones no deseadas del radar a fin de asegurar la compatibilidad con otros servicios exigen poder medir niveles del orden de 130 dB por debajo de la emisión fundamental del radar;
- g) que es conveniente tener la capacidad de medir emisiones no deseadas hasta 18 GHz,

*recomienda*

- 1 que para estimar la cuantificación de los niveles de emisiones radiadas no deseadas procedentes de estaciones de radar se utilicen las técnicas de medición descritas en el Anexo 1, en las gamas de frecuencias requeridas, establecidas en la sección II del apéndice S3 al RR;
- 2 que se informe al UIT-R de los resultados de dicha utilización, para determinar cualquier limitación en las técnicas, por ejemplo, tolerancias de las mediciones y repetibilidad en los márgenes de frecuencias requeridos, de forma que se puedan garantizar los métodos de medición.

## ANEXO 1

**1 Introducción**

Se recomiendan dos técnicas, denominadas método directo e indirecto.

El método de medición directo tiene la propiedad de medir con precisión las emisiones no deseadas procedentes de radares diseñados de forma que impiden realizar mediciones en puntos intermedios de los sistemas de radar. Tales radares incluyen, por ejemplo, los que utilizan redes de transmisores distribuidos incorporados en la estructura de antena, o que realmente comprenden dicha estructura.

---

\* Esta Recomendación debe señalarse a la atención de la Organización Marítima Internacional (OMI), de la Organización de la Aviación Civil Internacional (OACI), del Comité Internacional Radiomarítimo (CIRM), de la Organización Mundial de Meteorología (OMM) y de las Comisiones de Estudio 1, 4 y 9 de Radiocomunicaciones.

En el método indirecto los componentes del sistema de radar se miden por separado y a continuación se combinan los resultados. La división recomendada del radar es separar el sistema después de la «junta giratoria» midiendo de esa forma el espectro de salida del transmisor en el acceso de salida de dicha junta y combinando el resultado con las características de ganancia de antena medidas.

La experiencia con estas técnicas ha arrojado una repetibilidad de  $\pm 2$  dB a cualquier frecuencia dada y con parámetros de medición fijos acordados, para cualquier unidad de radar dada.

## 2 Anchura de banda del sistema de medición y parámetros del detector

Anchura de banda de FI	$\leq$	$(1/T)$ para radares sin codificación por impulsos de frecuencia fija, siendo $T$ : longitud del impulso. (Por ejemplo, si la longitud del impulso del radar es 1 $\mu$ s, la anchura de banda de FI de medición debe ser $\leq 1/(1 \mu\text{s}) = 1$ MHz.)
	$\leq$	$(1/t)$ para radares de impulsos codificados en fase de frecuencia fija, siendo $t$ : longitud del segmento codificado en fase. (Por ejemplo, si un radar transmite impulsos de 26 $\mu$ s, cada uno de ellos consistente en 13 chips codificados en fase de 2 $\mu$ s de longitud, la anchura de banda de FI de medición debe ser $\leq 1/(2 \mu\text{s}) = 500$ kHz.)
	$\leq$	$(B/T)^{1/2}$ para radares de barrido de frecuencia (MF, o de chirrido), siendo $B$ : gama del barrido de frecuencia durante cada impulso y $T$ : longitud del impulso. (Por ejemplo, si el radar realiza un barrido (chirrido) a través de la gama de frecuencias 1250-1280 MHz (= 30 MHz de espectro) durante cada impulso y si la longitud del impulso es de 10 $\mu$ s, la anchura de banda de FI de medición debe ser: $\leq ((30 \text{ MHz})/(10 \mu\text{s}))^{1/2} = \sqrt{3} \approx 1,73$ MHz.)
Anchura de banda de vídeo	$\geq$	Anchura de banda de FI del sistema de medición.
Detector:		Cresta positiva.

## 3 Método directo

El método directo descrito a continuación se puede utilizar para medir emisiones no deseadas (fuera de banda y no esenciales) procedentes de sistemas de radar, y se han utilizado para medir las características de las emisiones de sistemas de radar que funcionan en frecuencias de hasta 24 GHz y con potencias de salida del transmisor de varios megavatios.

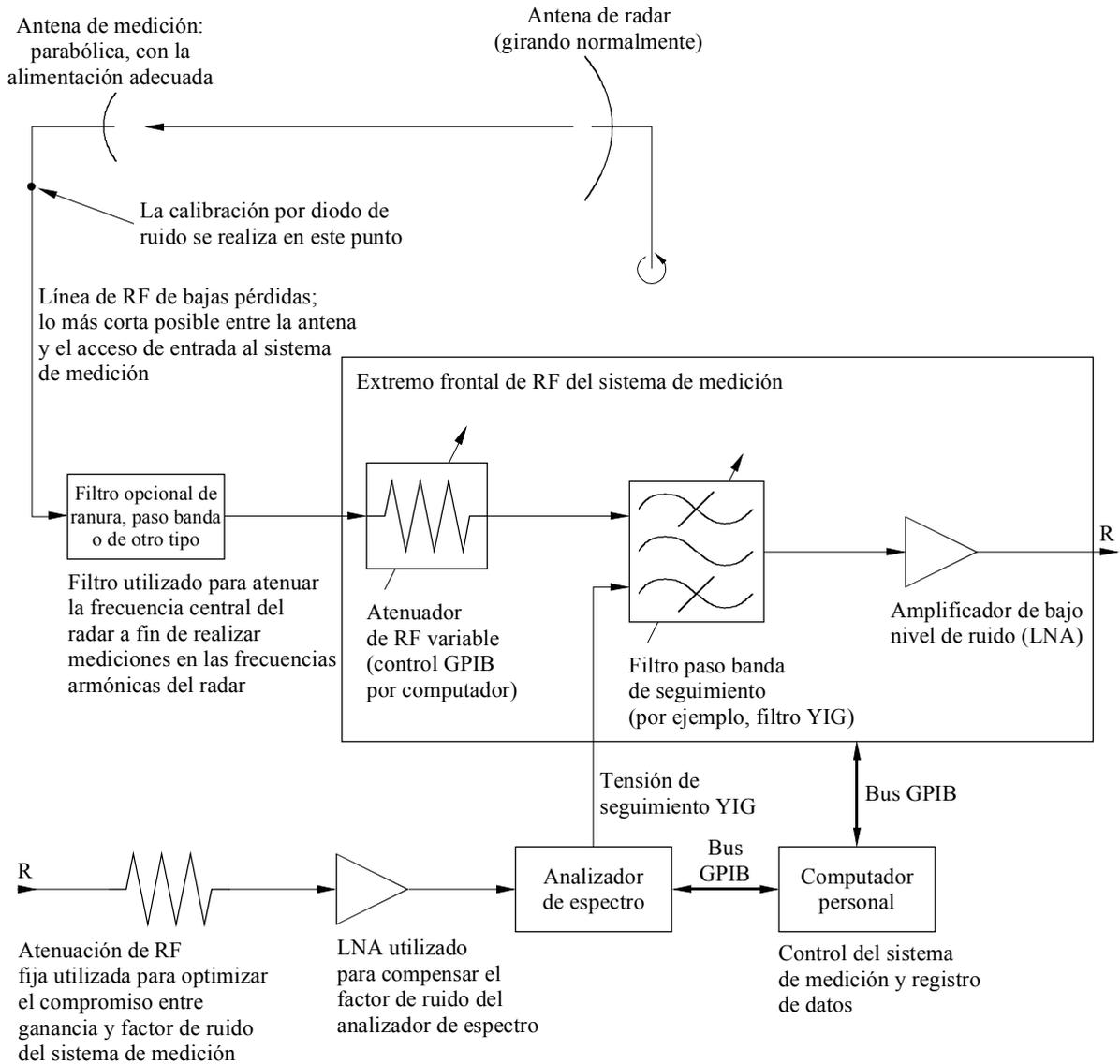
### 3.1 Soporte físico y soporte lógico de la medición

En la Fig. 1 se representa un diagrama de bloques del tipo del sistema de medición requerido para este método. El primer elemento del sistema es la antena de recepción. Esta antena normalmente debe tener una respuesta en frecuencia de banda ancha, al menos tan amplia como la gama de frecuencias que va a medirse. Generalmente también conviene que tenga una respuesta de alta ganancia (como es el caso de los reflectores parabólicos). El valor de alta ganancia permite una mayor gama dinámica en la medición resultante y la anchura de haz estrecha de la antena proporciona discriminación contra otras señales que pueda haber en la zona. La polarización de la alimentación de la antena se elige de forma que se maximice la respuesta a la señal del radar. La polarización circular de la alimentación es una buena elección cuando no se conoce, a priori, la polarización del radar. Mediante un cable de RF de bajas pérdidas de una cierta longitud (que variará según las circunstancias geométricas de cada emplazamiento de medición) se conecta la antena al extremo frontal de RF del sistema de medición. Como las pérdidas en ese trozo de línea atenúan la señal de radar recibida, conviene que la longitud del cable sea lo más pequeña posible.

El extremo frontal de RF consta de tres elementos: atenuador variable de RF, filtro paso banda sintonizable en frecuencia (denominado preselector) y amplificador de bajo nivel de ruido (LNA). Cada uno de estos elementos debe tener una gama de respuesta en frecuencia al menos tan amplia como la gama de frecuencias que va a medirse. El atenuador de RF proporciona una atenuación variable (por ejemplo, 0-70 dB) en incrementos fijos (por ejemplo, por pasos de atenuación de 10 dB). La utilización de este atenuador durante las mediciones amplía la gama dinámica instantánea del sistema de medición en una cantidad igual a la máxima atenuación disponible (por ejemplo, 70 dB en el caso de un atenuador de 0 a 70 dB). En principio, este atenuador puede controlarse manualmente pero en la práctica es mucho más conveniente hacerlo por computador (véase más adelante).

FIGURA 1

**Diagrama de bloques del sistema de medición por el método directo de las emisiones no esenciales procedentes de radares**



1177-01

El preselector protege el sistema de medición con relación al comportamiento no lineal debido a la alta potencia de la frecuencia fundamental de la señal de radar cuando se sintoniza dicho sistema a señales de potencia relativamente baja procedentes del radar a frecuencias ampliadas en el espectro de emisión no esencial (por ejemplo, cuando la frecuencia central del radar es 3 050 MHz y el sistema de medición está sintonizado a 4 800 MHz). En principio, este filtro puede sintonizarse manualmente. Sin embargo, como sucede con el atenuador, es más práctico aplicar un control automático por computador o a través de una tensión analógica sintonizada en frecuencia procedente del analizador de espectro.

El elemento final del extremo frontal de RF es un LNA. Dicho LNA instalado como siguiente elemento en el trayecto de la señal tras el preselector compensa el factor de ruido del resto del sistema de medición (por ejemplo, un tramo de la línea de transmisión y un analizador de espectro). Los valores típicos del factor de ruido del analizador de espectro se encuentran entre 25 y 45 dB y las pérdidas de la línea de transmisión serán normalmente de 5 a 10 dB, dependiendo de la calidad y la longitud de la línea. La utilización de un LNA tras el preselector (y si es necesario, el empleo de un LNA conectado en cascada a la entrada del analizador de espectro) puede disminuir el factor de ruido global del sistema de medición a unos 10-15 dB.

Puede utilizarse cualquier analizador de espectro que pueda recibir señales en la gama de frecuencias de interés y pueda controlarse por ordenador para realizar el algoritmo de frecuencias escalonadas. Como se ha indicado anteriormente, el elevado factor de ruido de los analizadores de espectro actualmente disponibles debe compensarse mediante una preamplificación de bajo nivel de ruido si quiere lograrse que la medición realizada tenga la sensibilidad necesaria para detectar la mayoría de las emisiones no esenciales.

El sistema de medición puede controlarse mediante cualquier ordenador que tenga una interfaz de bus (GPIB) compatible con el equipo utilizado. En cuanto a memoria y velocidad, los ordenadores modernos personales (PC) son bastante adecuados. El algoritmo de medición (que realiza el escalonamiento de frecuencias del analizador de espectro y del preselector y controla el atenuador variable del extremo frontal) puede realizarse mediante programa informático. Algunos programas disponibles comercialmente pueden satisfacer esta necesidad, pero es probable que el organismo que lleva a cabo la medición deba escribir al menos una parte de su propio programa informático de medición.

Los datos pueden registrarse en el disco duro del ordenador o en otro disco. Lo más adecuado es que el registro de datos se realice cada 100-200 pasos de medición, con objeto de que el tamaño de los ficheros de datos sea manejable y a fin de evitar la pérdida de un volumen excesivo de datos si el ordenador del sistema de medición sufre una avería durante el proceso de medición.

### 3.2 Calibración del sistema de medición

El sistema de medición se calibra desconectando la antena del resto del sistema y conectando un diodo de ruido a la línea de RF en dicho punto. Para llevar a cabo la calibración de manera satisfactoria es suficiente un diodo con una relación de ruido en exceso de 25 dB, suponiendo que el factor de ruido global del sistema sea inferior a 20 dB. La técnica es normalizada de factor  $Y$  realizando mediciones de potencia comparativas a través del espectro, una vez con el diodo de ruido en estado de conducción y otra vez con el diodo de ruido en estado de corte.

La calibración por diodo de ruido da lugar a un cuadro de valores del factor de ruido y correcciones de ganancia para toda la gama espectral que va a medirse. Las correcciones de ganancia pueden almacenarse en un cuadro de consulta y se aplican a los datos medidos al recopilarlos.

Por lo general, la antena de medición no se calibra en el terreno. Los factores de corrección de la antena (caso de haber) se aplican en los análisis realizados después de las mediciones.

### 3.3 Procedimiento de medición

Además de los parámetros indicados en el § 2, el analizador de espectro debe ajustarse de la forma siguiente:

Frecuencia central del analizador de espectro:	Frecuencia más baja que va a medirse. (Por ejemplo, si la frecuencia central del radar es 3 050 MHz pero el espectro va a medirse entre 2 y 6 GHz, la frecuencia central inicial del analizador de espectro sería de 2 GHz.)
Intervalo de frecuencia del analizador de espectro	= 0 Hz. (El analizador funciona como un instrumento del dominio temporal.)
Tiempo de barrido del analizador de espectro	> Intervalo de rotación del haz del radar. (Por ejemplo, si el radar tiene una velocidad de giro de 40 rpm, es decir, cada rotación dura 1,5 por s, el tiempo de barrido debe ser > 1,5 s. Un valor razonable sería de 2 s.)

Una vez que el haz de la antena del radar realiza su exploración normalmente y si el sistema de medición está dispuesto como se ha descrito anteriormente, se obtiene el primer punto de datos. Un punto de datos consiste en un par de números: nivel de potencia medido y frecuencia a la cual se mide dicho nivel de potencia. Por ejemplo, el primer punto de datos de la medición anterior puede ser de -93 dBm a 2 000 MHz. El punto de datos se obtiene supervisando la emisión del radar a la frecuencia deseada, en un intervalo de frecuencia de 0 Hz, para un intervalo ligeramente superior al de rotación del radar. Esta presentación en el tiempo de la rotación del haz de la antena del radar aparecerá en la pantalla del analizador de espectro. El punto más elevado de la traza representará normalmente la potencia recibida cuando el haz del radar se orienta en el sentido del sistema de medición. Dicho valor máximo de potencia recibida es recogido (normalmente por el computador de control aunque puede ser inscrito de forma manual), corregido (para tener en cuenta la ganancia del sistema de medición en dicha frecuencia) y registrado (generalmente en un fichero de datos contenido en un disco magnético).

El segundo punto de medición se obtiene sintonizando el sistema de medición a la siguiente frecuencia que va a medirse. En el caso óptimo esta frecuencia debe ser igual a la primera frecuencia medida más la anchura de banda de medición (por ejemplo, si la primera medición se realiza a 2 000 MHz y la anchura de banda de medición es de 1 MHz, la segunda frecuencia de medición debería ser de 2 001 MHz). En esa segunda frecuencia se repite el procedimiento: medición de la máxima potencia recibida durante el intervalo de rotación del haz del radar, corrección para tener en cuenta el factor o factores de ganancia y registro del punto de datos resultante.

Este procedimiento, que consiste en un escalonamiento (en vez de un barrido) del espectro, continúa hasta que se haya realizado la medición de todo el espectro de emisión deseado.

La técnica de escalonamiento permite también la inserción de un atenuador de RF en el extremo frontal del sistema de medición a medida que las frecuencias se aproximan a la frecuencia central (y a cualquier otro valor de cresta) del espectro del radar. Esta posibilidad de añadir atenuación de manera selectiva en frecuencia permite ampliar la gama dinámica disponible para la medición hasta unos 130 dB, si se utiliza un atenuador de RF entre 0 y 70 dB con un sistema de medición de 60 dB de gama dinámica instantánea. Esta circunstancia es de gran interés a la hora de identificar emisiones no esenciales de potencia relativamente baja. Para lograr el mismo efecto con una medición mediante barrido de frecuencias, puede insertarse un filtro de ranura a la frecuencia fundamental del radar, pero no es posible insertar un filtro de esas características para cada uno de los otros valores de cresta de elevada amplitud que puedan aparecer en el espectro.

Es **muy importante** aplicar el filtrado paso banda adecuado en el extremo frontal del sistema de medición, de manera que las componentes de valor elevado de señales de distintas frecuencias no afecten la medición de las componentes no esenciales de baja potencia.

#### 4 Método indirecto

La Fig. 2 ilustra la separación de componentes recomendada para aplicar el método indirecto. En dicho método, en el que las emisiones no deseadas se miden en la junta giratoria y a continuación se combinan con las características de antena medidas separadamente para distancias de 5 m y 30 m introduciendo la corrección de campo lejano adecuada, el procedimiento es el siguiente:

*Paso 1:* Se realizan mediciones de las emisiones de un transmisor de radar en la junta giratoria con un alimentador (como muestra la Fig. 3).

*Paso 2:* Se realizan mediciones separadas de la máxima ganancia de la antena de radar en las frecuencias de emisión determinadas en el Paso 1. En este caso, las mediciones se realizan a las distancias de 5 m para frecuencias inferiores a 5 GHz y de 30 m para frecuencias superiores a 5 GHz (como muestra la Fig. 4).

*Paso 3:* Se corrigen las ganancias medidas con un factor de corrección apropiado (utilizando el programa informático indicado en el Apéndice 1 para las frecuencias en las que se observaron las emisiones del Paso 1).

*Paso 4:* Se combinan los resultados de los Pasos 1 y 3 para obtener la radiación de p.i.r.e. indirecta en las frecuencias de emisiones no deseadas observadas.

FIGURA 2  
Sistema de radar típico

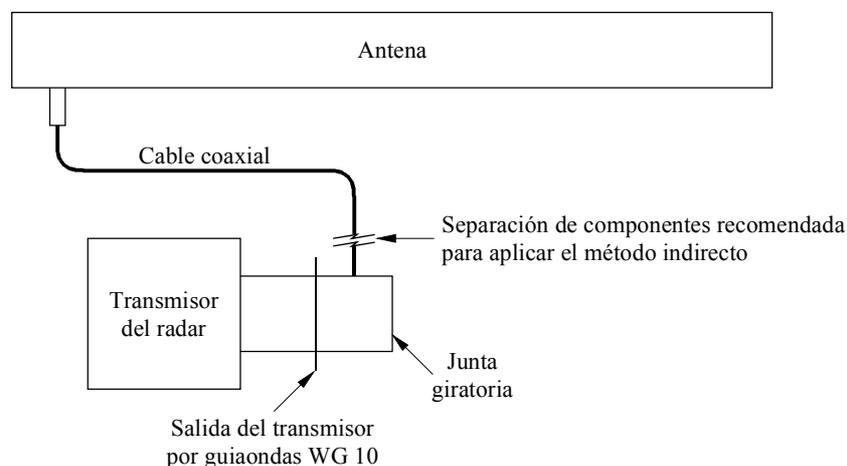
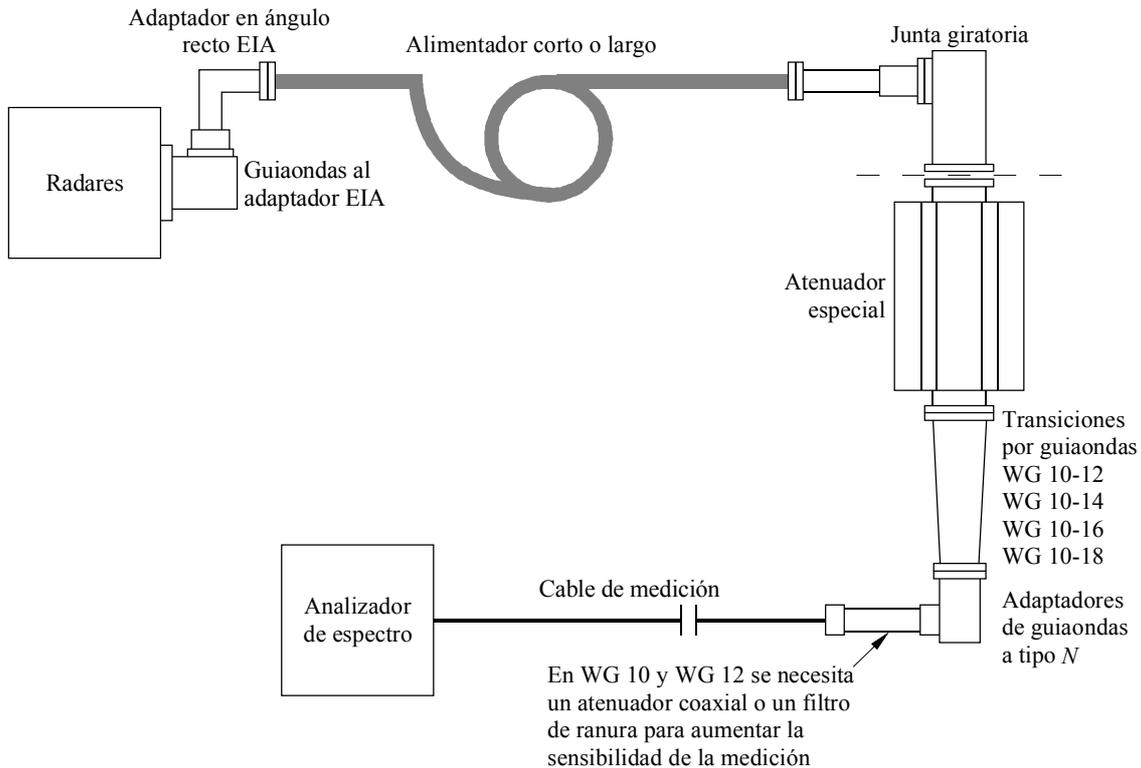


FIGURA 3

## Medición en el acceso de la junta giratoria



1177-03

#### 4.1 Método de medición y problemas asociados a los guías de onda

La medición del espectro de potencia de salida del transmisor plantea dos problemas principales. Uno de ellos es el acceso a las componentes de las frecuencias más elevadas del espectro transmitido sin distorsión y el otro es la medición de emisiones de muy bajo nivel en presencia del impulso de transmisión fundamental, que puede alcanzar una potencia de cresta de 60 kW.

En todo guías de onda, el modo de propagación,  $TE_{10}$ , puede medirse utilizando un sistema de medición calibrado. Las características principales de un sistema de ese tipo son las siguientes: atenúa la señal fundamental de gran potencia lo suficiente como para proteger al equipo de medición, a otras frecuencias ofrece una atenuación despreciable y la energía se mide en el modo  $TE_{10}$ .

Sin embargo, es bien sabido que con los radares que utilizan magnetrones, las emisiones en frecuencias no esenciales a la salida del transmisor pueden ser de modos de orden superior en cualquier instante y los niveles de energía pueden ser mayores que los del modo fundamental. La determinación del contenido modal a la salida del transmisor es, en principio, costosa y puede que técnicamente no sea significativa puesto que es más probable que dichos modos de orden superior queden atrapados en el adaptador guías de onda-cable coaxial o en el alimentador de antena y la junta giratoria de conexión a la antena del radar. (Los adaptadores guías de onda-cable coaxial están diseñados únicamente para acoplar energía en el modo  $TE_{10}$ .)

#### 4.2 Sistema de medición para la medida de emisiones no deseadas en un guías de onda

Este sistema de medición permite medir con precisión bajos niveles de emisión en presencia de impulsos de radar de alta potencia.

Los componentes principales del sistema son un filtro de ranura y un conjunto de guías de onda de sección variable (guías de onda de bocina), desde el WG 10 hasta guías de onda de tamaño más reducido, para cubrir toda la gama de frecuencias

de interés. El filtro de ranura incorpora un guíaondas recto WG 10 con elementos absorbentes en su interior que atenúan la señal fundamental mientras que a otras frecuencias presentan una atenuación despreciable. A fin de lograr la atenuación necesaria para proteger el equipo de medición y medir las emisiones de frecuencias más elevadas, se utilizan guíaondas lineales de sección variable a la salida del filtro de ranura.

Los guíaondas de bocina son filtros paso alto que rechazan, reflejándolas, las señales inferiores a la frecuencia de corte. Si se coloca directamente una bocina en el acceso de salida de un transmisor de radar, la frecuencia fundamental se reflejará hacia el transmisor provocando una desadaptación indeseable. Colocando la bocina tras el filtro de ranura, las señales reflejadas se absorben por segunda vez. Por consiguiente, las pérdidas de retorno a la frecuencia fundamental son normalmente de 34 dB, valor lo suficientemente bajo como para evitar un arrastre de la frecuencia del magnetrón.

Las frecuencias superiores a la de corte se transmiten a través de las transiciones hasta el equipo de medición. De ser posible, debe incluirse una sección corta de guíaondas para evitar el acoplamiento de modos amortiguados entre una bocina y una transición de guíaondas a coaxial.

### 4.3 Resultados de las mediciones en el puerto de la junta giratoria

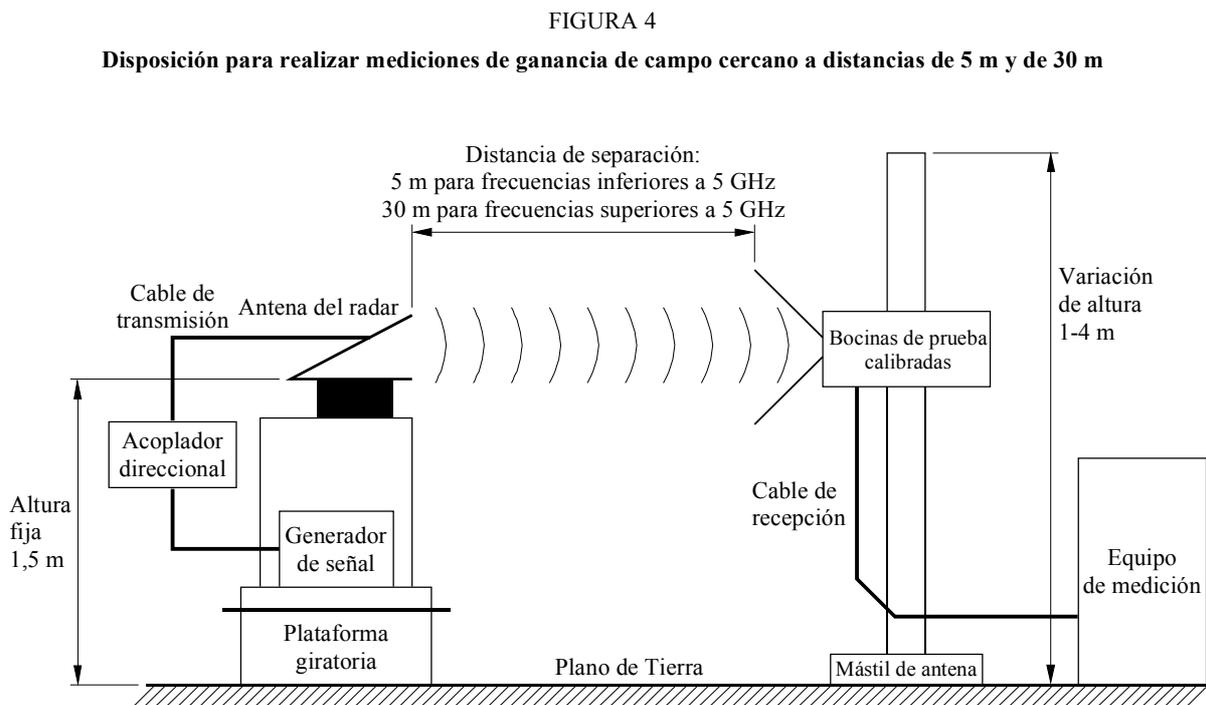
La técnica de medición comprende una búsqueda por exploración de la banda de frecuencias de interés a fin de localizar y señalar las emisiones no deseadas significativas, seguida de una nueva medición detallada y precisa de la máxima amplitud de cada emisión.

### 4.4 Incertidumbre de la medición en un guíaondas

El sistema tiene una precisión en la medición de  $\pm 1,3$  dB en las bandas de frecuencias de 2 a 18,4 GHz para el puerto del guíaondas. Se puede determinar que la incertidumbre total, con un nivel de confianza no inferior al 95%, es de  $\pm 3,4$  dB, para el puerto del guíaondas que incluye el analizador de espectro.

### 4.5 Medición de las características de ganancia de antena en las frecuencias de emisión medidas

Este método indirecto recomienda que las mediciones de campo cercano se realicen sobre la antena situada en un emplazamiento de prueba de zona abierta a una distancia de 5 m, para frecuencias inferiores a 5 GHz, y de 30 m, para frecuencias superiores a 5 GHz. A continuación se aplican los factores de corrección para corregir las mediciones a fin de determinar la ganancia de campo lejano equivalente que presenta una aceptable correlación con la ganancia de campo lejano. En la Fig. 4 se muestra una disposición típica para realizar las mediciones.



#### 4.6 Procedimiento de medición de la ganancia de campo cercano para distancias de 5 m y 30 m

La medición de la ganancia máxima de la antena sometida a prueba se efectuará en las frecuencias no esenciales y fuera de banda medidas o identificadas, utilizando el método especificado en el § 4.3. Para cada frecuencia de emisión medida, o identificada, deberá maximizarse la ganancia de la antena sometida a prueba girándola en primer lugar 360° y a continuación debe seguirse aumentando dicha ganancia desplazando la bocina de prueba hacia arriba o hacia abajo. La ganancia de la antena sometida a prueba se obtiene midiendo la p.i.r.e. para cada distancia con un nivel de potencia conocido en la antena sometida a prueba para cada frecuencia de interés. Las ecuaciones (1) y (2) muestran los detalles de los cálculos necesarios para obtener la ganancia de campo lejano equivalente,  $G_a$ , de la antena sometida a prueba a partir del nivel del analizador de espectro medido,  $S$ .

$$G_a \text{ de la antena sometida a prueba (dBi)} = \text{p.i.r.e. medida (dBm)} - P_{\text{entrada}} \text{ (dBm)} + G_c \text{ (dB)} \quad (1)$$

$$\text{p.i.r.e. medida (dBm)} = S \text{ (dBm)} + 20 \log \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right) \text{ (dB)} - G_r \text{ (dBi)} \quad (2)$$

donde:

- $G_a$ : ganancia de campo lejano equivalente de la antena sometida a prueba (dBi)
- $P_{\text{entrada}}$ : potencia de entrada a la antena sometida a prueba (dB)
- $G_c$ : factores de corrección de ganancia para distancias de 5 m y 30 m, que pueden calcularse para la antena sometida a prueba utilizando el programa informático indicado en el Apéndice 1
- $S$ : nivel del analizador de espectro medido (dBm)
- $G_r$ : ganancia de la antena de bocina de prueba del receptor (dBi)
- $d$ : distancia de medición (m)
- $\lambda$ : longitud de onda a la frecuencia de interés (m).

#### 4.7 Corrección de ganancia/factores de reducción

El programa informático proporciona los factores de corrección de campo lejano a partir de las mediciones de campo cercano. El programa obtiene el factor de corrección para cada distancia a la frecuencia de interés, considerando los cambios de fase en la onda recibida a través de la antena lineal (a distancias cortas el frente de ondas es esférico y no lineal). Por consiguiente, puede utilizarse para deducir la máxima ganancia de antena en el infinito a partir de una medición de campo cercano.

Es importante tener en cuenta que no se considera el diagrama de ganancia de antena. Cabe señalar que a las frecuencias no esenciales, la longitud eléctrica de la antena es distinta de la longitud mecánica; puede ser mucho más corta. Ello se debe al diferente diagrama de iluminación en la longitud de la antena para frecuencias distintas de la de diseño. En el Apéndice 1 aparece una copia del programa.

#### 4.8 Incertidumbre en la medición de ganancia de campo lejano con los factores de corrección aplicados

Puede calcularse que la incertidumbre en la medición de caso más desfavorable es  $\pm 6$  dB, incluyendo las incertidumbres debidas al analizador de espectro, la ganancia de la bocina de prueba, las pérdidas del cable y las imperfecciones de la fuente y del emplazamiento. Se puede determinar, con un nivel de confianza no inferior al 95%, que la incertidumbre total es de  $\pm 4,2$  dB.

La obtención de los factores de corrección para estas distancias supone que la abertura radiante de la antena sometida a prueba es constante para todas las frecuencias.

#### 4.9 Producción del espectro de emisión de un transmisor de radar en forma de p.i.r.e. combinando las emisiones medidas y las características de ganancia de antena

La técnica empleada para obtener un valor máximo de p.i.r.e. unidireccional es sumar, para cada frecuencia de emisión, a la máxima potencia generada por el transmisor de radar (dBm) la máxima ganancia directiva (dBi) de la antena sometida a prueba. Ello significa que sólo es necesario caracterizar dicha antena para las frecuencias a las que se observaron las emisiones del transmisor de radar.

Se considera que los efectos de la desadaptación de la antena sometida a prueba se tienen en cuenta automáticamente en las mediciones de ganancia debido a que el equipo de prueba está adaptado a  $50 \Omega$ , que es la impedancia nominal de los conectores coaxiales, y las emisiones se miden en el receptor de medición de  $50 \Omega$ .

#### 4.10 Resumen

El método indirecto, que es eficaz en cuanto a ahorro de tiempo y de dispositivos, es lo bastante sensible como para permitir realizar mediciones de valores de emisión de bajo nivel con una precisión y repetibilidad razonables. Además, puede aplicarse cualesquiera que sean las condiciones meteorológicas. Con este método indirecto la gama de frecuencias de medición puede ampliarse fácilmente hasta 40 GHz o frecuencias superiores.

#### APÉNDICE 1

#### AL ANEXO 1

### **Cálculo de los factores de corrección de la ganancia para una red planar de antenas utilizando un programa informático escrito en BASIC**

\*\*\*\*\*

Este programa, escrito en BASIC, tiene por objeto determinar el campo lejano a partir de mediciones del campo cercano. Utiliza únicamente las consideraciones de cambios de fase de la onda recibida debidos a la diferencia entre el frente de onda en RF esférico y la red planar de antenas. Por consiguiente, el programa debe utilizarse únicamente para determinar el eje de puntería o la máxima ganancia de antena en el infinito a partir de mediciones del campo cercano. No se considera el diagrama de ganancia de antena.

\*\*\*\*\*

'Test data for error -.025 pi radians ; error ~.3 dB

'freq = 3000

'l = 10

'd = 1

,

CLS

,

INPUT "Indicar la frecuencia de la antena en MHz "; freq

INPUT "Indicar ahora la distancia de medida con respecto a la antena en metros "; l

INPUT "Indicar la dimensión máxima de la antena en metros "; d

,

,

,

CONST c = 300

CONST pi = 3.141592654#

,

,

lamda = c / freq

num = 100

,

,

```

IF d < (5 * lamda) THEN
    PRINT "Las dimensiones de la antena deben ser mucho mayores (* 5) que";
    PRINT " la longitud de onda para una utilización precisa de este programa"
    STOP
END IF
'sum of inphase and quadrature field elements
sumi = 0
sumj = 0
'
' system is symmetrical so integrate from 0 to d/2
FOR i = 0 TO num - 1
    dprime = i * d / (2 * (num - 1))
    phasediff = (1 - ((1 ^ 2) + (dprime ^ 2)) ^ .5) * 2 * pi / lambda
'    PRINT " La diferencia de fase es ";
'    PRINT USING "##.##"; phasediff;
    icomp = COS(phasediff)
    sumi = sumi + icomp
    jcomp = SIN(phasediff)
    sumj = sumj + jcomp
NEXT i
PRINT " El error de fase máximo es ";
PRINT USING "##.##"; phasediff / pi;
PRINT " * pi rads"
'form final received planar power received from spherical RF wave
res = ((sumj) ^ 2 + (sumi) ^ 2) ^ .5
'PRINT "El resultado es "; res; "i es "; i; " el número es "; num
'Calc gain reduction
gprime = num / res
'
glog = 20 * (LOG(gprime) / LOG(10#))
PRINT "La reducción de ganancia de un campo prolongado al infinito es ";
PRINT USING "##.### "; glog;
PRINT " dB"
END

```

---