

UIT-R

Sector de Radiocomunicaciones de la UIT

Recomendación UIT-R F.1097-1 (05/2000)

Posibilidades de reducción de la interferencia para aumentar la compatibilidad entre los sistemas de radar y los sistemas de radioenlaces digitales

Serie F
Servicio fijo



Prólogo

El Sector de Radiocomunicaciones tiene como cometido garantizar la utilización racional, equitativa, eficaz y económica del espectro de frecuencias radioeléctricas por todos los servicios de radiocomunicaciones, incluidos los servicios por satélite, y realizar, sin limitación de gamas de frecuencias, estudios que sirvan de base para la adopción de las Recomendaciones UIT-R.

Las Conferencias Mundiales y Regionales de Radiocomunicaciones y las Asambleas de Radiocomunicaciones, con la colaboración de las Comisiones de Estudio, cumplen las funciones reglamentarias y políticas del Sector de Radiocomunicaciones.

Política sobre Derechos de Propiedad Intelectual (IPR)

La política del UIT-R sobre Derechos de Propiedad Intelectual se describe en la Política Común de Patentes UIT-T/UIT-R/ISO/CEI a la que se hace referencia en el Anexo 1 a la Resolución UIT-R 1. Los formularios que deben utilizarse en la declaración sobre patentes y utilización de patentes por los titulares de las mismas figuran en la dirección web <http://www.itu.int/ITU-R/go/patents/es>, donde también aparecen las Directrices para la implementación de la Política Común de Patentes UIT-T/UIT-R/ISO/CEI y la base de datos sobre información de patentes del UIT-R sobre este asunto.

Series de las Recomendaciones UIT-R

(También disponible en línea en <http://www.itu.int/publ/R-REC/es>)

Series	Título
BO	Distribución por satélite
BR	Registro para producción, archivo y reproducción; películas en televisión
BS	Servicio de radiodifusión sonora
BT	Servicio de radiodifusión (televisión)
F	Servicio fijo
M	Servicios móviles, de radiodeterminación, de aficionados y otros servicios por satélite conexos
P	Propagación de las ondas radioeléctricas
RA	Radio astronomía
RS	Sistemas de detección a distancia
S	Servicio fijo por satélite
SA	Aplicaciones espaciales y meteorología
SF	Compartición de frecuencias y coordinación entre los sistemas del servicio fijo por satélite y del servicio fijo
SM	Gestión del espectro
SNG	Periodismo electrónico por satélite
TF	Emisiones de frecuencias patrón y señales horarias
V	Vocabulario y cuestiones afines

Nota: Esta Recomendación UIT-R fue aprobada en inglés conforme al procedimiento detallado en la Resolución UIT-R 1.

Publicación electrónica
Ginebra, 2010

© UIT 2010

Reservados todos los derechos. Ninguna parte de esta publicación puede reproducirse por ningún procedimiento sin previa autorización escrita por parte de la UIT.

RECOMENDACIÓN UIT-R F.1097-1*

**POSIBILIDADES DE REDUCCIÓN DE LA INTERFERENCIA PARA AUMENTAR
LA COMPATIBILIDAD ENTRE LOS SISTEMAS DE RADAR
Y LOS SISTEMAS DE RADIOENLACES DIGITALES**

(1994-2000)

Cometido

En la presente Recomendación se indican las posibilidades de reducción de la interferencia que deben considerarse para aumentar la compatibilidad entre los sistemas de radar y los sistemas de radioenlaces digitales (DRRS). En el Anexo se describen las características técnicas para las posibilidades de reducción y la experiencia práctica en la interferencia causada por radares a los sistemas inalámbricos fijos en las bandas de 4 a 6 GHz.

La Asamblea de Radiocomunicaciones de la UIT,

considerando

- a) que los sistemas de radar pueden causar interferencia a los sistemas de radioenlaces digitales (DRRS) en algunas situaciones;
- b) que existen dos mecanismos de acoplamiento mediante los cuales la energía radiada por las estaciones de radar puede acoplarse en los sistemas de radioenlaces:
 - emisión no esencial de radar en las bandas del radioenlace,
 - sobrecarga del extremo frontal del sistema de radioenlace (desensibilización del receptor), causada por la frecuencia fundamental del radar;
- c) que el método más conveniente para reducir la interferencia puede ser disminuir las emisiones no esenciales del transmisor del radar hasta un nivel suficientemente bajo;
- d) que cabe esperar que algunas de las técnicas utilizadas por los diseñadores de sistemas de radioenlaces para mejorar el comportamiento de los mismos reduzcan el riesgo de aparición de interferencia en dichos sistemas procedente de los transmisores de radar,

recomienda

- 1** que para aumentar la compatibilidad con los DRRS se tengan en cuenta las posibilidades de reducción de la interferencia de los sistemas de radar indicados a continuación:
 - mediciones en funcionamiento, de acuerdo con la agencia responsable del sistema de radar;
 - selección o ajuste de la frecuencia del transmisor;
 - sustitución del dispositivo transmisor;
 - instalación de un filtro de RF en el transmisor de radar;
- 2** que para aumentar la compatibilidad con los sistemas de radar, en el diseño y realización de los DRRS se tengan en cuenta las posibilidades de reducción de la interferencia indicadas a continuación:
 - filtros de RF en microondas delante del extremo frontal del receptor;
 - selección de la antena (características de lóbulos laterales);
 - diversidad de antena (espacial y angular);
 - codificación para corrección de errores en recepción (FEC);
 - técnica de entrelazado de bits (BIT, *bit interleaving technique*) adicional;
 - utilización de canales alternos, en la misma banda;
 - selección de otras bandas alternas;
 - encaminamiento del trayecto;
 - otras técnicas posibles;
- 3** que se haga referencia al Anexo 1 para ofrecer directrices adicionales relativas a la presente Recomendación.

* La Comisión de Estudio 5 de Radiocomunicaciones introdujo cambios redaccionales en la presente Recomendación en diciembre de 2009, con arreglo a lo dispuesto en la Resolución UIT-R 1.

ANEXO 1

**Posibilidades para aumentar la compatibilidad
entre los sistemas de radar y los DRRS****1 Posibilidades del sistema de radar**

Todas las posibilidades enumeradas a continuación dependen de que se haya identificado inequívocamente la instalación de radar que produce la interferencia.

Hasta la fecha, los operadores de DRRS han identificado radares de vigilancia aérea (ASR, *air surveillance radars*) estacionarios que funcionan cerca de 1,3 GHz y cerca de 3 GHz y radares meteorológicos que funcionan cerca de 5,6 GHz.

Además los operadores de DRRS en zonas costeras han identificado radares de navegación (móviles) de la marina mercante que funcionan cerca de 3 GHz.

1.1 Medidas de explotación, supresión de un sector

Cuando se conoce la instalación del radar y la agencia responsable de su operación, se puede establecer un acuerdo con la agencia, de forma que el radar se desactive momentáneamente cuando su haz principal esté apuntando en la dirección del emplazamiento del DRRS. Esto se conoce habitualmente como supresión de sector.

Si la agencia de explotación del radar está de acuerdo con la supresión del sector, resulta sencillo de implementar, ya sea mediante actuación en los equipos en radares antiguos, o mediante instrucciones de control de soporte lógico en instalaciones modernas.

Asimismo, los gastos son mínimos o nulos.

Este tipo de posibilidad de reducción se ha realizado ya en algunos países, dando como resultado una coexistencia adecuada entre instalaciones del servicio de radiodeterminación y del servicio fijo (véase asimismo el Apéndice 1).

1.2 Medidas de explotación, selección o ajuste de la frecuencia del transmisor

En algunos tipos de sistemas de radar fijos existe la posibilidad de seleccionar o ajustar la frecuencia fundamental del transmisor del radar dentro de la gama de frecuencias permitidas por el sistema de radar, de forma que el DRRS no reciba las emisiones no esenciales de segundo y tercer orden. En particular, es posible situar el armónico del radar en la banda de guarda entre las medias bandas superior e inferior del plan de frecuencias del radioenlace o incluso fuera de la banda del radioenlace.

También en este caso los costes son mínimos, si la agencia de explotación del radar acuerda sintonizarlo de nuevo.

Este tipo de posibilidad de reducción ya se ha realizado en algunos países, dando como resultado una coexistencia adecuada entre instalaciones del servicio de radiodeterminación y del servicio fijo.

1.3 Sustitución del dispositivo transmisor

Se han observado variaciones en los niveles de las emisiones no esenciales de radares terrestres en radares que utilizan tubos de potencia de magnetrón coaxial o convencional. Estas variaciones pueden atribuirse a fenómenos de envejecimiento, que producen:

- cambios en las redes de formación de pulsos del modulador;
- cambios en la tensión del ánodo y en la corriente del tubo de potencia; o
- descargas en el tubo.

Los usuarios de radares terrestres puede que necesiten llevar a cabo verificaciones rutinarias periódicas del transmisor del radar para determinar si, a causa del envejecimiento, en estos transmisores han aparecido componentes no esenciales inexistentes o de muy bajo nivel cuando el transmisor era nuevo.

En algunos casos, se han corregido ciertos problemas de interferencia sustituyendo el dispositivo de salida del transmisor del radar.

1.4 Instalación de filtros de RF en el transmisor del radar

En diversos radares se han utilizado filtros guíaonda de RF para reducir a niveles aceptables la interferencia producida a los sistemas de radioenlaces.

Por ello, se han utilizado filtros de absorción, paso bajo de RF en radares terrestres fijos a 1,3 GHz para reducir la interferencia del tercer armónico en la banda de 4 GHz atribuida al servicio fijo.

De forma similar, en radares terrestres a 5 GHz se instalaron filtros paso banda (BPF)/paso bajo para suprimir elementos no esenciales que interferían en las bandas superior e inferior a 6 GHz del servicio fijo (véase la Fig. 1).

Este tipo de filtros se conocen en la industria de los radares desde hace más de 30 años. Reducen las emisiones no esenciales del radar entre 40 y 50 dB aproximadamente, con unas pérdidas de inserción de algunas décimas de decibelio en la frecuencia fundamental de funcionamiento del radar. El comportamiento del radar (distancia de detección) se reduce en una cantidad pequeña sólo por dichos filtros.

Cuando las emisiones no esenciales de los radares producen interferencia en DRRS, la solución preferida es la instalación de un filtro en el transmisor del radar, siempre que sea técnicamente posible.

El coste de la instalación de filtros en los transmisores de radar depende del coste de toda la instalación del radar.

Las medidas tratadas en los § 1.3 y 1.4 se aplican también, en principio, a sistemas de radar móviles marítimos.

2 Posibilidades del sistema de radioenlace

Cuando un sistema de radioenlace sufre una interferencia producida por un sistema de radar, el primer paso para reducir dicha interferencia consiste en determinar si el mecanismo de acoplamiento es:

- una sobrecarga en el extremo frontal del receptor del radioenlace producida por la frecuencia fundamental del radar; o
- la aparición de una emisión no esencial del radar en la frecuencia del canal de recepción.

En el caso de grandes ASR estacionarios con potencias de salida de cresta del orden de 1 MW en su frecuencia fundamental de diseño, el nivel de las emisiones no esenciales no intencionadas que puede interceptar el receptor del radioenlace es a menudo superior al nivel de la señal deseada del radioenlace.

En el caso de radares móviles de navegación de la marina mercante, los parámetros del transmisor son significativamente diferentes de los de los transmisores ASR. Los niveles de salida en la frecuencia fundamental y, por lo tanto también los niveles de las emisiones no esenciales, son inferiores y las duraciones de los impulsos son mucho más cortas.

Se tomarán medidas en el receptor del radioenlace interferido únicamente si resulta difícil o imposible suprimir en la fuente (es decir en el radar) las componentes no esenciales que aparecen en la frecuencia del canal del receptor.

2.1 Filtros de RF en microondas

Si el mecanismo de acoplamiento es una sobrecarga en el extremo frontal del preamplificador de bajo nivel de ruido (ABR) (que es común para todos los canales del radioenlace) producida por la señal del radar, para proteger dicho ABR contra la interferencia del radar, se puede utilizar un BPF de RF antes de dicho preamplificador.

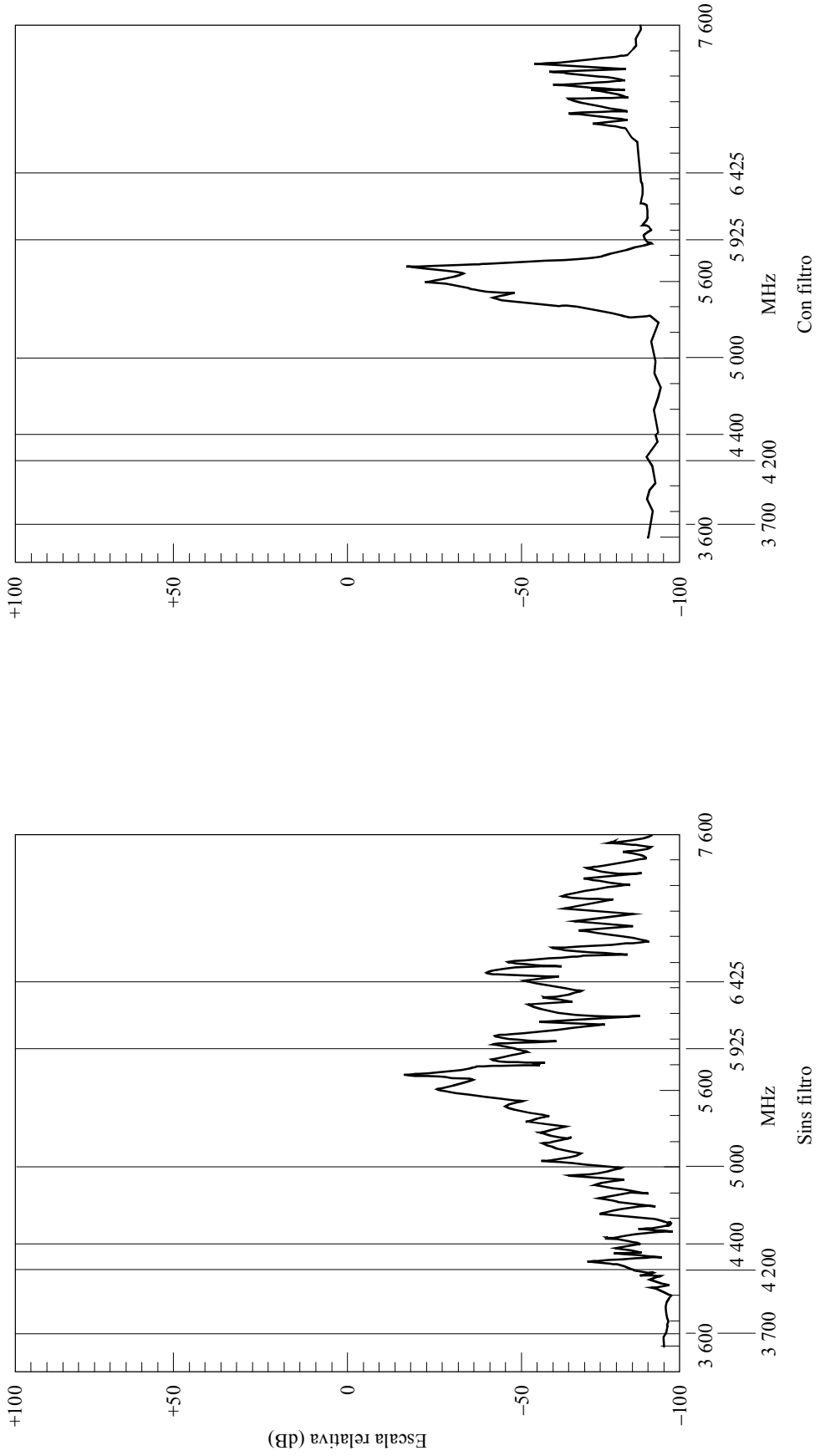
Algunos usuarios han observado una sobrecarga a la entrada del ABR, producida por radares terrestres en la banda de 5 GHz, en DRRS que funcionan en la banda inferior o superior a 6 GHz. La instalación de un BPF resolvió los problemas.

Los filtros de RF del receptor no actuarán de forma eficaz contra la interferencia en las frecuencias del receptor del radioenlace, o en frecuencias próximas.

2.2 Selección de la antena

Después de una comprobación del emplazamiento del radioenlace y una vez recogidos los datos electrónicos adecuados, se conocerá la ubicación aproximada de un radar y los niveles de emisiones no esenciales que pueden producir interferencia. De esta forma, se puede establecer la geometría del trayecto desde el receptor del radioenlace hasta el transmisor deseado y hacia el radar.

FIGURA 1
Mediciones del espectro radiado de un radar en 5 GHz sin filtro de RF y con filtro de RF



1097-01

Si se observa que el haz principal del radar puede iluminar a la antena receptora del radioenlace en sus lóbulos laterales, entonces la selección de un tipo de antena del radioenlace con niveles de lóbulos laterales suficientemente bajos puede contribuir a la protección del receptor frente a las interferencias de emisiones no esenciales.

El nivel de la interferencia que entra en el receptor a través de los lóbulos laterales podrá, como mucho, superar el ruido de fondo térmico en una pequeña cantidad, para no comprometer las características de la emisión DRRS.

Las antenas parabólicas bien diseñadas y apantalladas son una buena elección. Si la interferencia proviene de un ángulo en la parte delantera de la antena, entre 20° y 60° del eje del haz principal, entonces, una antena con un sistema de alimentador desplazado logrará una supresión mejor que una parábola apantallada; aunque resulte significativamente más caro.

2.3 Diversidad de antena DRRS

Los DRRS susceptibles a interferencias de radares son sistemas de banda ancha y alta capacidad para transmisiones troncales. Normalmente utilizan canales en las bandas de 4 GHz, 5 GHz y las bandas superior o inferior a 6 GHz atribuidas al servicio fijo. Estas bandas se eligen para lograr largos tramos o saltos.

Debido a los fenómenos de propagación que se producen en estas bandas, se utiliza para la mayoría de los tramos diversidad de antena de recepción o diversidad en el espacio y algunas veces diversidad angular. De esta forma se reduce al mínimo la probabilidad de recibir un nivel de señal marginal. Sólo de esta manera se pueden cumplir los requisitos exigentes relativos a la calidad de transmisión de la señal (véanse las Recomendaciones UIT-R F.1189 y UIT-T G.826) en condiciones normales de explotación.

Asimismo la diversidad protegerá también contra interferencias no deseadas del radar siempre que éste incida en la parte receptora del radioenlace con un nivel reducido. En estos casos, los niveles de las señales no deseadas pueden estar muy por encima del ruido de fondo recibido; sin embargo, la relación S/N total sigue siendo suficiente para detectar y demodular adecuadamente la señal deseada.

2.4 Apantallamiento del emplazamiento de la antena

Se ha sugerido esta posibilidad de reducción y algunas veces se utiliza para antenas de estaciones terrenas de satélite situadas en el suelo. En este caso ha sido útil la utilización de barreras de radar o diques de tierra.

Sin embargo, considerando la situación normal de las antenas de radioenlace, situadas en torres o mástiles entre 50 y 100 m por encima del nivel del suelo, resulta imposible la reducción de los lóbulos laterales de la antena mediante dispositivos u otros medios en sus proximidades.

2.5 Corrección de errores en recepción (FEC)

La codificación de FEC es un método utilizado en la mayoría de los sistemas de microondas digitales para mejorar el comportamiento de la BER. La utilización de técnicas de codificación FEC permite corregir un número limitado de errores aleatorios en el receptor mediante un soporte lógico de codificación especial implantado a ambos extremos del circuito.

Las mediciones han demostrado que para un código de corrección de dos errores, el umbral de interferencia a partir del cual se producen errores en la señal deseada mejora aproximadamente en 10 dB cuando la duración del pulso interferente es un intervalo de 1 Bd (es decir, la interferencia produce una respuesta impulsiva en el receptor). Los DRRS de transmisión troncal funcionan a velocidades de unos 30 MBd correspondientes a intervalos de Bd del orden de ≈ 30 ns.

Sin embargo, los impulsos no deseados provenientes de ASR (generados principalmente durante los intervalos de subida y bajada del pulso radar generado intencionalmente) tiene una duración considerablemente mayor, del orden 100 ns, y, por lo tanto, los FEC tradicionales no serán efectivos contra este tipo de interferencia.

2.6 Entrelazado de bits adicional

La situación es diferente cuando la interferencia tiene su origen en un radar de navegación, debido a que la duración del impulso intencionado es mucho menor (≤ 100 ns) que en el caso ASR. Por lo tanto, los impulsos no deseados generados durante los intervalos de subida y de bajada son extremadamente cortos (~ 15 ns), aunque todavía pueden ser detectados por receptores del radioenlace de banda ancha.

Se ha encontrado un método de reducción útil para esta situación. Consiste en un entrelazado de bits adicional. Al recibir una señal corrompida por cortas ráfagas de errores debido a la interferencia, los errores se dispersan en el tiempo debido al desentrelazado. Posteriormente, se pueden corregir cada error de bit individual mediante el proceso FEC.

El inconveniente de la BIT es un intervalo de tiempo de tratamiento adicional necesario en el receptor. Por lo tanto, se dispondrá de las BIT como una posibilidad añadida a los receptores normales para su utilización únicamente en saltos del radioenlace en los que existan interferencias provenientes de radares de navegación.

El método de reducción BIT se ha utilizado con éxito en Japón durante varios años (véase asimismo el Apéndice 1).

2.7 Aumento de la potencia del transmisor del radioenlace

Se ha sugerido esta posibilidad de reducción. Sin embargo, normalmente no es probable que mejore la situación debido a las razones siguientes:

- una potencia adicional de unos pocos dB en el transmisor del radioenlace no es probable que mejore significativamente la relación S/N total, de forma que las características de transmisión seguirán comprometidas;
- un transmisor del radioenlace mucho más potente sería excesivamente costoso;
- la potencia adicional aumenta la probabilidad de interferencia con otros DRRS distantes que están reutilizando ese mismo canal.

2.8 Selección de otro canal de RF alternativo del radioenlace

Este sistema de reducción se podría aplicar únicamente en algunos casos, puesto que se considera que no logra una utilización eficiente del espectro. Las condiciones para este sistema son:

- la interferencia se produce por un armónico razonablemente bien definido del radar, de forma que sólo se vea afectado un determinado canal del radioenlace;
- por alguna razón no es posible resintonizar el radar como se indica en el § 1.2;
- la administración puede poner a su disposición un canal RF sin interferencias en el salto considerado.

2.9 Selección de otras bandas alternas

Esta medida de reducción se podría considerar cuando se planifique un nuevo DRRS y cuando la supervisión de los emplazamientos haya indicado la posibilidad de problemas de interferencia en las bandas atribuidas al servicio fijo, que se hubieran elegido en primer lugar de no ser así.

Asimismo, esto dependerá de la disponibilidad de canales en una banda alterna adecuada.

Sin embargo, no resulta una alternativa económica para una explotación del servicio fijo establecida.

Normalmente significará un gasto importante volver a equipar los saltos afectados con nuevos transeptores.

2.10 Encaminamiento de trayecto alternativo

Esta posibilidad sólo se podrá aplicar cuando se planifique un nuevo DRRS. Se trata de evitar la zona problemática y, en la mayoría de los casos, no resulta una opción realista por razones económicas.

3 Cometido activo de las administraciones

Las administraciones pueden estipular, mediante una reglamentación nacional relativa a los transmisores de radiofrecuencia, condiciones específicas y requisitos para el funcionamiento de instalaciones de radiodeterminación (radares), tanto fijos como móviles, para asegurar la compatibilidad con el servicio fijo en bandas adyacentes.

Deberán formar parte de dichos requisitos las responsabilidades de los usuarios de radares para que eviten emisiones de componentes espectrales no deseados que puedan producir interferencia perjudicial a otros servicios radioeléctricos.

APÉNDICE 1

AL ANEXO 1

Experiencia de explotación**1 Introducción**

En este Apéndice se resume la experiencia de explotación suministrada por algunas entidades de explotación DRRS en contribuciones al ex CCIR y a la Comisión de Estudio 9 de Radiocomunicaciones.

Este material se resumió anteriormente en algunos Anexos a los Informes de las reuniones del Grupo de Trabajo 9A de Radiocomunicaciones. También se ha recibido recientemente información adicional a dicho Grupo de Trabajo 9A.

Además, se mencionará en breve información de fondo importante encontrada en otras fuentes.

La intención es dar directrices a los operadores de DRRS sobre lo que se puede esperar en la práctica de explotación y cómo tratar los problemas de interferencia radar cuando surgen.

2 Información recibida de Japón

A continuación se muestra un resumen de la experiencia acumulada entre 1985 y 1998 (Doc. 9A/64 – Operational experience of radar interference to digital radio-relay systems, 5 de octubre de 1998).

El Cuadro 1 muestra los parámetros principales de sistemas típicos.

CUADRO 1

Parámetros principales de DRRS de larga distancia en Japón

Banda de frecuencias	4 GHz: 3 600-4 200 MHz 5 GHz: 4 400-5 000 MHz 6 GHz: 5 925-6 425 MHz
Esquema de modulación	MAQ-16 (3 portadoras)
Capacidad de transmisión	3 × STM-0 (52 Mbit/s por portadora)
Anchura de banda del receptor	20 MHz por portadora

A partir de más de 30 secciones de conmutación radioeléctricas se ha indicado que la característica de error de este tipo de DRRS se veía seriamente degradada, hasta producir errores de bits incluso durante periodos sin desvanecimiento. Entre éstas, unas 20 secciones incluyen tramos sobre el mar y otras 10 secciones incluyen estaciones situadas cerca de estaciones de radar terrestres.

2.1 Contramedidas para interferencias por radares fijos terrestres

Existen dos tipos de fuentes para esta interferencia, radares meteorológicos y radares de uso gubernamental. La ubicación y las características de estos tipos de radar se podrían identificar fácilmente. Por tanto, la introducción de BPF en el transmisor del radar se realizó mediante una negociación individual con los operadores del radar.

Estos casos son ejemplos del método de reducción mencionado en el § 1.4 del Anexo 1.

El Cuadro 2 muestra ejemplos de la introducción de BPF en los transmisores de radar fijos terrestres.

El Cuadro 3 muestra las características de estos filtros.

CUADRO 2

Ejemplos de introducción de BPF en radares fijos terrestres

Trayecto DRRS	Radar interferente	Sistema interferido	Fecha
Fukuoka-Ohita	Radar meteorológico	MAQ-16, 3 portadoras (5 GHz)	09-1985
Nagasaki-Sasebo	Radar gubernamental	MAQ-16, 3 portadoras (5/6 GHz)	10-1989
Sendai-Aomori	Radar gubernamental	MAQ-16, 3 portadoras (4 GHz)	03-1991
Tokio-Sendai	Radar gubernamental	MAQ-16, 3 portadoras (4 GHz)	03-1991
Tokio-Nagoya	Radar gubernamental	MAQ-16, 3 portadoras (4 GHz)	11-1991

CUADRO 3

Características de los BPF para radares fijos terrestres

	Radar meteorológico
Frecuencia central, f_c (anchura de banda)	5 320 MHz ($f_c \pm 4$ MHz)
Pérdida de inserción	Inferior a 2 dB para f_c
Características de atenuación	3 600-4 200 MHz: superior a 70 dB 4 400-5 000 MHz: superior a 70 dB 5 925-6 425 MHz: superior a 70 dB
Potencia máxima permitida	Cresta: 250 kW

2.2 Contramedida aplicada en el extremo receptor

En un tramo construido en 1990 que cruza la bahía de Tokio, se observaron algunas veces interferencias provenientes de sistemas de radar de barco con un nivel incluso superior al de la señal deseada.

En este caso, se situó un preamplificador de RF a la entrada de la red que conecta el receptor. La señal de la frecuencia fundamental del radar saturó este preamplificador.

Se incluyó un BPF en el preamplificador para suprimir esta interferencia de radar dando como resultado una disminución de los errores binarios.

Éste es un ejemplo del método de reducción mencionado en el § 2.1 del Anexo 1.

2.3 Contramedidas para interferencias de radares móviles marítimos

En el caso de interferencias producida por radares de navegación embarcados en saltos sobre el mar, resulta normalmente muy difícil identificar la fuente. Por lo tanto, se precisan medidas de reducción en el receptor de DRRS.

Desde 1993, en muchos tramos interferidos se ha aplicado la FEC junto con los BIT.

Los resultados fueron bastante buenos. Sin embargo, debido al importante retardo de tratamiento producido por la BIT, sólo se puede implantar un tramo con BIT en una sección de conmutación.

Se han indicado algunos ejemplos de aplicaciones con éxito de la BIT (Doc. 9A/45 – Performance improvement by bit interleave technique (BIT), 23 de septiembre de 1998. Incluye más detalles sobre este importante método de reducción).

El Cuadro 4 reproduce los resultados. Se muestran ejemplos del método de reducción mencionado en el § 2.6 del Anexo 1.

CUADRO 4

Característica de error en sistemas con y sin BIT

Número	Fecha	Hora	Duración	Cuenta de segundos con errores (SE) sin BIT	Con BIT
1	02.07.92	6:55 ~ 7:00	5 min	para BER 10^{-6} : 75 SE	Sin error
2	02.07.92	13:15 ~ 13:19	4 min	para BER 10^{-6} : 65 SE	Sin error
3	02.07.92	16:03 ~ 16:06	3 min	para BER 10^{-6} : 52 SE	Sin error
4	04.07.92	7:55 ~ 7:58	3 min	para BER 10^{-6} : 44 SE	Sin error
5	04.07.92	22:03 ~ 22:06	3 min	para BER 10^{-6} : 33 SE	Sin error
6	08.07.92	16:38 ~ 16:43	5 min	para BER 10^{-6} : 44 SE	Sin error
7	11.07.92	5:57 ~ 6:00	3 min	para BER 10^{-6} : 33 SE	Sin error
8	11.07.92	15:10 ~ 19:23	4 h 13 min	para BER 10^{-6} : muchas veces	Sin error
9	12.07.92	8:42 ~ 9:22	40 min	para BER 10^{-6} : muchas veces	Sin error
10	12.07.92	10:06 ~ 10:14	8 min	para BER 10^{-6} : 30 SE	Sin error

Los ejemplos número 1 a 7 son típicos de la situación en la que el barco cruza la línea de visibilidad directa de un DRRS. El suceso de paso total dura algunos minutos y durante este periodo aparecen un número considerable de SE.

A partir de unas consideraciones teóricas sobre el diseño del BIT se obtuvieron las relaciones entre los parámetros siguientes: longitud del bloque FEC, capacidad de corrección FEC (errores por bloque), velocidad de reloj de transmisión del DRRS (por ejemplo 140×10^6 Hz), anchura del impulso interferente del radar (μ s), profundidad del entrelazado y longitud de la trama de entrelazado.

El retardo de tratamiento máximo admisible del DRRS da como resultado un límite superior de la anchura del impulso interferente que puede manejar la BIT. Esto se menciona brevemente en el § 2.6 del Anexo 1.

En el Apéndice 2 al Anexo 1 se dan más detalles de la BIT.

En un caso se identificó como la fuente equipada con el transmisor radar interferente a un barco que pasaba regularmente justo por debajo de la ruta radioeléctrica.

En este caso fue posible aplicar el mismo procedimiento de inserción de un BPF en el transmisor que en el caso del radar fijo terrestre. Es decir, se utilizó el método de reducción de § 1.4 del Anexo 1.

El Cuadro 5 indica las características del BPF para el radar de navegación.

CUADRO 5

Características del BPF para el radar móvil marítimo

	Tipo 1	Tipo 2
Frecuencia central, f_c (anchura de banda)	$f_c = 3\ 050$ MHz ($f_c \pm 10$ MHz)	$f_c = 3\ 050$ MHz ($f_c \pm 25$ MHz)
Pérdida de inserción	Inferior a 0,5 dB para f_c	
Características de atenuación	3 600-4 200 MHz: superior a 60 dB 4 400-5 000 MHz: superior a 60 dB 5 925-6 425 MHz: superior a 60 dB	
Potencia máxima permitida	30 kW	90 kW

Cabe destacar las bajas pérdidas de inserción de estos filtros de banda estrecha para el radar de navegación.

Esto implica que las características del radar (alcance de detección) sólo se reducen ligeramente (véase el Apéndice 2 al Anexo 1, § 1.8).

3 Información recibida de Dinamarca

3.1 Identificación de fuentes de interferencia

Encontrar un método para identificar de forma inequívoca los barcos de la marina mercante que producen interferencia resulta normalmente muy difícil. Sin embargo, debido a circunstancias fortuitas ha sido posible obtener asistencia del servicio de tráfico de barcos (VTS), en el que los operadores trabajan 24 h, manteniendo bajo vigilancia el paso de los barcos (Doc. 9A/15 – Radar interference from moving platforms; identification of ships causing error bursts in 4 GHz digital radio links crossing shipping lanes, 23 de febrero de 1998). Cuando un enlace radioeléctrico registra ráfagas de errores, que se producen con regularidad, el operador del servicio de tráfico de barcos envía una alerta generada automáticamente que puede registrar que barco ha producido la alerta.

Estos registros se han recogido en tablas mensuales, que muestran todos los detalles pertinentes de dichos barcos. Hora de paso, nombre del barco y señal de llamada internacional, tipo de barco y tamaño, y lo que es más interesante: propietario del barco y puerto de origen.

Se dispone actualmente de información de más de cuatro años.

3.2 Ejemplo de reducción de interferencia proveniente de instalaciones de radares fijos grandes

Se detectó la interferencia producida por un radar con un modo particular de operación y un diagrama de antena de barrido (Doc. 9A/5 – Interference from air surveillance height finder radar into 140 Mbit/s digital radio receiver, 23 de enero de 1996).

Este radar, de origen americano, se ha utilizado en muchos países durante muchos años para vigilancia aérea. Su designación es AN/FPS-90 (originalmente/FPS-6).

El AN/FPS-90 utiliza un magnetrón coaxial de alta potencia que proporciona unos 3 MW de potencia de salida de cresta pulsada en la frecuencia fundamental de diseño. Se ha establecido que este tipo de tubo, después de muchos miles de horas de funcionamiento continuo, puede desarrollar una tendencia a generar una salida bastante fuerte de frecuencias no deseadas.

Puesto que el altímetro es un añadido a un ASR normal, funcionará sólo ocasionalmente. Así, pueden pasar muchas semanas en las que no se detecta interferencia al DRRS.

La interferencia se produce únicamente cuando la antena del altímetro apunta en azimut exactamente en la dirección de la estación DRRS. Cuando esto ocurre la antena barre en elevación un intervalo entre -5° y $+30^\circ$, generando así grupos equiespaciados de ráfagas de error.

Esta regularidad fue la clave para determinar cuál era la fuente de las bajas prestaciones del DRRS.

Una vez conocida la ubicación del altímetro y la agencia responsable de su operación, se obtuvo un acuerdo sobre supresión de sectores. Esto resolvió el problema de interferencia durante un periodo de tiempo. La agencia acordó comprar un filtro adecuado para su instalación en el transmisor del radar.

Éste es un ejemplo del método de reducción del § 1.1 del Anexo 1.

Se detectó una interferencia en un DRRS a 4 GHz debido al tercer armónico de un radar de vigilancia aérea transportable de defensa (Doc. 9A/66, que describe «Experience with an L-band defense air surveillance radar», 29 de octubre de 1992). Éste pertenece a una batería de misiles IHAWK y se conoce como el radar de adquisición de perímetro. La etapa de potencia de salida está constituida por un tubo de potencia amplificador de campos cruzados junto con una cavidad externa de alta calidad. Este diseño de oscilador se conoce como Stabilotron. Es un generador estable que proporciona del orden de 1/2 MW en su frecuencia fundamental cerca de 1,3 GHz. Debido a una no linealidad residual reducida, este tubo de microondas de alta potencia puede generar un tercer armónico de bajo nivel en la banda de 4 GHz del servicio fijo.

Cuando se demostró que ésta era la fuente de la interferencia, se alcanzó un acuerdo con la agencia responsable de la explotación del radar, permitiendo funcionar al radar en una frecuencia tal que el tercer armónico se sitúa en la banda de guarda del plan de frecuencias de 4 GHz.

Puesto que, como se ha mencionado, el tubo de potencia funciona de una forma estable, el tercer armónico también está bastante bien definido. Por ello, cuando se sintonizó en la zona de la banda de guarda, la interferencia al DRRS desapareció.

Éste es un ejemplo del método de reducción del § 1.2 del Anexo 1.

También se estudió la interferencia en un DRRS a 4 GHz producida por el tercer armónico de un ASR de alta potencia de aeropuerto civil (Doc. 9A/67, que describe «Experience with an L-band civilian air surveillance radar (ASR)», 29 de octubre de 1992). Este radar también funciona cerca de 1,3 GHz. Utiliza un oscilador maestro de estado sólido y una etapa final de amplificación de alta potencia con un klystron. Este esquema se conoce como MOPA. La salida pulsada del klystron es del orden de 1,3 MW. Este tubo tiene también una ligera no linealidad residual por lo que puede generar un armónico de tercer orden.

En este caso, la agencia de explotación del radar había obtenido de la autoridad competente una atribución de frecuencia fija por lo que no fue posible volver a sintonizarlo.

Además, la licencia de operación tenía una cláusula por la que el operador se hacía totalmente responsable en cualquier caso de queja legítima de interferencia. Por lo tanto, el operador se vio obligado a comprar él mismo, un filtro pasobajo adecuada para su instalación en el radar.

Esto resolvió el problema de interferencia que ilustra el método de reducción del § 1.4 del Anexo 1 y también el del § 3 del Anexo 1.

4 Información recibida de Alemania

A continuación se muestra un resumen de la información recibida de Alemania (Doc. 9A/90 – An example of suppression of spurious emissions of radar systems by means of filters, 29 de marzo de 1999).

4.1 Introducción

Los límites de las emisiones no deseadas producidas por sistemas de radiolocalización/radionavegación se definen en el Anexo 5 al proyecto de Recomendación 74-01 de la CEPT-ERC sobre emisiones no deseadas mediante:

«-30 dBm (p.i.r.e.) o -100 dBc, la que resulte más exigente ... sólo para estaciones fijas».

Esta definición se basa en el límite correspondiente de la Categoría B de la Recomendación UIT-R SM.329 y se introdujo para proteger los servicios radioeléctricos situadas en bandas de frecuencias adyacentes, en particular los radioenlaces digitales.

4.2 Emisiones no deseadas producidas por magnetrones

Los transmisores que utilizan magnetrones, como por ejemplo los utilizados en sistemas de radar de alta potencia, generan emisiones no deseadas importantes. La Fig. 2 muestra un ejemplo de un espectro de radar medido sin filtros.

Los datos técnicos del sistema de radar meteorológico correspondiente son:

Gama de frecuencias:	5,6-5,65 GHz
Ganancia de la antena:	40 dBi
Potencia (PEP):	360 kW (= 126 dBm p.i.r.e.)
Longitud del impulso:	0,8-2 μ s
Repetición del impulso:	250-1 200 Hz

En la Fig. 2 se ha marcado un pico no deseado de -24,17 dBm o 49 dBc a 6,477 GHz.

4.3 Supresión de emisiones no deseadas utilizando un filtro

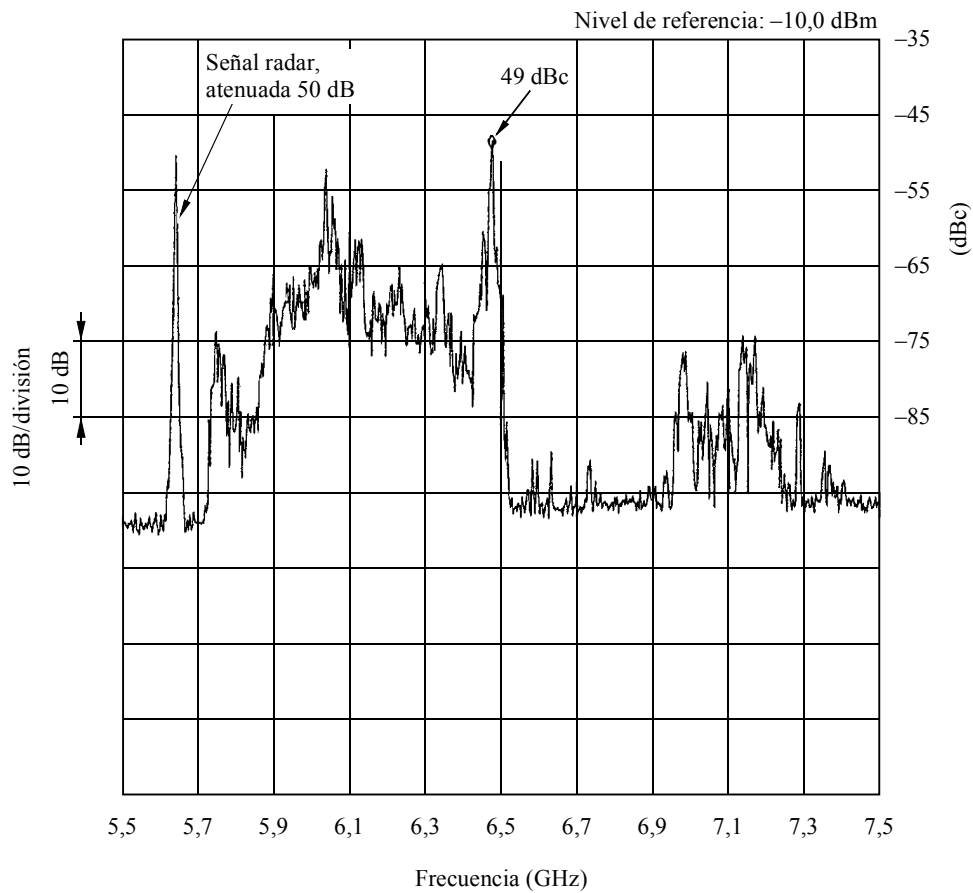
Se introdujo un filtro en guíaonda constituido por un BPF conectado en serie con un filtro pasobajo. El filtro se rellenó únicamente con aire comprimido (para poder manejar potencia).

La atenuación medida en función de la frecuencia se muestra en la Fig. 3. La atenuación deseada es superior a 115 dB en la gama de frecuencias de interés por encima de 5,9 GHz, salvo para un pequeño tramo de frecuencias.

Las pérdidas de inserción del filtro combinado en la banda de paso son de unos 0,7 dB.

FIGURA 2

Espectro de frecuencias del sistema de radar con magnetrón sin filtros,
longitud del trayecto radioeléctrico medido: 600 m



Anchura de banda de resolución: 2,0 MHz
 Anchura de banda de video: 3,0 MHz
 Tiempo de barrido: 50 ms
 Cuenta a 6,03470 GHz: -24,17 dBm
 Marca a 6,477 GHz: -24,17 dBm
 Atenuación: 0 dB

1097-02

Si se optimiza la atenuación en la banda suprimida de los dos filtros combinados, se puede reducir en 115 dB el pico a 6,477 GHz de la Fig. 2 gracias al filtro combinado, lo que resulta en 164 dBc o -38 dBm en la escala absoluta referida a la p.i.r.e.

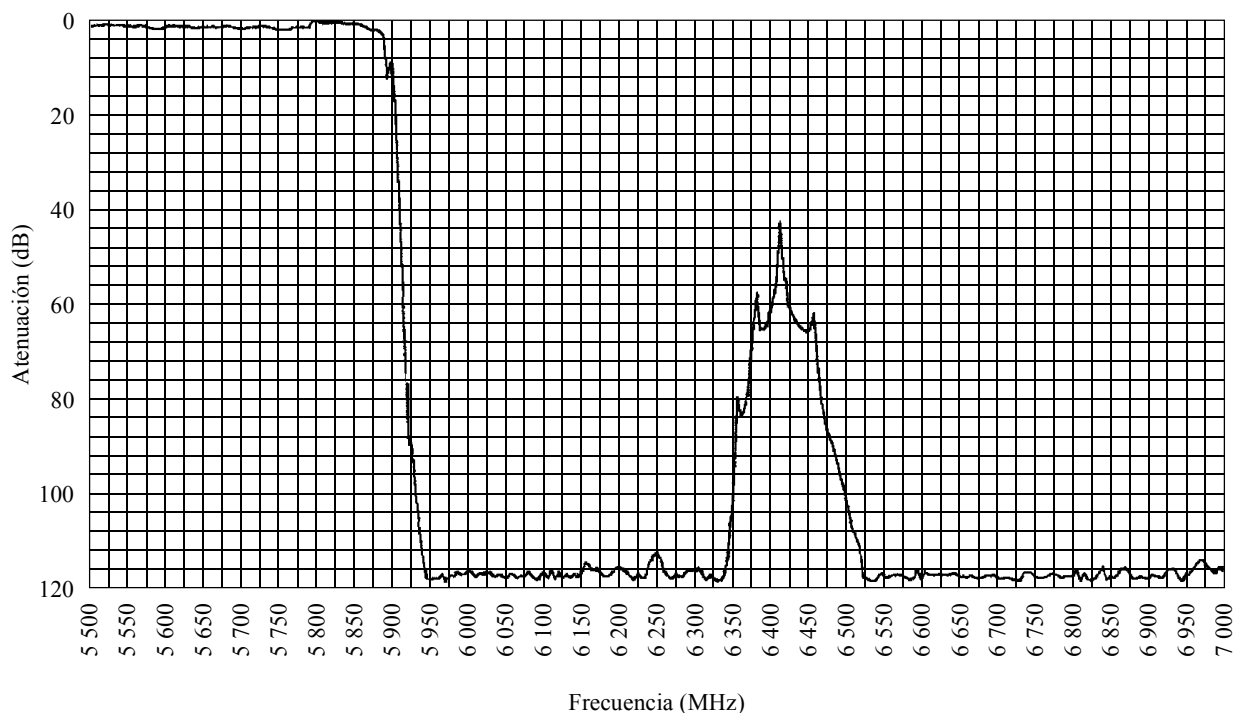
La Fig. 4 muestra el espectro de radar filtrado correspondiente.

4.4 Conclusión

Se ha demostrado que es posible técnicamente cumplir con los límites -30 dBm (p.i.r.e.) -100 dBc para estaciones de radar de alta potencia fijas utilizando un filtro en guíaonda relativamente simple.

Asimismo, el coste se puede afrontar (por ejemplo, 8 000 USD para la producción de un único elemento de un fabricante).

FIGURA 3
Función de transferencia del filtro en guiaonda



1097-03

5 Información recibida de Suecia

A finales de los años 80 se pusieron en funcionamiento nuevos canales de radioenlaces en la parte superior de la banda de 6 GHz en un radioenlace que cruza el aeropuerto de Arlanda cerca de Estocolmo (Doc. 9A/107 – Interference in a radio-relay link from radar spurious emissions, 12 de abril de 1999).

En el aeropuerto funcionaba un radar meteorológico en 5,6 GHz. Las emisiones no deseadas provenientes del radar reducían el margen efectivo de desvanecimiento del salto a unos 5 dB donde empezaban a producirse errores en los bits.

La solución de este problema consistió en instalar un filtro en guíaonda pasabajo en el transmisor del radar, que eliminó el problema de interferencia.

5.1 Datos del sistema de radioenlace y del trayecto

A continuación se indican algunos datos técnicos del sistema de radioenlace:

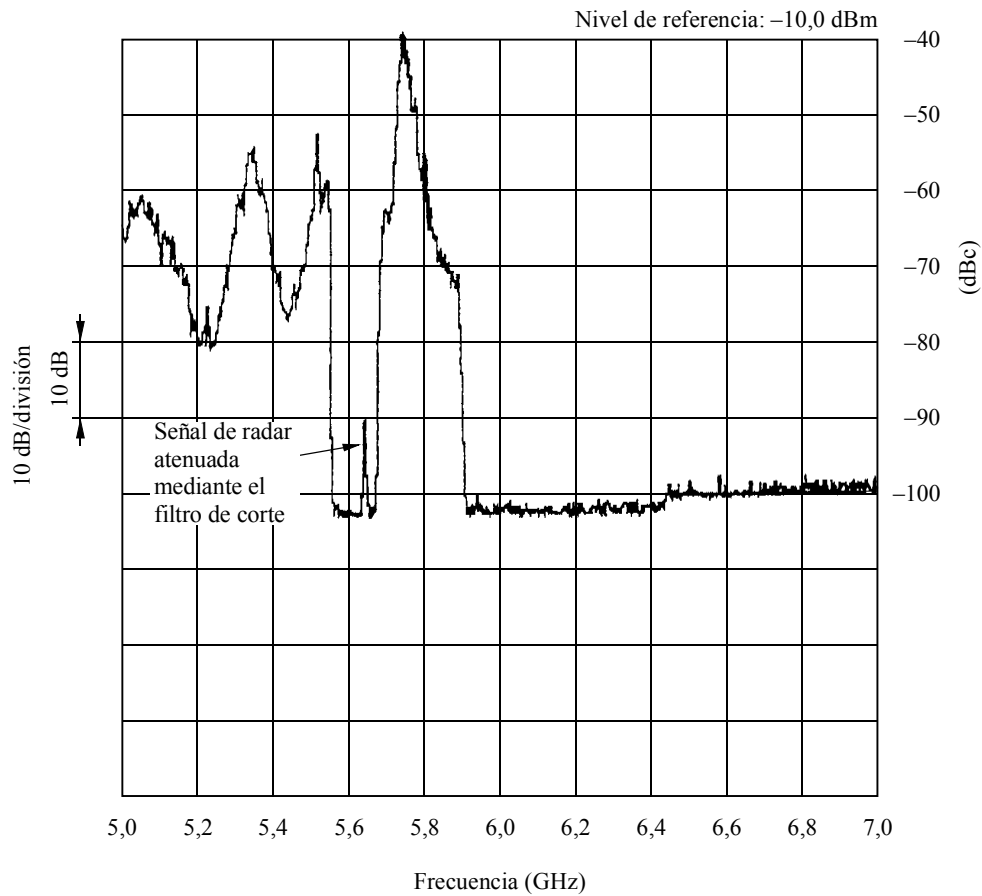
Anchura de banda del receptor:	40 MHz
Velocidad binaria:	140 Mbit/s
Modulación:	MAQ-16
Antena:	3 m, doble polarización
Longitud del salto:	32 km
Nivel recibido nominal:	-35 dBm

El radar está situado en el centro del salto, separado por 900 m de la línea que une las dos estaciones.

Esto da un ángulo de discriminación de 3,2° a partir de la dirección de apuntamiento, lo que para una antena de 3 m implica una discriminación del diagrama de antena de unos 20 dB para la emisión no deseada proveniente del radar.

FIGURA 4

Espectro de frecuencias del sistema radar de magnetrón filtrado,
longitud del trayecto radioeléctrico medido: 838 m (campo lejano)



Anchura de banda de resolución:	2,0 MHz
Anchura de banda de vídeo:	3,0 MHz
Tiempo de barrido:	60 s
Cuenta a 5,86477 GHz:	-57,50 dBm
Marca a 6,477 GHz:	-24,17 dBm
Atenuación:	0 dB

1097-04

5.2 Datos del sistema de radar meteorológico

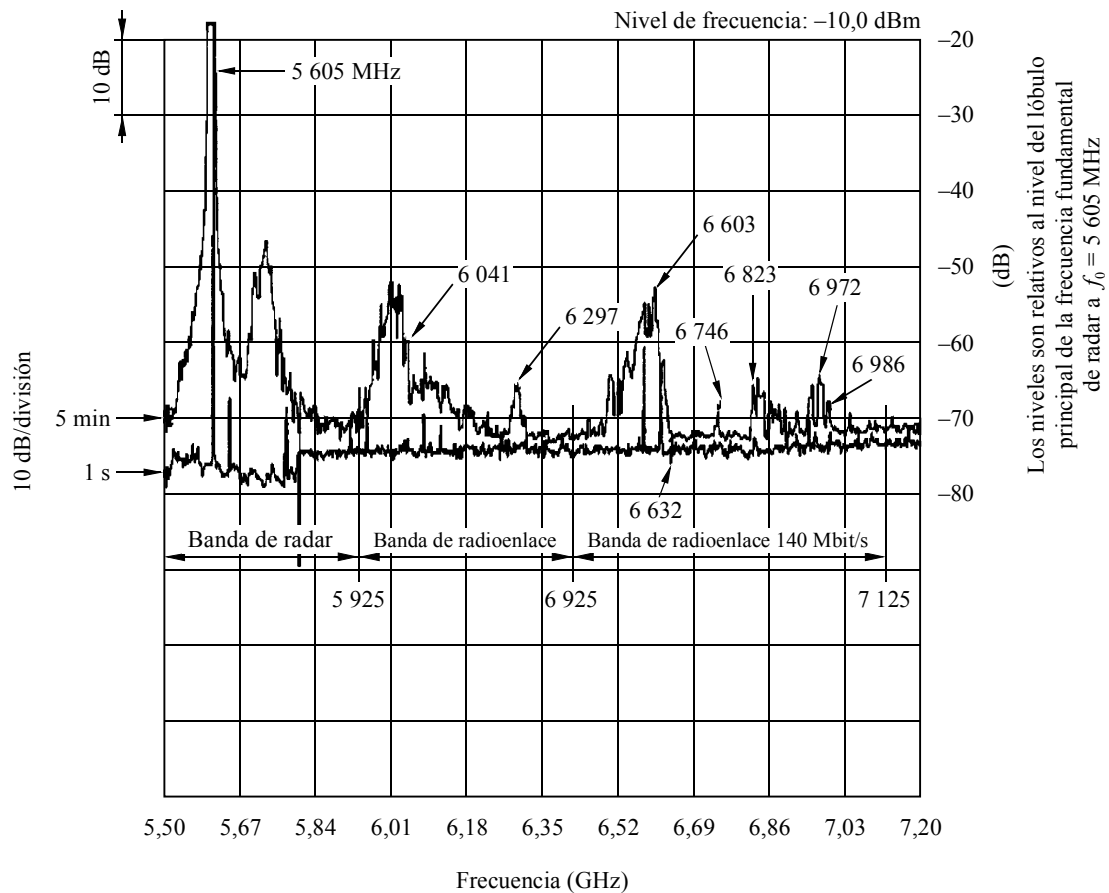
Los datos técnicos del sistema de radar meteorológico correspondiente son:

Frecuencia:	5,605 GHz
Potencia de cresta del transmisor:	270 kW (\Rightarrow 129 dBm p.i.r.e.)
Ganancia de la antena:	44,8 dBi (haz puntual)
Polarización:	Horizontal
Longitud el impulso:	0,5 ó 2 μ s
Repetición del impulso:	250, 900 ó 1 200 Hz
Velocidad de rotación de la antena:	2 ó 6 rpm
Variación del ángulo de elevación:	0°-20°

5.3 Emisiones no deseadas del radar

Los transmisores que utilizan magnetrones, como suele ser el caso en sistemas de radares de alta potencia, generan importantes emisiones no deseadas. En la Fig. 5 se muestra un ejemplo del espectro del radar de Arlanda medido sin filtro. Como se puede observar en la Figura aparecen emisiones no deseadas tanto en la banda superior como en la inferior de 6 GHz, con un nivel aproximado de 50 dB por debajo de la potencia de cresta del radar.

FIGURA 5
Espectro de frecuencias del sistema de radar meteorológico sin filtro



Anchura de banda de resolución:	3,0 MHz
Anchura de banda de vídeo:	3,0 MHz
Tiempo de barrido:	42,5 ms
Atenuación:	0 dB
Atenuador a la entrada del analizador:	0 dB
Complemento externo:	6 dB
ABR, primer paso:	20 dB de ganancia

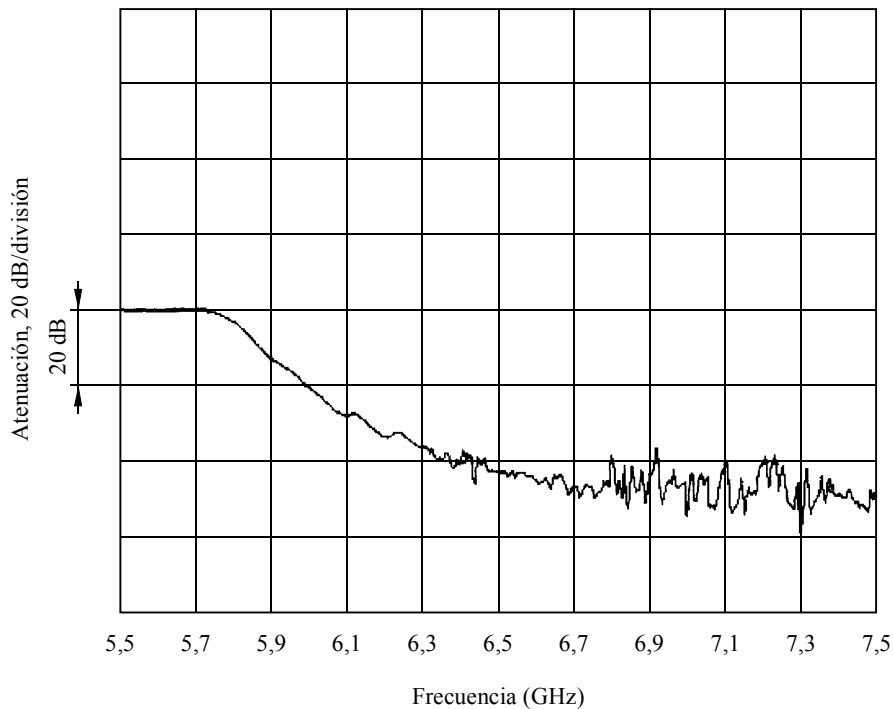
1097-05

5.4 Supresión de las emisiones no deseadas mediante la utilización de un filtro

Para suprimir las emisiones no deseadas del radar en la banda superior de 6 GHz se instaló un filtro en guiaonda constituido por un filtro pasabajo. La atenuación del filtro por encima de 6,4 GHz es ≥ 40 dB.

En la Fig. 6 se muestra la atenuación medida en función de la frecuencia.

FIGURA 6
Función de transferencia del filtro en guiaonda



1097-06

5.5 Resultado de las mediciones

Se realizaron muchas mediciones para investigar la influencia de las emisiones no deseadas de radar en las características de emisión de DRRS. Estas mediciones incluyeron el nivel de la señal, espectro y errores en los bits en diferentes configuraciones. Algunas de estas mediciones, realizadas antes de instalar el filtro en el radar, se muestran a continuación.

5.6 BER en función del nivel de señal recibido

En la Fig. 7 se muestran dos curvas de BER en función del nivel de señal recibido. La línea de puntos caracteriza al receptor en condiciones normales, sin interferencia. La línea continua se mide en el salto reduciendo por pasos la potencia transmitida. La gran diferencia entre las dos líneas se debe a emisiones no deseadas provenientes del radar meteorológico. El margen de desvanecimiento plano para una $BER = 1 \times 10^{-10}$ (cuando empiezan a producirse errores en los bits) se reduce de 28 a 5 dB.

Cuando el radar funcionaba con un ángulo de elevación de cero grados y la señal deseada estaba situada 5 dB o más por debajo del valor nominal de -35 dBm, aparecían uno o dos SE por revolución. No aparecieron SE cuando el radar apuntaba con un ángulo de más de $\pm 1,5^\circ$ en relación con la estación de radioenlace o cuando el ángulo de elevación superaba los $1,5^\circ$.

Después de introducir el filtro pasabajo en el radar, la diferencia entre las dos curvas resultó despreciable.

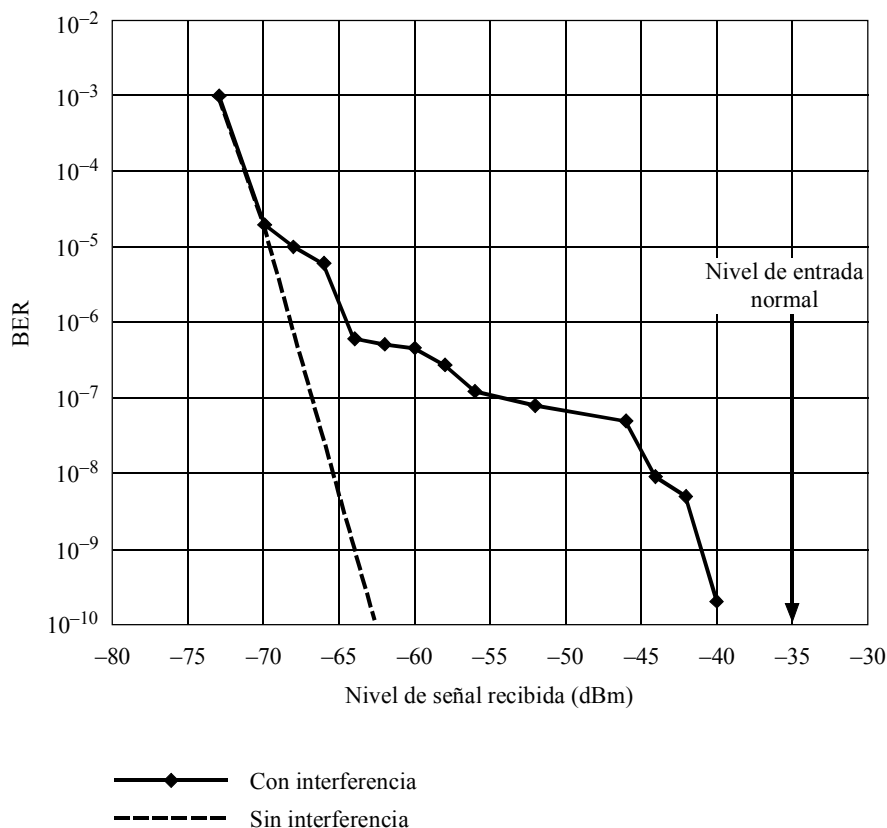
5.7 Conclusión

Se ha mostrado que emisiones no deseadas provenientes de sistemas de radar pueden producir con facilidad interferencia perjudicial en DRRS.

Se puede reducir a niveles despreciables la interferencia producida en receptores de radioenlaces utilizando técnicas de contramedida relativamente simples, como filtros en guíaonda pasabajo en el radar.

Esto también ilustra el método del § 1.4 del Anexo 1.

FIGURA 7
BER medida en función del nivel de la señal recibida



1097-07

6 Información proveniente de otras fuentes publicadas

La interferencia de radares en receptores de radioenlaces no es un fenómeno reciente. Probablemente, R.D. Campbell de AT&T, quien publicó un informe sobre su experiencia sobre el terreno en 1958, fue el primero que lo hizo. Algunos años más tarde, D.E. Cridlan de la Oficina de Correos del Reino Unido informó sobre una experiencia similar.

En aquella época, la influencia sobre transmisiones analógicas MDF no era tan preocupante como la influencia en transmisiones digitales años más tarde. La primera información conocida es un memorándum interno de Bell Telephone Laboratories (BTL) de Estados Unidos de América de 1980, que informa sobre una interferencia producida por una instalación de radar meteorológico de los Estados Unidos de América en un radioenlace de MAQ-64 que emite señales de jerarquía digital plesiócrona a 135 Mbit/s. Esto se mencionó posteriormente en un informe bastante detallado de la National Telecommunication and Information Agency (NTIA) de Estados Unidos de América.

Poco antes de que se editara este informe se presentó en la segunda Conferencia Europea sobre Radioenlaces (ECRR) en 1989, pruebas de interferencias de radar producidas en Europa.

En consecuencia, la Comisión de Estudio 9 de Radiocomunicaciones adoptó una nueva tarea en 1991, en la Cuestión UIT-R 159/9.

Desde entonces, se han presentado pruebas operacionales al Grupo de Trabajo 9A de Radiocomunicaciones y también a la cuarta ECRR.

Desde 1945, cuando surgió este fenómeno en primer lugar, se han publicado periódicamente en revistas y libros técnicos información sobre la generación de señales no deseadas producidas por dispositivos de salida de alta potencia de radares.

Asimismo, por lo menos desde 1965, se ha publicado en revistas profesionales información sobre el diseño y características de los filtros que se deben introducir en los transmisores de radar de alta potencia.

APÉNDICE 2

AL ANEXO 1

Obtención de ecuaciones y ejemplos numéricos

En este Apéndice se reúne información tomada de diversos textos recibidos desde 1991 y se incluyen algunos ejemplos numéricos para ilustrar con más detalle las directrices generales dadas en el Anexo 1.

1.1 Rechazo dependiente de la frecuencia

El rechazo dependiente de la frecuencia (FDR, *frequency dependant rejection*) es el rechazo introducido por un receptor a una señal de entrada debido a la anchura de banda del receptor y a la separación de frecuencia entre el receptor y el transmisor. El FDR de sistemas de radioenlaces se puede obtener a partir de los niveles de las emisiones no esenciales medidas en la fuente (radar) con una anchura de banda de resolución de 1 MHz, junto con un factor de corrección de anchura de banda.

Los sistemas de radioenlaces en las bandas de 4 y 6 GHz tienen una anchura de banda de frecuencia intermedia del receptor de aproximadamente 40 y 30 MHz respectivamente. Puesto que las mediciones se realizan a menudo con un analizador de espectro de anchura de banda de 1 MHz (anchura de banda de resolución del analizador de espectro normalizado), se debe realizar una corrección a los niveles de emisiones no esenciales medidos para reflejar la potencia de cresta recibida con un sistema de 40 ó 30 MHz.

Este factor de corrección de anchura de banda es $20 \log$ (anchura de banda de FI en MHz/1 MHz) para anchuras de banda de FI del receptor inferiores a la recíproca de los tiempos de subida/bajada del impulso del radar.

Se pueden utilizar los niveles de las emisiones no esenciales nominales que se indican en el Cuadro 2 del Anexo 1 a la Recomendación UIT-R M.1314, para determinar el FDR de sistemas de radioenlaces a emisiones no esenciales de radar.

Por ejemplo, para el acoplamiento entre un radar que utiliza un magnetrón coaxial (señales no esenciales de: -60 a -75 dBc, de conformidad con la Recomendación UIT-R M.1314), el FDR de un sistema de radioenlaces en la banda inferior de 6 GHz (anchura de banda de FI = 30 MHz) sería:

$$\begin{aligned} FDR &= 20 \log (30) - (60 \text{ a } 75) && \text{dBc} \\ &= +15 - (60 \text{ a } 75) && \text{dBc} \\ &= -45 \text{ a } -60 && \text{dBc} \end{aligned} \quad (1)$$

Así, para un radar con una potencia de salida de cresta fundamental de 250 kW (+84 dBm), la potencia equivalente generada en la banda ($= P_T - FDR$) será: +24 a +39 dBm.

Esto es del mismo orden de magnitud o superior a la potencia de salida generada por etapas de salida del transmisor del radioenlace que funciona a 6 GHz.

1.2 Respuesta de la forma de onda temporal

Para determinar el efecto de emisiones no esenciales provenientes de muchas estaciones de radar en las prestaciones de DRRS, es necesario caracterizar las respuestas de la forma de onda temporal del impulso en la banda de paso de FI del receptor. Mediciones de las formas de onda temporales indican que las respuestas de los receptores de radioenlaces a emisiones no deseadas de radar en las bandas de radioenlaces pueden estar constituidas por dos componentes:

- respuestas producidas por una modulación de impulsos de radar que producen y generan aristas;
- respuestas producidas por el ruido inherente al tubo de salida del radar durante el intervalo del impulso.

Las emisiones no esenciales que se producen durante las subidas y bajadas del impulso son, por su propia naturaleza, de banda ancha y producen por lo tanto una respuesta impulsiva a la salida de FI del receptor del radioenlace.

La anchura de estas respuestas impulsivas es igual a la inverso de la anchura de banda de FI del receptor. Esto implica que las respuestas a los flancos de subida y de bajada del impulso son aproximadamente de 25 ns y 35 ns para un receptor de radioenlace de 4 GHz y en la banda inferior a 6 GHz respectivamente.

Por lo tanto, estas respuestas aparecen como impulsos cortos de salida de FI, lo que es aproximadamente igual a un intervalo de 1 Bd en un DRRS.

Hay que destacar que el impulso de flanco de subida y de bajada o las respuestas en frecuencia de los flancos de bajada no tienen por qué ser iguales; aumentan según $20 \log$ (anchura de banda de FI del receptor) para anchuras de banda de FI del receptor inferiores a la inversa de los tiempos de subida/bajada del impulso del radar.

Las emisiones no deseadas que se producen durante todo el intervalo del impulso son parecidas al ruido y las produce el tubo de salida del radar.

La respuesta en amplitud del receptor a estas emisiones parecidas al ruido también son una función de la frecuencia sintonizada del receptor y son más importantes en modos no esenciales del tubo de salida.

La amplitud del ruido no coherente durante el intervalo del impulso crece según $10 \log$ de la anchura de banda de FI del receptor.

En resumen, las emisiones no esenciales del radar producen dos tipos de respuesta de forma de onda temporal a la salida de FI del receptor del radioenlace:

- respuestas impulsivas debidas al flanco de subida y/o bajada de la modulación del impulso de radar;
- ruido no coherente durante el intervalo del impulso.

Se ha demostrado en casos de interferencia observados que la interferencia producida por radares a receptores de radioenlaces ocurre principalmente debido a impulsos emitidos en el haz principal de la antena del radar.

Una antena de radar de búsqueda que barre continuamente 360° iluminará brevemente un emplazamiento de radioenlace durante cada intervalo de barrido. Así la antena del radioenlace interceptará algunos impulsos del radar durante cada revolución, ya sea en sus lóbulos laterales o en el caso más desfavorable en su lóbulo principal.

El número total de impulsos de radar interceptados por paso de iluminación se puede estimar a partir de:

$$N = \frac{1}{RPM} \cdot 60 \cdot \frac{BW}{360} \cdot PRF \quad (2)$$

donde:

- N*: número de impulsos interceptados por paso provenientes del haz principal del radar
- RPM*: velocidad de rotación de la antena, (rpm)
- BW*: anchura del haz principal del radar (grados)
- PRF*: velocidad de repetición de impulsos (impulsos/s).

La duración total del tren de impulsos interceptado proveniente del haz principal del radar durante un paso viene dado por:

$$PTD = N \cdot PRI \quad (3)$$

donde:

- N*: número de impulsos interceptados por paso provenientes del haz principal del radar
- PRI*: intervalo de repetición de impulsos (s) = $1/PRF$.

Según las características típicas de radares situados en tierra, el número de impulsos, *N*, interceptados por cada barrido en acimut paso, de las antenas del radar, varían entre 10 y 70 impulsos.

La duración del tren de impulsos (duración de la exposición) es aproximadamente de 0,01 a 0,12 s/paso.

Los efectos observados de emisiones pulsadas provenientes de radares en instalaciones de radioenlaces digitales caen normalmente en las siguientes cuatro categorías de degradación de prestaciones:

- tasas de errores de fondo incrementadas en función del tiempo («dribble»),
- BER superiores temporalmente al umbral de proporción de segundos con errores (PSE). Generan informes de fallo no deseados y conmutación de canal de protección o alarmas de fallo de servicio en múltiples canales,
- sucesos de segundos con muchos errores (SME) en uno o muchos canales,
- sucesos fuera de trama (señal de indicación de alarma (SIA)) e interrupción el servicio.

Cada una de estas categorías se trata más adelante. Las primeras tres categorías están producidas por mecanismos de acoplo de respuestas no esenciales y la cuarta por sobrecarga del extremo frontal y emisiones no esenciales.

1.3 Tasas de errores de fondo o residuales

Las emisiones no esenciales de radar que aparecen como respuestas no impulsivas o impulsos completos de bajo nivel en el sistema receptor del radioenlace digital pueden producir tasas de errores de fondo o residuales. Las respuestas impulsivas en el receptor pueden ser generadas por los flancos de subida y de bajada de los impulsos del radar.

La anchura de estas respuestas impulsivas es igual a la inversa de la anchura de banda de FI del receptor. Por ejemplo, para las bandas de portadoras comunes de 4 GHz y 6 GHz, los valores típicos de las respuestas impulsiva son de 25 ns y 33 ns respectivamente. Estos valores son prácticamente iguales a un intervalo de 1 Bd de un DRRS.

En este caso particular, el efecto de las respuestas impulsivas de flancos de subida y de bajada del radar en las características del sistema para un tren de impulsos que proviene del haz principal del radar se puede estimar mediante la ecuación (4):

$$BER = \frac{0,5 p N m}{R t} \quad (4)$$

donde:

- BER*: proporción de bits erróneos
- p*: número de impulsos de los flancos de subida/bajada por impulso de radar (número de intervalos de 1 Bd afectados por impulso) (0, 1 ó 2)
- N*: número de impulsos interceptados provenientes del haz principal del radar por paso
- m*: número de bits/Bd (6 para MAQ-64)
- R*: velocidad de las señales de banda base (140 Mbit/s)
- T*: periodo de tiempo durante el que se calculan los errores (0,1 s para 140 Mbit/s).

Muestra de cálculo:

$$BER \text{ resultante de un radar típico} = \frac{0,5 \times 2 \times 15 \times 6}{140 \times 10^6 \times 0,1} \cong 6,4 \times 10^{-6}$$

Por lo tanto, dependiendo de la amplitud y del número de respuestas impulsivas durante el paso del haz principal del radar, la BER puede superar 1×10^{-6} produciéndose una alarma.

Además, en este caso de interferencia de respuesta impulsiva, la FEC del radioenlace digital puede ser capaz de corregir errores que se producen en un intervalo único de 1 Bd.

1.4 Tasas de errores temporalmente por encima del umbral

Se pueden producir tasas de errores temporalmente por encima del umbral ($BER > 10^{-6}$) cuando las emisiones no esenciales del radar producen una anchura de impulso de ruido en todo el impulso, por encima del umbral de protección *C/I* del receptor del radioenlace. En este caso, la duración de los impulsos del radar de vigilancia en explotación son normalmente del orden de 1 a 4 μ s.

Cuando la duración de la interferencia de todo un impulso supera el umbral de protección *C/I* requerido del receptor de radioenlace, superará a la función de corrección de errores y producirá bloques de errores generados en cada impulso entrante.

Cuando se produce esta situación, un bloque de errores variará normalmente entre 100 y 5 000 bits, en función de la duración del impulso.

La estimación de la BER que se produce al recibir un tren de impulsos, cada uno con una duración similar al impulso, viene dada por la ecuación:

$$BER = \frac{0,5 N(PW/BI) m}{R t} \quad (5)$$

donde:

- BER*: proporción de bits erróneos
- N*: número de impulsos por paso del haz principal del radar
- PW*: anchura del impulso del radar (1 μ s, 3 μ s o 4 μ s)
- BI*: intervalo de 1 Bd (para 140 Mbit/s \cong 43 ns)
- m*: número de bits/Bd (6 para MAQ-64)
- R*: velocidad de las señales de banda base (140 Mbits)
- t*: periodo de tiempo durante el que se calculan los errores (0,1 s para 140 Mbit/s).

Ejemplo de cálculo:

$$\text{BER para un radar típico: } \frac{0,5 \times 18 \times (4 \times 10^{-6}/43 \times 10^{-9}) \times 6}{140 \times 10^6 \times 0,1} \cong 3,5 \times 10^{-4}$$

1.5 Sucesos de segundos con muchos errores (SME)

Se pueden producir SME en un receptor de radioenlace digital debido a las emisiones no esenciales de radares con niveles altos, o debido a la sobrecarga del extremo frontal.

Durante el acoplamiento de emisiones no esenciales también se pueden producir SME como resultado de múltiple reflexiones dispersas de un impulso radar. Estas múltiples reflexiones dispersas se deben normalmente a reflexiones producidas por el terreno (colinas y montañas) o edificios. El efecto más importante de la dispersión múltiple es causar un agrandamiento de la anchura del impulso recibido e impulsos adicionales cuando la diferencia de distancia entre los trayectos directo y reflejado supera la distancia que puede recorrer la señal del radioenlace durante la anchura de un impulso.

De esta forma, la propagación de dispersión múltiple puede empeorar la diferencia producida por radares pulsados. Cuando se produce dispersión multitrayecto (alargamiento de impulso) la BER puede superar 10^{-3} .

1.6 Fuera de trama y pérdida del servicio

Si la respuesta a un impulso de radar en la salida de FI del receptor supera cinco impulsos de trama consecutivos (aproximadamente $10 \mu\text{s}$ para 140 Mbit/s), se producirá el desentramado del sistema. Este desentramado provocará que el sistema receptor responsable de todos los sistemas posteriores cambie también su formato.

El intervalo para volver al formato durará decenas de milisegundos y producirá inevitablemente un SME a todas las cargas útiles incluidas en el canal radioeléctrico. Asimismo, la corrección de errores no proporciona ninguna ventaja cuando se producen desentramados.

El desentramado puede ocurrir mediante mecanismos de acoplamiento de respuestas no esenciales o de sobrecargas de extremo frontal (en receptores que comparten un preamplificador común). En el caso en que la saturación del extremo frontal produzca un desentramado, el nivel de la señal de radar a la entrada del receptor será normalmente superior a $2,5 \text{ dBm}$ en la frecuencia fundamental del radar y la duración del impulso será superior a $4 \mu\text{s}$. Debido al tiempo de recuperación del preamplificador de bajo ruido del radioenlace compartido, un impulso de radar interceptado de $4 \mu\text{s}$ se alarga hasta más de $10 \mu\text{s}$.

Las sobrecargas del extremo frontal se han observado en sistemas de radioenlaces de 6 GHz producidas por radares de 5 GHz .

Si se produce la pérdida del servicio en el receptor de microondas, el tiempo de interrupción de transmisión total de los dispositivos siguientes se sitúa entre $2,5$ y 10 s .

Esta pérdida del servicio se produce cuando el preamplificador de bajo ruido de microondas está sobrecargado por la energía de la frecuencia fundamental del radar o cuando el haz principal de la antena del radar está apuntando continuamente, por cualquier razón, a la estación del radioenlace.

Niveles de señal de radar típicos superiores a -2 dBm a la entrada del preamplificador de bajo ruido producirán una sobrecarga del extremo frontal. Cuando esto se produce, el amplificador puede quedar bloqueado durante bastante más tiempo que la duración de un impulso y normalmente se producen SME.

Sólo muy raramente se han observado sucesos prolongados que impliquen una pérdida total del servicio.

Este efecto se puede corregir incluyendo un filtro en la guíaonda del receptor delante del amplificador de bajo ruido. También se pueden utilizar amplificadores de bajo ruido individuales detrás de los filtros de canal de la red.

1.7 Bandas laterales lejanas de la señal fundamental del radar

La frecuencia fundamental del radar modulada por impulsos tiene un contenido importante en bandas laterales lejanas.

A continuación se presente un resumen de la generación de componentes espectrales provenientes de la modulación de impulsos de un dispositivo idealizado de potencia de transmisión de RF.

La forma de impulso de modulación se supone trapezoidal con una duración total, D , e intervalos de subida y bajada, Δ . Estos impulsos se producen periódicamente con un intervalo de repetición, T_r .

Aquí se omiten los pasos detallados de la formulación. Las fórmulas resultantes son:

a) El espectro de amplitud completo viene dado por:

$$S(t) = K \cdot \cos(\omega t) \cdot f(t) \quad (6)$$

$$S(t) = \frac{K D}{T_r} \left[\cos \omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{sen } \frac{\pi n D}{T_r}}{\frac{\pi n D}{T_r}} \cdot \frac{\text{sen } \frac{\pi n \Delta}{T_r}}{\frac{\pi n \Delta}{T_r}} \cdot \text{sen } (\omega_0 + n \omega_r) t - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{sen } \frac{\pi n D}{T_r}}{\frac{\pi n D}{T_r}} \cdot \frac{\text{sen } \frac{\pi n \Delta}{T_r}}{\frac{\pi n \Delta}{T_r}} \cdot \text{sen } (\omega_0 - n \omega_r) t \right] \quad (7)$$

donde:

$\omega_0 = 2 \pi f_0$, frecuencia fundamental del radar

$\omega_r = \frac{2\pi}{T_r} = 2 \pi f_r$, PRF

K : mitad de la amplitud de cresta de cada impulso trapezoidal.

b) La parte que aparece en la anchura de banda B del receptor (por ejemplo del radioenlace) que está sintonizado a la frecuencia central del canal, f_m , tendrá una potencia espectral dada por:

$$I = \frac{K^2 B f_r}{\left[\pi^2 \Delta (f_m - f_0)^2 \right]^2} \quad (8)$$

Ésta es la potencia fuera de banda proveniente del transmisor que interfiere al receptor del radioenlace.

La potencia interferente se puede expresar de otra forma (dBm).

$$I_{\text{dBm}} = K_{\text{dBm}}^2 - 20 \log [\pi^2 \Delta (f_m - f_0)^2] + 10 \log (B f_r) \quad (9)$$

Ejemplo numérico:

Considérese un ASR en banda L (1,32 GHz) con una salida pulsada de 3,5 MW.

Puede interferir en un receptor del servicio fijo que funciona cerca de 1,47 GHz y lleva una señal MDP-4 a 8 Mbit/s que cumple el plan de canales de la Recomendación UIT-R F.1242, con una separación entre canales de 7 MHz.

Considérense los siguientes parámetros detallados del radar:

$K^2 = 3,5 \text{ MW de cresta} \Rightarrow +95,4 \text{ dBm}$

$\Delta = 0,1 \mu\text{s de tiempo de subida}$

$f_m - f_0$: separación de 150 MHz entre el canal del radioenlace y el radar fundamental

B : anchura de banda del canal del radioenlace ($\cong 7 \text{ MHz}$)

F_r : velocidad de repetición del impulso, 770 impulsos/s.

Utilizando estos parámetros, la porción de la potencia de salida que se genera cerca de 1,47 GHz en una anchura de banda de 7 MHz resulta ser de unos $-13,4 \text{ dBm}$.

Si se supone además:

$G = 34,5 \text{ dB}$, ganancia del haz principal del radar.

La p.i.r.e. será de $\cong +21 \text{ dBm}$.

Esto da una idea del nivel de emisiones no deseadas que se puede producir.

Hay que destacar que la hipótesis fue: un dispositivo transmisor ideal de 3,5 MW (sin emisiones no intencionadas).

1.8 Consideración de la magnitud de la reducción del alcance producida por la introducción de filtros de supresión de emisiones no esenciales

En el pasado se argumentó que cualquier modificación de un diseño de radar existentes, es decir la introducción de filtros de supresión en la línea de transmisión entre el tubo de potencia de salida y la antena, comprometería sus características. En particular, los representantes de los radares de la marina mercante, indicaron que tendrían efectos adversos en la seguridad en el mar.

A continuación se presenta un breve análisis de la magnitud de la reducción en sus prestaciones.

El punto de partida es la ecuación del alcance del radar como se presenta normalmente en los libros de texto [Barton, 1979]:

$$R^4 = \frac{P_t \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot k T_0 \cdot B \cdot NF_0 \cdot L_{tot}} \quad (10)$$

donde:

- R : alcance máximo para un tamaño de blanco de radar dado con una probabilidad de detección
- P_t : potencia de cresta del transmisor del radar
- G : ganancia de la antena del radar
- λ : longitud de onda de funcionamiento del radar
- σ : sección perpendicular del blanco
- $k T_0$: constante de Boltzmann y temperatura de referencia
- B : anchura de banda de ruido equivalente del receptor
- NF_0 : factor de ruido del receptor
- L_{tot} : factor de pérdida del sistema.

Considérese una instalación de radar que todavía no tiene filtro de emisiones no esenciales.

Con un factor de pérdida del sistema dado, L_{tot} , tiene un alcance nominal R_0 .

Se instala entonces un filtro, con pérdida de inserción medida en un sentido, L_f .

Esto contribuirá dos veces al factor de pérdida del sistema, puesto que atenúa la potencia emitida y también la señal recibida antes de que entre en el receptor.

Así aumenta el factor de pérdida del sistema, L'_{tot} , la potencia recibida ahora es inferior y el resultado es un alcance del radar algo inferior, R' .

Manteniendo todo lo demás constante y hallando la proporción:

$$\left(\frac{R_0}{R'_0} \right)^4 = \frac{L'_{tot}}{L_{tot}}$$

$$\left(\frac{R_0}{R'_0} \right) = \sqrt[4]{\frac{L'_{tot}}{L_{tot}}}$$

En forma logarítmica: R_0 (dB) – R'_0 (dB) = 1/4 [L'_{tot} (dB) – L_{tot} (dB)]

Puesto que L'_{tot} (dB) – L_{tot} (dB) es lo mismo que $2 L_f$ (dB), R_0 (dB) – R'_0 (dB) = 1/4 [$2 L_f$ (dB)]

La reducción del alcance ΔR logarítmica es exactamente la mitad de la pérdida de inserción del filtro, L_f (dB).

Por lo tanto resulta fácil dar algunos ejemplos numéricos en forma de cuadro, suponiendo un alcance y valores probables de L_f . Además, la reducción del alcance se expresa en % de la R_0 nominal, y finalmente se puede convertir en términos absolutos utilizando un ejemplo típico de alcance de radar.

L_f (dB)	0,2	0,3	0,4	0,5	0,7
ΔR (dB)	0,1	0,15	0,2	0,25	0,35
ΔR %	2,33	3,5	4,7	5,9	8,4

Por ejemplo, suponiendo un radar de navegación de la marina mercante, con un alcance nominal $R_0 = 10$ millas náuticas ($\cong 18$ km), para la detección de un objeto pequeño (boya de guía para barcos).

La reducción absoluta de $R_0 \cong 18$ km de acuerdo con la anterior será:

L_f (dB)	0,2	0,3	0,4	0,5	0,7
ΔR (m)	$\cong 419$	$\cong 630$	$\cong 846$	$\cong 1\ 062$	$\cong 1\ 512$

Si estas reducciones en el alcance para la detección de blancos pequeños a unos 18 km de distancia es preocupante depende de la opinión de cada uno.

Sin embargo, lo anterior indica la importancia general de mantener las pérdidas de inserción de los filtros de supresión de emisiones no esenciales lo más bajas posibles.

Al observar la información de fondo mencionada en el § 6 del Apéndice 1 al Anexo 1 existe acuerdo general de que se pueden diseñar filtros de supresión de alta potencia de forma que tengan pérdidas de inserción entre 0,15 y 0,5 dB a la frecuencia de funcionamiento fundamental del radar.

También se mencionaron estos valores de pérdidas de inserción en las contribuciones de Japón, indicadas en el Apéndice 1.

1.9 Técnica de entrelazado de bits (BIT)

La Fig. 8 muestra el principio y la configuración de la BIT. Un circuito FEC que utiliza BIT dispersa los errores en los bits agrupados al cambiar el orden de la señal de banda base. En el entrelazador situado en el extremo modulador, la memoria de acceso aleatoria (RAM) memoriza los datos en una trama de entrelazado que incluye F_I bits según lo siguiente:

$$F_I = n d \quad (11)$$

donde:

n : longitud del bloque FEC

d : profundidad del entrelazado de bit.

Cuando la RAM extrae los datos, se modifica el orden de la señal de forma que se pueden insertar $(n - 1)$ bits entre bits adyacentes. En el desentrelazador del extremo modulador, se reorganiza el orden mediante el procedimiento inverso al del entrelazador. Así, los errores de ráfagas debidos a la interferencia del radar se transforman en errores aleatorios que se pueden corregir posteriormente mediante FEC.

Si los FEC pueden corregir t errores de bits en un bloque con n bits, se corregirán los errores de ráfaga de bit dt contiguos.

La profundidad del entrelazado de bit, d , está definida para satisfacer la relación siguiente:

$$d = \frac{\tau f_c}{t} \quad (12)$$

donde:

d : profundidad del entrelazado de bit

τ : longitud de los errores de ráfaga (anchura del impulso radar) (s)

f_c : velocidad de reloj del DRRS (Hz)

t : capacidad de FEC (bits)

[*]: número entero más próximo redondeado a partir de *.

Para el funcionamiento de la BIT, se tiene que mantener la sincronización de portadora durante el periodo de errores en ráfaga. Por lo tanto, la constante de tiempo del bucle de sincronización de portadora deberá ser superior a la longitud, τ , del error de ráfaga. Hay que destacar que la BIT afecta al retardo total del DRRS.

El retardo total, D (s) deberá diseñarse para que sea mas corto que el tiempo de retardo permitido y se expresa como sigue:

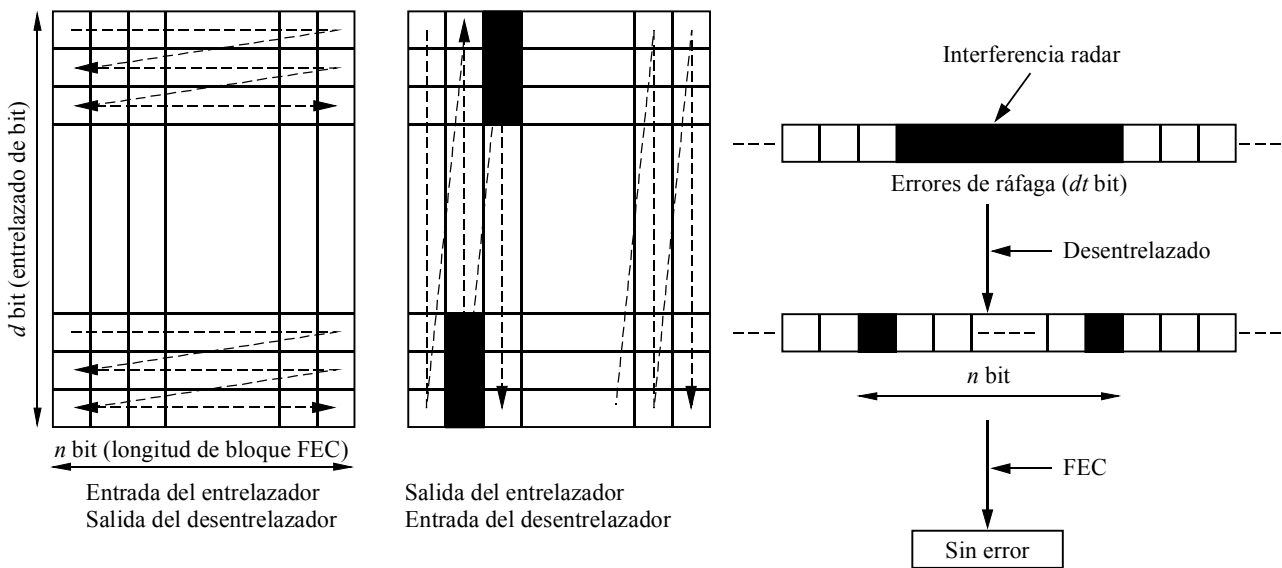
$$D = 2F_1/f_c = 2 n d/f_c \tag{13}$$

FIGURA 8
Principio y configuración de la BIT

a) Configuración de la BIT



b) Principio y formato de trama



1097-08

Siempre que el DRRS pueda admitir el tiempo de retardo, D , de la fórmula (13), la BIT logrará teóricamente un estado sin errores. Sin embargo, con una onda de interferencia extremadamente grande, las emisiones no deseadas dispersadas en toda la anchura especificada del impulso del radar producirán interferencia adicional. Este efecto necesita estudios posteriores.

La instalación de la BIT se puede realizar fácilmente añadiendo los circuitos de banda base al módem. Sin embargo, teniendo en cuenta el efecto del tiempo de retardo anterior, puede ser adecuado emplear la BIT únicamente en los saltos expuestos a interferencias de radar continuas.

1.10 Ramificaciones de la interferencia

Los objetivos de la característica de error para DRRS que funcionan de conformidad con la Recomendación UIT-T G. 826 se incluyen en las Recomendaciones UIT-R F.1092 y UIT-R F.1189.

Los objetivos de característica de error de un sistema multisalto de 2 500 km que funciona a 155 Mbit/s se indican a continuación (para una asignación de bloques $B_L = 0$)

$$\text{PSE} = 0,16 \times 0,05 = 8 \times 10^{-3} \text{ ó } 20 \text{ 736/mes}$$

$$\text{PSME} = 2 \times 10^{-3} \times 0,05 = 1 \times 10^{-4} \text{ ó } 259/\text{mes}$$

$$\text{BBER} = 2 \times 10^{-4} \times 0,05 = 1 \times 10^{-5}$$

BBER: proporción de errores de bloque de fondo

PSE: proporción de segundo con error

PSME: proporción de segundo con muchos errores.

Considerando una red de radioenlaces de 2 500 km con 50 saltos, se admite una SME mensual y por salto de 5,2.

1.11 Interferencia de radar fijo

Las fuente de interferencia de radares fijos son normalmente persistentes (funcionan las 24 h del día) pero bastante raras; por lo tanto se supone que afectará a un único salto en una red de radioenlaces (RRN). Esta es probablemente una hipótesis razonable puesto que señal de radar interferente sufrirá una pérdida de trayecto de hasta 34 dB (suponiendo una longitud de salto de 50 km) a partir del primer salto interferido, antes de encontrar otro emplazamiento del sistema.

El resultado final es que un salto en la RRN funcionará con un margen de desvanecimiento reducido debido a la interferencia del radar. Por lo tanto, las prestaciones de dicho salto (diseñado sobre consideraciones de propagación) quedará afectada.

La pregunta consiguiente es: ¿cuánta degradación se puede tolerar en las características en un único salto cuando la degradación está distribuida en toda la red multisalto?

A partir del § 1.2 anterior, sobre la duración de un tren de impulsos interceptado, se deduce que la interferencia en el haz principal a una estación del servicio fijo se puede producir para porcentajes de tiempo cercanos al 1% o se puede acumular: aproximadamente 14 min/día (24 h). De esta forma, no parece adecuado adoptar un requisito de protección del servicio fijo basado en objetivos a corto plazo (es decir inferior al 0,005%) en el que se perdería una parte importante del margen de desvanecimiento del tramo del servicio fijo durante periodos muy cortos de tiempo.

Además, otros servicios primarios que comparten la banda con el servicio fijo no deberían producir una degradación de las características del servicio fijo de más del 10%, como se indica en la Recomendación UIT-R F.1094.

Esta magnitud de interferencia es similar al criterio de nivel I/N a la entrada del receptor del servicio fijo de -13 dB para sistemas del servicio fijo que utilizan diversidad. Sin embargo, en el caso de emisiones deseadas provenientes de servicios en otras bandas, es recomendable que este valor I/N sea mucho menor que -13 dB de forma que no afecte significativamente a la planificación de la banda del servicio fijo.

Aunque se reconoce que no siempre resulta práctico realizar una supresión muy alta de las emisiones fuera de banda provenientes de radares fijos para lograr este nivel, I/N , puede resultar razonable aunque difícil aceptar un nivel intermedio equivalente a una degradación máxima de 3 dB en el margen de desvanecimiento del salto del servicio fijo.

Se precisa un requisito de protección mínimo de la I/N de 0 dB para asegurar que el objetivo de calidad PSE de sistemas de radioenlaces digitales no sufre una influencia excesiva. Para sistemas del servicio fijo que utilizan diversidad, la relación I/N no deberá exceder aproximadamente de -4 dB. Sin embargo, para tener en cuenta la variedad de sistemas de radar y en consideración de que se espera que el número de sistemas sea pequeño (de forma que su influencia en las redes del servicio fijo se pueda gestionar de forma razonable), se puede aceptar una relación I/N máxima de 0 dB (véase también la Recomendación UIT-R F.1190). Una relación I/N de 0 dB producirá un incremento en un factor aproximadamente de 4 en la calidad de funcionamiento SME de propagación ($\text{BER} > 10^{-5}$) en una RRN de 50 saltos, lo que se traduce en un incremento del 6% en la calidad de funcionamiento SME.

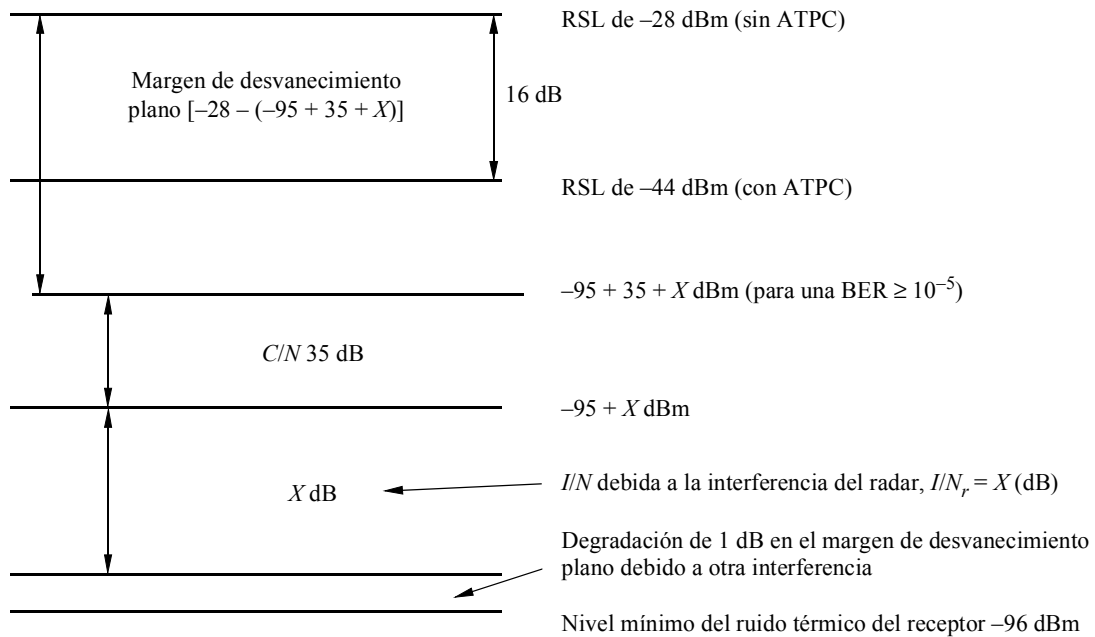
1.12 Interferencia de radares móviles

Son ejemplos de este tipo de fuentes de interferencia los sistemas móviles marítimos y transportables terrestres (que no funcionan en movimiento). Se supone, como antes, que sólo un salto se verá afectado en un sistema de radioenlaces de 2 500 km. Estas fuentes de interferencia son difíciles de controlar y, en consecuencia, pueden producir unos efectos severos en un sistema de radioenlace digital interferido (produciendo generalmente SME).

Como ejemplo, se considera a continuación la influencia en la relación I/N de un sistema de radioenlace a 4 GHz que utiliza una modulación MAQ-512:

Modulación:	MAQ-512
Frecuencia:	4 GHz
Anchura de banda de FI B :	40 MHz
Reducción de la regulación automática de la potencia del transmisor (ATPC):	16 dB
Potencia transmitida:	37 dBm
Longitud del salto, D :	46 km
Pérdidas de trayecto netas:	65 dB
Nivel de señal recibido nominal:	-28 dBm
Factor de ruido, F :	2 dB
Ruido del extremo frontal del receptor:	-96 dBm $(-114 + 10 \log B \text{ (MHz)} + F)$
Atenuación del trayecto:	$92,4 + 20 \log (\text{frecuencia (GHz)}) + 20 \log D \text{ (km)}$

FIGURA 9
Diagrama del nivel de señal recibido (RSL)



1097-09

La relación I/N_r de X (dB) que se indica debe ser inferior a 16 dB (véase a continuación) para que la interferencia del radar no produzca un suceso de SME (BER $> 10^{-5}$) y, por consiguiente, viole los requisitos de calidad de la Recomendación UIT-T G.826.

$$-95 + 35 + X < -44$$

$$X < 95 - 35 - 44$$

$$X < 16$$

Un nivel de interferencia inmediatamente por debajo del umbral del receptor no tendrá una influencia directa en la características de los SME; sin embargo, sí influirá en los objetivos de las características de la PSE y la BBER.

Algunos estudios han mostrado que el requisito para una BER residual (BER-R) de sistemas de radioenlaces digitales que corresponde a los objetivos de características PSE es más exigente que el basado en el objetivo de calidad BBER.

Por ejemplo, la BER-R necesaria correspondiente a los objetivos de interferencia PSER es del orden de 1×10^{-13} por salto para un sistema que funciona a 155,52 Mbit/s. Esto indica que en la Recomendación UIT-T G.826 debe incluirse una BER-R de aproximadamente 1 a 2 órdenes de magnitud superior a la que se requería en la Recomendación UIT-T G.821.

Para permitir este entorno de funcionamiento, se recomienda un margen mínimo de 6 dB, lo que implica una relación I/N máxima de 10 dB en el caso de fuentes de radares móviles (véase también la Recomendación UIT-R F.1190).

2 Resumen

En resumen, las características de sistemas de radares, las características de sistemas de radioenlaces y factores ambientales influyen en los efectos de las emisiones de radares pulsados en sistemas receptores de radioenlaces digitales.

Resulta muy complejo determinar de forma analítica estos efectos.

Debido a esta complejidad, deben realizarse todos los esfuerzos necesarios para asegurar la compatibilidad manteniendo un umbral de protección suficiente (relación C/I) del receptor del radioenlace.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BARTON, D. K. [1979] Radar systems analysis. *Artech House Inc.*
