

**EFECTO SOBRE SISTEMAS DE COMUNICACIONES DIGITALES DE LA INTERFERENCIA
CAUSADA POR SISTEMAS CON OTROS ESQUEMAS DE MODULACIÓN**

(Cuestión UIT-R 202/1)

(2000)

CUADRO DE MATERIAS

PARTE A

Investigación teórica

	<i>Página</i>	
1	Introducción.....	2
2	Objetivos y plan de trabajo del proyecto	3
2.1	Objetivos del proyecto	3
2.2	Plan de pruebas del proyecto.....	3
2.3	Estudios adicionales realizados durante el proyecto	4
3	Metodología de simulación SPW	4
3.1	Diseños y configuraciones de la simulación SPW	4
3.1.1	Diseño SPW del enlace fijo deseado con modulación MDP-4 con receptor	4
3.1.2	Diseño SPW del enlace fijo deseado con modulación MAQ-16 con receptor	7
3.1.3	Diseños SPW para la modulación MDF con receptor	8
3.2	Medida de la SER o de la BER mediante el método de Montecarlo.....	9
3.2.1	Selección de un método para la evaluación de la calidad de funcionamiento de enlaces fijos en términos de BER/SER.	9
3.2.2	Incertidumbres en la medición de BER/SER.....	10
3.3	Validación de los diseños de simulación SPW para enlaces fijos deseados con MDP-4, MAQ-16 y MDF.....	10
3.3.1	Metodología.....	10
4	Resultados.....	12
4.1	Calidad en términos de BER/SER de enlaces fijos deseados con MDP-4, MAQ-16 y MDF	12
4.2	Diagramas de densidad espectral de potencia de las fuentes deseada e interferente	18
4.3	Diagramas de ojos y de dispersión de enlaces fijos MDP-4 y MAQ-16 con interferencia y ruido...	21
5	Resumen y conclusiones.....	29
5.1	Mejoras conseguidas en la asignación de frecuencias y en la planificación en entornos limitados por la interferencia en relación con entornos limitados por el ruido	29
5.1.1	Enlace fijo deseado con MDP-4	29
5.1.2	Enlace fijo deseado con MAQ-16	29
5.1.3	Enlace fijo deseado con MDF	29

PARTE B

Medidas*Página*

1	Introducción.....	30
2	Detectores disponibles.....	30
2.1	Características del detector de cuasi-cresta (QP) del Centro Internumre Especial de Perturbaciones Radioeléctricas (CISPR).....	30
2.2	Características de otros detectores.....	31
2.3	Distribución probabilística de la amplitud.....	32
3	Servicios de comunicación digitales.....	32
3.1	General.....	32
3.2	Características del sistema.....	32
4	Ponderación de la perturbación sobre sistemas de comunicaciones digitales.....	33
4.1	Principio de las mediciones.....	33
4.2	Señales interferentes.....	34
4.3	Ejemplo experimental 1: Difusión de vídeo digital por cable (DVB-C).....	35
4.4	Ejemplo experimental 2: Radiodifusión de audio digital (DAB).....	35
5	Conclusiones.....	37
	Referencias Bibliográficas y Bibliografía.....	37

PARTE A

Investigación teórica**1 Introducción**

En la Parte A de este Informe se analiza la situación en la que un enlace digital del servicio fijo recibe la interferencia causada por el ruido radioeléctrico (natural) más la interferencia generada por una fuente interferente con un nivel 6 dB superior al del ruido natural.

Las estrategias actuales de asignación de frecuencias a enlaces del servicio fijo están normalmente basadas en la limitación por ruido. Ello significa que el nivel de señal mínima en el receptor en condiciones de desvanecimiento se fija en relación con el nivel mínimo de ruido del sistema y con el ruido ambiente. Las asignaciones se planifican de tal forma que el nivel máximo de una señal indeseada esté, en función de una determinada relación de protección, a un nivel típicamente 6 dB inferior al ruido.

Este enfoque es relativamente seguro y sencillo de definir, pero tiene el inconveniente de no ser óptimo. Para maximizar el número de enlaces que pueden incluirse en una banda de frecuencias y en un área geográfica dada, resulta más conveniente que los sistemas estén limitados por la interferencia. Es decir, que sean las señales indeseadas o interferentes, no el ruido natural, lo que limite el nivel mínimo de ruido ambiental.

Dicha estrategia implica la necesidad de evaluar la calidad de funcionamiento de los receptores de los enlaces fijos en presencia de señales interferentes que emplean otros esquemas de modulación así como de ruido gaussiano.

En este estudio se han considerado tres tipos de modulación para enlaces fijos digitales, a saber, modulación por desplazamiento de frecuencia (MDF), modulación por desplazamiento de fase de 4 niveles (MDP-4) y modulación de amplitud en cuadratura de 16 niveles (MAQ-16) que se ven afectados por el ruido y la interferencia procedente de una fuente con modulación diferente, que puede ser MDF, MDP-4, MDP-8 y MAQ-16.

La investigación teórica se ha realizado utilizando un sistema de trabajo de simulaciones mediante técnicas de procesamiento de señal (SPW, *signal processing work system*).

El análisis de los resultados de las simulaciones por computador realizadas, permite concluir que mediante la asignación de frecuencias a enlaces fijos utilizando un entorno limitado por la interferencia (es decir, con interferencia a un nivel 6 dB superior al ruido), es posible conseguir una mayor densidad de asignaciones de frecuencia a enlaces fijos, consiguiéndose así que dichas asignaciones sean más eficientes.

2 Objetivos y plan de trabajo del proyecto

El propósito de este proyecto era realizar estudios teóricos conforme a unos objetivos y un plan de trabajo acordados con el patrocinador; no obstante, se han realizado tareas adicionales a las inicialmente proyectadas.

2.1 Objetivos del proyecto

El objetivo de este estudio era simular el efecto que sobre un enlace de microondas típico ejerce energía indeseada que consta tanto de ruido como de interferencia (procedente de señales con otros esquemas de modulación), cuyos niveles guardan una proporción determinada. En base a dicho análisis, se han evaluado las estrategias de planificación y de asignación de espectro basadas en escenarios limitados por la interferencia que, con más probabilidad, resultarán más eficientes.

Para este proyecto se ha medido o calculado la proporción de errores en los símbolos (SER, *symbol error ratio*) o la proporción de bits erróneos (BER) para diversos valores de la relación señal/(ruido + interferencia), $S/(N + I)$, donde el ruido, N , es ruido gaussiano blanco/aditivo (AWGN) y la interferencia procede de señales con otros esquemas de modulación. En todos los casos, salvo que se indique lo contrario, el nivel de la interferencia es 6 dB superior al ruido.

2.2 Plan de pruebas del proyecto

En el Cuadro 1 se enumeran las tareas planificadas con el fin de cumplir los objetivos especificados en el § 2.1.

CUADRO 1

Pruebas inicialmente previstas en el proyecto

Tarea N.º	Esquema de modulación del enlace fijo deseado	Ruido y tipo de enlace fijo interferente con niveles de señal en diversas proporciones
1	Modulación MDP-4	Ruido (AWGN) para una SER de 1×10^{-6}
2	Modulación MDP-4	Ruido + interferencia MDP-4 con un nivel 6 dB superior al nivel del ruido
3	Modulación MDP-4	Ruido + interferencia MAQ-16 con un nivel 6 dB superior al nivel del ruido
4	Modulación MDP-4	Ruido + interferencia MDF con un nivel 6 dB superior al nivel del ruido
5	Modulación MAQ-16	Ruido (AWGN) para una SER de 1×10^{-6}
6	Modulación MAQ-16	Ruido + interferencia MDP-4 con un nivel 6 dB superior al nivel del ruido
7	Modulación MAQ-16	Ruido + interferencia MAQ-16 con un nivel 6 dB superior al nivel del ruido
8	Modulación MAQ-16	Ruido + nivel de interferencia MDF con un nivel 6 dB superior al nivel del ruido
9	Modulación MDF	Ruido (AWGN) para una SER de 1×10^{-6}
10	Modulación MDF	Ruido + interferencia MDF con un nivel igual al nivel del ruido
11		Ruido + interferencia MDF con un nivel 6 dB superior al nivel del ruido
12		Ruido + interferencia MDP-4 con un nivel 6 dB superior al nivel del ruido
13		Ruido + interferencia MDP-8 con un nivel 6 dB superior al nivel del ruido
14		Ruido + interferencia MAQ-16 con un nivel 6 dB superior al nivel del ruido

2.3 Estudios adicionales realizados durante el proyecto

En el transcurso del proyecto, se hizo evidente la necesidad de determinar dos cuestiones. En primer lugar, cómo se ven afectados los enlaces fijos deseados con modulación MDP-4, MAQ-16 y MDF por efecto de enlaces fijos interferentes con modulación MDF en función del índice de modulación de dichas señal interferentes.

En segundo lugar, como se ven afectados los enlaces fijos deseados con modulación MDF por efecto de enlaces fijos interferentes con modulaciones MDF, MDP-4 y MAQ-16 cuando varía el índice de modulación del enlace fijo MDF deseado.

CUADRO 2

Estudios adicionales realizados durante el proyecto

Tarea N.º	Esquema de modulación del enlace fijo deseado	Ruido y enlace fijo MDF interferente con índice de modulación variable de 0,0 a 1
1	Modulación MDF	Ruido + señal interferente MDF con una $S/(N + I)$ de 8 dB, siendo el nivel de interferencia 6 dB superior al ruido
2	Modulación MDP-4	Ruido + señal interferente MDF con una $S/(N + I)$ de 15 dB siendo el nivel de interferencia 6 dB superior al ruido
3	Modulación MAQ-16	Ruido + señal interferente MDF con una $S/(N + I)$ de 15 dB siendo el nivel de interferencia 6 dB superior al ruido

3 Metodología de simulación SPW

El objeto del proyecto era comparar el efecto que tienen sobre la proporción de errores en los símbolos o proporción de bits erróneos tanto el ruido Gaussiano puro (que es la referencia) como una señal interferente más ruido para los diversos casos de prueba especificados en los Cuadros 1 y 2.

La metodología elegida se ha basado en generar diseños de simulación SPW para un enlace fijo típico empleando formatos de modulación MDP-4, MAQ-16 y MDF, validando cada diseño frente a los resultados teóricos esperados y realizando la simulación para los casos de prueba especificados.

En los puntos siguientes se presenta información detallada sobre las configuraciones de la simulación, el método de cómputo de errores, la justificación de su validez y los resultados de las simulaciones por computadora para enlaces fijos con modulación MDP-4, MAQ-16 y MDF, así como los respectivos diagramas de densidad de espectro de potencia. También se muestran los diagramas de ojos y de dispersión para enlaces fijos con modulación MDP-4 y MAQ-16 con niveles de señal interferente y de ruido en proporciones diversas.

3.1 Diseños y configuraciones de la simulación SPW

Una configuración típica para la simulación de un enlace fijo se compone de la señal deseada y de una señal interferente con formatos de modulación especificados, que se combinan en el receptor, pudiendo añadirse a la señal deseada AWGN variable para obtener la relación señal/ruido, S/N , o la relación señal/ruido más interferencia, $S/(N + I)$, especificada a la entrada del demodulador y poder realizar el cálculo o la medida de la BER o de la SER.

En la Fig. 1 se muestra una configuración de simulación genérica para enlaces fijos deseados MDP-4 y MAQ-16 que consta de un transmisor (Tx), un receptor (Rx) y una fuente interferente (Ix). En la Fig. 2 se muestra la configuración de la simulación empleada para un enlace fijo deseado MDF.

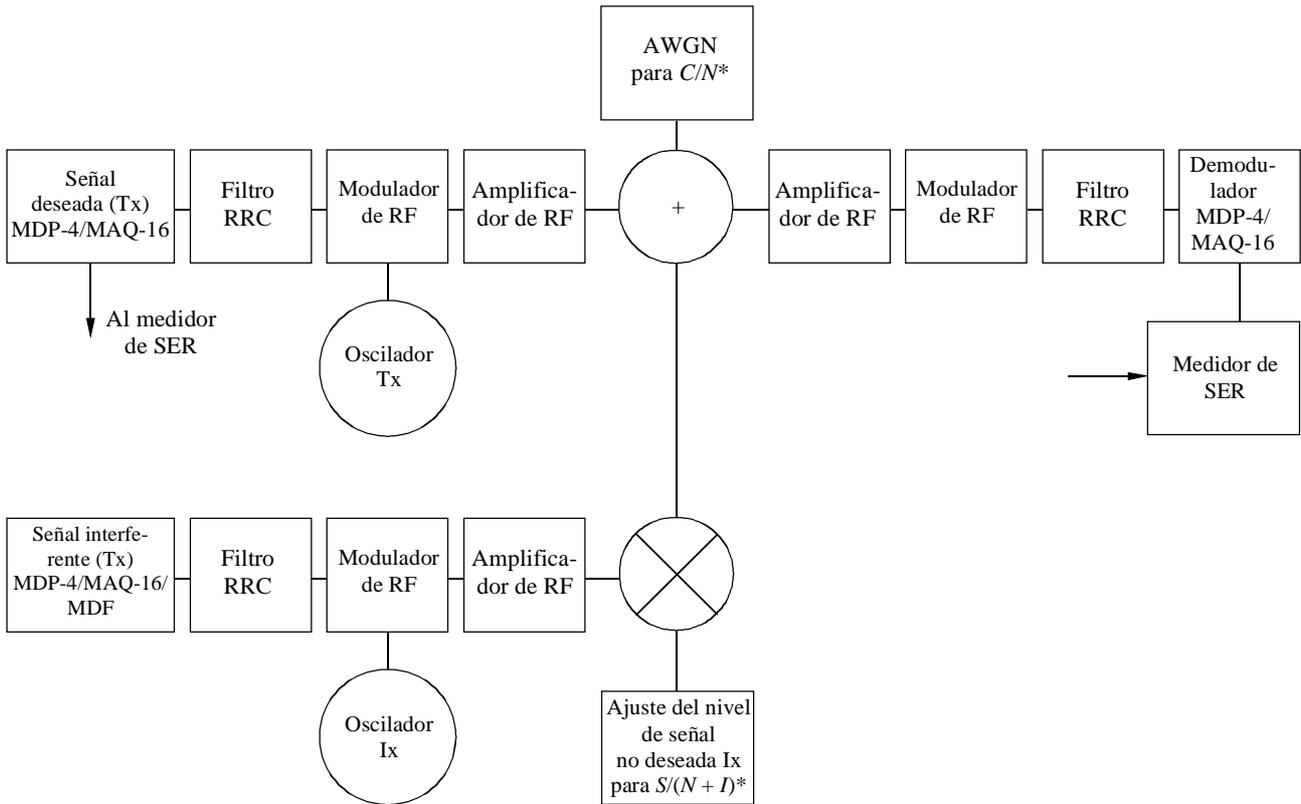
3.1.1 Diseño SPW del enlace fijo deseado con modulación MDP-4 con receptor

El enlace fijo deseado que utiliza modulación MDP-4 consta de un transmisor y de un receptor.

Por simplicidad, en la Fig. 3 se muestra el diseño SPW del transmisor MDP-4 y en la Fig. 4 el diseño del receptor MDP-4.

FIGURA 1

Configuración de simulación genérica para enlaces fijos deseados con modulación MDP-4 y MAQ-16 con ruido e interferencia

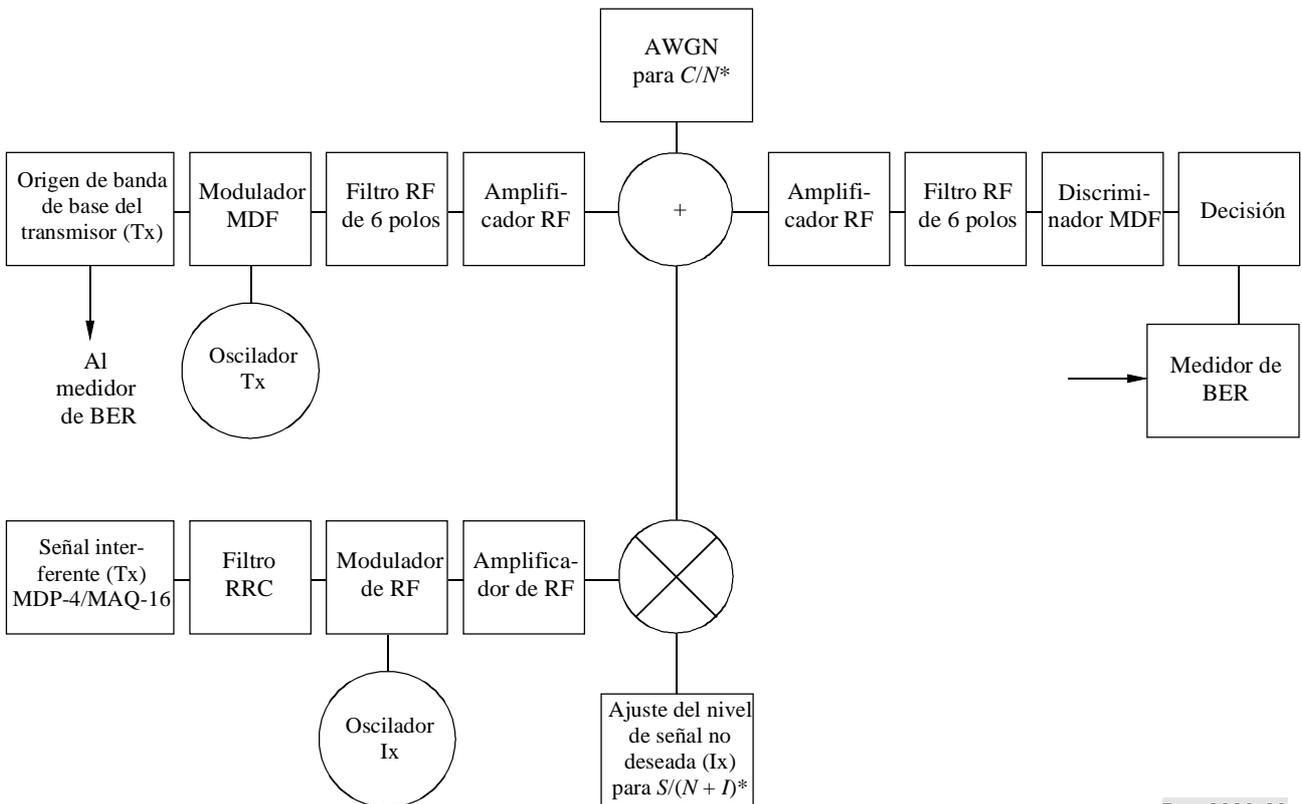


RRC: filtro raíz de coseno alzado (*root-raised cosine*)

Rap 2022-01

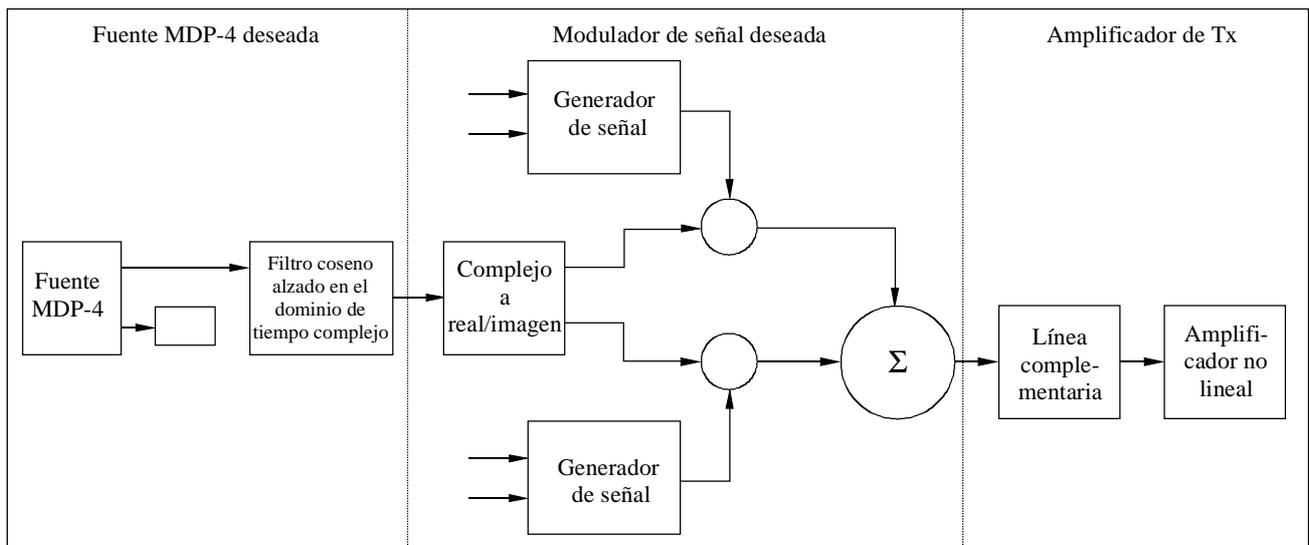
FIGURA 2

Configuración de simulación simplificada para enlaces fijos deseado con modulación MDF y con ruido e interferencia



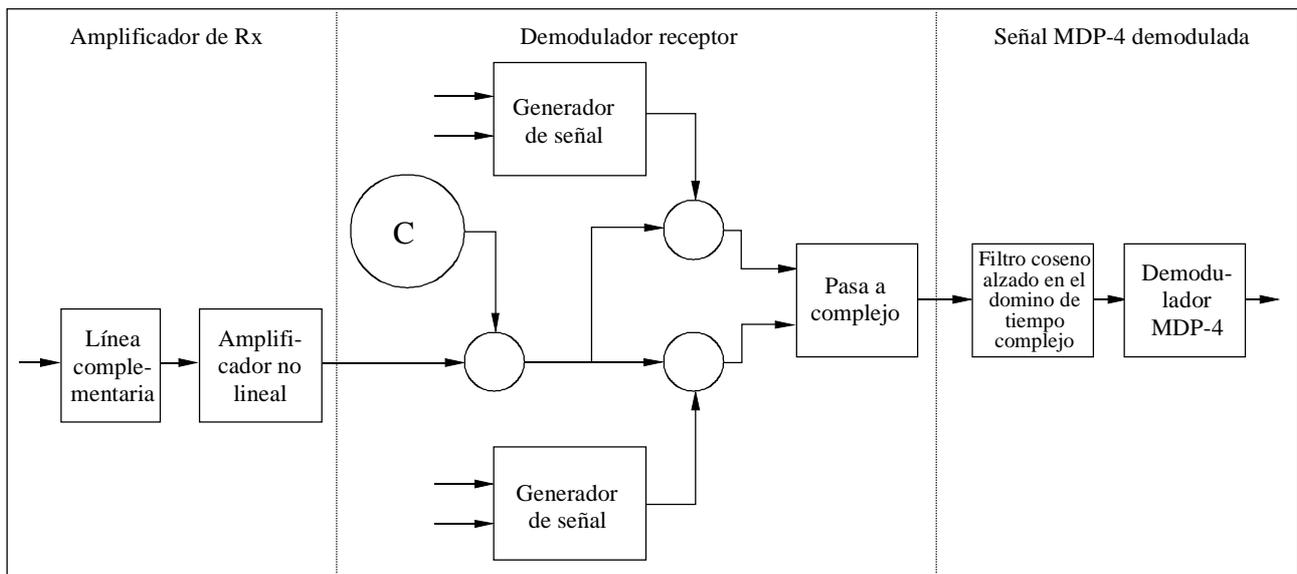
Rap 2022-02

FIGURA 3
Transmisor MDP-4



Rap 2022-03

FIGURA 4
Receptor MDP-4



Rap 2022-04

Transmisor MDP-4: El transmisor MDP-4 se compone de una fuente MDP-4, un RRC, un modulador de RF y un amplificador de RF. La salida del amplificador se combina en el receptor con una señal interferente, con la misma o distinta modulación, y con AWGN. En las Figuras de la Parte B se muestra como se combinan las señales interferentes y el AWGN. El mismo diseño de transmisor MDP-4 se ha utilizado para generar señales interferentes MDP-4 y MDP-8.

Parámetros de simulación del transmisor MDP-4: Para cada simulación SPW se fijó el conjunto de parámetros siguientes:

- Velocidad de la fuente de símbolos MDP-4:* 1,024 Msímbolos/s.
- Filtro raíz de coseno alzado:* factor de caída 0,5 (se utilizan 512 células de derivación de retardo para conseguir el factor de caída especificado).

- c) *Modulador de RF*: 2,5 MHz.
- d) *Amplificador de RF*:
- funcionando 10 dB por debajo del punto de compresión de 1 dB;
 - el punto de intercepción de tercer orden se fija 6 dB por encima del punto de compresión de 1 dB;
 - el punto de intercepción de segundo orden se fija 16 dB por encima del punto de compresión de 1 dB;
 - el factor de ruido del amplificador RF es 10 dB.

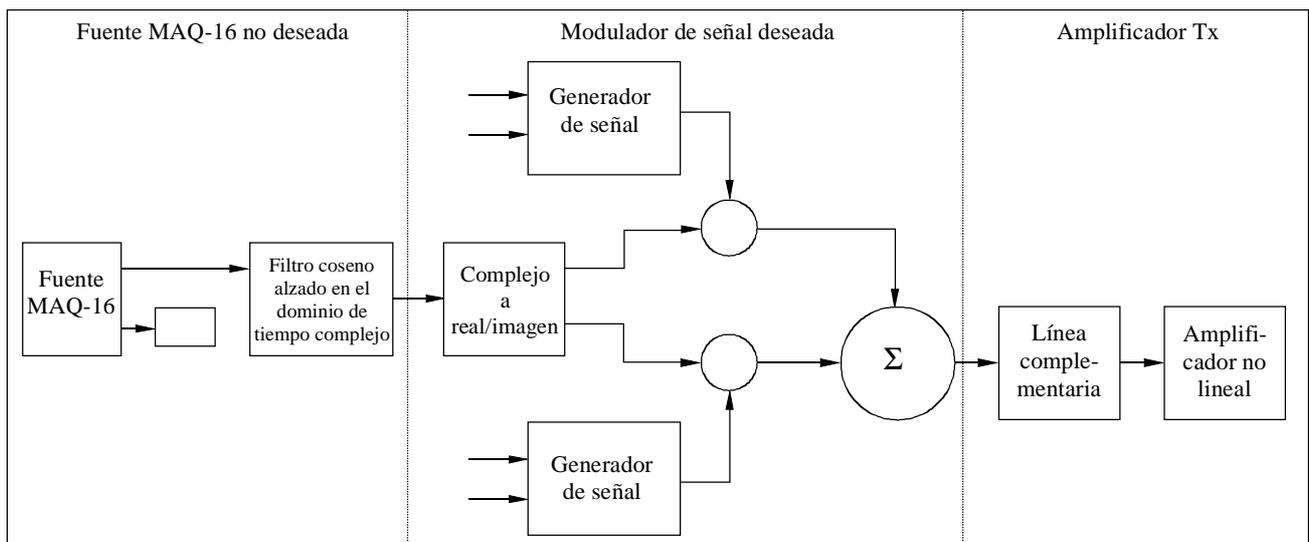
Receptor MDP-4: El receptor MDP-4 consta de un amplificador RF, un demodulador de RF, un filtro RRC con factor de caída de 0,5 y un modulador coherente MDP-4. El amplificador de RF se hace funcionar en su zona lineal y el demodulador de RF realiza la conversión reducción de la portadora de 2,5 MHz, siendo el demodulador MDP-4 del tipo filtro adaptado. La salida del demodulador MDP-4 se inyecta en el contador de SER.

3.1.2 Diseño SPW del enlace fijo deseado con modulación MAQ-16 con receptor

El enlace fijo deseado con modulación MAQ-16 consta de un transmisor y de un receptor. Por simplicidad, en la Fig. 5 se muestra el diseño SPW de un transmisor MAQ-16 y en la Fig. 6 el diseño de un receptor MAQ-16.

Transmisor MAQ-16: El transmisor se compone de una fuente MAQ-16, un RRC, un modulador de RF y un amplificador de RF. La salida del amplificador se combina en el receptor con la señal interferente indeseada que puede tener el mismo u otros formatos de modulación así como con ruido AWG. En las Figuras de la Parte B se muestra cómo se combinan las señales interferentes indeseadas y el ruido AWG. El mismo diseño de transmisor MAQ-16 es utilizado para generar la señal indeseada.

FIGURA 5
Transmisor MAQ-16



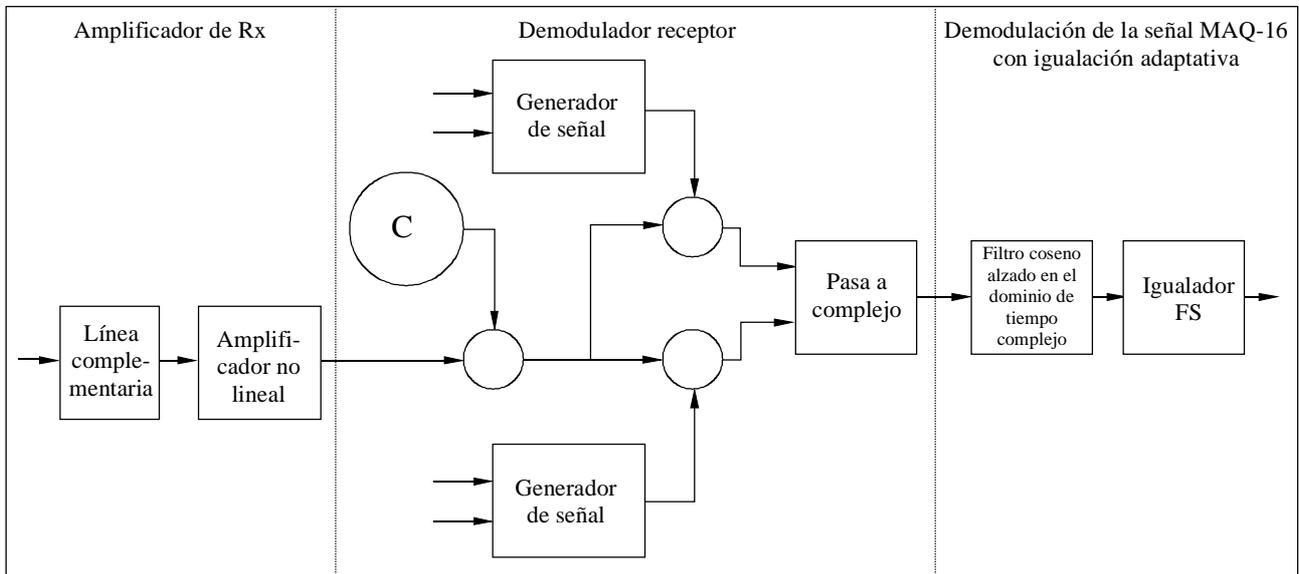
Rap 2022-05

Parámetros de simulación del transmisor MAQ-16: Para cada simulación SPW se fijó el conjunto de parámetros siguiente:

- a) *Velocidad de símbolos de la fuente MAQ-16*: 1,024 Msímbolos/s.
- b) *Filtro raíz de coseno alzado*: factor de caída de 0,5 (se utilizan 512 células de derivación de retardo para conseguir el factor de caída especificado).
- c) *Modulador de RF*: 2,5 MHz.
- d) *Amplificador de RF*:
- funcionando 10 dB por debajo del punto de compresión de 1 dB;
 - el punto de intercepción de tercer orden se fija 6 dB por encima de valor del punto de compresión de 1 dB;
 - el punto de intercepción de segundo orden se fija 16 dB por encima del valor de punto de compresión de 1 dB;
 - el factor de ruido del amplificador de RF es 10 dB.

Receptor MAQ-16: El receptor consta de un amplificador de RF, un demodulador de RF, un filtro RRC con factor de caída de 0,5 y un igualador adaptativo con demodulador MAQ-16. El amplificador de RF trabaja en su zona lineal, y el demodulador de RF realiza la conversión reducción de la portadora de 2,5 MHz, siendo del tipo filtro adaptado. La salida del demodulador se inyecta en el contador SER.

FIGURA 6
Receptor MAQ-16



Rap 2022-06

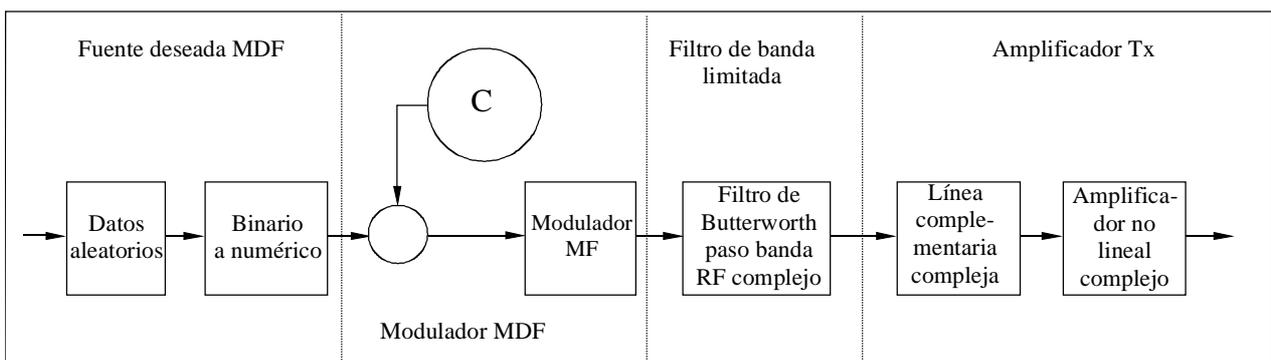
La igualación adaptativa es necesaria en el proceso de demodulación debido a que el filtro RRC causa una distorsión significativa de amplitud y de fase sobre la señal MAQ-16 deseada.

3.1.3 Diseños SPW para la modulación MDF con receptor

Un enlace fijo deseado con modulación MDF consta de un transmisor y un receptor. Por simplicidad, en la Fig. 7 se muestra el diseño SPW de un transmisor MDF y en la Fig. 8 el diseño de un receptor MDF. Para generar la señal indeseada se ha utilizado el mismo diseño de transmisor MDF.

Transmisor MDF: El transmisor MDF se compone de una fuente de datos, un modulador MDF, un filtro paso de banda y un amplificador de RF. La salida del amplificador se combina en el receptor con la interferencia indeseada, que puede tener el mismo formato de modulación o distinto, y con ruido AWGN. En las Figuras de la Parte B se muestra como se combinan la señal interferente y el AWGN.

FIGURA 7
Transmisor MDF

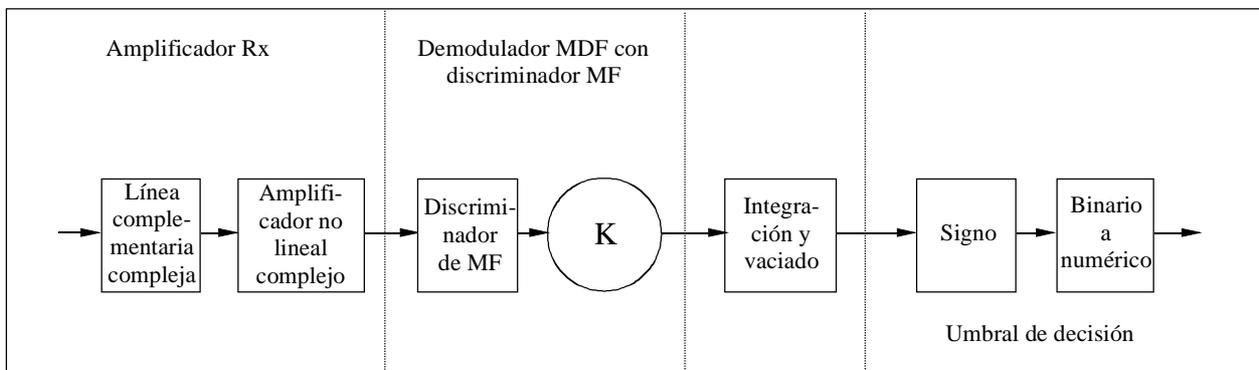


Rap 2022-07

Parámetros de simulación del transmisor MDF: Para cada simulación SPW se fijó el conjunto de parámetros siguientes:

- Velocidad binaria de la fuente de datos aleatoria:* 1,024 Mbit/s.
- Filtro de Butterworth:* filtro de Butterworth en RF de paso de banda de 6 polos centrado a la frecuencia portadora 2,048 MHz. Su anchura de banda (BW) se fija en $BW = 2 \text{ (Velocidad binaria)} \cdot (1 + \text{Índice de modulación})$.
- Modulador de MF:* trabaja con una frecuencia portadora de 2,048 MHz y un índice de modulación de 0,45 para la señal deseada y de 0,35 para la señal indeseada.
- Amplificador de RF:*
 - funcionando 10 dB por debajo del punto de compresión de 1 dB;
 - el punto de intercepción de tercer orden se fija 6 dB por encima del punto de compresión de 1 dB;
 - el punto de intercepción de segundo orden se fija 16 dB por encima del punto de compresión de 1 dB;
 - el factor de ruido del amplificador RF es 10 dB.

FIGURA 8
Receptor MDF



Rap 2022-08

Receptor MDF: El receptor consta de un amplificador de RF, un filtro de paso de banda, un discriminador de MF para demodular la señal deseada con modulación MDF y un circuito de decisión para regenerar los datos aleatorios transmitidos. El amplificador RF trabaja en su zona lineal. La salida del demodulador se inyecta en el contador de BER.

3.2 Medida de la SER o de la BER mediante el método de Montecarlo

La evaluación de la BER o de la SER, es decir, la calidad de funcionamiento de los sistemas de comunicaciones digitales, se realiza mediante una simulación SPW en una estación de trabajo SUNSparc. El método tradicional empleado para conseguir una estimación numérica de la BER en una simulación es el método de Montecarlo, mediante el cual se realiza el cómputo de los errores.

La BER se define como el número fraccional entre el número de errores que se producen en una secuencia dada y la longitud de ésta. Es previsible que se produzca un error cada p^{-1} bits o símbolos, donde p es la BER. La duración de una ejecución del método de Montecarlo aumenta conforme P disminuye hasta que para un p suficientemente pequeño, el tiempo de ejecución se hace prohibitivamente largo. Actualmente sólo es práctico utilizar la simulación de Montecarlo para verificar los requisitos de BER para valores de hasta 1×10^{-5} .

Para valores inferiores de BER, es necesario aplicar una reducción de la varianza, su extrapolación o el empleo de técnicas semianalíticas. El objetivo de dichas técnicas es obtener estimaciones fiables utilizando un menor número de símbolos o de bits de los que serían necesarios con el método de Montecarlo. No obstante, el método de Montecarlo modificado hace algunos supuestos en relación con el propio sistema y el tipo de interferencia (ruido), pero no en relación con otros tipos de interferencia (es decir, MDF, MDP-4 y MAQ-16).

3.2.1 Selección de un método para la evaluación de la calidad de funcionamiento de enlaces fijos en términos de BER/SER

La razón para elegir el método de Montecarlo a fin de evaluar la calidad de funcionamiento en términos de BER y de SER de enlaces fijos que sufren la interferencia causada por una combinación de ruido y de señales indeseadas con otros esquemas de modulación, es que no impone requisitos adicionales al proceso de entrada ni al sistema.

Para que el tiempo de simulación SPW sea mínimo, se contabilizan como máximo 50 errores y 1×10^7 símbolos o bits. Ello da lugar a las cifras siguientes:

- Se contabilizan 50 errores para una SER/BER de 1×10^{-5} .
- Se contabilizan de 10 a 50 errores para una SER/BER de 1×10^{-5} a 1×10^{-6} .

3.2.2 Incertidumbres en la medición de BER/SER

El valor de la incertidumbre de las medidas realizadas para cada simulación SPW de los casos de prueba incluidos en los Cuadros 1 y 2 es la siguiente:

- para una SER/BER de 1×10^{-5} con un nivel de confiabilidad del 95%, es el $\pm 20\%$;
- para una SER/BER comprendida entre 1×10^{-5} y 1×10^{-6} con un nivel de confiabilidad 95%, es del $\pm 20\%$ al $\pm 62\%$.

3.3 Validación de los diseños de simulación SPW para enlaces fijos deseado con MDP-4, MAQ-16 y MDF

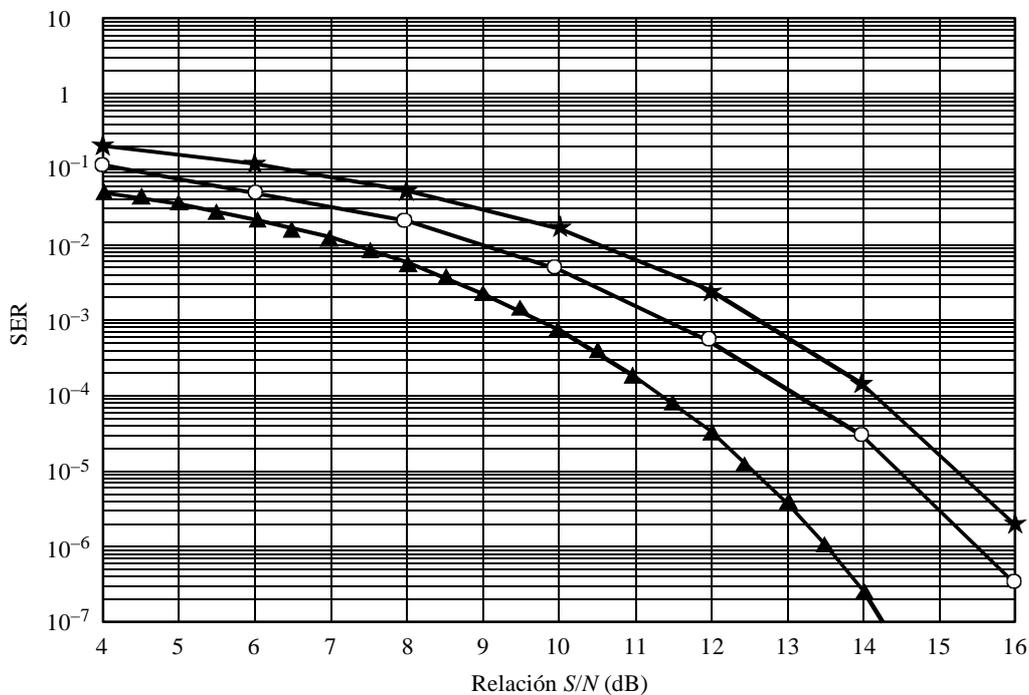
3.3.1 Metodología

La validación de cada uno de los diseños de transmisor y receptor de la simulación SPW de enlaces fijos deseado con MDP-4, MAQ-16 y MDF, se realizó evaluando su calidad de funcionamiento en términos de SER o de BER con AWGN y utilizando el método de Montecarlo. Cada diseño de receptor SPW se ajustó para conseguir la mejor calidad posible en términos de SER/BER en comparación con los resultados teóricos o con los resultados de simulaciones previas.

Los criterios adoptados para la validación de:

- Receptor del enlace fijo deseado con MDP-4*

FIGURA 9
Calidad en términos de SER de un receptor de enlace fijo deseado con MDP-4 frente a AWGN



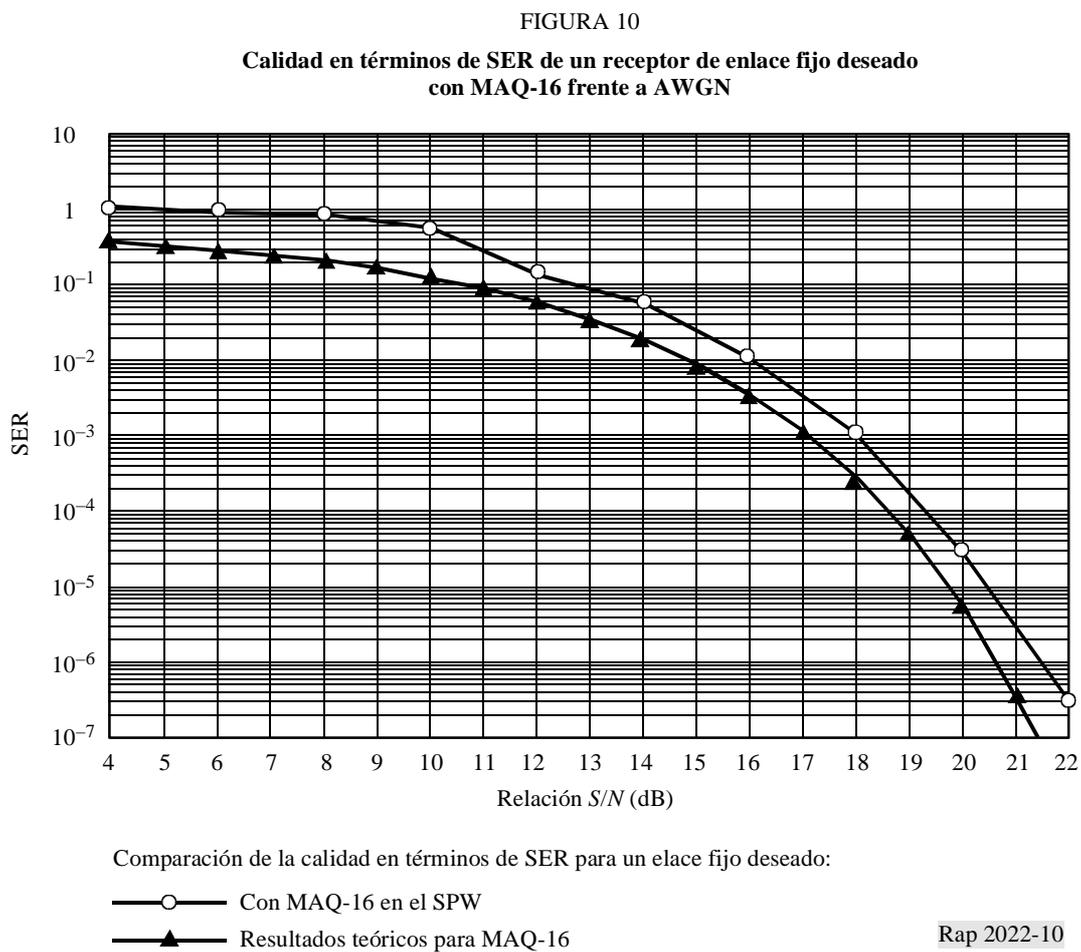
Comparación de la calidad en términos de SER para un enlace fijo deseado:

- Con MDP-4
- ▲— Resultados teóricos para MDP-4
- ★— Resultados de simulación previa realizada por John Airs

En la Fig. 9 se muestra que la calidad en términos de SER del receptor MDP-4 diseñado es aproximadamente 1 dB mejor que en la simulación previa y 2 dB peor que los resultados teóricos que cabría esperar utilizando un filtro de banda estrecha que produce distorsión de fase y de amplitud. La utilización de un igualador adaptativo en el receptor podría permitir mejorar la calidad en 1 dB adicional.

b) *Receptor del enlace fijo deseado con modulación MAQ-16*

En la Fig. 10 se muestra que la calidad del receptor MAQ-16 diseñado es aproximadamente 1 dB peor que el resultado teórico que cabría esperar utilizando igualación adaptativa.

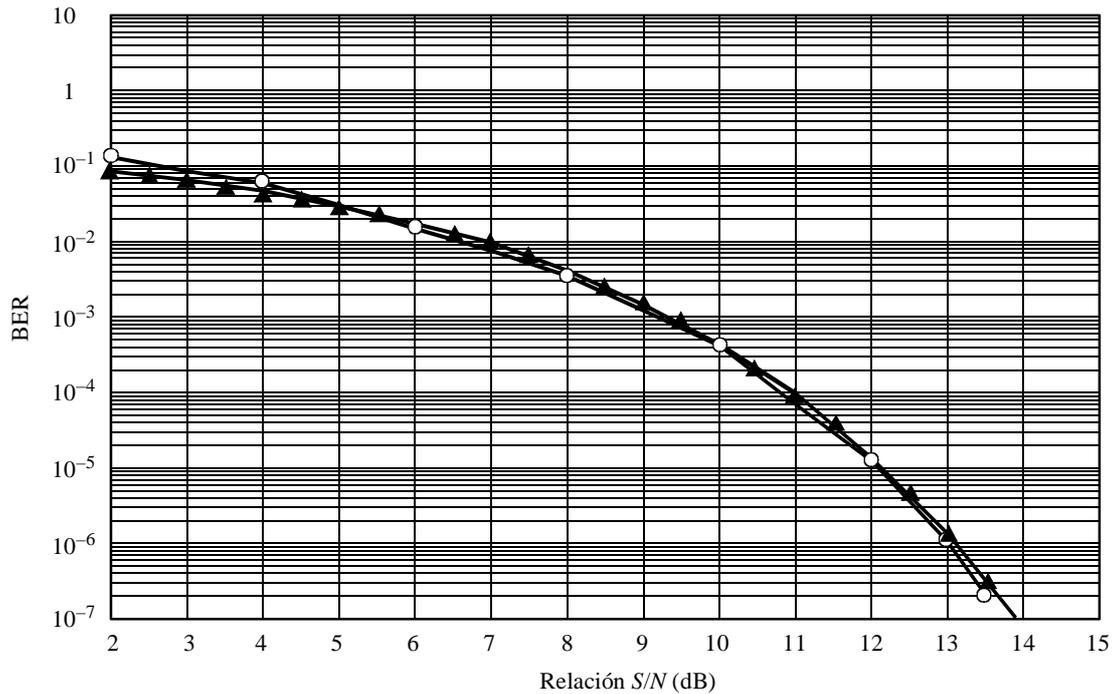


c) *Receptor de enlace fijo deseado con MDF*

En la Fig. 11 se muestra que la calidad en términos de BER del receptor MDF diseñado casi coincide con el resultado teórico. Ello se ha conseguido utilizando un discriminador de MF y filtros de RF con la anchura de banda siguiente:

$$BW = 2 (\text{Velocidad binaria}) \cdot (1 + \text{Índice de modulación})$$

FIGURA 11
 Calidad en términos de BER de un receptor de enlace fijo deseado
 con MDF frente a AWGN



Comparación de la calidad en términos de BER para un enlace fijo deseado:

- Modulación MDF en el SPW
- ▲— Resultados teóricos para MDF coherente

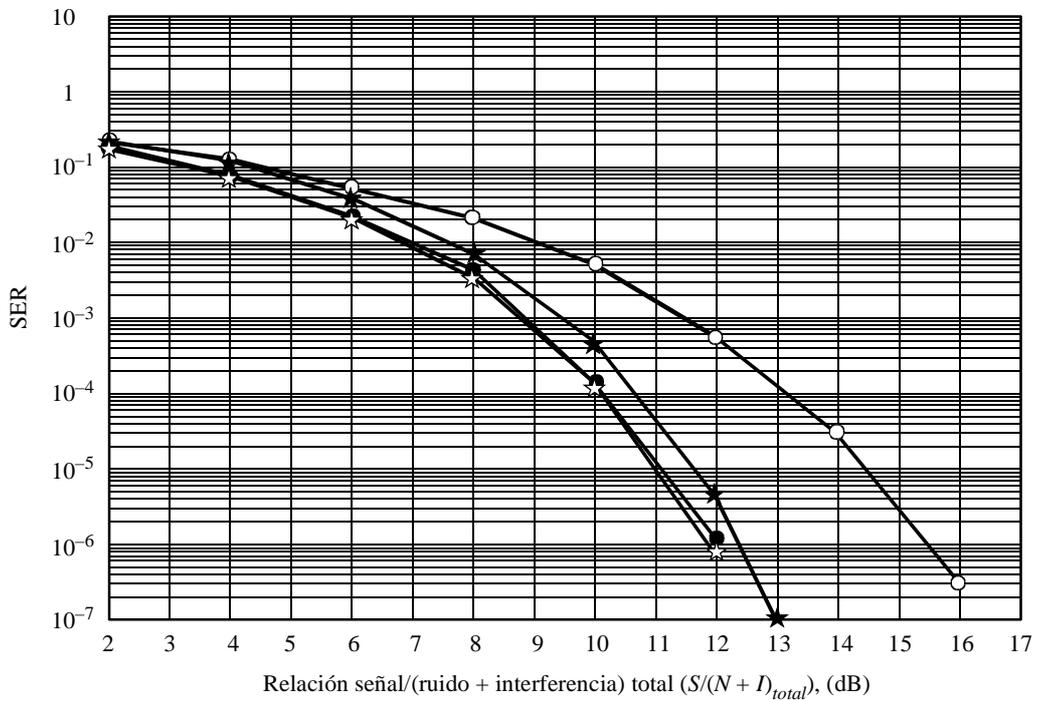
Rap 2022-11

4 Resultados

4.1 Calidad en términos de BER/SER de enlaces fijos deseados con MDP-4, MAQ-16 y MDF

En las Figs. 12 a 17 se muestran los resultados de las simulaciones SPW. Cada gráfico muestra como referencia el efecto sobre la SER/BER del AWGN, y el efecto que ejerce la combinación de las señales interferentes que emplean otros formatos de modulación y del AWGN para cada uno de los casos de prueba especificados en los Cuadros 1 y 2.

FIGURA 12
Calidad en términos de SER del receptor de un enlace fijo deseado con MDP-4 interferido por un enlace fijo no deseado con otro formato de modulación y con ruido blanco en la proporción especificada

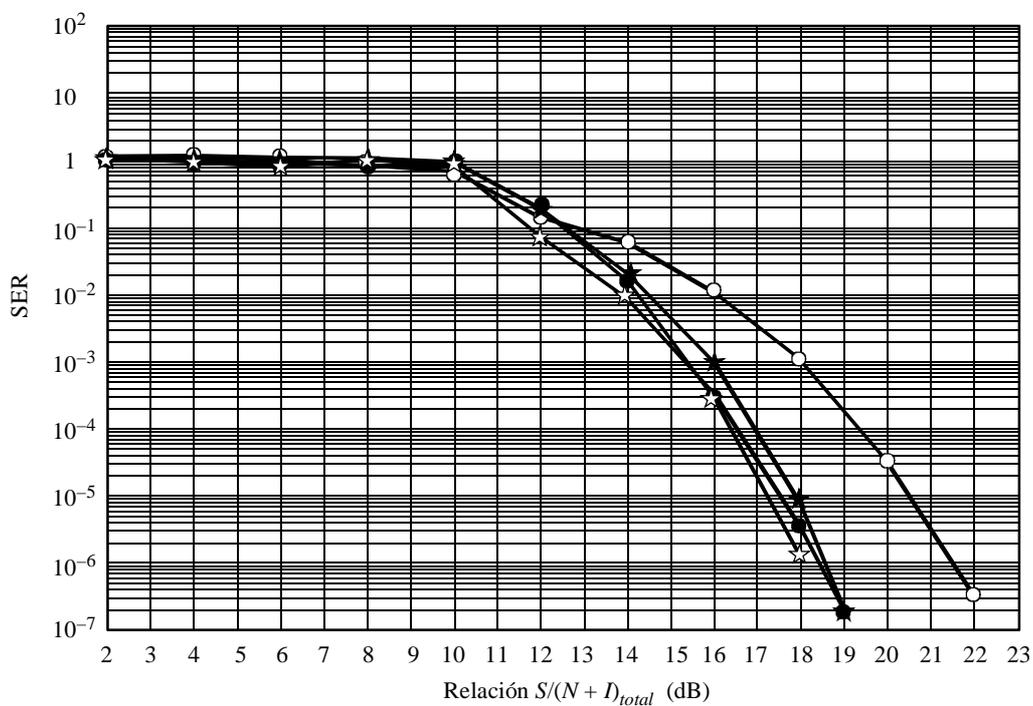


Enlace fijo deseado con MDP-4 frente a enlaces fijos interferentes:

- Exclusivamente de AWGN
- ★ MAQ-16 con un nivel 6 dB superior al AWGN
- MDF con un nivel 6 dB superior al AWGN
- ☆ MDP-4 con un nivel 6 dB superior al AWGN

FIGURA 13

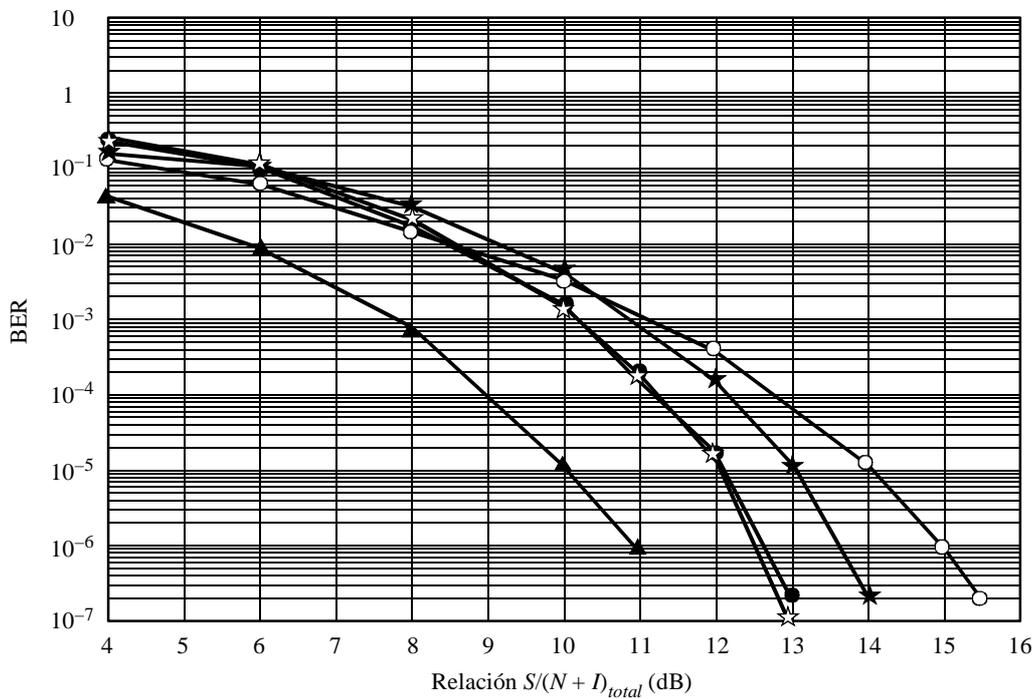
Calidad en términos de SER del receptor de un enlace fijo deseado con MAQ-16 interferido por un enlace fijo no deseado con otro formato de modulación y con ruido blanco en la proporción especificada



Enlace fijo deseado con MAQ-16 y enlaces fijos interferentes:

- Exclusivamente de AWGN
- ★ MAQ-16 con un nivel 6 dB superior al AWGN
- MDF con un nivel 6 dB superior al AWGN
- ☆ MDP-4 con un nivel 6 dB superior al AWGN

FIGURA 14
Calidad en términos de BER del receptor de un enlace fijo deseado con MDF interferido por un enlace fijo no deseado con otro formato de modulación y con ruido blanco en la proporción especificada

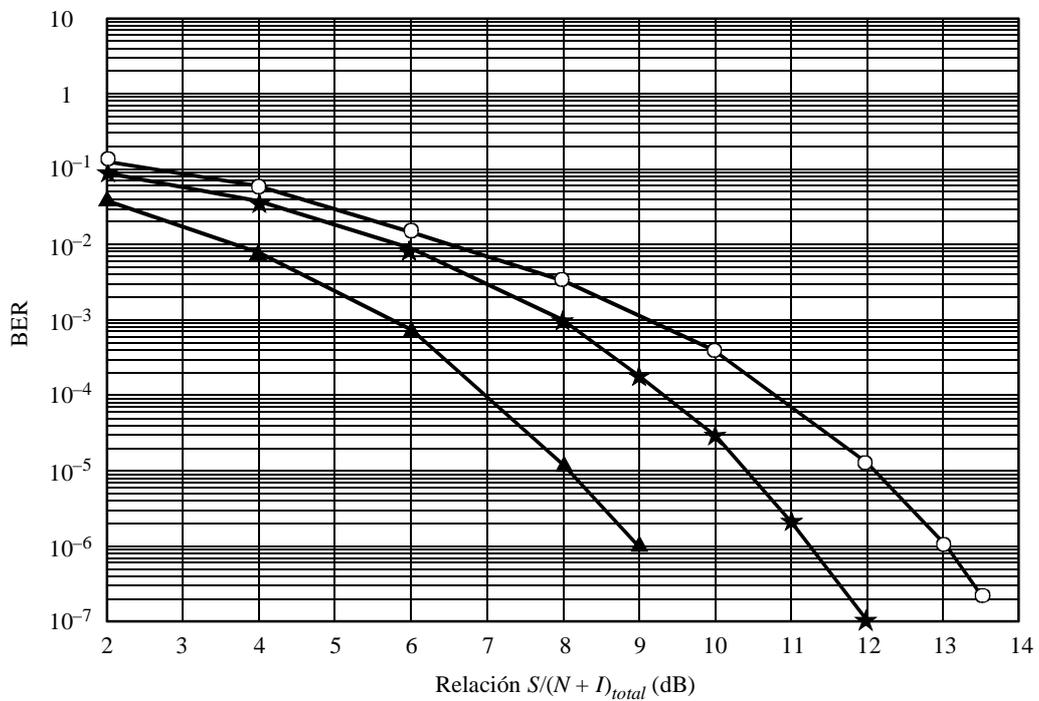


Enlace fijo deseado con MDF y enlaces fijos interferentes:

- Exclusivamente de AWGN
- ★— MAQ-16 con un nivel 6 dB superior al AWGN
- MDP-8 con un nivel 6 dB superior al AWGN
- ☆— MDP-4 con un nivel 6 dB superior al AWGN
- ▲— MDF con un nivel 6 dB superior al AWGN

FIGURA 15

Calidad en términos de BER del receptor de un enlace fijo deseado con MDF
interferido por un enlace fijo no deseado con MDF
y con ruido blanco en la proporción especificada



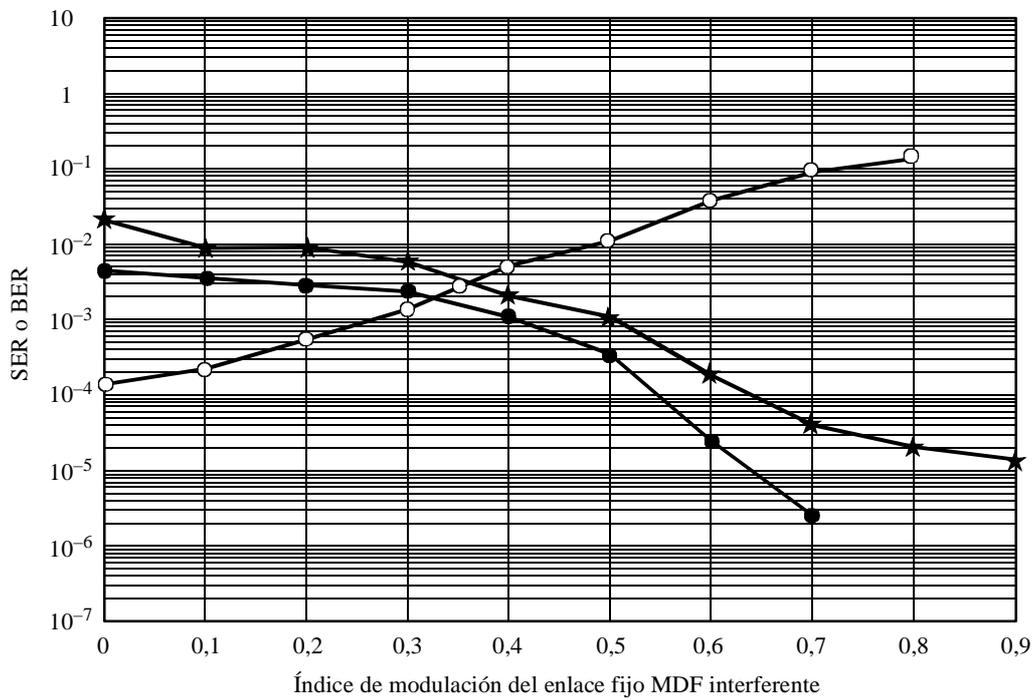
Enlace fijo deseado con MDF y enlaces fijos interferentes:

- Exclusivamente de AWGN
- ★— MDF con el mismo nivel que el AWGN
- ▲— MDF con un nivel 6 dB superior al AWGN

Rap 2022-15

FIGURA 16

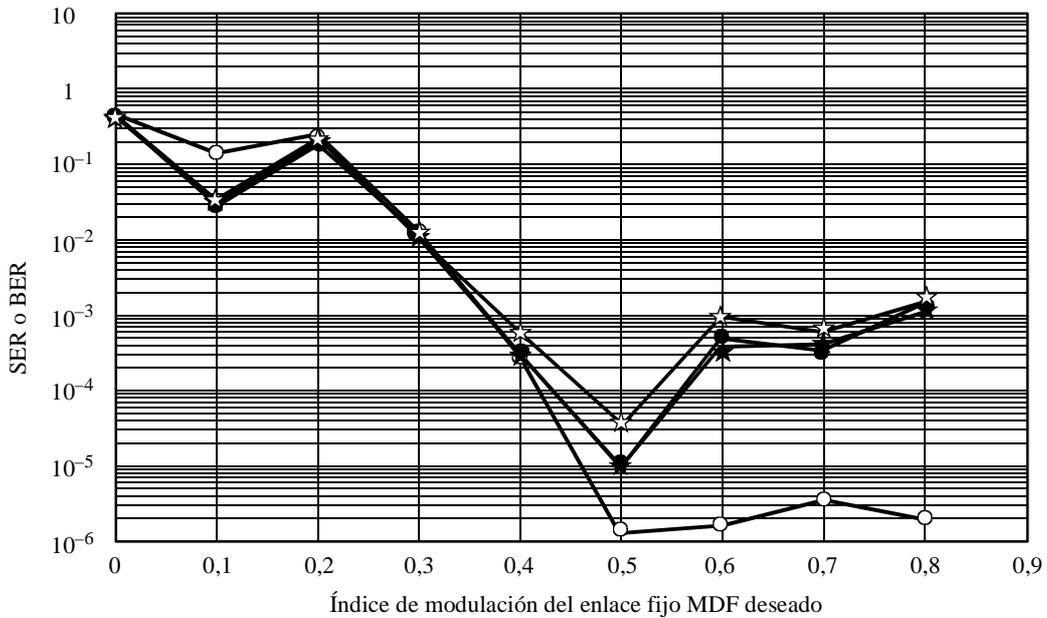
Calidad en términos de BER de receptores de enlaces fijos deseado con MDF, MDP-4 y MAQ-16 interferidos por un enlace fijo con MDF y diversos índices de modulación



Enlaces fijo deseado con la modulación especificada frente a enlace fijo interferente MDF con diversos índices de modulación:

- Enlace fijo deseado con MDF e índice de modulación = 0,45
- ★— Enlace fijo deseado con MDP-4
- Enlace fijo deseado con MAQ-16

FIGURA 17
**Calidad en términos de BER del receptor de un enlace fijo deseado con MDF
 e índice de modulación variable que es interferido por enlaces fijos
 con MDF, MDP-4, MDP-8 y MAQ-16**



Enlace fijo deseado con modulación MDF e índice variable frente a enlaces fijos interferentes con:

- MDF (índice de modulación = 0,35)
- ★ MDP-4
- MDP-8
- ☆ MAQ-16

Rap 2022-17

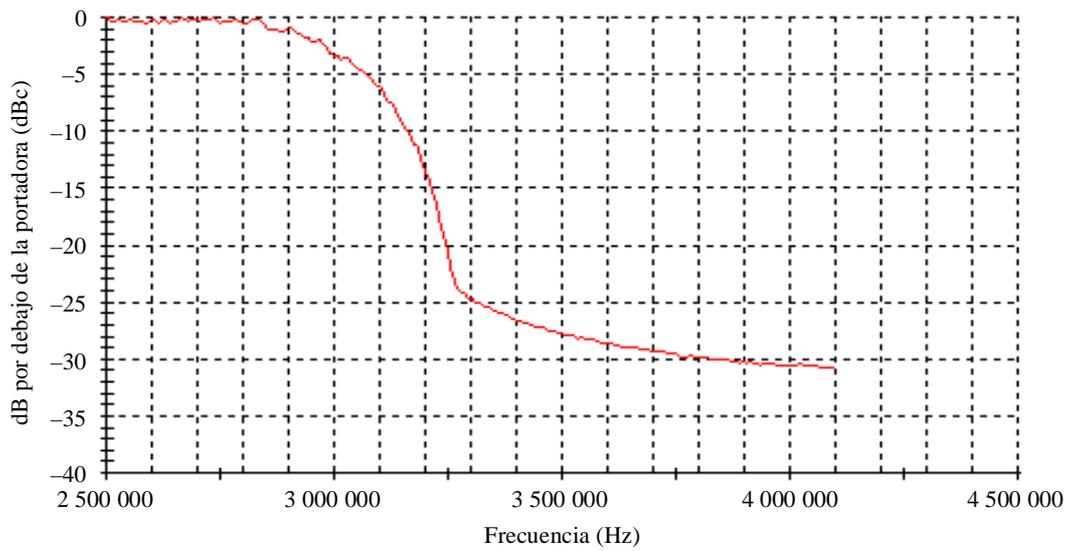
4.2 Diagramas de densidad espectral de potencia de las fuentes deseada e interferente

En la Figs. 18 a 21 muestran la densidad espectral de potencia de fuentes deseadas o interferentes con MDP-4, MAQ-16 y MDF.

Ello ofrece una impresión visual de la señal transmitida (banda base) y de las componentes fuera de banda.

FIGURA 18

Diagrama de la densidad espectral de potencia de un enlace fijo deseado o interferente con MDP-4



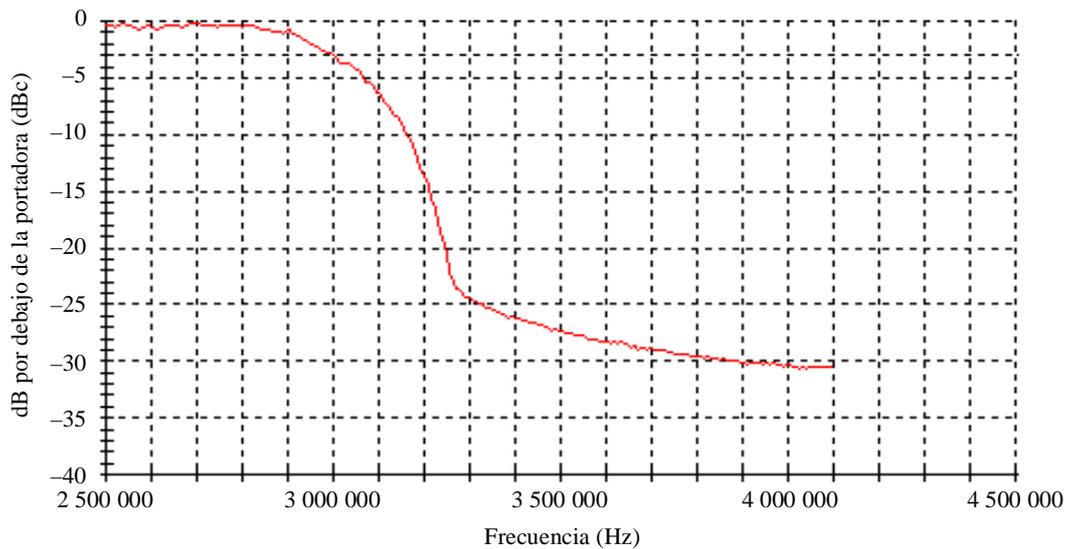
— Densidad espectral de potencia para fuentes deseada e interferente MDP-4

N.º de puntos: 1 025
 Frecuencia: 2,992 MHz
 Bin N.º: 374
 Magnitud: -3,12977

Rap 2022-18sc

FIGURA 19

Diagrama de la densidad espectral de potencia de un enlace fijo deseado o interferente con MAQ-16



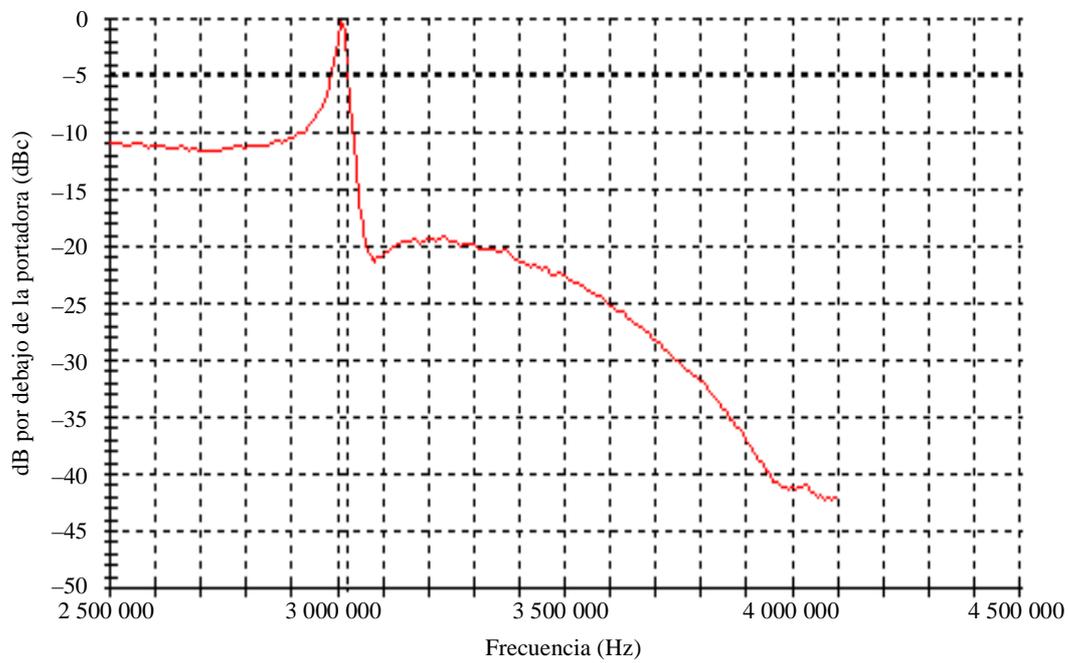
— Densidad espectral de potencia para fuentes deseada e interferente MAQ-16

N.º de puntos: 1 025
 Frecuencia: 3 MHz
 Bin N.º: 375
 Magnitud: -2,91409

Rap 2022-19sc

FIGURA 20

Diagrama de la densidad espectral de potencia de un enlace fijo deseado con MDF e índice de modulación 0,45

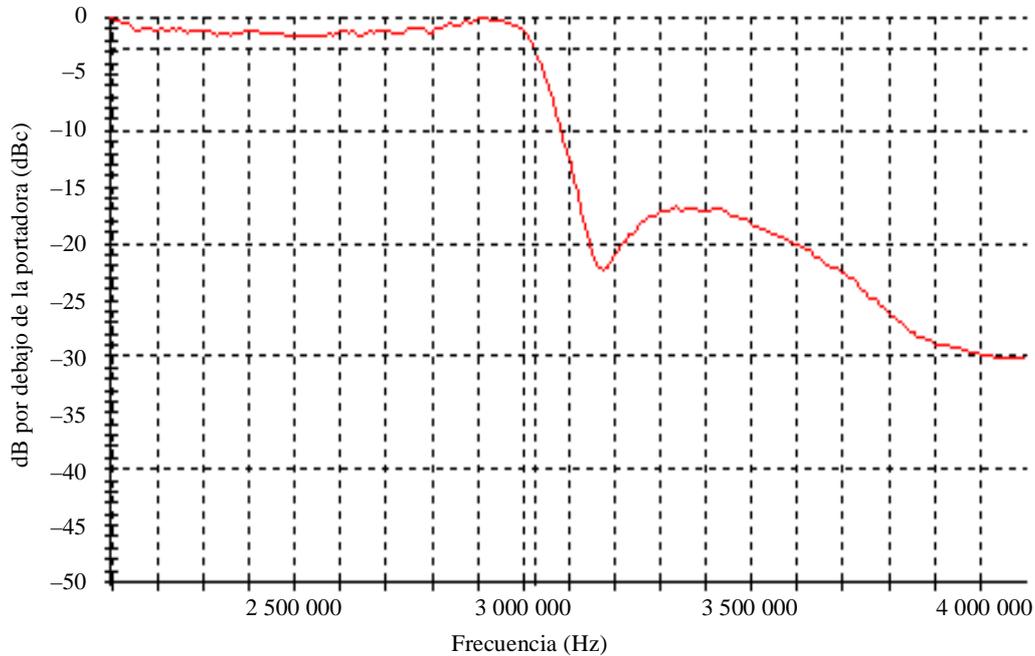


— Densidad espectral de potencia para una señal deseada MDF (índice de modulación = 0,45)

N.º de puntos: 1 025
Frecuencia: 3,024 MHz
Bin N.º: 378
Magnitud: -4,71589

FIGURA 21

Diagrama de la densidad espectral de potencia de un enlace fijo deseado con MDF e índice de modulación 0,35



— Densidad espectral de potencia para una fuente interferente MDF (índice de modulación = 0,35)

N.º de puntos: 1 025
 Frecuencia: 3,024 MHz
 Bin N.º: 378
 Magnitud: -2,75085

Rap 2022-21sc

4.3 Diagramas de ojos y de dispersión de enlaces fijos MDP-4 y MAQ-16 con interferencia y ruido

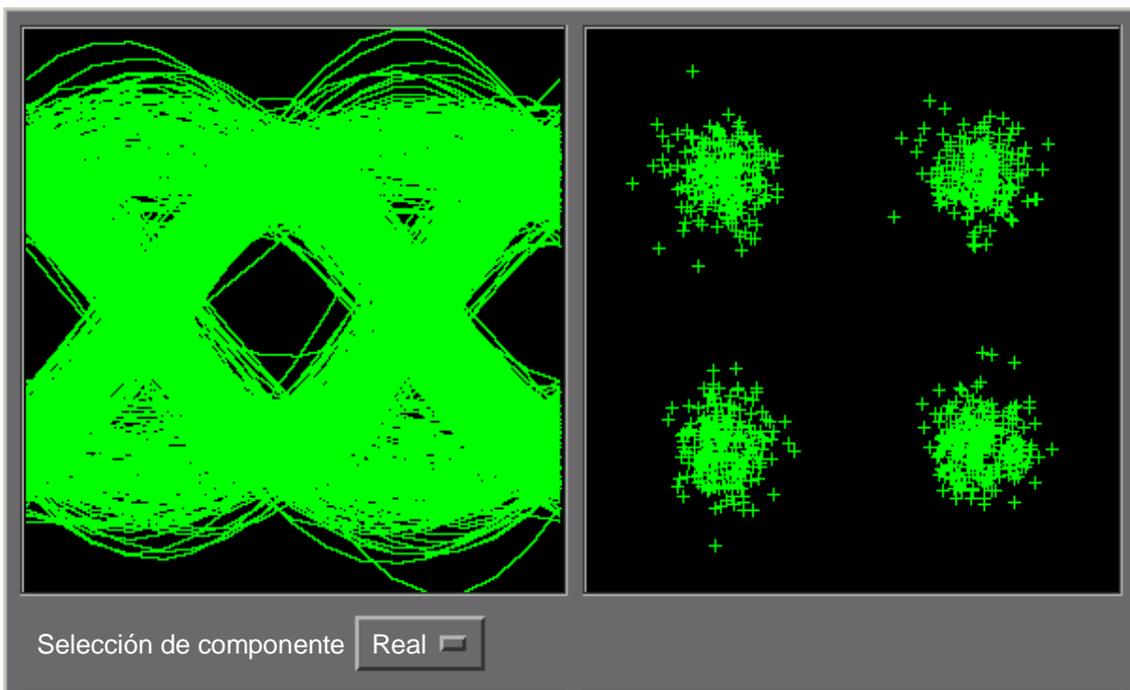
En las Figs. 22 a 35 se aprecia como la combinación de una señal interferente de una determinada modulación y AWGN en proporciones dadas, afecta a la calidad de funcionamiento en términos de SER/BER de enlaces fijos deseados con MDP-4 y MAQ-16.

En dichas Figuras se muestran los «diagramas de ojos» y de «dispersión» o «constelación» para una relación $S/(N + I)$ que produce una SER de aproximadamente 1×10^{-5} .

El grado de cerramiento del «ojo» o la medida en la que se produce dispersión alrededor del punto de la constelación indica de forma visual el efecto del ruido y de la interferencia. Una señal limpia (con bajo nivel de ruido) muestra una amplia apertura del «ojo» y una dispersión mínima alrededor de los puntos de la constelación.

FIGURA 22

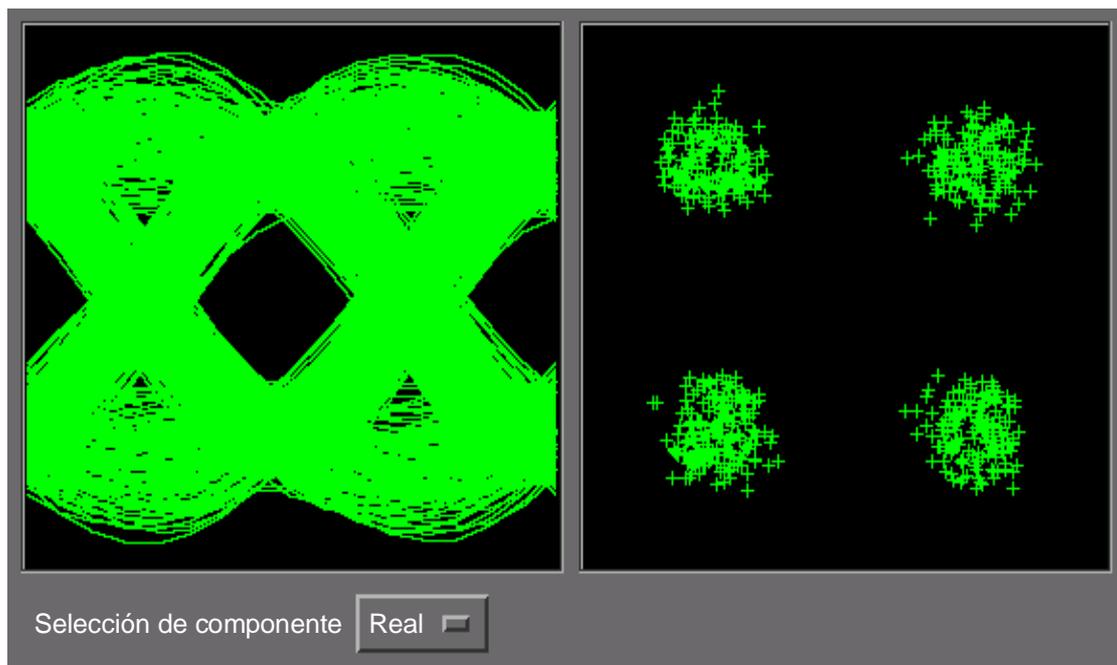
Diagrama de ojo y dispersión de un enlace fijo deseado con MDP-4 y AWGN para una S/N de 14,5 dB (SER medida 1×10^{-5})



Rap 2022-22sc

FIGURA 23

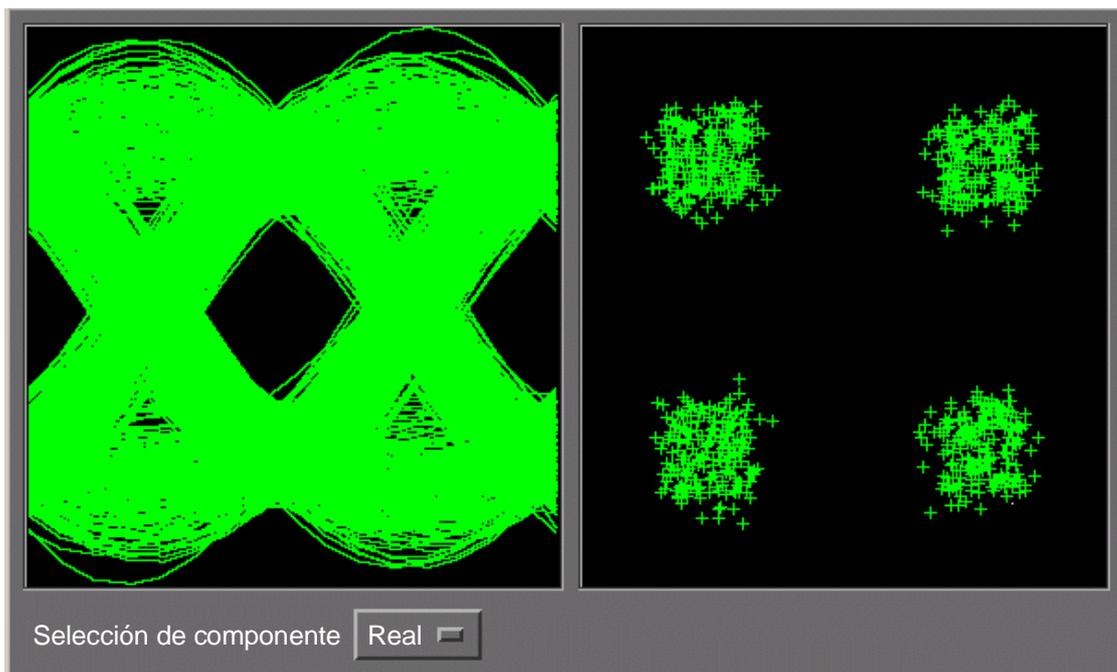
Diagrama de ojo y dispersión de un enlace fijo deseado con MDP-4 y señal interferente MDF con un nivel 6 dB superior al AWGN para una $S/(N + I)$ total de 14,5 dB



Rap 2022-23sc

FIGURA 24

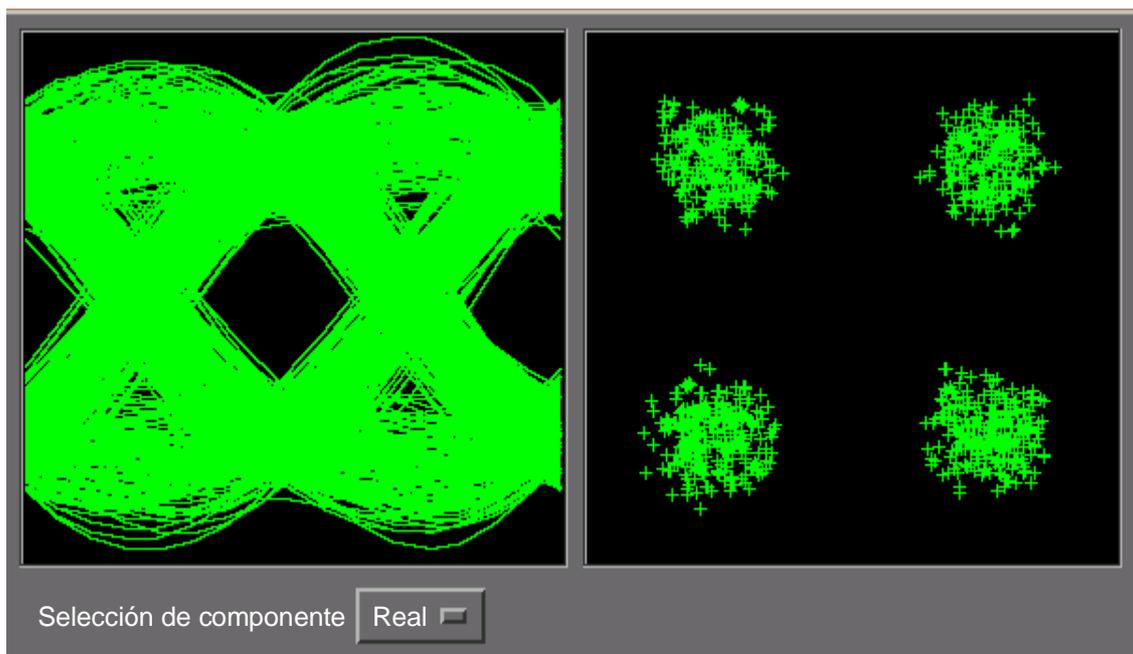
Diagrama de ojo y dispersión de un enlace fijo deseado con MDP-4 y señal interferente MDP-4 con un nivel 6 dB superior al AWGN para una $S/(N + I)$ total de 14,5 dB



Rap 2022-24sc

FIGURA 25

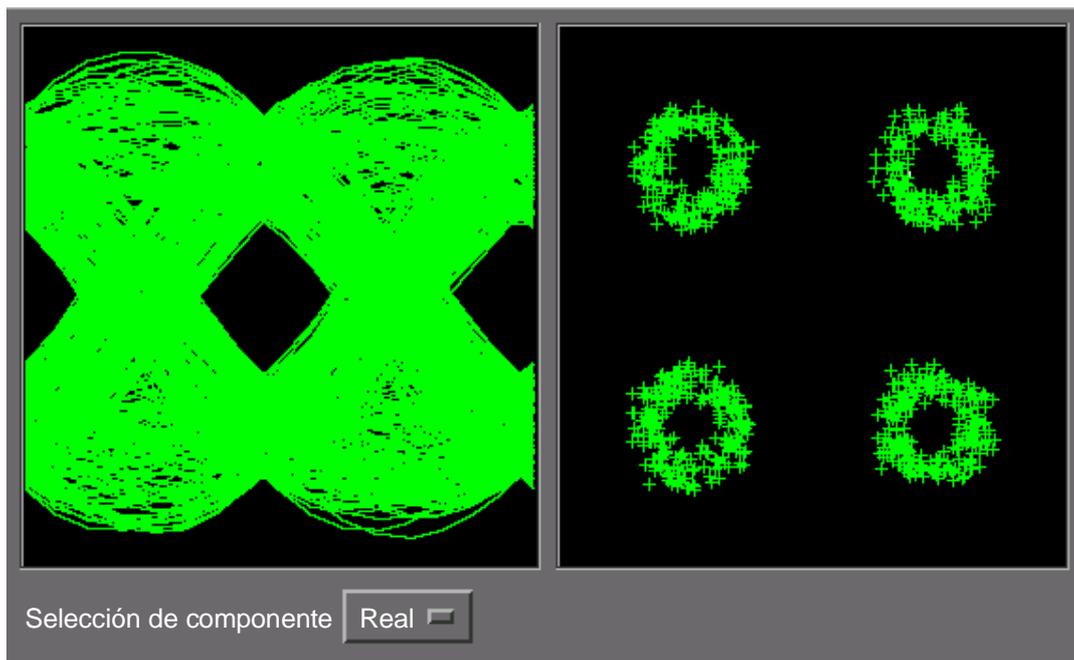
Diagrama de ojo y dispersión de un enlace fijo deseado con MDP-4 y señal interferente MAQ-16 con un nivel 6 dB superior al AWGN para una $S/(N + I)$ total de 14,5 dB



Rap 2022-25sc

FIGURA 26

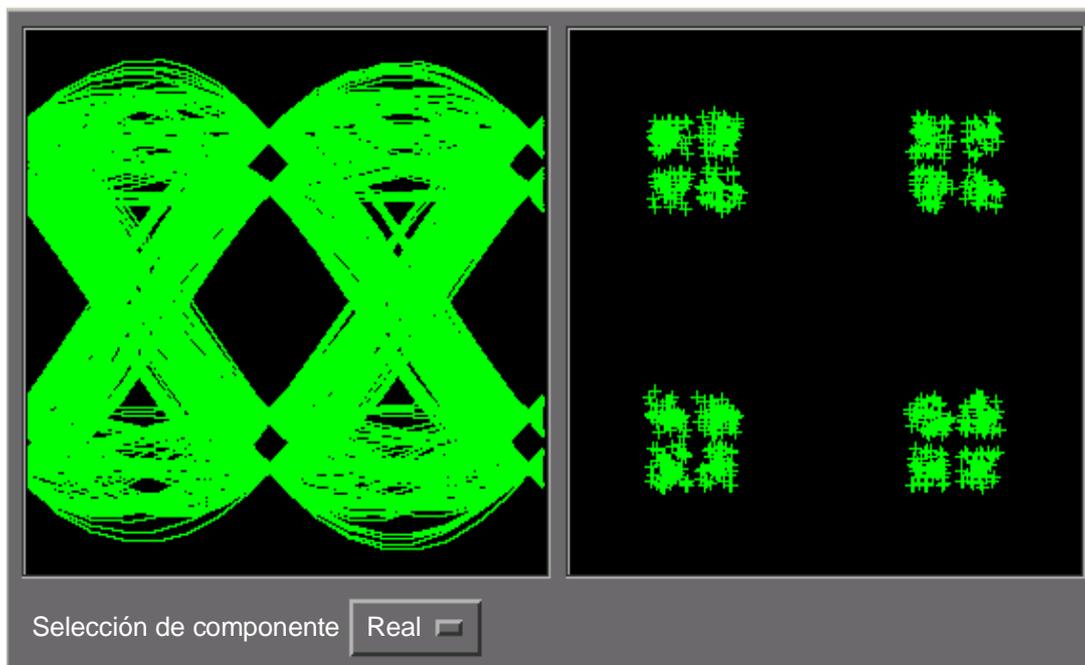
Diagrama de ojo y dispersión de un enlace fijo deseado con MDP-4 y señal interferente MDF para una S/N de 14,5 dB



Rap 2022-26sc

FIGURA 27

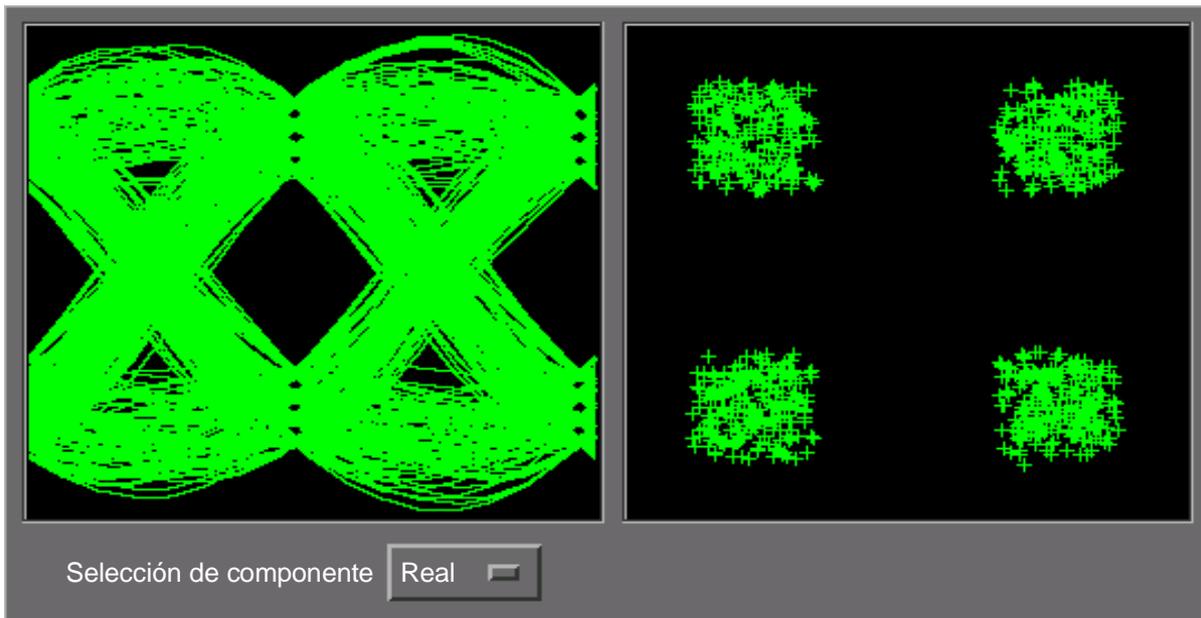
Diagrama de ojo y dispersión de un enlace fijo deseado con MDP-4 y señal interferente MDP-4 para una S/N de 14,5 dB



Rap 2022-27sc

FIGURA 28

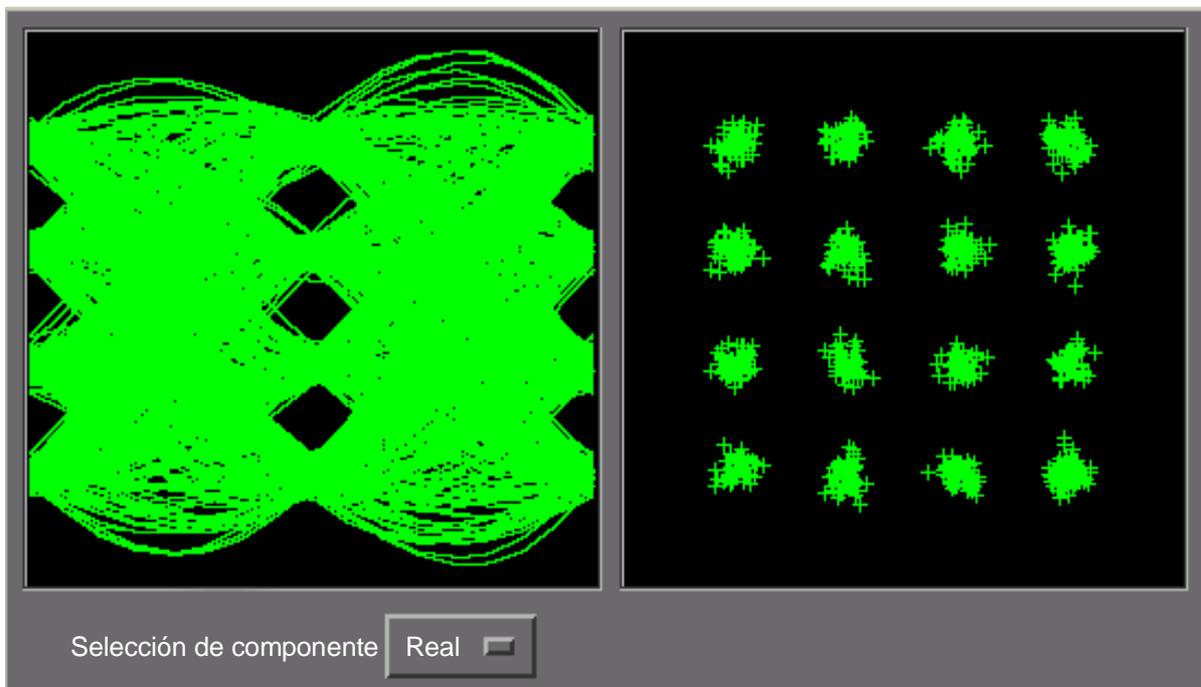
Diagrama de ojo y dispersión de un enlace fijo deseado con MDP-4
y señal interferente MAQ-16 para una S/N de 14,5 dB



Rap 2022-28sc

FIGURA 29

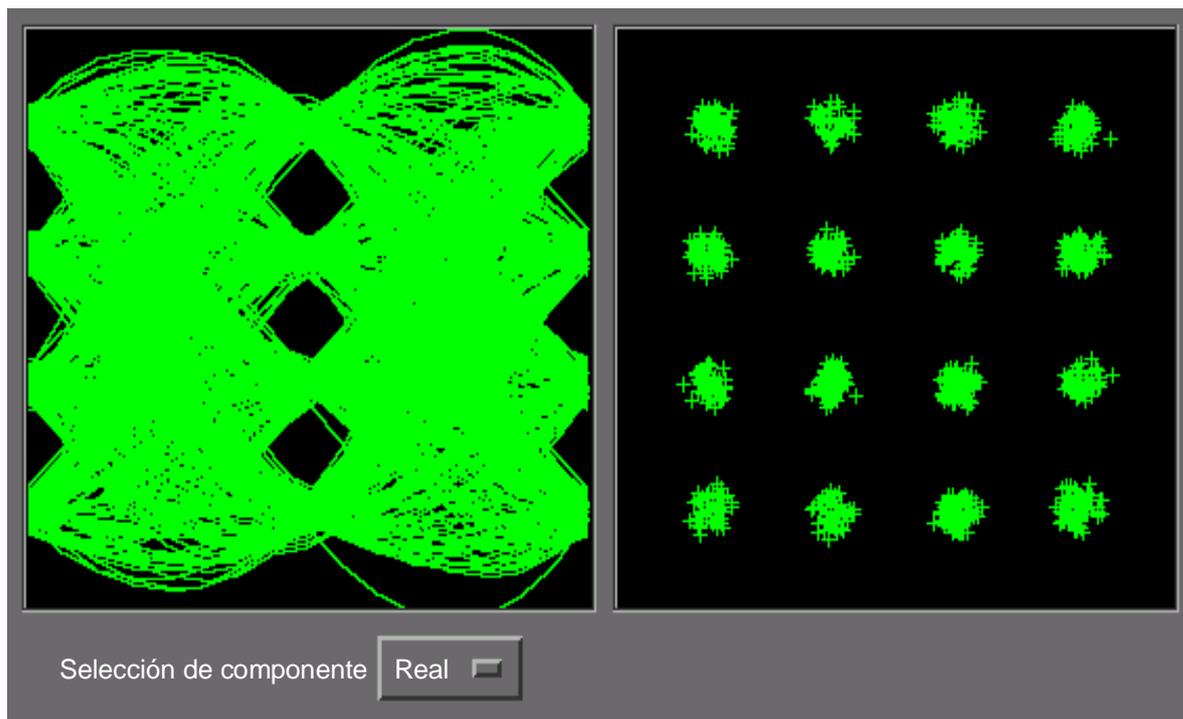
Diagrama de ojo y dispersión de un enlace fijo deseado con MAQ-16
y AWGN para una S/N de 22,5 dB (SER de 1×10^{-5})



Rap 2022-29sc

FIGURA 30

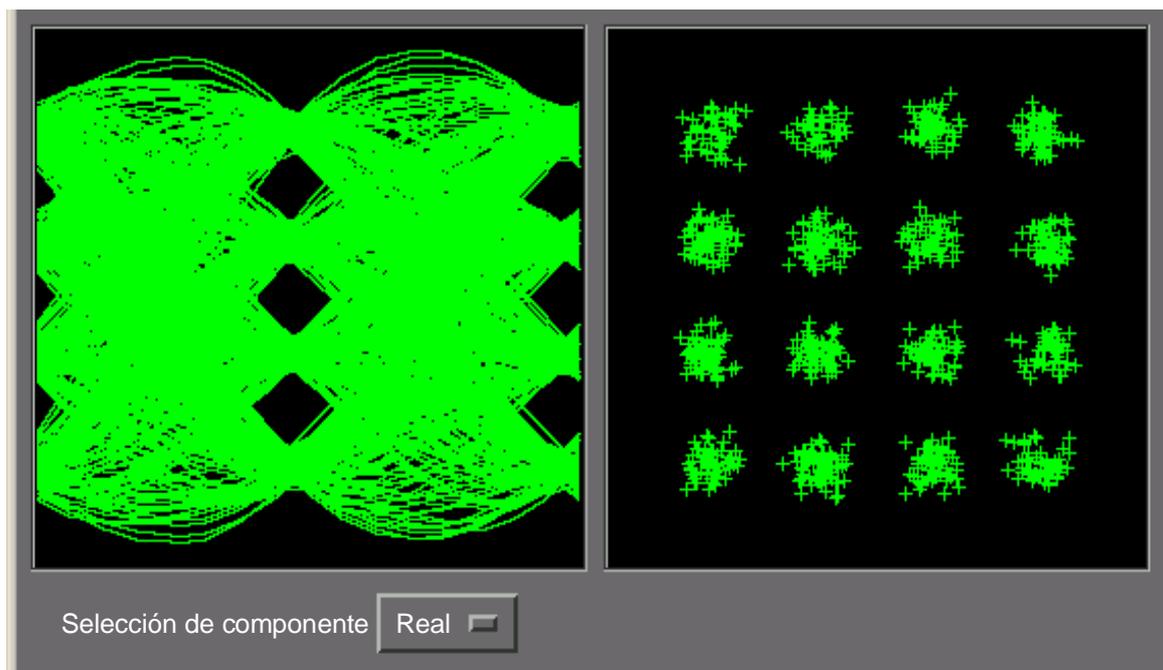
Diagrama de ojo y dispersión de un enlace fijo deseado con MAQ-16 y señal interferente MDF con un nivel 6 dB superior al AWGN para una $S/(N + I)$ total de 22,5 dB



Rap 2022-30sc

FIGURA 31

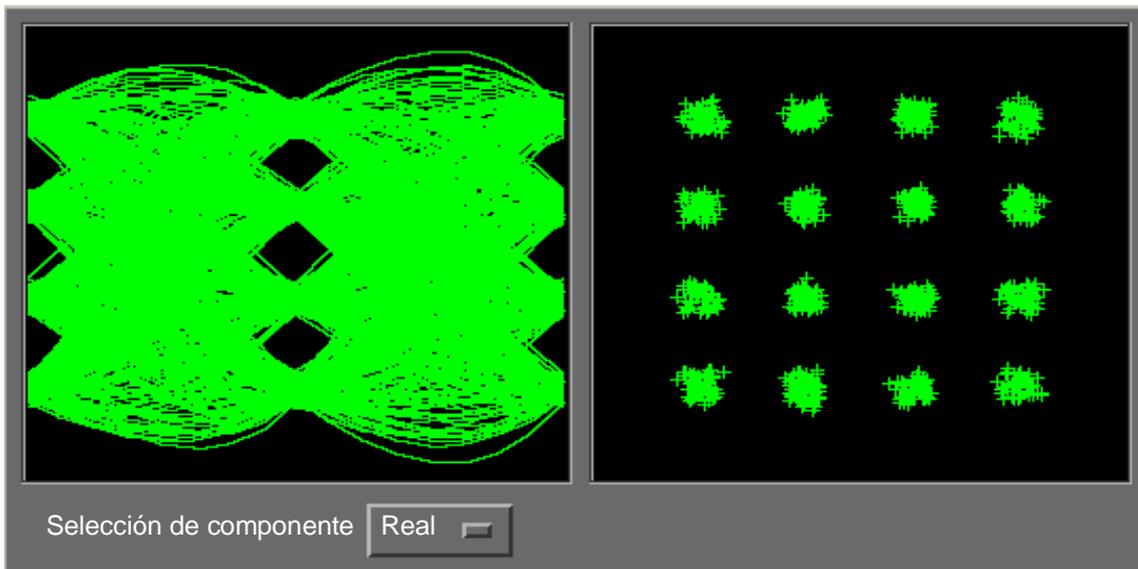
Diagrama de ojo y dispersión de un enlace fijo deseado con MAQ-16 y señal interferente MDP-4 con un nivel 6 dB superior al AWGN para una $S/(N + I)$ total de 22,5 dB



Rap 2022-31sc

FIGURA 32

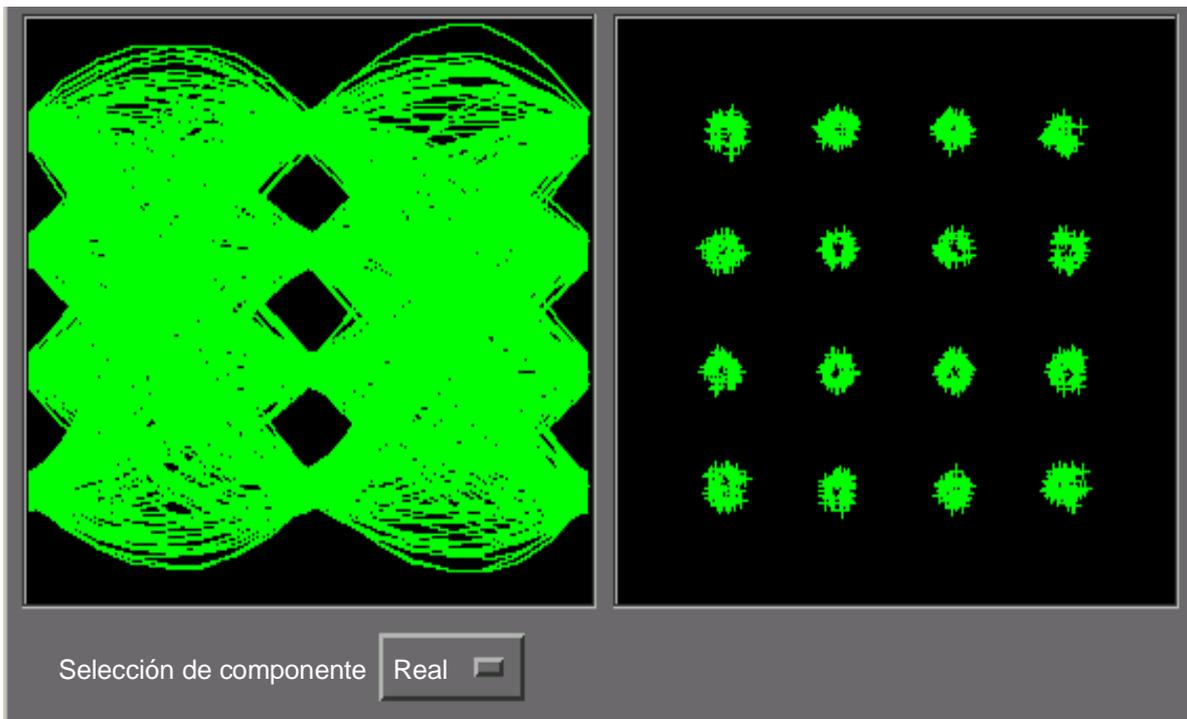
Diagrama de ojo y dispersión de un enlace fijo deseado con MAQ-16 y señal interferente MAQ-16 con un nivel 6 dB superior al AWGN para una $S/(N + I)$ total de 22,5 dB



Rap 2022-32sc

FIGURA 33

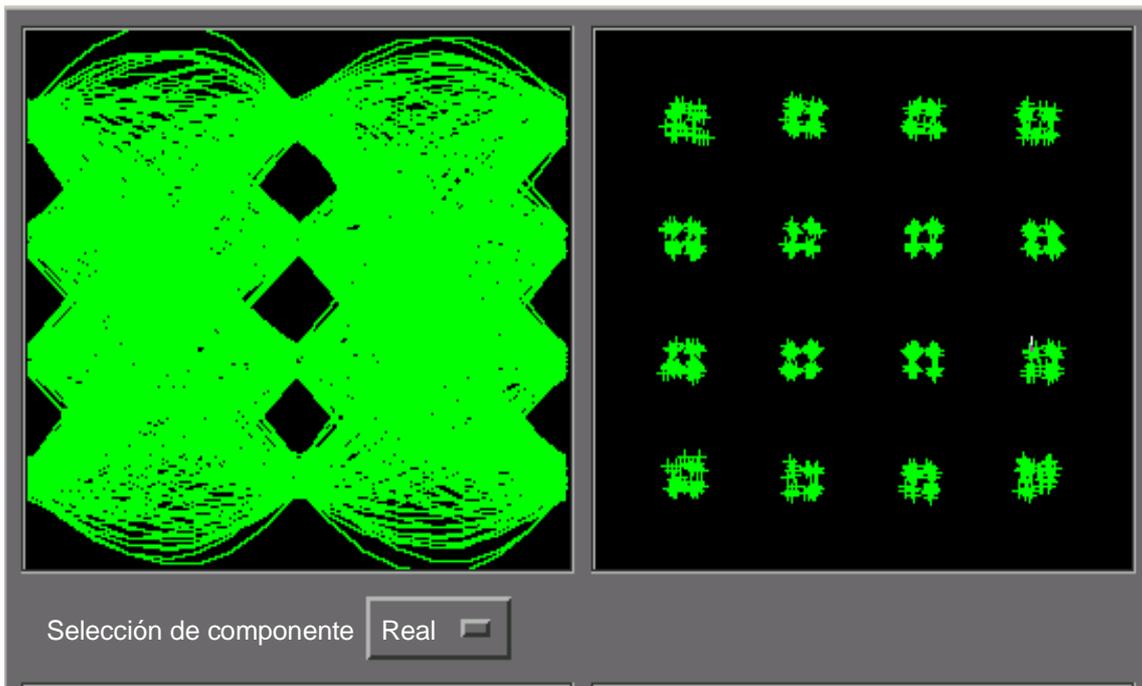
Diagrama de ojo y dispersión de un enlace fijo deseado con MAQ-16 y señal interferente MDF para una S/N de 22,5 dB



Rap 2022-33sc

FIGURA 34

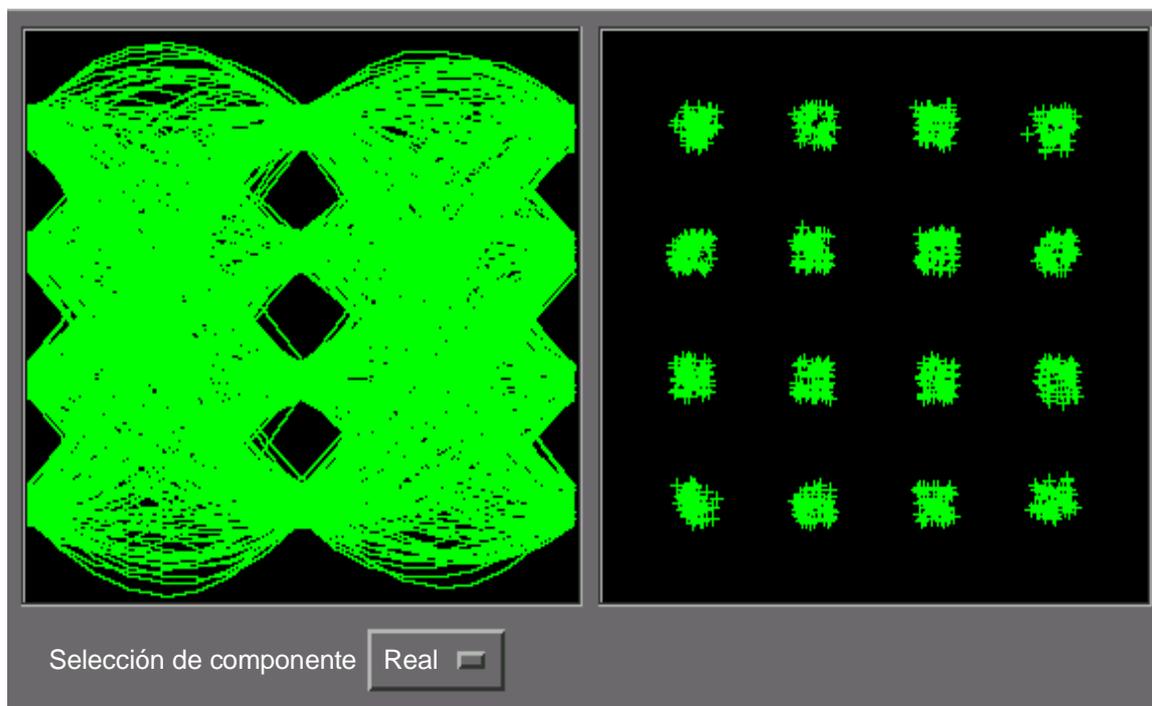
Diagrama de ojo y dispersión de un enlace fijo deseado con MAQ-16
y señal interferente MAQ-16 para una S/N de 22,5 dB



Rap 2022-34sc

FIGURA 35

Diagrama de ojo y dispersión de un enlace fijo deseado con MAQ-16
y señal interferente MAQ-16 para una S/N de 22,5 dB



Rap 2022-35sc

5 Resumen y conclusiones

El objetivo de este estudio era simular el efecto que sobre un enlace de microondas típico ejerce energía indeseada compuesta por ruido e interferencia (procedente de señales con otros esquemas de modulación) para niveles relativos de señal presentes en proporciones bien definidas.

El análisis de los resultados permite evaluar la potencial eficiencia espectral así como las estrategias de asignación de frecuencias en escenarios limitados por la interferencia, que pueden ser más eficientes.

5.1 Mejoras conseguidas en la asignación de frecuencias y en la planificación en entornos limitados por la interferencia en relación con entornos limitados por el ruido

Los resultados siguientes muestran la mejora que se obtiene mediante la planificación realizada en entornos limitados por la interferencia cuando ésta se encuentra 6 dB por encima del ruido para enlaces fijos con MDP-4, MAQ-16 y MDF.

5.1.1 Enlace fijo deseado con MDP-4

A partir de la Fig. 12, para una señal deseada con MDP-4, una señal interferente con un nivel 6 dB superior al AWGN y una SER de 1×10^{-5} , se obtienen los valores siguientes:

Señal interferente	Con limitación por el ruido (dB)	Con limitación por la interferencia (dB)	Mejora (dB)
MDP-4	14,5	11	3,5
MAQ-16	14,5	11,6	3
MDF	14,5	11	3,5

5.1.2 Enlace fijo deseado con MAQ-16

A partir de la Fig. 13, para una señal deseada con MAQ-16, una señal interferente con un nivel 6 dB superior al AWGN y una SER de 1×10^{-5} , se obtienen los valores siguientes:

Señal interferente	Con limitación por el ruido (dB)	Con limitación por la interferencia (dB)	Mejora (dB)
MDP-4	20,6	17,2	3,4
MAQ-16	20,6	17,8	2,8
MDF	20,6	17,6	3

5.1.3 Enlace fijo deseado con MDF

A partir de la Fig. 14, para una señal deseada con MDF, una señal interferente con un nivel 6 dB superior al AWGN y una SER de 1×10^{-5} , se obtienen los valores siguientes:

Señal interferente	Con limitación por el ruido (dB)	Con limitación por la interferencia (dB)	Mejora (dB)
MDP-8	12,2	10,2	2
MDP-4	12,2	10,2	2
MAQ-16	12,2	11	1,2
MDF	12,2	8	4.2

5.2 El efecto sobre sistemas MDP-4 y MAQ-16 muestra que éstos toleran mejor en 2,8 a 3,5 dB la potencia total no deseada que entra al demodulador cuando dicha potencia se compone de interferencia procedente de señales con esquemas de modulación típicos y un nivel 6 dB superior al AWGN.

5.3 El efecto sobre sistemas MDF muestra que éstos toleran mejor en 1,2 a 4,2 dB la potencia total no deseada que entra en el demodulador cuando dicha potencia se compone de interferencia procedente de señales con esquemas de modulación típicos y un nivel 6 dB superior al AWGN.

5.4 Lo anterior permite concluir que la planificación en un entorno limitado por interferencia para sistemas MDP-4 y MAQ-16, es aproximadamente 2,8 a 3,5 dB más ventajosa que la realizada exclusivamente sobre la base de AWGN.

Para sistemas MDF, la planificación en un entorno limitado por la interferencia es aproximadamente 1,2 a 4,0 dB más ventajosa que la realizada sobre la base de AWGN.

5.5 Los sistemas MDP-4 y MAQ-16 se comportan bien frente a interferencia MDF con un valor elevado del índice de modulación ($>0,35$).

5.6 La calidad de funcionamiento en términos de BER de un sistema MDF se degrada en presencia de interferencia MDF conforme aumenta el índice de modulación de ésta.

5.7 Los sistemas MDF con índice de modulación de 0,5 se comportan bien frente a señales interferentes con modulación MDP-4, MAQ-16 y MDF (índice de modulación 0,35).

5.8 El efecto de una relajación de 3 dB en la relación entre la señal deseada y la señal interferente es permitir un empaquetamiento físico más próximo entre las asignaciones de frecuencia para enlaces fijos. Suponiendo un terreno de características medias y un factor de pérdida de trayecto función de la distancia de $35 \log(\text{distancia})$, una relajación de 3 dB significa reducir la distancia al transmisor cocanal indeseado más próximo en un factor de 1,218. Suponiendo además un entorno homogéneo a gran escala, ello significa un aumento en la densidad de empaquetamiento de casi el 50%. Este aumento es adicional a la mejora del 130% [CISPR, 1993] que se obtiene simplemente cambiando a una planificación limitada por la interferencia, pero manteniendo el supuesto de que la energía indeseada total es de naturaleza Gaussiana.

PARTE B

Medidas

1 Introducción

En esta Parte B se considera la situación en la que un enlace fijo digital recibe interferencia de naturaleza impulsiva (de banda ancha y de banda estrecha) en lugar del caso «clásico» de AWGN y señal sinusoidal no modulada.

Para medir el efecto de la interferencia sobre sistemas de comunicaciones digitales, es necesario tener un conocimiento previo del efecto que causa la interferencia. Su efecto sobre los sistemas de comunicación depende del tipo de interferencia, por ejemplo, según sea de banda ancha o de banda estrecha, de la velocidad de los impulsos, etc. En esta parte del Informe se explica en primer lugar el concepto clásico de ponderación de impulsos para sistemas radioeléctricos analógicos, se introduce un modelo para realizar la ponderación de la interferencia sobre sistemas de comunicación digitales y se presenta resultados experimentales relativos a curvas de ponderación.

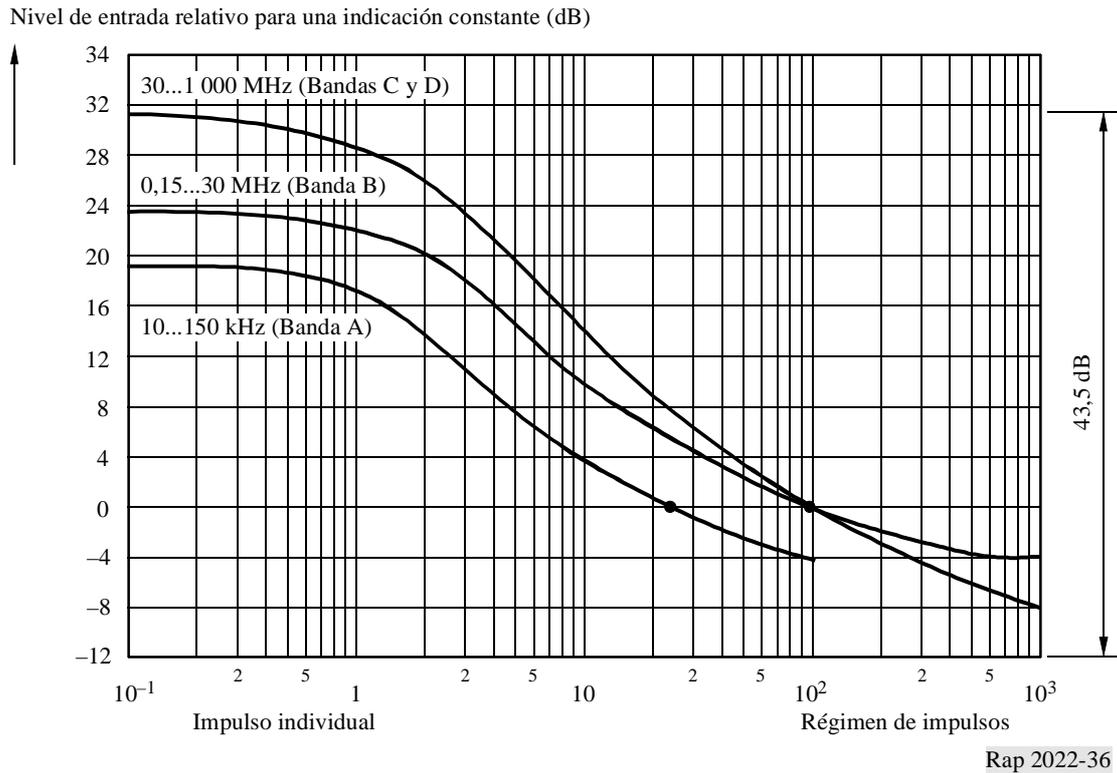
2 Detectores disponibles

2.1 Características del detector de cuasi-cresta (QP) del Centro Internacional Especial de Perturbaciones Radioeléctricas (CISPR)

La definición del detector QP (CISPR) se basa en la aplicación de las leyes psicofísicas (psicoacústica para el sonido de la radio y psicoóptica para la televisión). Es especialmente importante ponderar el ruido impulsivo procedente, por ejemplo, de motores eléctricos y de máquinas de encendido por chispa. El efecto interferente a una frecuencia de repetición elevada es superior al que se produce si la frecuencia de repetición de impulsos es baja. Ello genera las curvas de ponderación de la Fig. 36.

FIGURA 36

Curvas de ponderación de receptores de medición de QP para distintos rangos de frecuencia, tal como se definen en CISPR 16-1



Debe señalarse, además, que el efecto de la interferencia de banda estrecha es normalmente 10 dB superior a la interferencia impulsiva, lo cual ha sido tenido en cuenta a la hora de establecer los límites de las perturbaciones de banda estrecha y de banda ancha (que ahora constituyen los límites para los detectores de promedio y de QP).

En CISPR 16-1 se describe la realización del detector QP. Para el mismo se necesitan diversos valores para la anchura de banda de resolución, los tiempos de carga y de descarga del detector y la constante de tiempo del medidor.

2.2 Características de otros detectores

En CISPR 16-1 se describen otros detectores, a saber, el detector de cresta, de promedio y de valor eficaz (véase la Fig. 37).

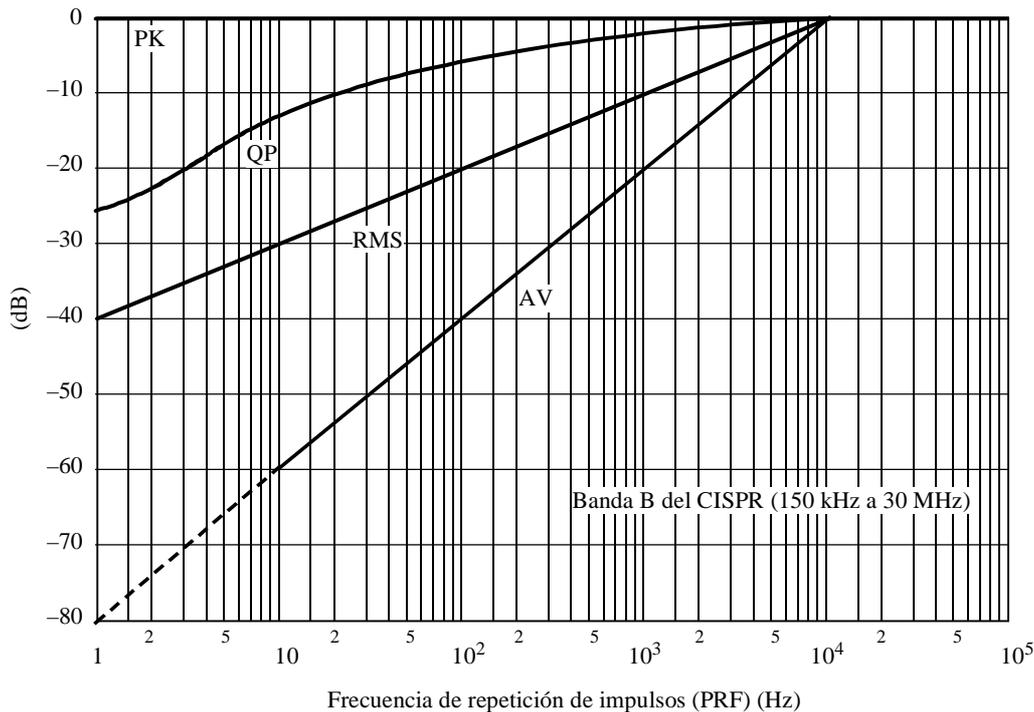
El detector de cresta sigue a la señal de salida del detector de envolvente de FI y mantiene el valor de cresta hasta que se fuerza una descarga. La indicación es independiente de la frecuencia de repetición de impulsos. Mediante el detector de cresta puede medirse el valor de cresta de una señal en un tiempo de observación dado. Los componentes hoy en día existentes permiten que éste sea realizable, con la ventaja de tener tiempos de reacción cortos. Es por ello que se utiliza en la exploración previa de las emisiones antes de aplicar el detector de ponderación adecuado a las emisiones críticas.

El detector de promedio determina la media lineal de la señal de salida del detector de envolvente de FI. Desde 1985 el CISPR ha especificado los límites de las emisiones con el detector de promedio, además de los límites fijados mediante el detector de QP para emisiones medidas con un LISN y una pinza absorbente. Debido a la aplicación de límites a las emisiones con el detector de promedio, se ha omitido el problemático procedimiento de discriminación de banda ancha/banda estrecha. Está en estudio la determinación de una constante de tiempo para el detector de promedio (100 ms) para emisiones con variaciones lentas. Con ello se pretende evitar la supresión de señales de banda estrecha de corta duración por efecto de la promediación.

El detector RMS de valor eficaz determina el valor eficaz de la señal a la salida del detector de envolvente de FI. Se describe en CISPR 16-1, si bien hasta ahora no ha tenido una utilización práctica en las mediciones de interferencia electromagnética. La segunda edición (1972) de CISPR 1 indica que, debido al estado incipiente de los trabajos del CISPR, se ha preferido mantener el detector de QP a pesar de que ulteriores experiencias han demostrado que un voltímetro rms puede proporcionar una evaluación más precisa (del efecto de la interferencia sobre las emisiones radioeléctricas analógicas).

FIGURA 37

Curvas de ponderación de los detectores de cresta (PK), de QP, de valor eficaz (RMS) y de promedio (AV) en la Banda B del CISPR



Rap 2022-37

2.3 Distribución probabilística de la amplitud

La distribución probabilística de la amplitud constituye una base adecuada para el cálculo del efecto de la interferencia sobre un canal radioeléctrico. Sin embargo, la distribución probabilística de la amplitud [Uchino y otros, 1997] no es un detector de ponderación porque no ofrece un resultado de medida para cada frecuencia, sino la probabilidad de que se produzcan determinadas amplitudes en función de la propia amplitud. Recientemente la CISPR ha decidido normalizar la distribución probabilística de la amplitud.

3 Servicios de comunicación digitales

3.1 General

Todos los sistemas de comunicación radioeléctricos modernos utilizan esquemas de modulación digitales. No sólo es el caso de los sistemas móviles radioeléctricos, sino de los sistemas futuros de radio y televisión. Los procedimientos de compresión y de procesamiento de señales analógicas (voz e imagen) se utilizan conjuntamente con la redundancia de datos para la corrección de errores. Normalmente, y hasta una cierta BER, los sistemas pueden corregir errores de forma que la recepción sea perfecta.

3.2 Características del sistema

A diferencia de los sistemas analógicos, que necesitan relaciones S/N tan elevadas como 40 dB para su correcto funcionamiento, los sistemas radioeléctricos digitales permiten un funcionamiento libre de errores con relaciones S/N tan bajas como, por ejemplo, 10 dB. Sin embargo, la transición entre la zona de funcionamiento libre de errores y de mal funcionamiento es muy estrecha. Por lo tanto, las directrices de planificación para sistemas radioeléctricos digitales se basan en un cobertura de casi el 100%. Cuando un receptor de radio digital funciona con niveles de entrada baja, la sensibilidad a la interferencia radioeléctrica es importante. En la recepción móvil, la sensibilidad a la interferencia radioeléctrica se añade al problema de la propagación multitrayecto.

4 Ponderación de la perturbación sobre sistemas de comunicaciones digitales

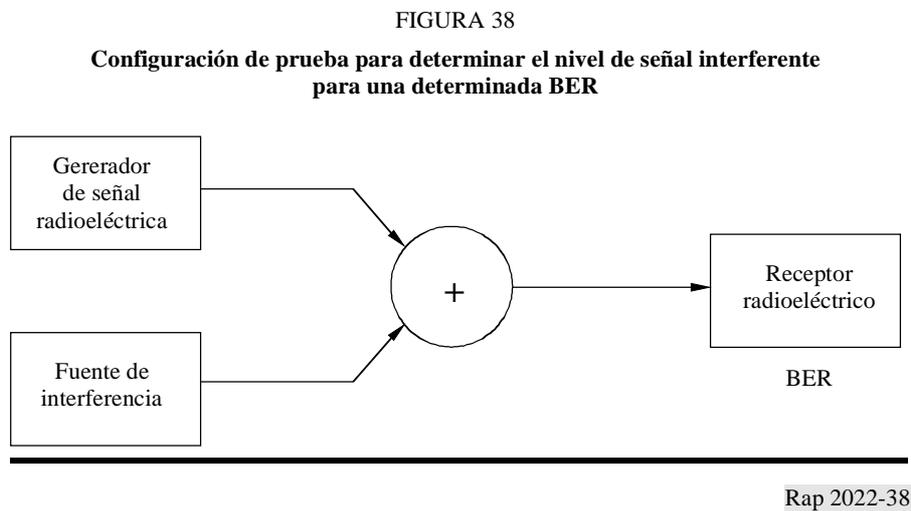
El CISPR y el UIT-R han reconocido la importancia de este asunto. Los estudios en la UIT se encuentran solamente en sus inicios y aún queda mucho trabajo por hacer, como por ejemplo, determinar el efecto de la interferencia, encontrar una solución de compromiso para un detector de ponderación que incluya la anchura de banda de la medición, definir los límites, etc.

4.1 Principio de las mediciones

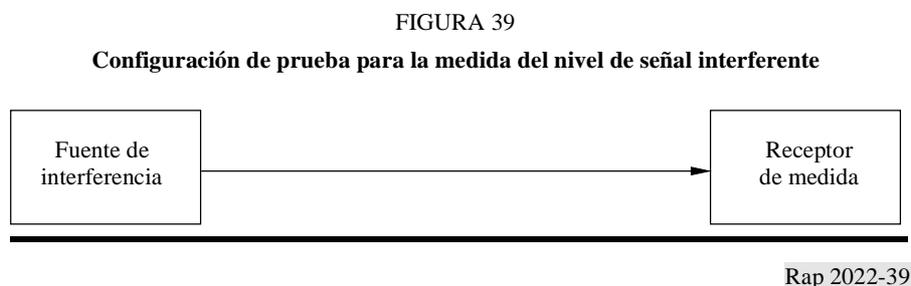
En relación con el significado de la curva de ponderación de la Fig. 36, debe señalarse que de ella se desprende que el efecto de un impulso de 100 Hz sobre un oyente de radio es idéntico al efecto de un impulso de 10 Hz cuyo nivel se haya aumentado en 10 dB. Por analogía con lo anterior, una fuente de interferencia con determinadas características produce una cierta BER, por ejemplo 1×10^{-3} , cuando la señal interferente se recibe adicionalmente a la señal radioeléctrica. La BER depende, por ejemplo, de la frecuencia de repetición de los impulsos y de características similares de la señal interferente. Para mantener constante la BER, debe variarse el nivel de la señal interferente. Esta variación de nivel en función de la frecuencia de repetición de impulsos determina la función de ponderación.

Esta medición puede hacerse en dos pasos:

Paso 2: Se determina el nivel requerido de la señal interferente para una BER constante (véase la Fig. 38).



Paso 2: Se mide el nivel de la señal interferente con un receptor de medida utilizando un método de ponderación especificado (véase la Fig. 39).



Si la indicación de nivel del receptor de medida permanece constante para todos los niveles de señal interferente que producen una BER constante, se considera que ésta es la curva de ponderación ideal.

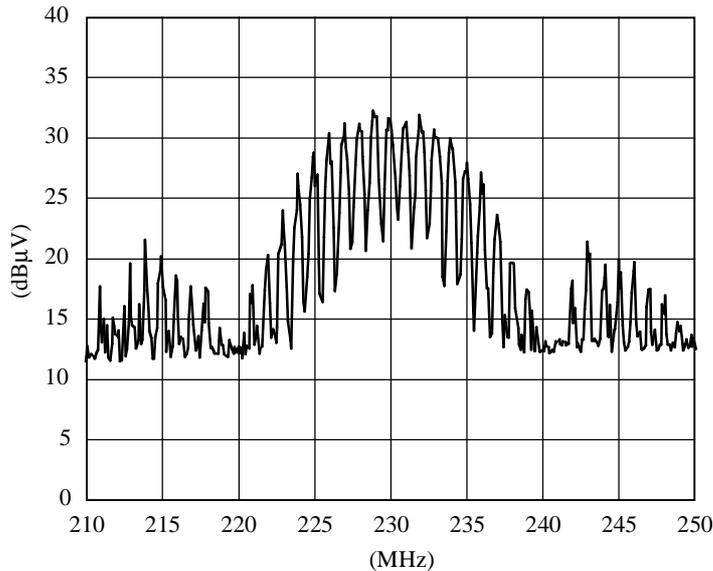
Lógicamente, los distintos sistemas de comunicación digitales no responden de la misma forma a los distintos tipos de señales interferentes. Por lo tanto, debe encontrarse un compromiso para los sistemas de comunicación digitales más importantes.

4.2 Señales interferentes

Para generar la señal interferente puede utilizarse un generador de señal con capacidad de modulación de impulsos. Para realizar medidas correctas, el modulador de impulsos necesita una relación en activo/inactivo de más de 60 dB. Utilizando una anchura adecuada de impulsos, el espectro de la interferencia puede ser de banda ancha o de banda estrecha, siendo la definición de banda ancha y de banda estrecha relativa al canal de comunicación. Las Figs. 40 y 41 ofrecen ejemplos de espectros de señales interferentes utilizadas para determinar las funciones de ponderación.

FIGURA 40

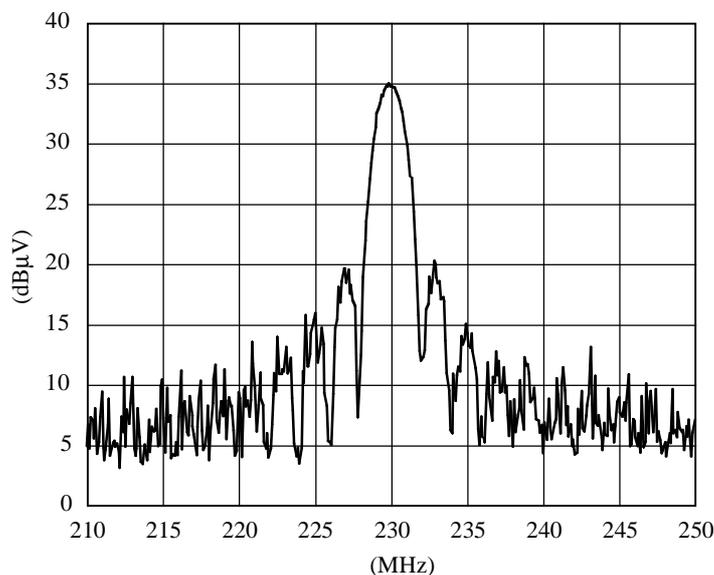
Señal interferente consistente en un impulso de 0,1 μ s de anchura con una frecuencia de repetición de impulsos de 1 MHz. El nivel del generador de señal es 47 dB μ V. El espectro se midió con un impulso de 1 MHz de anchura de banda y un detector de cresta



Rap 2022-40

FIGURA 41

Señal interferente consistente en un impulso de 0,5 μ s de anchura con una frecuencia de repetición de impulsos de 0,5 MHz. El nivel del generador de señal es 37 dB μ V. El espectro se midió con un impulso de 1 MHz de anchura de banda y un detector de cresta



Rap 2022-41

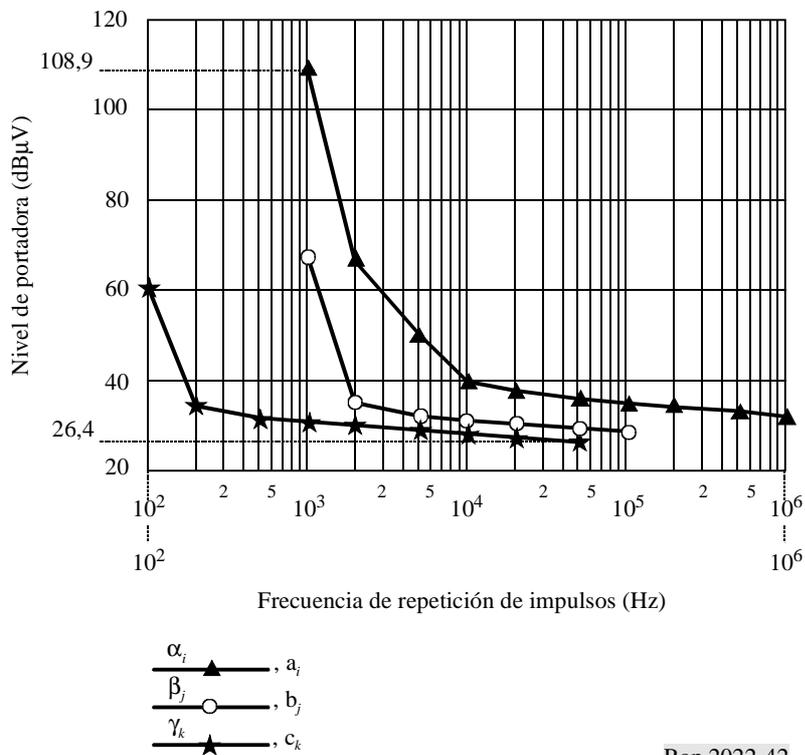
Además de las señales moduladas por impulsos, también se han utilizado señales con MA y señales no moduladas para determinar la sensibilidad de distintos sistemas a distintos tipos de interferencia electromagnética.

4.3 Ejemplo experimental 1: Difusión de video digital por cable (DVB-C)

Un primer ejemplo consiste en determinar la sensibilidad de la DVB-C a la interferencia electromagnética. La versión de DVB para cable se compone de una señal MAQ-64 con una velocidad de símbolos de 6,9 Msímbolos/s. El espectro de señal abarca una anchura de banda 7 MHz. El nivel de señal de transmisión se fija de forma tal que la BER sea inferior a 1×10^{-8} (señal interferente desactivada). Ello requiere un nivel de señal 6 dB superior al nivel de señal que corresponde a la BER crítica de 2×10^{-4} . Una vez fijada la señal de transmisión, se añade la señal interferente y para cada valor de modulación de impulsos del generador de señal interferente, se ajusta el nivel de tal forma que se alcance la BER crítica. En la Fig. 42 se muestran las curvas de ponderación resultantes.

FIGURA 42

Curvas de ponderación para interferencia de impulsos modulados sobre DVB-C.
 Las curvas corresponden a varias anchuras de los impulsos: **▲** para 0,1 μ s (es decir, banda ancha), **○** para 1 μ s y **★** para 10 μ s. Una señal sinusoidal no modulada de 23,8 dB μ V también hace que se alcance la BER crítica



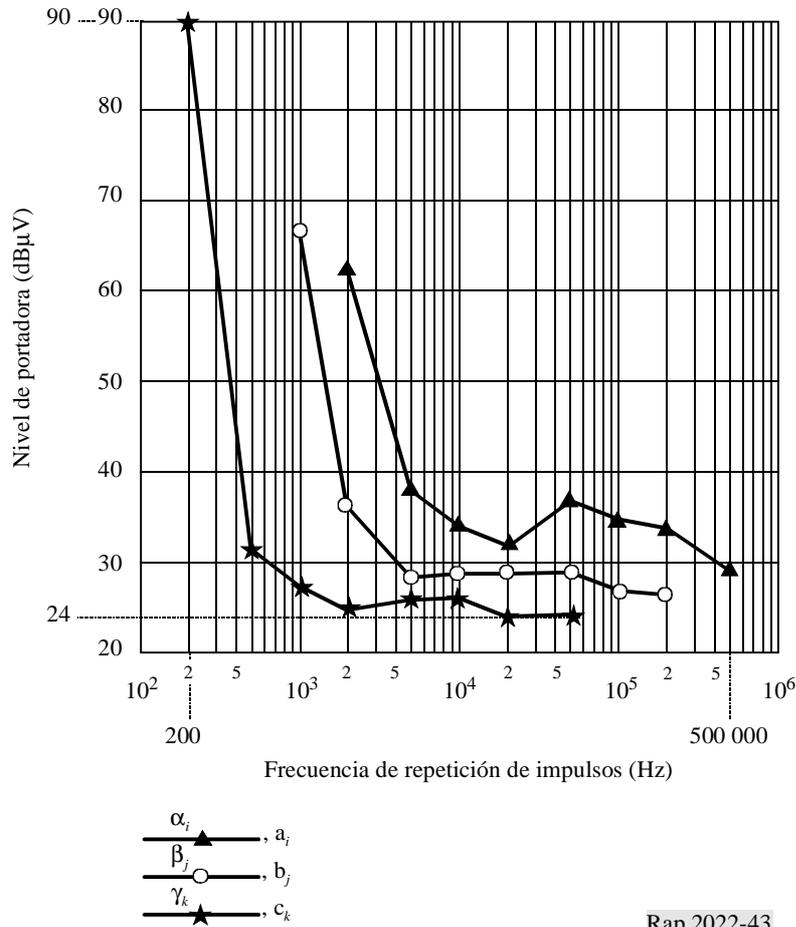
Rap 2022-42

4.4 Ejemplo experimental 2: Radiodifusión de audio digital (DAB)

En un segundo ejemplo, se ha determinado la sensibilidad de la DAB a la interferencia electromagnética. La DAB consta de una señal con multiplexación por división de frecuencia ortogonal codificada (COFDM). El espectro de la señal abarca una anchura de banda de 1,5 MHz. El nivel de la señal de transmisión se fija de forma que la BER quede bastante por debajo de 1×10^{-6} (señal de interferencia desactivada). Ello requiere un nivel de señal de unos pocos dB por encima del nivel de señal para la BER crítica de 1×10^{-4} . Una vez fijada la señal transmisora, se añade la señal interferente y se ajusta el nivel para cada valor de modulación de impulsos del generador de señal interferente de tal forma que se alcance la BER crítica. En la Fig. 43 se muestran las curvas de ponderación resultantes.

FIGURA 43

Curvas de ponderación para interferencia de impulsos modulados sobre DAB.
 Las curvas corresponden a varias anchuras de los impulsos: **▲** para 0,5 μ s (es decir, banda ancha), **○** para 2 μ s y **★** para 10 μ s. Una señal sinusoidal no modulada de 29,2 dB μ V también hace que se alcance la BER crítica



Rap 2022-43

En las Figs. 42 y 43 se muestran distintas funciones de ponderación. Mientras que todas las curvas de la Fig. 42 son continuas y crecen conforme disminuye la frecuencia de repetición de impulsos, la Fig. 43 incluye una curva en la que la sensibilidad a la interferencia electromagnética vuelve a tomar un valor inferior para una frecuencia de repetición de impulsos relativamente baja. Las restantes curvas son relativamente planas. Por debajo de una determinada frecuencia de repetición de impulsos, todas las curvas crecen de forma pronunciada. Ello se debe al mecanismo de corrección de errores. Una baja repetición de impulsos no permite que se alcance la BER crítica.

Asimismo, los experimentos muestran que la DVB-C es relativamente sensible a las señales sinusoidales no moduladas, mientras que la DAB tiene una insensibilidad intencionada a las señales sinusoidales no moduladas.

Para la DVB-T, que también utiliza un esquema de modulación COFDM, es previsible un resultado similar al obtenido para DAB. No obstante, durante las pruebas no se dispuso de ningún receptor DVB-T.

Con el fin de realizar una comparación aproximada con la Parte A de este Informe, puede realizarse una sección transversal de las figuras que representan la BER en función de la relación S/N . La sección transversal debe aplicarse para una coordenada (BER/ S/N) dada, obteniéndose así una ponderación de las distintas formas de interferencia. Cuando se realicen comparaciones debe tenerse en cuenta que los resultados de la Parte A de este Informe se obtuvieron de simulaciones realizadas por computadora mientras que los de la Parte B se obtuvieron a partir de medidas reales. Por lo tanto, es previsible que existan diferencias marginales entre ambos conjuntos de medidas.

5 Conclusiones

Como primer paso para la ponderación de la interferencia sobre servicios que utilizan técnicas de modulación digitales, se ha propuesto un modelo para la definición de curvas de ponderación y se han presentado los resultados experimentales obtenidos. A fin de disponer de material suficiente para la definición de métodos de ponderación, deberán realizarse investigaciones teóricas y experimentales adicionales sobre sistemas móviles digitales y otros sistemas de comunicación. Para determinar los límites de las emisiones, será necesario manejar conceptos utilizados por los planificadores radioeléctricos, así como consideraciones estadísticas relativas a la probabilidad de interferencia.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

CISPR [1993] IEC CISPR 16-1/1993-08: Specification of radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods. Part 1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus Centro Internacional Especial de Perturbaciones Radioeléctricas (CISPR).

UCHINO, M., HAYASHI, Y., SHINOZUKA, T. SATO, R. [1997] Development of low-cost high-resolution APD measuring equipment. Proc. 1997 Int'l. Symp. EMC, p. 253-256, Beijing, China.

BIBLIOGRAFÍA

STENUMGAARD, P. [septiembre de 1996] Impact of radiated emission standards on digital radio receiver performance. Proc. EMC'96, p. 445-449, Roma, Italia.
