

RECOMENDACIÓN UIT-R F.763-5*

**Transmisión de datos por circuitos de ondas decamétricas
que utilizan modulación por desplazamiento de fase
o modulación de amplitud en cuadratura**

(Cuestión UIT-R 145/9)

(1992-1994-1995-1997-1999- 2005)

Cometido

Esta Recomendación se refiere a sistemas de transmisión de datos por canales de ondas decamétricas utilizando modulación por desplazamiento de fase (MDP) o modulación de amplitud en cuadratura (MAQ). En el Anexo 6 figura información sobre la transmisión de datos a velocidades entre 3 200 y 12 800 bit/s.

La Asamblea de Radiocomunicaciones de la UIT,

considerando

- a) que hay una demanda creciente de transmisión de datos a alta velocidad;
- b) que para satisfacer esta demanda pueden utilizarse dos tipos de módems de modulación por desplazamiento de fase (MDP), en particular, los módems de transmisión en paralelo que utilizan telegrafía armónica multicanal y los módems de transmisión en serie que utilizan una sola subportadora;
- c) que para compensar la naturaleza desfavorable del medio de transmisión, se dispone de las siguientes técnicas para ambos tipos de módem;
 - diversas formas de explotación por doble diversidad, con inclusión de emisiones de banda lateral única (BLU) separadas o de una sola emisión de banda lateral independiente (BLI);
 - codificación de detección y corrección de errores combinable con entrelazado en el tiempo;
 - velocidades de datos variables para adaptar el sistema a la capacidad de canales;

y, para los módems de transmisión en paralelo únicamente:

- varios niveles de diversidad de frecuencias dentro de la banda;
- introducción de tiempos de guarda entre tramas para combatir la distorsión por propagación por trayectos múltiples y el retardo de grupo,

recomienda

- 1 que para la transmisión de datos a velocidades binarias de hasta 2 400 bit/s mediante sistemas con MDP y multiplexaje por división de frecuencia (MDF), se dé preferencia al sistema descrito en el Anexo 1;
- 2 que para la transmisión de datos a velocidades binarias de hasta 3 600 bit/s con módems de transmisión en serie, se dé preferencia al sistema descrito en el Anexo 2;
- 3 que para otras informaciones sobre la MDP en general, se consulte el Anexo 3;
- 4 que en el Anexo 4 se describen los sistemas de diversidad de modo/polarización destinados a mejorar la calidad de funcionamiento de los sistemas con MDP en ondas decamétricas;

* Esta Recomendación debe señalarse a la atención de la Comisión de Estudio 8 de Radiocomunicaciones.

5 que en el Anexo 5 se describe el sistema para transmitir datos a velocidades binarias de hasta 4 800 bit/s utilizando módems de transmisión en serie;

6 que para las transmisiones de datos con velocidades binarias comprendidas entre 3 200 y 12 800 bit/s utilizando módems de transmisión serie, las características preferentes del sistema sean las descritas en el Anexo 6.

Anexo 1

Transmisión de datos a 2 400/1 200/600/300/150/75 bit/s por circuitos de ondas decamétricas que utilizan telegrafía armónica multicanal y MDP

1 Descripción del sistema

1.1 Un terminal de recepción/transmisión del sistema, se compone de:

- un transmisor y un receptor de información digital (por ejemplo, un computador);
- un módem cuya función primaria es la conversión de información digital en analógica compatible con la entrada de un transmisor radioeléctrico, y la conversión de la información analógica a la salida de un receptor radioeléctrico en datos digitales compatibles con la entrada del receptor digital.

Este módem desempeña asimismo diversas funciones de codificación y efectúa la combinación de diversidad;

- un equipo de recepción y de transmisión de radiofrecuencia (RF) conectado a las antenas.

1.2 En el lado transmisión, el flujo de datos de entrada a 2 400 bit/s se introduce en un convertidor serie-paralelo. A intervalos de 32 bits (es decir, intervalos de 13,33 ms) el contenido de este convertidor se transfiere en paralelo a un dispositivo de memoria de 32 bits, cuya salida está conectada a un modulador con MDP-4.

El módem genera en transmisión una señal de audio compuesta, formada por un conjunto de 18 tonos en la banda 300-3 000 Hz.

De estos tonos, dieciséis tienen una separación de 110 Hz (935 a 2 585 Hz), y están modulados en modulación por desplazamiento de fase cuadrivalente con codificación diferencial (MDP-4 CD), cada uno a una velocidad binaria de 75 Bd lo que permite una velocidad de datos de $16 \times 75 \times 2 = 2 400$ bit/s.

El tono de 605 Hz se utiliza para la corrección de los errores de frecuencia de extremo a extremo, incluido cualquier efecto Doppler. El tono 2 915 Hz (u 825 Hz) se emplea para la sincronización del sistema.

El combinador de doble diversidad puede aceptar entradas tanto de dos receptores que funcionen en el modo de diversidad de espacio, frecuencia o polarización como de un receptor que funcione en el modo de BLI.

Cuando la velocidad de datos es un submúltiplo de la velocidad de transmisión, pueden emplearse diversas formas de diversidad dentro de la banda. Por ejemplo, una velocidad de 1 200 bit/s permite diversidad doble ($1\,200 \times 2$), una velocidad de 600 bit/s diversidad cuádruple (600×4) y así sucesivamente, siempre con una velocidad de transmisión de 2 400 bit/s. La utilización de la máxima diversidad posible, tanto dentro de banda como entre canales independientes, resulta así posible en función de la velocidad de transmisión de datos elegida. Se prevén 75/150/300/600/1 200 bit/s.

Además de una elección de la explotación codificada/decodificada con velocidad de datos y modo de diversidad seleccionables, este módem también permite el establecimiento del intervalo de entrelazado, asegurando así el sistema de comunicación flexible que se resume en el Cuadro 1.

La señal de transmisión se compone de tramas cuya duración es 13,33 ms. Esta duración incluye un tiempo de guarda (4,2 ms) que se introduce con objeto de compensar los efectos de la propagación por trayectos múltiples.

El módem utiliza dos técnicas para reducir la degradación de la señal debida, en particular, al ruido impulsivo y al desvanecimiento por interferencia:

- codificación y corrección de errores;
- entrelazado en el tiempo.

Se utiliza una forma de código de bloques cíclico, BCH (16,8). Las palabras de código BCH están almacenadas en una memoria para ser extraídas durante el proceso de entrelazado. El entrelazado se obtiene considerando:

- el primer bit de la última palabra almacenada;
- el segundo bit de la «(m) palabra almacenada precedentemente»;
- el tercer bit de la «(2 m) palabra almacenada precedentemente» ...;
- el 16 bit de la «(15 m) palabra almacenada precedentemente».

CUADRO 1

Velocidades de datos/modos (elegibles independientemente para transmisión y recepción)

Velocidad de datos (bit/s)	Modos no codificados			Modos codificados			
	Modos de diversidad			Dispersión de tiempo disponible para el entrelazado en el tiempo (transmisor y receptor) (s)	Modos de diversidad adicionales		
	Dentro de banda	Canal	Total		Dentro de banda	Canal	Total
2 400 1 200	- $\times 2$	$\times 2$ $\times 2$	$\times 2$ $\times 4$	0-12,8	-	$\times 2$	$\times 2$
600 300	$\times 4$ $\times 8$	$\times 2$ $\times 2$	$\times 8$ $\times 16$	0-25,6 0-51,2	$\times 2$ $\times 4$	$\times 2$ $\times 2$	$\times 4$ $\times 8$
150 75	$\times 16$	$\times 2$	$\times 32$	0-102,5 0-205	$\times 8$ $\times 16$	$\times 2$ $\times 2$	$\times 16$ $\times 32$

El nivel de entrelazado (m palabras de código) se puede escoger, según las condiciones de propagación del trayecto radioeléctrico, desde 0 (ausencia de entrelazado), 1, 2, 4, 8, 16, 32 ó 64, correspondiendo a un retardo de recepción de datos que varía entre unos pocos milisegundos y decenas de segundos. Como los bits erróneos no pertenecen a la misma palabra codificada, se consigue una mejor protección contra las ráfagas de errores.

En la Fig. 1, el rendimiento del módem en presencia de ruido gaussiano, se presenta en términos de probabilidad de bits erróneos, P_e , en función de la relación señal/ruido, S/N , en modos con codificación o sin codificación, en una anchura de banda de 250 a 3 000 Hz.

Los efectos de la codificación son más acusados para valores elevados de la relación S/N .

Las curvas se obtuvieron mediante un montaje de prueba en el que una secuencia de prueba excita el módem para producir tonos de audiofrecuencia. La salida del módem se sumaba con un ruido gaussiano, se filtraba y se aplicaba a la entrada en recepción de otro módem, del que se retiraba a la salida la secuencia de prueba. Esta secuencia de prueba se introducía a continuación en un analizador de errores de datos para determinar la proporción de bits erróneos (BER).

La Fig. 2 muestra los resultados de una simulación por computador del rendimiento del módem en un canal con desvanecimiento.

Se simuló un canal con desvanecimiento en el que dos trayectos de igual amplitud llevaban señales separadas por un retardo multitrayecto de 1 ms, y cuyas frecuencias diferían en 1 Hz, para obtener desvanecimientos que pasaran por la banda de paso, en vez de permanecer en ciertas frecuencias fijas.

En la Fig. 2 puede verse que el rendimiento se mejora utilizando una combinación de los diversos tipos de técnicas de diversidad (dentro de banda y fuera de banda), códigos de corrección de errores y técnicas de entrelazado para velocidades binarias de 600, 1 200 y 2 400 bit/s.

El módem está actualmente en utilización experimental en un enlace por ondas decamétricas entre dos estaciones radioeléctricas situadas en el centro y sur de Italia separadas entre sí unos 800 km (500 millas).

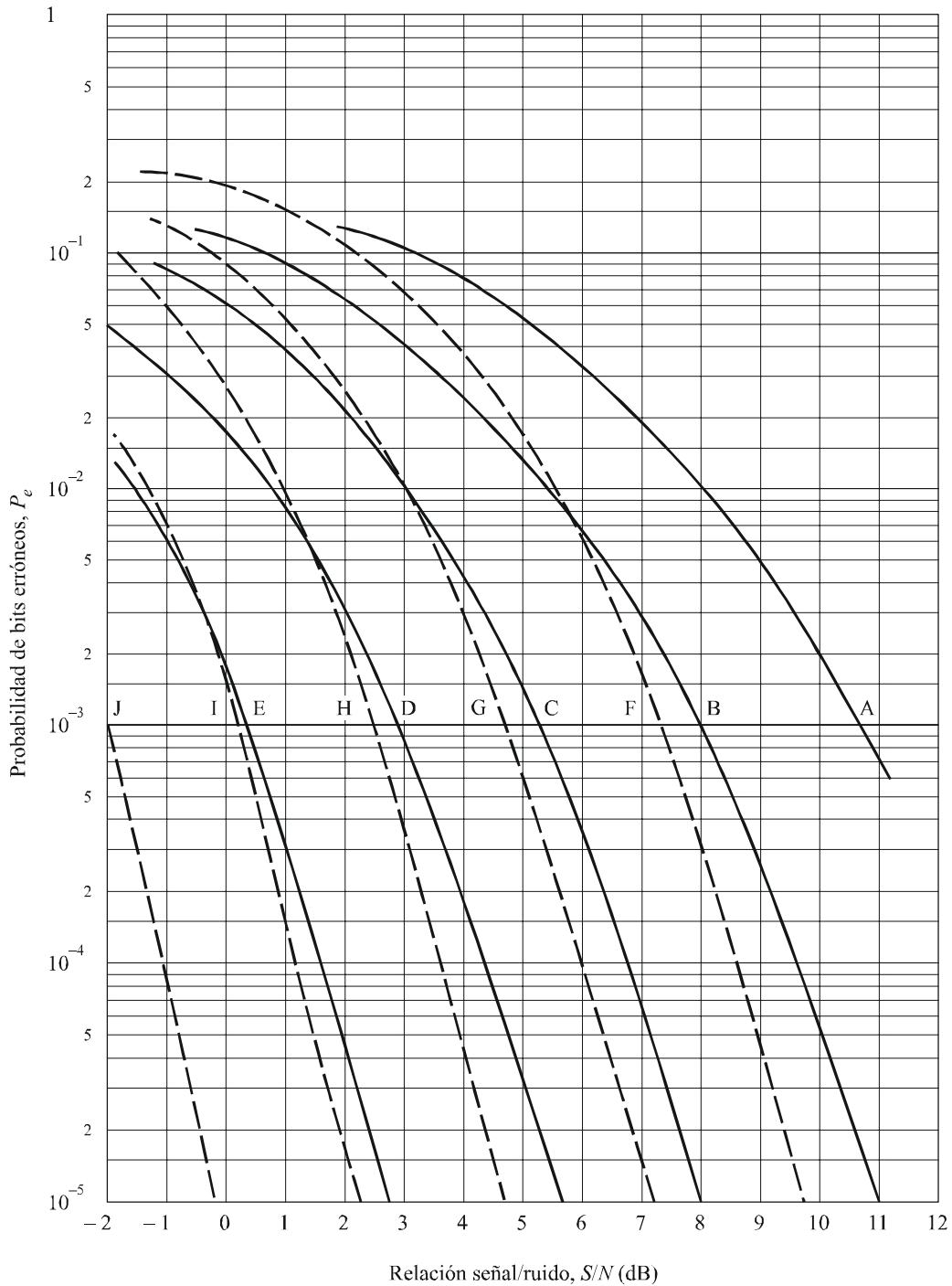
1.3 El equipo RF efectúa, en transmisión, operaciones relativas a la modulación de canal y produce una emisión que tiene características de frecuencia y potencia radioeléctricas adecuadas. Operaciones inversas de conversión de frecuencias se llevan a cabo en recepción para obtener la señal audio compuesta que ha de enviarse al módem.

El equipo RF tiene las siguientes características particulares:

- fluctuación de fase: inferior a 5° para un intervalo de tiempo de 10 ms (100 muestras);
- distorsión por retardo de grupo: 500 μ s en transmisión, 500 μ s en recepción;
- intermodulación: 36 dB por debajo de la potencia en la cresta de la envolvente.

FIGURA 1

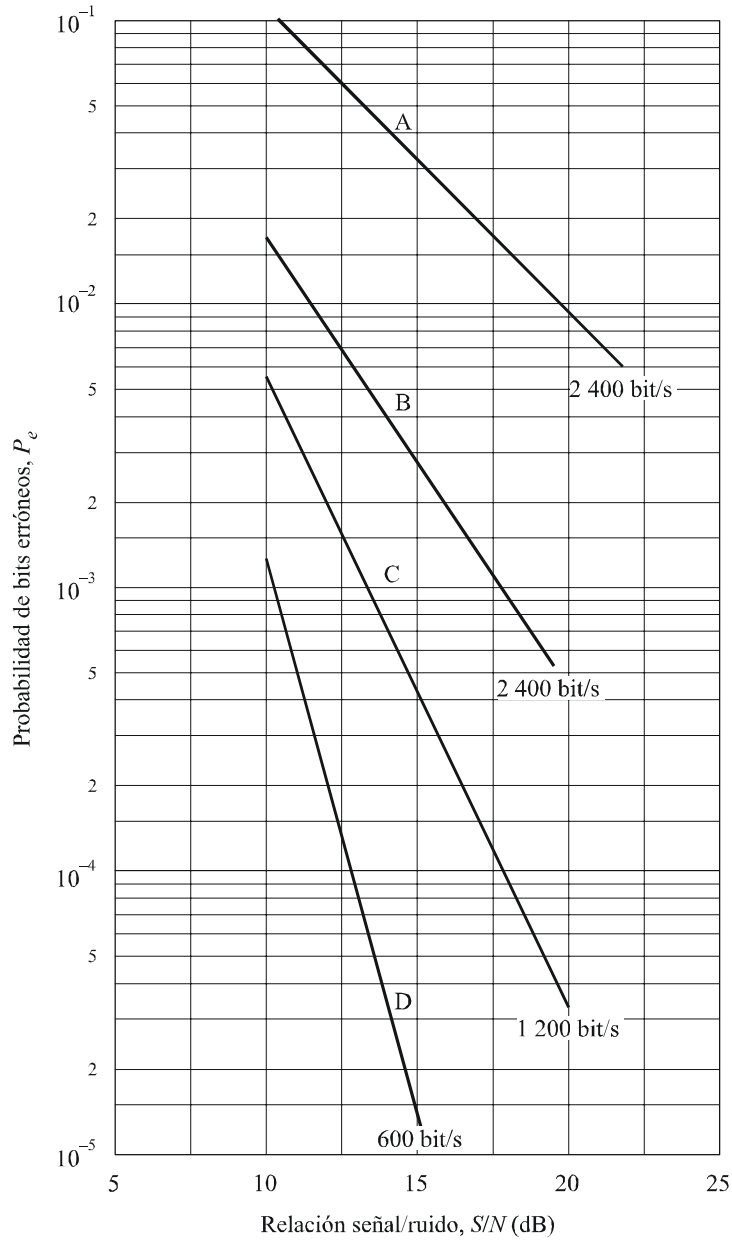
Probabilidad de bits erróneos en función de la relación S/N para varias velocidades binarias, en modos con codificación y sin codificación, utilizando la técnica de diversidad dentro de banda, para un canal sin desvanecimiento con ruido gaussiano



Sin codificación	{	A: 2 400 bit/s	Con codificación sin entrelazado	{	F: 1 200 bit/s
		B: 1 200 bit/s			G: 600 bit/s
		C: 600 bit/s			H: 300 bit/s
		D: 300 bit/s			I: 150 bit/s
		E: 150 bit/s			J: 75 bit/s

FIGURA 2

Probabilidad de bits erróneos en función de la relación S/N en el caso de un canal con desvanecimiento selectivo, para las velocidades binarias de 600, 1 200 y 2 400 bit/s en los siguientes casos



- A: Sin diversidad
- B: Diversidad fuera de banda únicamente
- C: Diversidad fuera y dentro de banda
- D: Diversidad fuera y dentro de banda y utilización de códigos correctores de errores y entrelazado

Anexo 2

Transmisión de datos a velocidades binarias de hasta 3 600 bit/s por circuitos de ondas decamétricas que utilizan módems de transmisión en serie

1 Generalidades

El módem permite transmitir datos por un canal de ondas decamétricas a 3 kHz. El módem recibe y reconstituye los datos digitales a una velocidad de $\leq 3\,600$ bit/s y genera una señal de audiofrecuencia analógica dentro de la banda audio de 300-3 300 Hz.

Incorpora una protección contra la propagación por trayectos múltiples, el efecto Doppler y el desvanecimiento.

2 Modos de funcionamiento del módem

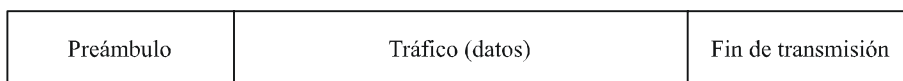
Hay tres modos de funcionamiento posibles.

2.1 Modo semidúplex con corrección de errores sin canal de retorno (FEC)

2.1.1 Este modo utiliza modulación MDP M -valente ($M = 2, 4, 8$) (MDP- M) a 2 400 Bd, con una velocidad binaria de usuario de 75, 150, 300, 600, 1 200, 2 400 ó 3 600 bit/s (no todas las velocidades binarias pueden utilizarse con todas las formas de onda) y con tramas de 256 símbolos modulados (de los cuales 128 son símbolos de usuario), es decir, de 106,6 ms.

2.1.2 El intercambio de datos consta de tres fases, a saber, preámbulo, tráfico y fin de transmisión:

FIGURA 3
Descripción de la comunicación en modo FEC



0763-03

La fase de preámbulo permite al módem llamado detectar la llamada y recibir los parámetros técnicos (codificación, entrelazado, velocidad de datos, modulación) que necesita para el resto de la transmisión. En la fase de tráfico se transmiten los datos. La fase de fin de transmisión permite al módem llamado detectar una palabra de fin de mensaje con miras a terminar el enlace y volver a la condición de espera de tráfico.

El fin de transmisión tiene lugar cuando el módem llamante transmite tramas en la condición colgado. Estas tramas son similares a las tramas de preámbulo, pero contienen un bit con la información de la condición colgado.

2.1.3 Las funciones son las siguientes:

- *Emisión:*
 - codificación y entrelazado de datos;
 - entramado y modulación;
 - transmisión de señales de audiofrecuencia.
- *Recepción:*
 - recepción de señales de audiofrecuencia;
 - detección de la sincronización;
 - demodulación de la señal recibida;
 - desentrelazado y decodificación de datos.

2.2 Modo totalmente dúplex con FEC

Este modo es equivalente a dos enlaces semidúplex independientes de tipo FEC. Se envía en ambos sentidos un preámbulo seguido por los datos y una palabra de fin de mensaje, que el módem llamado reconoce. Como en el modo semidúplex FEC, este preámbulo especifica los parámetros técnicos que van a seguir.

2.3 Modo de corrección de errores con canal de retorno (ARQ)

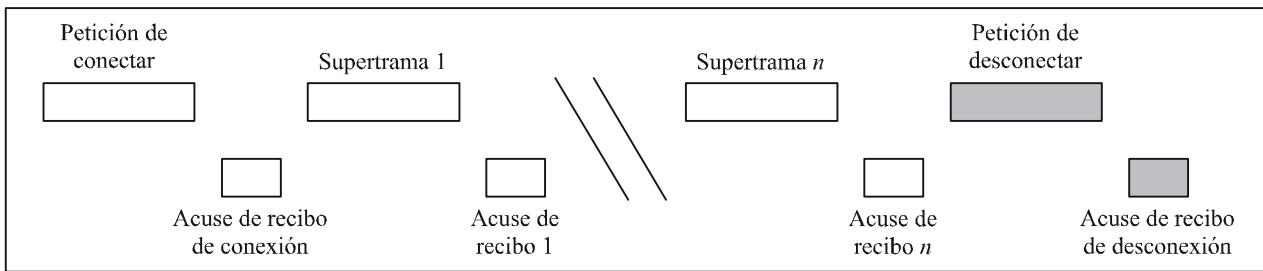
2.3.1 Este modo utiliza modulación MDP- M ($M = 2, 4, 8$) a 2400 Bd, con una velocidad binaria de usuario de 600, 1200, 1800 ó 2400 bit/s (no todas las velocidades binarias pueden utilizarse con todas las formas de onda), con tramas de 256 símbolos modulados (de los cuales 128 son símbolos de usuario), es decir, de 106,6 ms.

2.3.2 El modo ARQ es un modo de transmisión de datos que entraña una repetición selectiva por bloque. Los datos que se han de transmitir se dividen en bloques correspondientes a una trama de módem. El módem llamante envía una supertrama de N bloques (N es nominalmente igual a 64, pero puede ser menor durante la transmisión de los últimos datos) y espera que el módem llamado acuse recibo de la misma.

Si algún bloque no se recibe correctamente, éste se retransmite en la supertrama siguiente, que está formada de nuevos bloques.

Las fases de este modo son: establecimiento de llamada (conexión), transmisión de datos y fin de transmisión (desconexión). Además, el modo ARQ permite la desconexión momentánea, la conmutación llamante/llamado, el control de flujo y el control adaptable de la potencia, la velocidad de datos y la frecuencia.

FIGURA 4
Descripción de la comunicación en modo ARQ



0763-04

El modo ARQ consta, pues, de dos fases distintas, a saber: una fase de transmisión (transmisión de una supertrama por el extremo llamante y de un acuse de recibo por el extremo llamado) y una fase de recepción (recepción de un acuse de recibo en el extremo llamante y de una supertrama en el extremo llamado).

2.3.3 Control adaptable

2.3.3.1 El modo ARQ permite el control adaptable de la potencia, la velocidad de datos y la frecuencia. De éstas, el módem sólo controla totalmente la velocidad binaria adaptable. En el caso del control de potencia, el módem indica al sistema la adaptación que se ha de efectuar y continúa la transmisión, y en el caso del control de frecuencia el módem se desconecta momentáneamente tras indicar al sistema la necesidad de encontrar una nueva frecuencia.

2.3.3.2 El procedimiento de control adaptable de potencia se basa en mediciones estadísticas de la calidad del enlace. El aumento de la potencia adaptable se realiza con mucha rapidez, pero su disminución está sujeta a una gran constante de tiempo.

2.3.3.3 El control adaptable de la velocidad de datos se efectúa en tres de las velocidades de datos elegidas entre las cuatro disponibles, a saber: 2 400, 1 800, 1 200 y 600 bit/s.

Los aumentos adaptables de la velocidad de datos se basan en mediciones estadísticas de la calidad del enlace, mientras que las reducciones de dichas velocidades se basan ya sea en la medición estadística de la calidad del enlace o bien en la no recepción de datos o acuses de recibo durante la transmisión.

2.3.3.4 Si la disminución de la velocidad de datos efectuada por el control adaptable no es suficiente para continuar la transmisión, se pide al sistema que aplique el control de frecuencia adaptable.

Para que se pueda buscar una nueva frecuencia, el módem se desconecta momentáneamente y queda en espera de reanudar la transmisión, almacenando los datos que aún no se hayan transmitido.

2.3.3.5 Es posible ajustar el módem en modo ARQ de tal modo que no aplique el control adaptable de velocidad de datos. En tal caso sólo se aplican el control de frecuencia y el control de potencia.

2.3.4 Las funciones son las siguientes:

- *Envío por el extremo llamante:*
 - segmentación de datos,
 - codificación de datos,

- entramado y modulación,
- transmisión de señales de audiofrecuencia.
- *Envío por el extremo llamado:*
 - codificación de acuses de recibo,
 - entramado y modulación,
 - transmisión de señales de audiofrecuencia.
- *Recepción en el extremo llamante:*
 - recepción de señales de audiofrecuencia,
 - detección de la sincronización,
 - demodulación de la señal recibida,
 - decodificación de acuses de recibo.
- *Recepción en el extremo llamado:*
 - recepción de señales de audiofrecuencia,
 - detección de la sincronización,
 - demodulación de la señal recibida,
 - decodificación de datos,
 - reensamblado de datos.

3 Características técnicas del módem

3.1 Modulación

3.1.1 La técnica de modulación entraña el desplazamiento de fase de una subportadora cuya frecuencia es de 1 800 Hz. La velocidad de modulación es 2 400 Bd, con una precisión mínima de 10^{-5} .

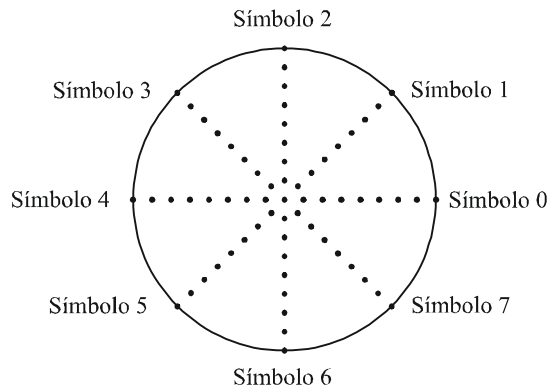
3.1.2 La estabilidad del reloj asociado con la generación de 1 800 Hz es de 10^{-5} .

3.1.3 El desplazamiento de fase de la señal modulada en relación con la subportadora de referencia no modulada puede tomar uno de los siguientes valores:

Número de símbolo	Fase
0	0
1	$\pi/4$
2	$\pi/2$
3	$3\pi/4$
4	π
5	$5\pi/4$
6	$3\pi/2$
7	$7\pi/4$

El número de símbolo n está asociado al número complejo $\exp(jn\pi/4)$.

FIGURA 5
Codificación de los estados de fase



0763-05

3.2 Transcodificación

La transcodificación es una operación en virtud de la cual el símbolo que se ha de transmitir se asocia a un grupo de dígitos binarios.

3.2.1 Velocidad de datos de 1 200 bit/s: MDP-2

La transcodificación se efectúa asociando un símbolo a un dígito binario, de conformidad con la siguiente regla:

Bit	Símbolo
0	0
1	4

3.2.2 Velocidad de datos de 2 400 bit/s: MDP-4

La transcodificación se efectúa asociando un símbolo a un conjunto compuesto de dos dígitos binarios consecutivos, de conformidad con la siguiente regla:

Dibit	Símbolo
00	0
01	2
10	6
11	4

Bit más antiguo

Bit más reciente

3.2.3 Velocidad de datos de 3 600 bit/s: MDP-8

La transcodificación se efectúa asociando un símbolo a un conjunto compuesto de tres dígitos binarios consecutivos, de conformidad con la siguiente regla:

Tribit	Símbolo
000	1
001	0
010	2
011	3
100	6
101	7
110	5
111	4

3.3 Estructura de trama

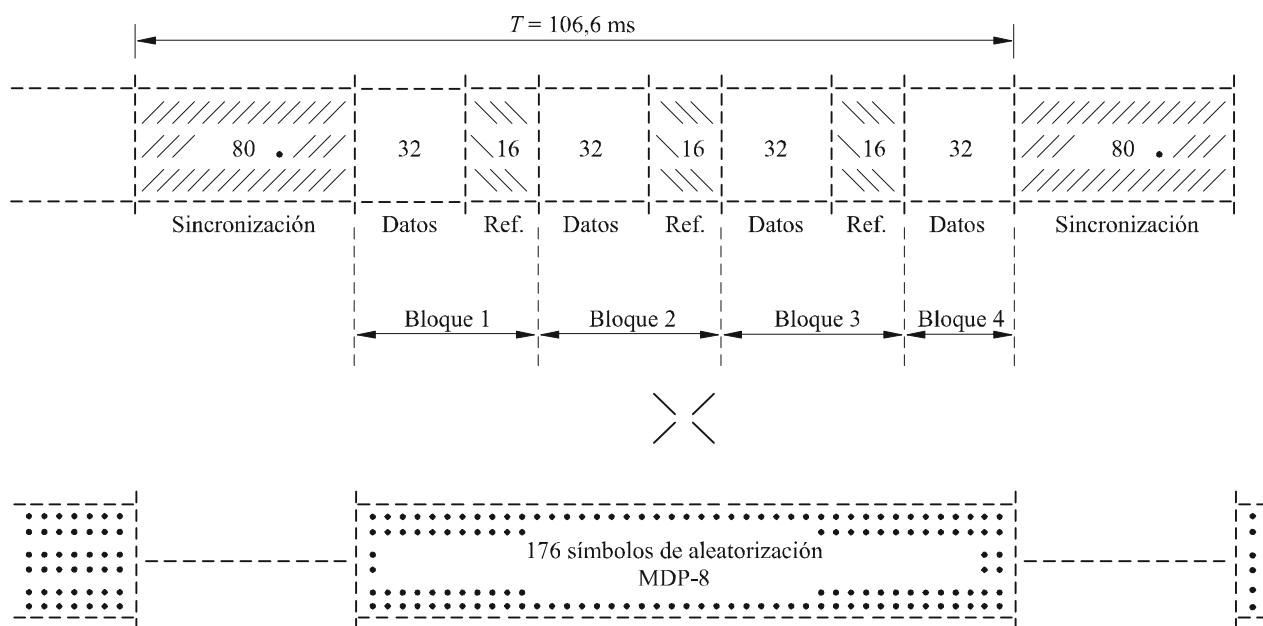
3.3.1 Los símbolos que se han de transmitir se estructuran en tramas recurrentes de una longitud de 106,6 ms. El número de dígitos binarios transmitidos por trama es de 128 bits a 1 200 bit/s, 256 bits a 2 400 bit/s y 384 bits a 3 600 bit/s.

3.3.2 Una trama está formada por 256 símbolos, de la siguiente manera: 80 símbolos para sincronización, 48 símbolos de referencia y 128 símbolos de datos.

En la Fig. 6 se ilustra la estructura de trama.

3.3.3 La secuencia de sincronización se transmite con MDP-2, a una velocidad de modulación de 2 400 Bd. El módem la utiliza para detectar la presencia de señal y corregir el desplazamiento de frecuencia debido al efecto Doppler o a la diferencia entre las portadoras transmisora y receptora, la sincronización de bits y ya sea el tiempo de igualación en el caso de igualación por filtrado recursivo o la evaluación del canal de ondas decamétricas en el caso de la detección por el método de máxima probabilidad.

FIGURA 6
Estructura de trama



0763-06

3.3.4 Los símbolos de referencia y de datos se estructuran en cuatro bloques; los tres primeros comprenden 32 símbolos de datos seguidos de 16 símbolos de referencia, y el último bloque contiene 32 símbolos de datos. Todos los símbolos de referencia corresponden al símbolo número 0.

Esos 176 símbolos de referencia y de datos se aleatorizan con una secuencia de codificación de 176 símbolos que se repite cada 106,6 ms. Esta secuencia se transmite con MDP-8 a la velocidad de 2 400 Bd. Por lo tanto, es posible crear una trama con ocho estados de fase, cualquiera que sea la velocidad de datos (1 200, 2 400 ó 3 600 bit/s).

La operación de codificación consiste en sumar en módulo 8, el número de símbolo asociado a los datos al número de símbolo asociado a la codificación, lo que equivale a una multiplicación compleja del símbolo de datos por el símbolo de codificación.

3.4 Codificación de corrección de errores y entrelazado

La utilización de codificación de corrección de errores junto con un entrelazado adecuado puede mejorar considerablemente la BER.

Sobre la base de los tres modos de base sin redundancia, a saber:

- MDP-8 a 3 600 bit/s;
- MDP-4 a 2 400 bit/s; y
- MDP-2 a 1 200 bit/s;

la codificación permite introducir diversas posibilidades de redundancia.

3.4.1 Modo FEC

Este modo entraña una codificación convolucional junto con entrelazado, que también es convolucional. El código convolucional utilizado es el código 2 redundante con una longitud de restricción $K = 7$, asociado con las características polinómicas 171,133 (representación octal).

Las redundancias inferiores a 2 se obtienen mediante «perforación», y las redundancias superiores a 2 se obtienen por repetición.

Entre las diversas posibilidades, cabe mencionar las siguientes:

Velocidad de datos con codificación (bit/s)	Forma de onda	Redundancia	Método para obtener esta velocidad de codificación
2 400	MDP-8	3/2	Conversión de velocidad de datos 1/2 en velocidad de datos 2/3
1 200	MDP-4	2	Código no modificado a la velocidad de datos 1/2
600	MDP-2	2	Código no modificado a la velocidad de datos 1/2
300	MDP-2	4	Código a la velocidad de datos 1/2 repetido 2 veces
150	MDP-2	8	Código a la velocidad de datos 1/2 repetido 4 veces
75	MDP-2	16	Código a la velocidad de datos 1/2 repetido 8 veces

3.4.2 Modo ARQ

Se utiliza codificación Reed-Solomon (RS), y no hay entrelazado.

Velocidad de datos con codificación (bit/s)	Forma de onda	Redundancia	Codificación (símbolos de 8 bits)
2 400	MDP-8	3/2	RS (48,32)
1 800	MDP-4	4/3	RS (32,24)
1 200	MDP-4	2	RS (32,16)
600	MDP-4	4	RS (32,8)

3.5 Espectro de la señal modulada

En la Fig. 7 se muestra el espectro de la señal modulada después del filtrado y la transposición a 1 800 Hz. La anchura de banda total es de 3 000 Hz.

3.6 Tolerancia al error de frecuencia entre las portadoras de transmisión y recepción en ondas decamétricas

El módem debe tolerar un desplazamiento de ± 75 Hz entre las portadoras de transmisión y recepción en ondas decamétricas (incluido el error de frecuencia receptor/transmisor y el efecto Doppler) y una tasa de variación de frecuencia de 3,5 Hz/s como máximo.

4 Interfaces con otros equipos

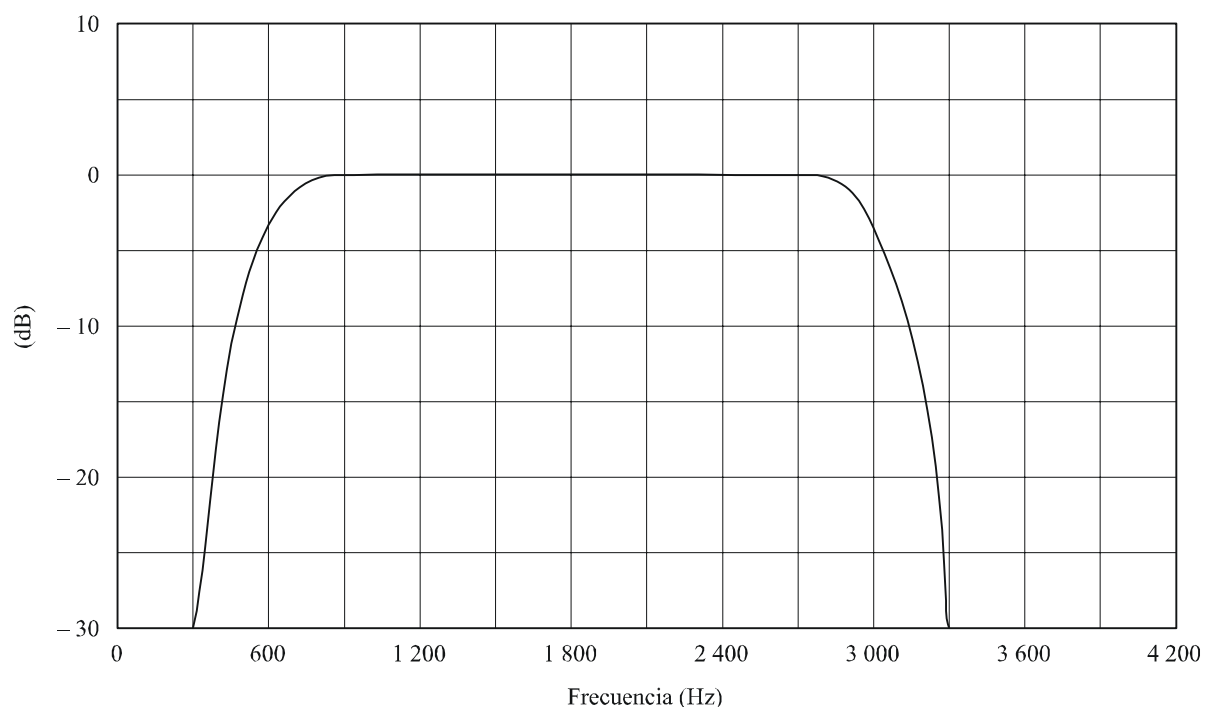
4.1 Interfaz del módem con el terminal de datos

Esta interfaz se ajusta a la Recomendación UIT-T V.24, y las características eléctricas de la interfaz se ajustan a la Recomendación UIT-T V.11 (RS 422).

4.2 Interfaz del módem con el transmisor y el receptor

Los circuitos de entrada y salida del módem son de tipo simétrico con respecto a tierra, con una impedancia de 600Ω a 0 dBm.

FIGURA 7
Espectro de la señal modulada



0763-07

4.3 Calidad de funcionamiento de los transmisores y receptores asociados

Para obtener una calidad de funcionamiento óptima se recomienda utilizar transmisores y receptores con las siguientes características:

4.3.1 Deben tener una banda de paso tal que, entre 300 Hz y 3300 Hz, las variaciones de la pérdida de transmisión sean como máximo de ± 2 dB.

NOTA 1 – Un módem serie puede funcionar con una anchura de banda del sistema de 300 a 3000 Hz con características de calidad reducidas. Serían necesarios estudios ulteriores para diseñar un módem serie con una subportadora de 1650 Hz que funcione con sistemas de anchura de banda reducida.

4.3.2 El retardo de grupo no debe variar más de 0,5 ms en el 80% de esta banda de paso.

4.3.3 La precisión de las frecuencias piloto del transmisor y el receptor debe ser por lo menos 10^{-6} .

4.3.4 La constante de tiempo del circuito de control automático de ganancia (CAG) debe ser inferior a 10 ms para la desensibilización e inferior a 25 ms para la resensibilización.

Anexo 3

Sistemas de transmisión que utilizan la MDP

1 Introducción

La información de los canales de transmisión en ondas decamétricas a velocidades binarias por encima de 200 bit/s se transmite normalmente utilizando métodos de estados múltiples y señales complejas. Ello implica generalmente una combinación de subportadoras ortogonales con desplazamiento de frecuencia y MDP-2. Con esta última técnica, puede obtenerse una velocidad binaria doble de la MDF en la misma banda de frecuencias y puede utilizarse la redundancia para aumentar la inmunidad al ruido. Aparte de la MDP multifrecuencia, existe un interés práctico por un tipo más general de modulación – la MDP generalizada –, en la que la información que se transmite va contenida no en las diferencias entre las fases instantáneas de las señales senoidales, sino en la diferencia entre los espectros de fase de señales ortogonales complejas. Los espectros de amplitud de dichas señales coinciden y pueden adaptarse con la característica de frecuencia del canal (o con el espectro de interferencia) sin violar las condiciones de ortogonalidad mutua. Sobre esta base, es posible considerar la fabricación de módems adaptables con una inmunidad al ruido o capacidad de tráfico superiores.

La aplicación práctica de la MDP generalizada se ha visto limitada en el pasado por las conocidas dificultades que entraña la síntesis y el proceso de señales complejas. Los problemas básicos se han resuelto actualmente gracias a la nueva teoría desarrollada, y la disponibilidad de módulos de microelectrónica con un alto grado de integración, que ha eliminado el obstáculo de la complejidad técnica de los circuitos. Este Anexo establece los principios principales que rigen el diseño de los módems para la MDP generalizada, describe una variante que se ha desarrollado y ofrece una serie de resultados de prueba.

2 Cuestiones teóricas

2.1 Selección de señales

Tal como ha señalado Shannon, para lograr una velocidad de transmisión igual a la capacidad de comunicación en canales con una característica de frecuencia $Y(\omega)$ y un ruido gaussiano $N(\omega)$, se han de utilizar señales caracterizadas por un proceso gaussiano en régimen estacionario con una potencia P y un espectro de potencia de:

$$F(\omega) = \begin{cases} B - \frac{Y(\omega)}{N(\omega)} & \text{para } \omega \in \Omega \\ 0 & \text{para } \omega \notin \Omega \end{cases} \quad (1)$$

en la que la gama de integración Ω viene determinada por la condición $F(\omega) \geq 0$ y la constante B depende de la potencia de las señales. Como en la práctica hay siempre normas que rigen los límites admisibles para el retardo de la información a transmitir, la duración máxima de la señal y el número de señales tienen que estar limitados. En estas condiciones, pueden considerarse sistemas cercanos al óptimo las combinaciones con dimensiones finitas de señales ortogonales determinadas en las cuales el cuadrado del módulo de la densidad espectral coincide con $F(\omega)$. No obstante, de la ecuación (1) se deduce que $F(\omega) = 0$ a todas las frecuencias, siendo $B < Y(\omega)/N(\omega)$, es decir, que se ha de mantener la ortogonalidad cuando se rechazan partes individuales del espectro. Las señales multifrecuencia utilizadas en los módems actuales no poseen esta propiedad. Además, la forma del espectro ortogonal es óptima únicamente para canales que tienen una característica de frecuencia

plana y una interferencia de tipo de ruido blanco. Los cálculos muestran que cuando no se cumplen estas condiciones puede haber pérdidas de la velocidad de transmisión de la información de hasta el 40% de la capacidad de comunicación del canal.

Otro criterio para evaluar el grado óptimo de las combinaciones de señales ortogonales es el requisito relativo a la forma de su función de autocorrelación. Por ejemplo, para asegurar la estabilidad en el funcionamiento de un sistema de sincronización, el lóbulo principal de esta función tiene que ser suficientemente estrecho y los lóbulos laterales no exceder un nivel determinado. En este caso, la ortogonalidad mutua debe asegurarse para un espectro de amplitud de la señal de terminado que no satisface necesariamente la condición de la ecuación (1).

A la vista de lo anterior, para lograr la MDP generalizada, se ha desarrollado una clase especial de señales basada en la utilización de sistemas complejos de funciones con doble ortogonalidad. Sus densidades espectrales pueden representarse de la siguiente manera:

$$S_k(\omega) = |S(\omega)| e^{j[K\psi(\omega) + \alpha(\omega)]} \quad (2)$$

donde:

$$|S(\omega)|^2 = A \left| \frac{d\psi(\omega)}{d\omega} \right|$$

donde:

A : factor constante

$\alpha(\omega)$: función con límites arbitrarios.

Por tanto, para un espectro de amplitud determinado, es posible definir el espectro de fase de las señales y con ello, su densidad espectral. Una nueva síntesis implica la determinación de muestras de densidades espectrales con números de serie distintos y la transformación de estas muestras temporales utilizando la transformada rápida de Fourier (FFT). La síntesis de las señales puede combinarse con la codificación de dichas señales en el ámbito temporal, utilizando el código de Reed-Solomon; a estos efectos, ha de añadirse previamente una serie de muestras cero a las muestras de la densidad espectral y sólo entonces puede aplicarse la FFT. Hay que señalar que este tipo de codificación mixta (ortogonal en el ámbito de frecuencia y con el código Reed-Solomon en el ámbito temporal) obtiene la máxima eficacia para los canales de transmisión en ondas decimétricas.

2.2 Selección de un algoritmo de proceso

En el caso de los métodos de estados múltiples para la transmisión de información, es mejor procesar las señales que se recibirán utilizando el algoritmo óptimo para la recepción «en conjunto». La forma más sencilla de realizar dicho algoritmo es mediante los demoduladores de componentes; para ello, han de cumplirse las condiciones siguientes:

- las señales de estados múltiples tienen que ser señales de tipo de componentes, es decir, tienen que estar formadas por la suma de señales elementales;
- cada señal elemental debe contener información sobre el elemento correspondiente de una palabra de código $b_{i,k}$;
- las interferencias que afectan a las señales elementales deben ser mutuamente independientes.

En este caso, el criterio de decisión es el siguiente:

$$\text{máx} \left[L_i = \sum_{k=1}^N e_{i,k} y_k \right] \quad (3)$$

donde:

$e_{i,k}$: coeficiente de signo que adopta el valor +1 cuando $b_{i,k} = 1$ y
-1 cuando $b_{i,k} = 0$

$$y_k = \ell_n \frac{W(Z_{k/1})}{W(Z_{k/0})}$$

donde:

Z_k : señal compleja de entrada (véase la Fig. 1)

$W(Z_{k/1})$: probabilidad de que Z_k sea 1

$W(Z_{k/0})$: probabilidad de que Z_k sea 0.

El carácter óptimo en este caso viene determinado por la medida en que las señales utilizadas satisfacen las condiciones enumeradas anteriormente. Las dos primeras implican la posibilidad de utilizar un demodulador de componentes. Para que se cumplan estas condiciones, es suficiente que cada muestra de densidad espectral (o sus componentes), contenga información sobre el signo del símbolo binario correspondiente. La condición que estipula la independencia mutua de la interferencia puede reducirse a una condición que establezca la independencia de las proyecciones del vector de la señal recibida sobre el sistema de funciones básicas de las transformadas de Fourier. Esta condición se cumple en el caso de desvanecimientos independientes en cada una de las bandas de frecuencia, invarianza de las funciones básicas respecto a los emplazamientos temporales e interferencia con un espectro de potencia plano. En la práctica, es imposible satisfacer plenamente los diversos requisitos enumerados, de forma que la inmunidad al ruido del demodulador de componentes será inferior a la inmunidad al ruido potencial, aunque muy superior al caso de recepción de elementos de señales separados.

El diagrama de bloque de la sección de recepción del módem que aplica el criterio de decisión (3) consta de las unidades siguientes (véase la Fig. 8): unidad para el cálculo del logaritmo de la relación de probabilidad y_k ; unidad para el cálculo de las formas lineales L_i ; elemento de decisión que determina el número de formas lineales con valor máximo; convertidor digital que compara con cada número su propia combinación de símbolos binarios y con ellos evalúa la secuencia de información transmitida.

3 Descripción del sistema

La Fig. 9 muestra un diagrama de bloques del sistema. Consta de los elementos siguientes: los terminales de usuario; la unidad de conversión de la señal (módem) situada junto a los terminales o en una unidad de control de comunicaciones separada; el equipo de recepción y de transmisión BLU y las antenas correspondientes. Cuando el módem va instalado en la unidad de control, la comunicación con el terminal se establece mediante canales de frecuencia de tono.

Cuando está situado en las proximidades del terminal, puede conectarse mediante circuitos de corriente continua.

FIGURA 8
Sección de recepción del módem

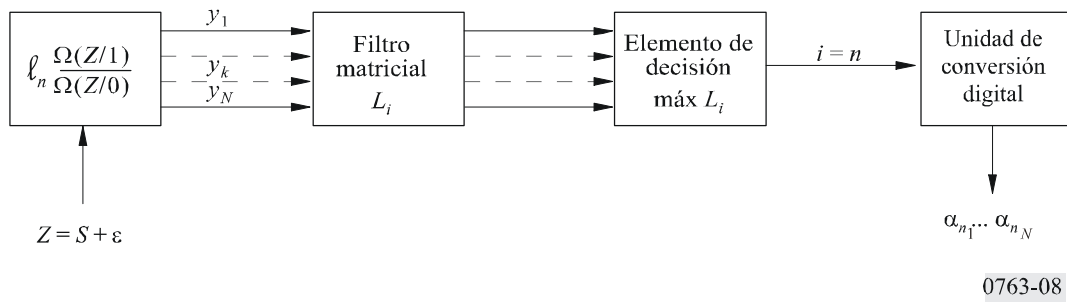
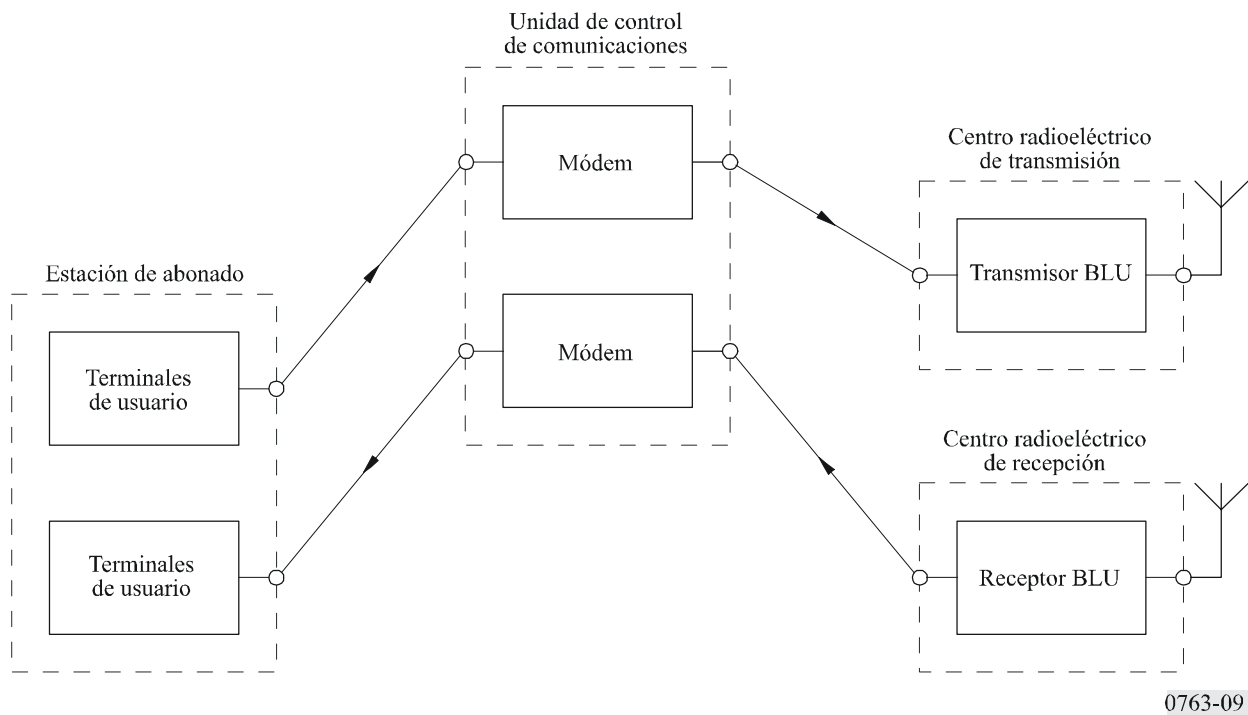


FIGURA 9
Diagrama de bloques del sistema

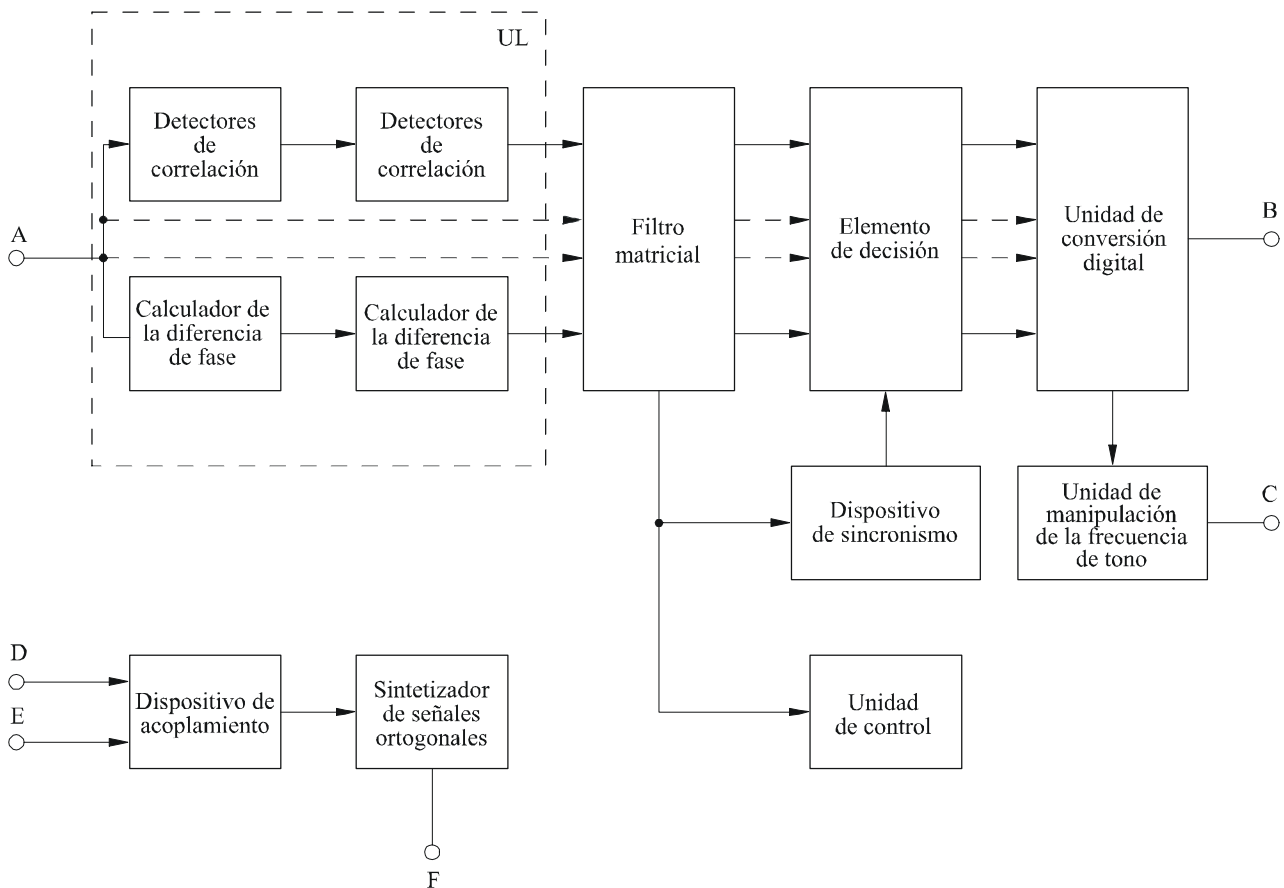


La Fig. 10 muestra un diagrama de bloques del módem que comprende los principios considerados anteriormente. El módem está concebido para transmitir información digital a 600-1 200 bit/s. Para velocidades binarias inferiores hay que utilizar un códec adicional. Se obtiene una velocidad binaria de 2400 bit/s aumentando el número de señales utilizadas y conmutando a una recepción de elementos de señal separados. El transmisor del módem consta de un dispositivo de acoplamiento (DA) y un sintetizador de señales ortogonales (SSO).

El DA está diseñado para adaptarse al módem con el terminal de usuario a través de canales de frecuencia de tono o mediante circuitos de corriente continua y para controlar el sintetizador. Incluye un amplificador-rectificador del tono de audiofrecuencia, un regenerador, y un circuito de control lógico.

El SSO da forma a las señales analógicas y las amplifica hasta el nivel deseado. Consta de una unidad de codificación, una memoria de lectura solamente (ROM) y un convertidor digital/analógico (CD/A), un filtro de baja frecuencia y un amplificador de potencia. Una característica específica del funcionamiento del SSO es que las señales temporales de todas las señales que deben utilizarse para la transmisión de información están ya incorporadas en su memoria ROM. Estas muestras se calculan con anterioridad en un computador, conforme a los criterios establecidos en el punto anterior.

FIGURA 10
Diagrama de bloques del módem



- A: Entrada del receptor del módem
 B: Salida de la frecuencia de tono del receptor del módem
 C: Salida del receptor del módem en corriente continua
 D: Entrada de la frecuencia de tono del transmisor del módem
 E: Entrada en corriente continua del transmisor del módem
 F: Salida del transmisor del módem

0763-10

En una etapa inicial, para verificar los principios básicos utilizados, se sintetizó un conjunto de 16 señales biortogonales que tenían un espectro plano en la gama 1,1-2,42 kHz y una banda efectiva de 0,66-2,86 kHz. Sus densidades espectrales se representaban por medio de cuatro muestras complejas, cada una de las cuales podía dar información sobre los signos de dos símbolos binarios. Para la transposición del espectro de estas muestras, se añadieron dos muestras cero y, tras una transformación de Fourier, se efectuó una multiplicación adicional por una componente compleja.

Las muestras temporales de las señales calculadas de esta manera, se introdujeron en palabras de 8 bits en la memoria ROM y, tras leerlas con una frecuencia de temporización de 8,8 kHz, fue posible obtener a la salida del convertidor D/A señales analógicas con una duración de 3,33 ms y un intervalo de ortogonalidad de 2,27 ms.

La secuencia de operaciones en el transmisor del módem es la siguiente: se regeneran las señales de información binaria procedentes del terminal, se combinan para formar palabras de código de 4 bits y a continuación se aplican a la entrada del circuito de codificación relativa que controla la selección en la memoria ROM de una de las 16 formas de la señal. Tomando la salida de dicha memoria ROM, las muestras se convierten mediante la unidad de conversión D/A en una señal analógica que, una vez amplificada, se aplica por el canal de frecuencia de tono a la entrada del transmisor BLU.

Tal como se indica en la Fig. 8, la sección de recepción del módem se compone de los elementos siguientes: una unidad que calcula los logaritmos de la relación de probabilidad (detectores de correlación (DTC), un calculador de la diferencia de fase (CDF)), un filtro matricial adaptado que calcula todas las formas lineales L_i ; un elemento de decisión (ED) que determina el número de la forma máxima; y una unidad de conversión digital (UCD). También contiene un dispositivo de sincronismo (DS) y una unidad de control (UC). Admite el funcionamiento simple o doble con diversidad espacial o por polarización.

La transformación de las señales analógicas en muestras de densidad espectral se efectúa por medio de los DTC que calculan las componentes en fase y en cuadratura de cada muestra. La incertidumbre inicial sobre la fase del canal se elimina entonces utilizando el CDF y se obtiene el espectro de fase de la señal recibida. El filtro adaptado es un sumador matricial en el que se ajusta cada una de sus columnas para una selección adecuada de las muestras utilizando amplificadores inversores. El ED determina la columna con la tensión de salida máxima y, utilizando la UCD, transmite la secuencia correspondiente de 4 símbolos binarios que se aplica al terminal de entrada directamente o a través de la unidad de manipulación de la frecuencia tono (UMT).

La UC funciona basándose en el principio de que las tensiones de las líneas de salida del filtro adaptado coinciden exactamente, a través de un factor constante, con los valores de la distribución de las probabilidades a priori. Es evidente que el funcionamiento del canal será mejor cuanto más «aguda» sea esta distribución, pues en el caso ideal, la tensión debe aparecer únicamente en unas de las líneas de salida del filtro adaptado. La diferencia entre la tensión máxima y la tensión cuyo nivel es más próximo a ella en la otra línea de salida, puede utilizarse para evaluar la calidad del canal en el proceso de transmisión de información.

4 Investigaciones experimentales

Las pruebas de laboratorio del módem se efectuaron utilizando un banco de pruebas con modelos que incluía los elementos siguientes: el receptor BLU, un simulador de canal de dos rayos, un generador de ruido, y un contador digital para calcular el número de errores. Como combinación de pruebas se utilizó una secuencia de pseudoruido procedente de un generador incorporado en el módem. Se analizaron tres modos de funcionamiento: canal con parámetros constantes y ruido blanco; canal de un solo rayo con desvanecimiento de Rayleigh y canal con dos rayos con una diferencia en la propagación de los rayos de 1 ms, amplitudes idénticas del rayo y desvanecimiento de Rayleigh. En las Figs. 11 y 12 se indican los resultados de las pruebas. A modo de comparación, la Fig. 11 muestra las curvas de inmunidad al ruido de un módem multifrecuencia como el descrito en el Anexo 1 para la misma velocidad de transmisión. Tal como muestran las curvas, el módem estudiado presentaba una mejor inmunidad al ruido. La comparación de las curvas A y B de la Fig. 12a) muestra que el módem tiene una inmunidad al ruido superior en el modo de canal de dos rayos. El motivo de ello es que en el caso de desvanecimientos planos, el criterio de decisión (3) ya

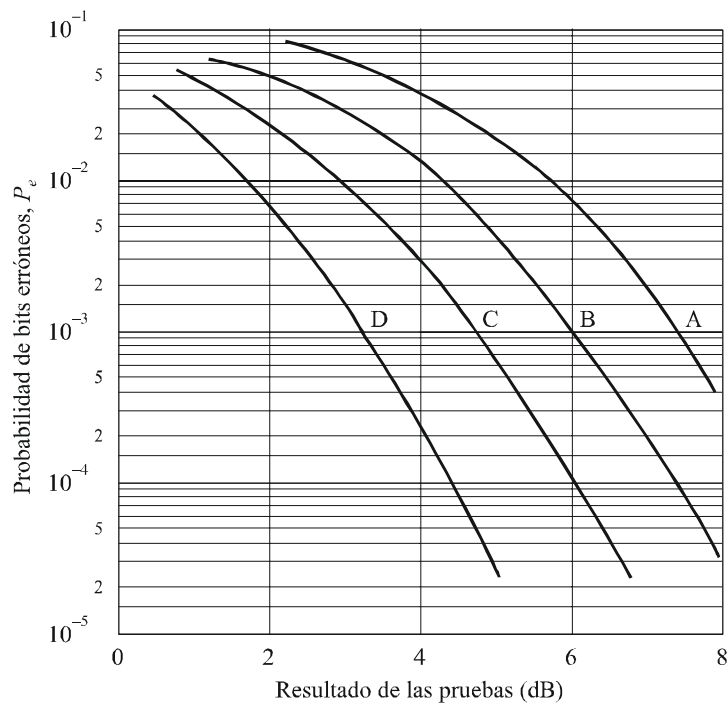
no es óptimo. En el caso de canales de dos rayos, adquieren un papel predominante los desvanecimientos selectivos en frecuencia, que el módem puede contrarrestar de forma más eficaz. La línea de trazo discontinuo de la figura muestra la curva teórica de la inmunidad al ruido para el caso de recepción óptima no coherente del elemento de señal separado, utilizando la MDP-2 en el caso de desvanecimientos de Rayleigh.

Se efectuaron ensayos del enlace con el módem para trayectos de 3 600 km y 4 300 km en latitud. Se utilizó un transmisor BLU de 15 kW, antenas de transmisión rómbicas y antenas de recepción de Fishbone (recepción doble). Se efectuaron ensayos en el primer trayecto durante el día y durante la noche, para una frecuencia. En el segundo trayecto se utilizaron dos frecuencias. La velocidad binaria y de información era de 1 200 bit/s. Basándose en mediciones de 5 min, se obtuvieron curvas que muestran la distribución de la proporción de errores y que se representan en la Fig. 12b).

5 Conclusiones

La utilización de la MDP generalizada asociada a la recepción «en conjunto» ofrece nuevas posibilidades para aumentar la inmunidad al ruido en la transmisión de información digital. Un módem desarrollado como ejemplo práctico de la aplicación del método de la MDP generalizada, utiliza señales con espectro plano y, desde este punto de vista, es similar a los módems que se describen en el Anexo 1. Los ensayos demuestran que en enlaces de 3 000-4 000 km se garantiza una velocidad binaria de 1 200 bit/s con una proporción de errores que no excede de 1×10^{-4} a 1×10^{-3} para un 95% a 98% del tiempo.

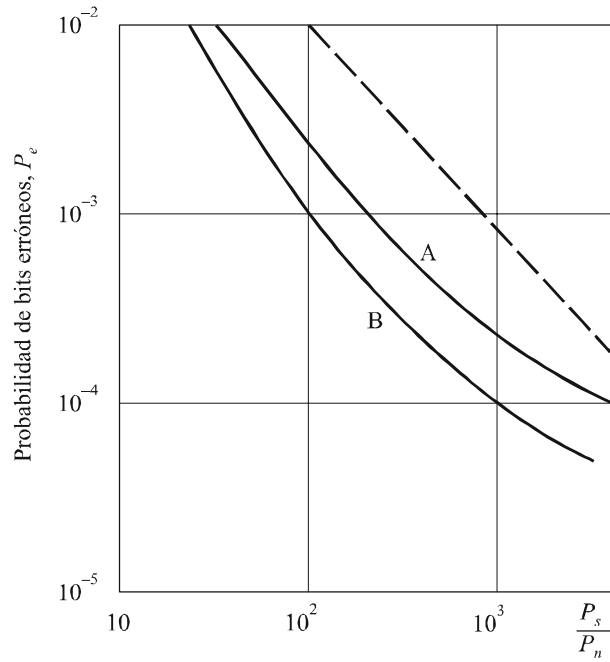
FIGURA 11
Inmunidad al ruido del módem



A: Multifrecuencia	}	1 200 bit/s
B: MDPD		
C: Multifrecuencia	}	600 bit/s
D: MDPD		

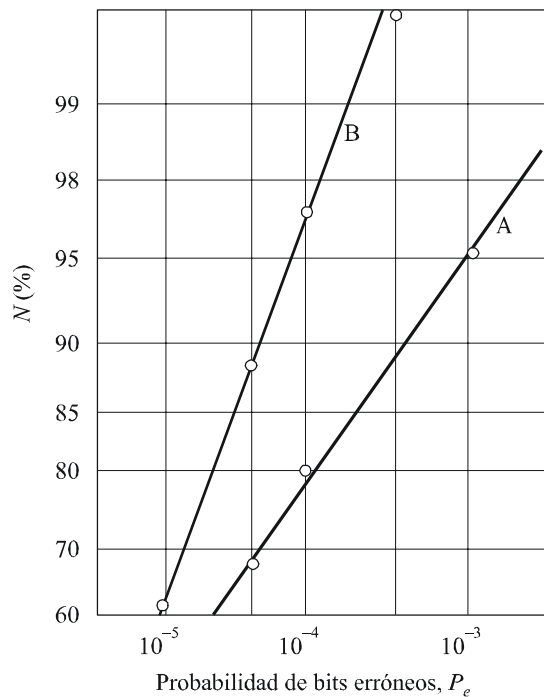
FIGURA 12

Inmunidad al ruido del módem en los canales con desvanecimiento



a) Pruebas del simulador

A: 1 rayo
 B: 2 rayos
 Velocidad de transmisión: 1 200 bit/s



b) Pruebas del enlace de sincronización

A: 3 600 km
 B: 4 300 km
 Velocidad de transmisión: 1 200 bit/s

Anexo 4

Diversidad de modo y de polarización en sistemas de radiocomunicaciones de datos en ondas decamétricas

1 Introducción

La amplitud de una señal radioeléctrica de ondas decamétricas recibida fluctúa cuando su dirección de polarización cambia respecto a la antena receptora, apareciendo los mínimos cuando la polarización es ortogonal y los máximos cuando la polarización es paralela. El desvanecimiento debido a cambios de polarización ha sido confirmado por experimentos que han revelado que un nivel mínimo de señal recibida en un elemento de la antena coincide a menudo con un nivel de señal máximo en un elemento ortogonal. Este efecto puede aprovecharse utilizando un sistema de elementos de antena ortogonal para mejorar la calidad de funcionamiento del sistema.

Muchos módems de tonos serie de ondas decamétricas incorporan técnicas de ecualización adaptativa como las descritas en el Anexo 2. Algunos módems utilizan una forma de onda en la que se inserta periódicamente un preámbulo en el tren de datos. El preámbulo, compuesto por símbolos conocidos, permite estimar la respuesta impulsiva instantánea del canal. Un ecualizador adaptativo puede entonces utilizar la respuesta impulsiva estimada para combinar energía de diferentes trayectos que tengan retardos distintos. La respuesta se mantiene mediante un procedimiento de los mínimos cuadrados para actualizar el ecualizador adaptativo.

Después de la ecualización, la existencia de varios modos de propagación distintos puede resultar ventajosa, al ser improbable que sufran desvanecimientos simultáneos, con lo que aumenta la probabilidad de recibir alguna de la energía transmitida. Este fenómeno, conocido por diversidad de modo, puede aprovecharse mientras la energía transmitida que llega al receptor sea suficiente para superar el ruido. La máxima utilidad de la ganancia por diversidad de modo se produce cuando la diferencia de retardos de trayecto es suficientemente grande para evitar el desvanecimiento plano. Utilizando los elementos de la antena ortogonal, puede crearse a la entrada del demodulador un multitrayecto artificial de algún valor fijo. De esta manera, la ganancia por diversidad de polarización puede lograrse aprovechando la capacidad del módem para afrontar la interferencia entre símbolos y mejorar la calidad de funcionamiento mediante diversidad de modo.

Se han considerado dos técnicas diferentes. La primera, denominada diversidad de transmisión, utiliza dos antenas ortogonales excitadas cada una por un transmisor independiente pero enganchado en fase y frecuencia, con la entrada de banda base a uno de los transmisores retardada, y comunicando con un receptor de una sola antena. La segunda, denominada diversidad de recepción, utiliza un solo transmisor y una sola antena, pero dos receptores enganchados en fase y frecuencia conectados a antenas ortogonalmente polarizadas. Las salidas del receptor se conectaron a un combinador de diversidad, también con un trayecto retardado en banda base, que producía la entrada al módem. Las salidas del receptor se conectaron a un combinado de diversidad cuya función era combinar las dos señales para formar la señal de entrada al módem. Este sencillo combinador posibilita la diversidad de recepción sin modificar el módem. Los receptores de ondas decamétricas emplean un CAG para acomodar la amplia gama dinámica de una señal, de manera que el nivel de salida se mantenga próximo a algún nivel fijado. Cuando el nivel de la señal de entrada al receptor se reduce durante un desvanecimiento, la ganancia del receptor aumenta por la acción del CAG. Por tanto la tensión CAG es una medida conveniente de la relación S/N instantánea. El diseño del combinador debe dar más importancia a la componente con mejor S/N frente a la componente con peor S/N . Por ello, las tensiones del CAG de los receptores son utilizadas por el combinador de diversidad para determinar la proporción de las dos señales que componen la suma. La señal resultante se aplicó entonces a la entrada del módem.

En el caso del sistema descrito en el Anexo 2, donde la capacidad del ecualizador se extiende a más de 5 ms, se ha descubierto que el retardo de banda base de 2,7 ms es el óptimo. Se ha comprobado que los mejores resultados se obtenían cuando el trayecto retardado era el trayecto más débil, lo cual se debe a las técnicas de sincronización particulares que se utilizan en el módem. Por ello, el procedimiento de utilizar un retardo de señal con las antenas verticales aseguró en ambas técnicas que la señal de mayor potencia precedía a la señal más débil.

2 Conclusiones

Este tipo de diversidad puede mejorar considerablemente la calidad de funcionamiento de los sistemas de radiocomunicaciones de datos en ondas decamétricas. La diversidad de transmisión puede reducir la proporción de errores hasta en cuatro órdenes de magnitud mientras que la diversidad de recepción puede mejorar la proporción de errores hasta en tres órdenes de magnitud. La mejora que ofrece la diversidad de polarización puede evaluarse considerando la cantidad de potencia de transmisión adicional requerida para mejorar la calidad de funcionamiento de un sistema sin diversidad hasta alcanzar el nivel logrado con diversidad. En el caso de los módems que incorporan ecualización adaptativa, la utilización de la diversidad de transmisión equivale a un aumento en la potencia del transmisor de unos 6 a 8 dB mientras que la diversidad de recepción simple equivale a un aumento de la potencia de 3 a 4 dB. En el caso de los sistemas que emplean diversidad de transmisor, dos transmisores de 100 W pueden reemplazar a un transmisor de 1 kW si se logra una ganancia de 7 dB. Esta reducción en la potencia de transmisión unida al hecho de que la diversidad de polarización puede aplicarse tanto al extremo transmisor como receptor de un enlace sin necesidad de modificar los módems existentes podría reducir notablemente los costos. El tipo de diversidad empleado en una determinada aplicación dependerá del tipo de enlace. Es decir, la estación de base probablemente emplearía la diversidad, mientras que una estación a distancia no. La diversidad de transmisión y recepción son especialmente útiles cuando la calidad de funcionamiento de los enlaces de comunicaciones de datos con plataformas móviles o ubicaciones remotas puede mejorarse con antenas, receptores y transmisores adicionales instalados en el emplazamiento de la estación de base.

Anexo 5

Transmisión de datos a velocidades de hasta 4 800 bit/s por circuitos de ondas decamétricas que utilizan un módem de transmisión en serie con MDP o modulación de amplitud en cuadratura (MAQ)

1 Consideraciones generales

Este módem permite transmitir datos con velocidades de información de hasta 48000 bit/s utilizando la MAQ-16 en una anchura de banda de 300-2700 Hz. El método de modulación es conmutado, de acuerdo con la calidad del enlace, a modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (MDP-4) a 2400 bit/s o a modulación por desplazamiento de fase bifásica (MDP-2) a 1200 bit/s.

2 Características

- Se dispone de velocidades de información de hasta 4800 bit/s.
- La velocidad de información es conmutada a 2400 bit/s (con MDP-4) o a 1200 bit/s (con MDP-2) de acuerdo con la calidad del enlace.

- La anchura de banda de transmisión está dentro de 300-2700 Hz, lo que permite una separación de canales de 3 kHz.
- El protocolo incluye una secuencia de sincronización de 28 símbolos relacionada con cada trama de datos en 112 símbolos, de modo que las velocidades binarias brutas para transmisión son 6 kbit/s, 3 kbit/s y 1,5 kbit/s.
- La conmutación de la velocidad binaria con modo de modulación se logra uniformemente sólo mediante la correspondencia del conmutador sin cambiar la velocidad de señalización.
- Se utiliza un igualador de retorno por decisión.

3 Especificación

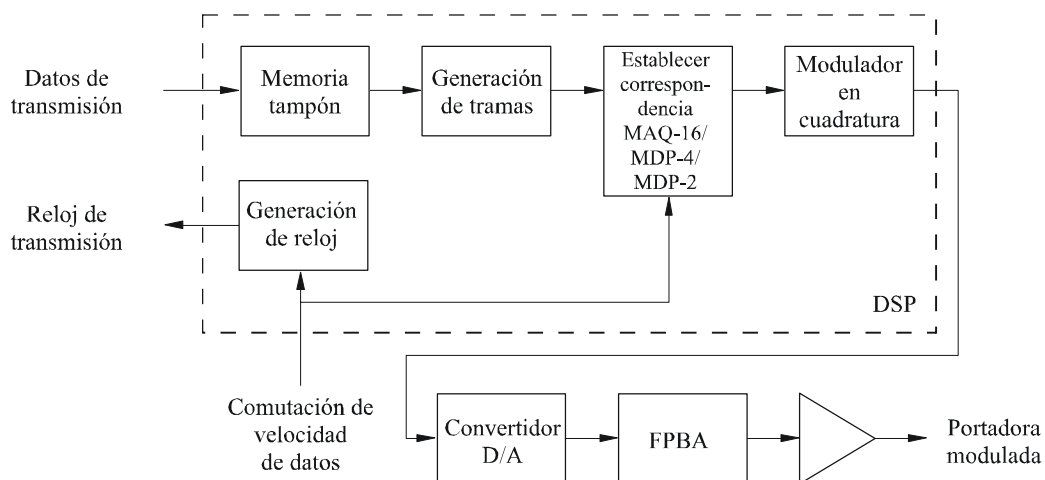
Modo de modulación	MAQ-16	MDP-4	MDP-2
Velocidad binaria de la portadora (kbit/s)	6	3	1,5
Velocidad binaria de usuario (kbit/s)	4,8	2,4	1,2
Velocidad de señalización (kBd)	1,5		
Longitud de trama	140 símbolos (93,3 ms)		
Secuencia de sincronización	28 símbolos		
Longitud de datos	112 símbolos		
Igualación	Igualador de retorno por decisión bidireccional		

4 Diagrama de bloques del procesamiento de señales

Las Figs. 13a y 13b muestran el diagrama de bloques del modulador y del demodulador, respectivamente.

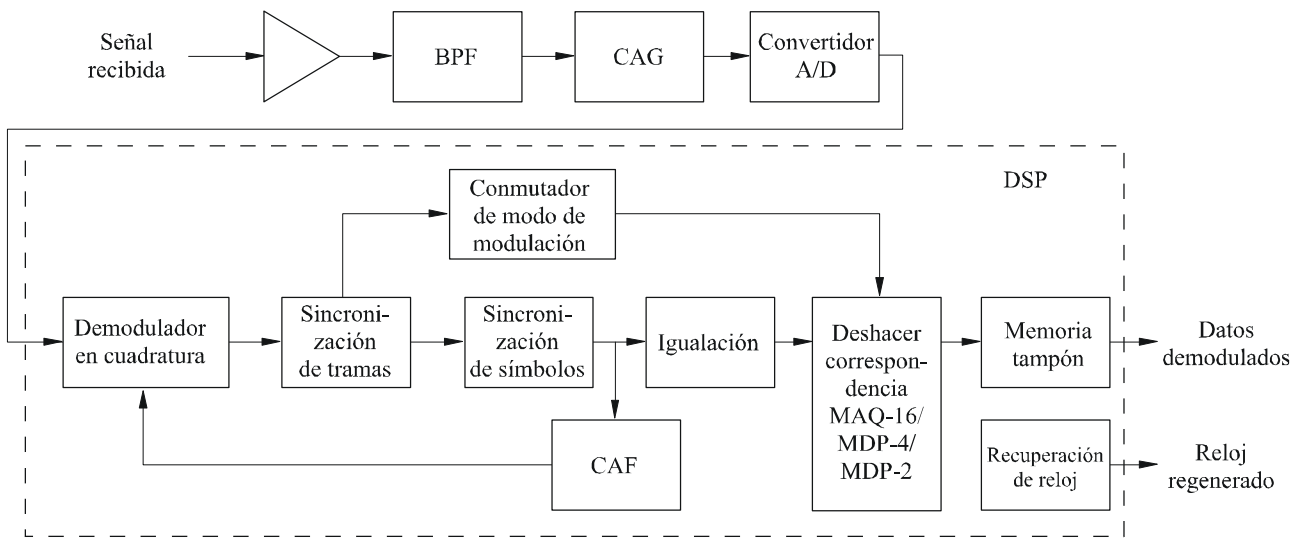
FIGURA 13a

Diagrama de bloques del modulador



DSP: unidad de proceso de señales digitales
 FPBA: filtro paso bajo

FIGURA 13b
Diagrama de bloques del demodulador



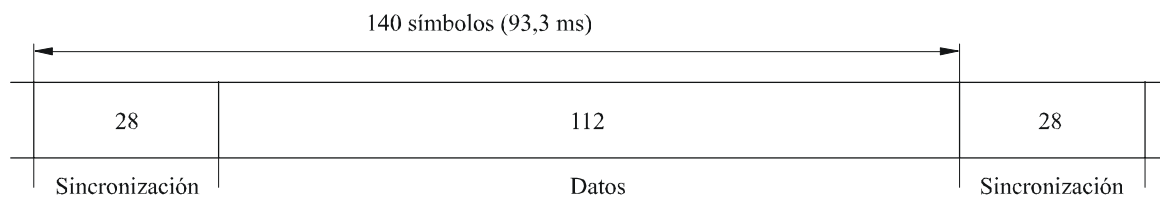
BPF: filtro de paso de banda
CAF: control automático de frecuencia

0763-13b

5 Estructura de trama

Los símbolos que se han de transmitir están estructurados en tramas recurrentes de 93,3 ms de longitud, como se muestra en la Fig. 14.

FIGURA 14
Estructura de trama



0763-14

6 Regla de codificación y diagrama de constelación de MAQ-16

El Cuadro 2 y la Fig. 15 muestran la regla de codificación para MAQ-16 y el diagrama de constelación de MAQ-16, respectivamente.

CUADRO 2

Regla de codificación de MAQ-16

Tetrabit	Símbolo
0000	0
0001	1
0010	2
0011	3
0100	4
0101	5
0110	6
0111	7
1000	8
1001	9
1010	A
1011	B
1100	C
1101	D
1110	E
1111	F

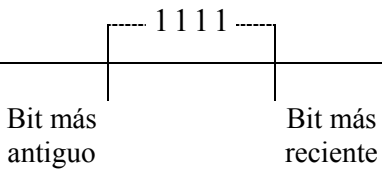
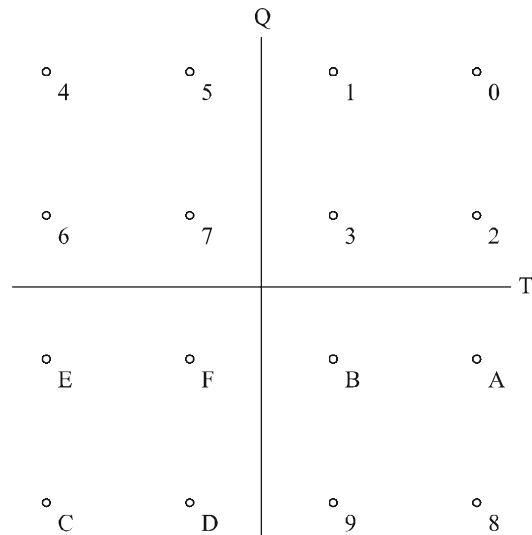


FIGURA 15
Diagrama de constelación de MAQ-16



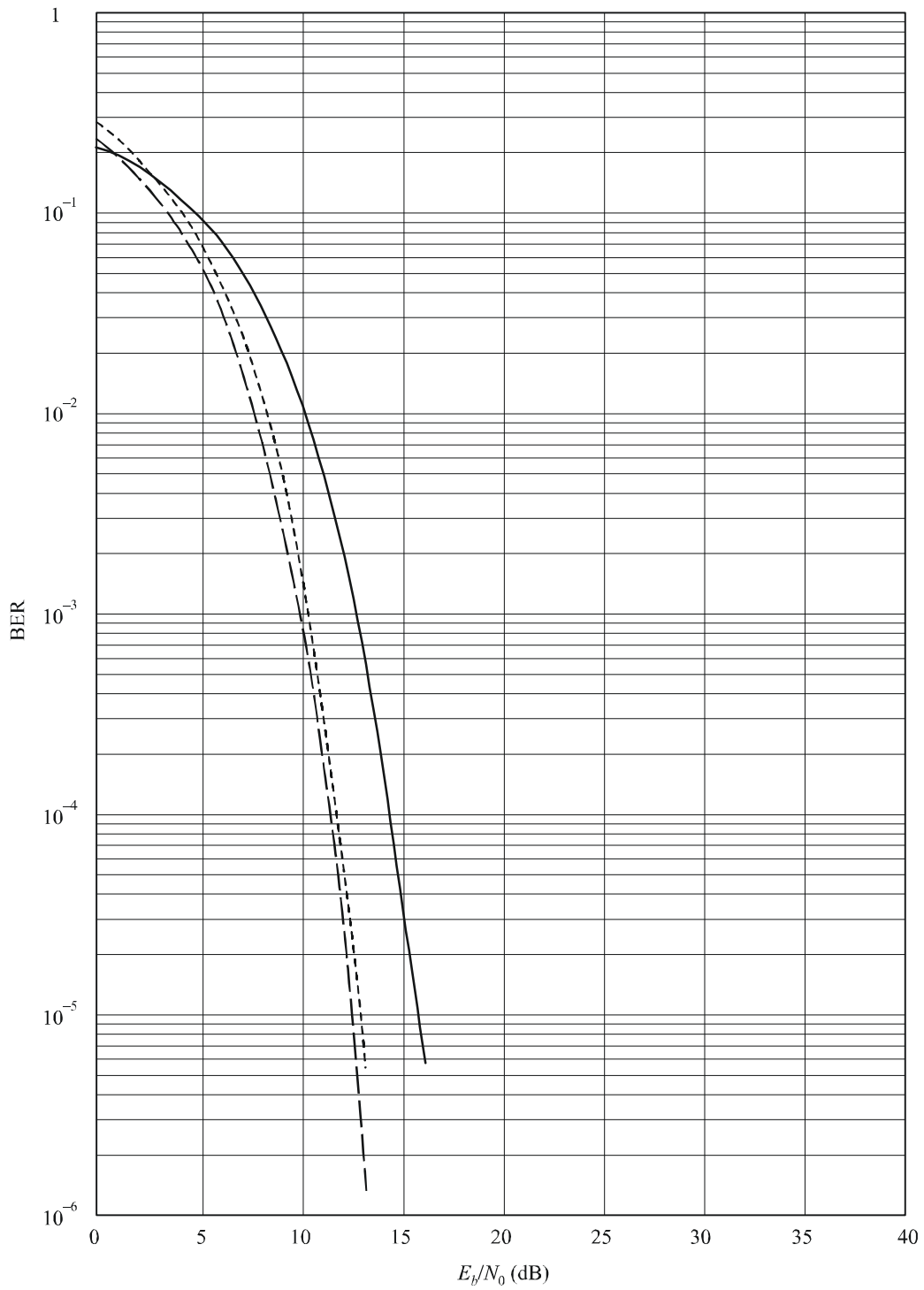
0763-15

7 Datos de prueba

En la prueba descrita a continuación el igualador de retorno por decisión utilizó 14 derivaciones de precompensación y seis derivaciones de retorno con una capacidad superior a un retardo máximo de cinco símbolos. La Fig. 16 muestra las pruebas sin desvanecimiento con ruido gaussiano. Las pruebas de desvanecimiento se efectuaron de acuerdo con la Recomendación UIT-R F.520, con ganancias de trayecto iguales, diferencias de retardo de trayecto de 0,5-3 ms y una tasa de desvanecimiento de 0,5 Hz. Las Figs. 17 a 19 muestran los resultados de la prueba de bits erróneos en el entorno con desvanecimiento.

FIGURA 16

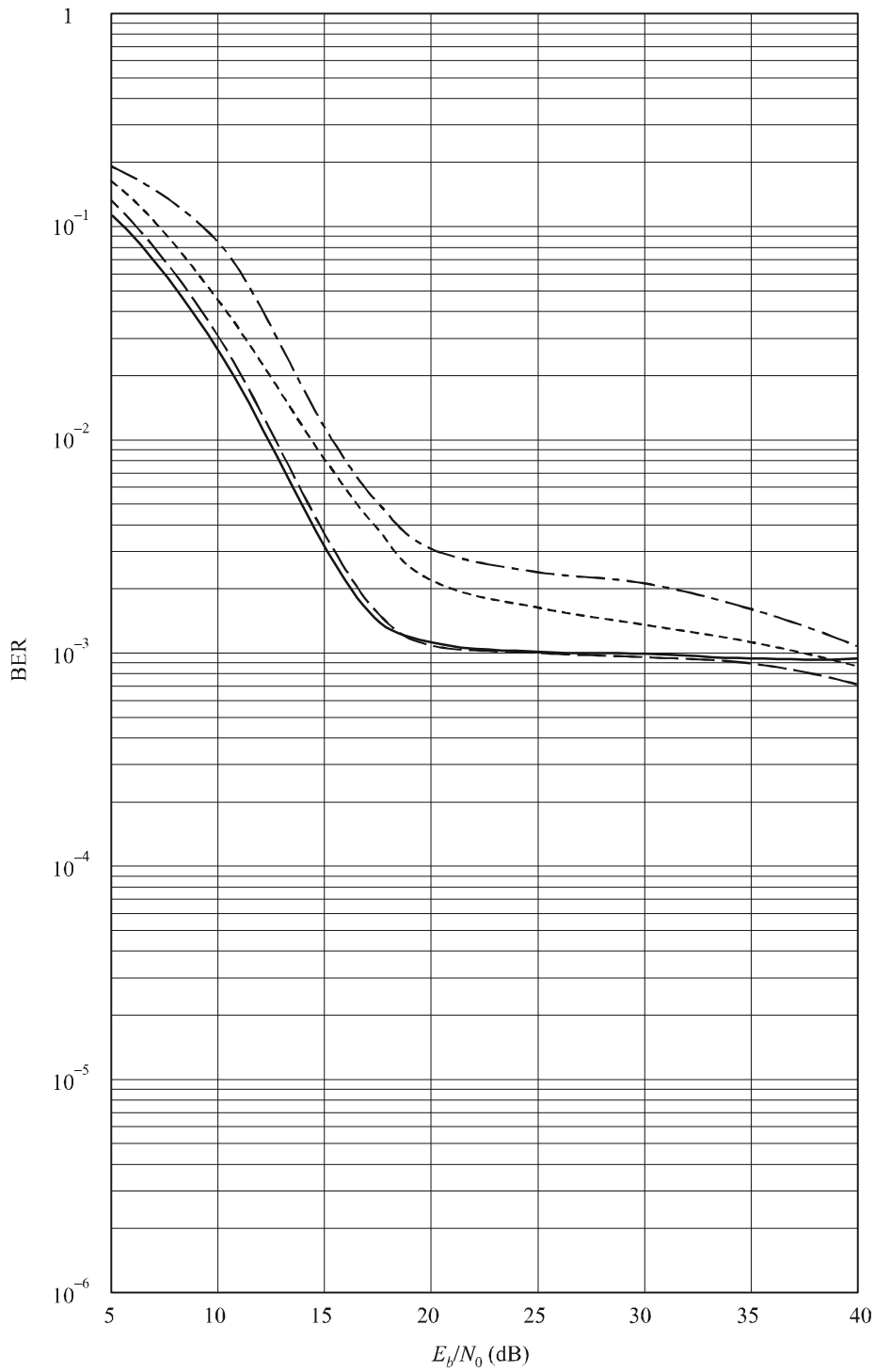
BER en función de la densidad espectral de ruido para un canal sin
desvanecimiento con ruido gaussiano



— MAQ-16
- - - MDP-4
- - - MDP-2

FIGURA 17

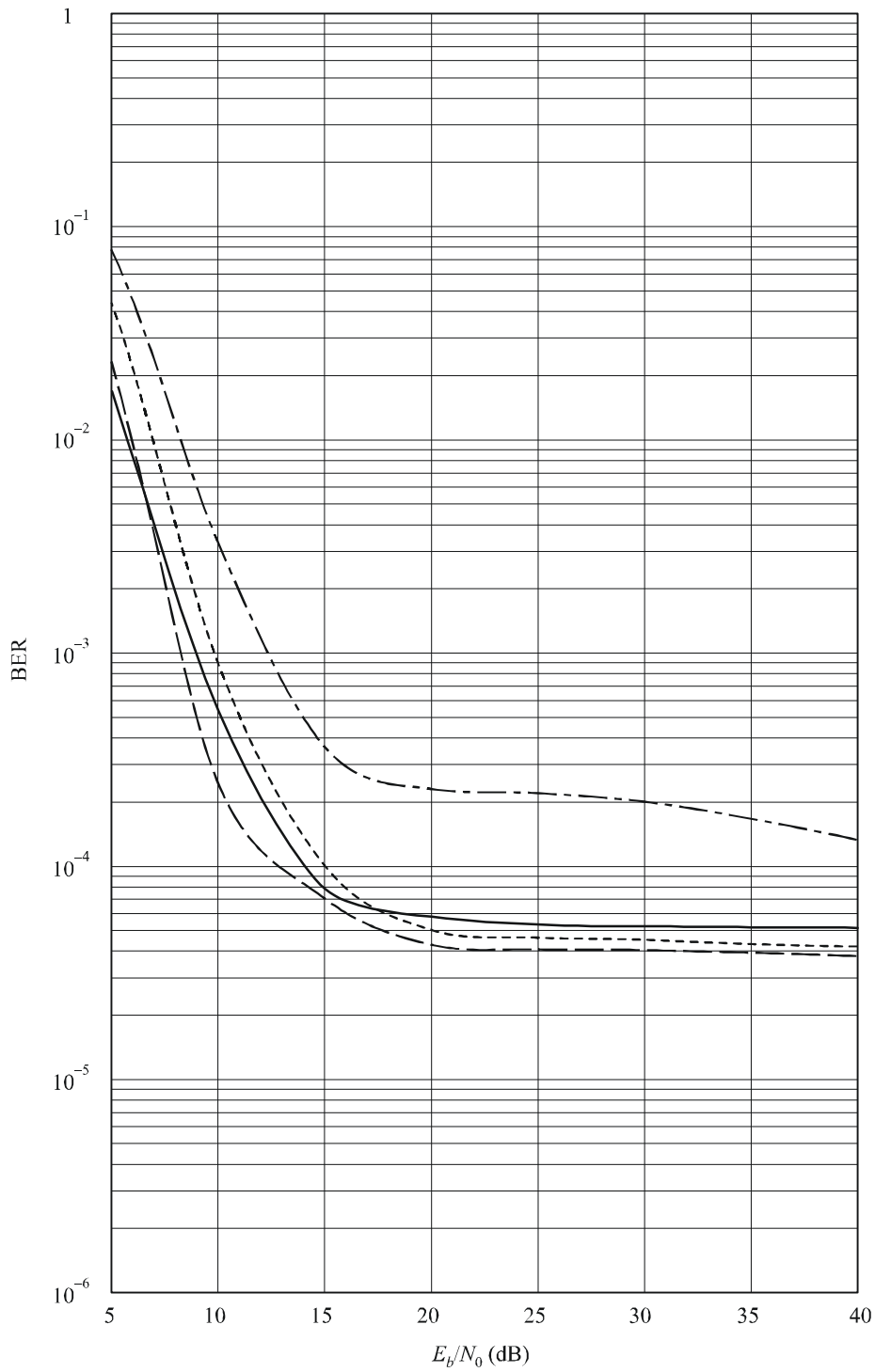
BER de MAQ-16 en función de la densidad espectral de ruido para un canal con desvanecimiento



- Diferencia de retardo: 0,5 ms
- - - Diferencia de retardo: 1,0 ms
- - - - Diferencia de retardo: 2,0 ms
- · - · Diferencia de retardo: 3,0 ms

FIGURA 18

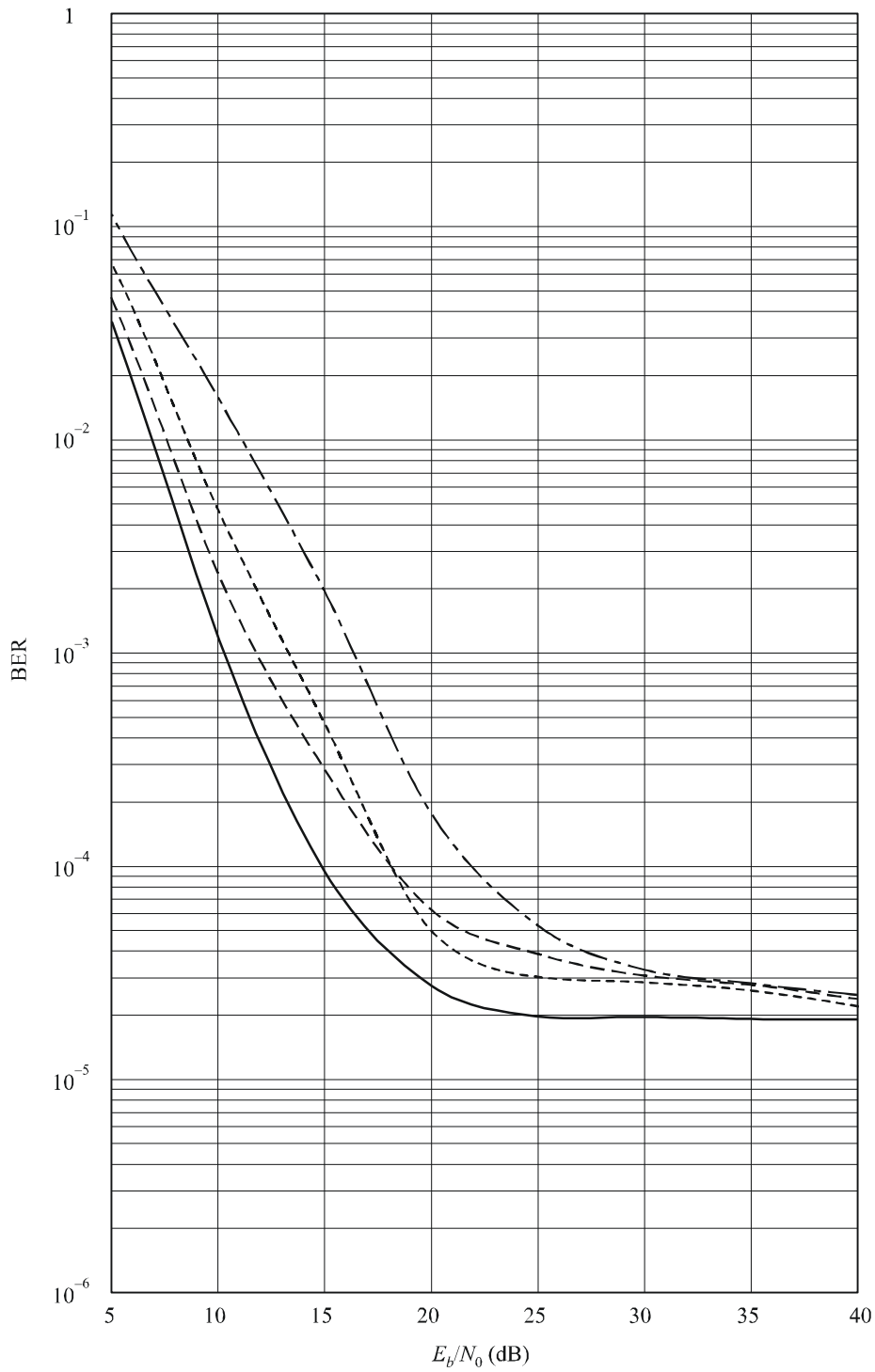
BER de MDP-4 en función de la densidad espectral de ruido
para un canal con desvanecimiento



- Diferencia de retardo: 0,5 ms
- - - Diferencia de retardo: 1,0 ms
- · · Diferencia de retardo: 2,0 ms
- - - - Diferencia de retardo: 3,0 ms

FIGURA 19

BER de MDP-2 en función de la densidad espectral de ruido para un canal con desvanecimiento



- Diferencia de retardo: 0,5 ms
- - - Diferencia de retardo: 1,0 ms
- - - - Diferencia de retardo: 2,0 ms
- · - · Diferencia de retardo: 3,0 ms

Anexo 6

Formas de onda de gran velocidad de datos en 3 200/4 800/6 400/8 000/9 600/12 800 bit/s con un módem de transmisión serie por circuitos de ondas decamétricas

1 Introducción

Este Anexo ofrece una descripción detallada de las formas de ondas de módem con las que se asegura el funcionamiento en las redes radioeléctricas de ondas decamétricas. También se conoce a esta familia de formas de onda como STANAG 4539. Se describe una familia de formas de onda autoidentificadas para el funcionamiento codificado desde 3 200 bit/s a 9 600 bit/s (con funcionamiento sin codificar opcional en 12 800 bit/s). El aspecto de autoidentificación¹ de esta familia de formas de onda permite la adaptación rápida de la modulación para responder a las condiciones cambiantes del canal. Los aspectos clave de esta forma de onda son:

- Capacidad para rastrear un canal de ondas decamétricas con un desvanecimiento multitrayecto de 3-5 ms.
- Capacidad para corregir errores causados por el desvanecimiento, la propagación multitrayecto y el ruido.
- Requisito de anchura de banda de paso del equipo: 300 a 3 050 Hz.
- Velocidad de datos automática y detección de entrelazado.
- Capacidad para tolerar una deriva de ± 75 Hz entre las portadoras de ondas decamétricas de transmisión y de recepción.

1.1 Panorámica

Este punto presenta una forma de onda de módem y una codificación para velocidades de datos de 3 200, 4 800, 6 400, 8 000, 9 600 y la del funcionamiento opcional sin codificar de 12 800 bit/s.

Se utiliza un entrelazador de bloque para obtener 6 longitudes de entrelazado que van desde 0,12 a 8,64 s. Se emplea una opción única de codificación, con longitud restringida 7, y código convolucional de tasa 1/2, perforado con índice 3/4 para todas las velocidades de datos. Se sigue el enfoque de corte completo de cola para producir códigos de bloque a partir de este código convolucional que tienen la misma longitud que el entrelazador.

Los valores de la velocidad de datos y del entrelazador se transmiten explícitamente como parte de la forma de onda, formando parte a su vez del preámbulo inicial y posteriormente de forma periódica como preámbulo reinsertado y en los bloques de símbolos periódicos conocidos. Este aspecto de autoidentificación es importante al elaborar protocolos eficaces (ARQ) para los canales de ondas decamétricas. El módem de recepción es capaz de deducir los valores de la velocidad de datos y del entrelazador a partir del preámbulo o de la parte de datos posterior de la onda.

1.2 Modulación

La velocidad de símbolos para todos ellos es de 2 400 símbolos/s, lo que debe precisarse con un mínimo de $\pm 0,024$ símbolos/s (10 ppm) cuando el reloj de datos de transmisión se genera en el

¹ Los símbolos enviados en las fases de preámbulo y de prueba del canal especifican la velocidad de datos y la profundidad del entrelazador.

módem y no se proporciona por el equipo terminal de datos (ETD). Se utilizan las técnicas de MDP y de MAQ. La subportadora (o el par de subportadoras en cuadratura en el caso de la MAQ) está centrada en 1 800 Hz con una precisión de 0,018 Hz (10 ppm). La fase de la subportadora en cuadratura respecto a la de la portadora en fase es de 90°. La densidad espectral de potencia de la señal de salida del modulador se impone a un valor mínimo de 20 dB por debajo del nivel de la señal medida en 1 800 Hz, probándola fuera de la banda comprendida entre 200 Hz y 3 400 Hz. El filtro empleado debe introducir un rizado no superior a ± 2 dB en la gama comprendida entre 800 Hz y 2 800 Hz. El filtro utilizado es un filtro de Nyquist de raíz cuadrada con $\alpha = 0,35$.

1.2.1 Símbolos conocidos

Para todos los símbolos conocidos, la modulación utilizada es la MDP con la correspondencia de símbolos que se representan en el Cuadro 3 y la Fig. 20. No se aplica la codificación a los símbolos conocidos.

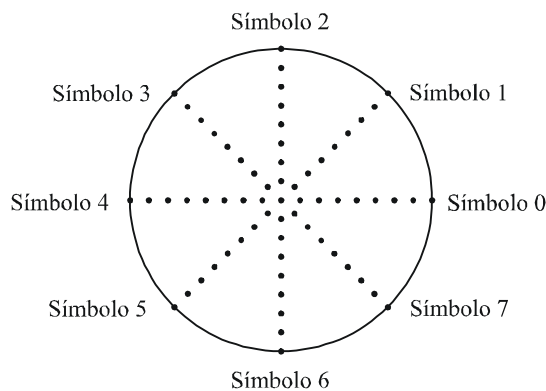
CUADRO 3

Correspondencia de símbolos MDP-8

Número de símbolo	Fase	En fase	Cuadratura
0	0	1,000000	0,000000
1	$\pi/4$	0,707107	0,707107
2	$\pi/2$	0,000000	1,000000
3	$3\pi/4$	-0,707107	0,707107
4	π	-1,000000	0,000000
5	$5\pi/4$	-0,707107	-0,707107
6	$3\pi/2$	0,000000	-1,000000
7	$7\pi/4$	0,707107	-0,707107

FIGURA 20

Constelación de la señal MDP-8 y correspondencia de símbolos



1.2.2 Símbolos de datos

Para los símbolos de datos, la modulación utilizada dependerá de la velocidad de los datos. El Cuadro 4 describe la modulación utilizada con cada velocidad de datos.

CUADRO 4

Modulación utilizada para obtener cada velocidad de datos

Velocidad de datos (bit/s)	Modulación
3 200	MDP-4
4 800	MDP-8
6 400	MAQ-16
8 000	MAQ-32
9 600	MAQ-64
12 800	MAQ-64

Las constelaciones MAQ-16 y MAQ-32 emplean bucles MDP múltiples para mantener una buena relación entre valores de cresta y valores medios, y la constelación MAQ-64 es una variante de la constelación MAQ cuadrada normalizada, que se ha modificado para mejorar la relación entre valor de cresta y valor medio.

1.2.2.1 Símbolos de datos MDP

En las constelaciones MDP, se distingue entre las velocidades de datos y el número de símbolos, a efectos de la codificación de la modulación MDP-4 para que aparezcan como MDP-8 en el aire. La codificación se efectúa como adición módulo 8 de una secuencia de codificación al número de símbolos MDP-8. La transcodificación es una operación que vincula un símbolo que ha de transmitirse a un conjunto de bits de datos.

1.2.2.1.1 Correspondencia de símbolos MDP-4

Para la velocidad de datos de usuario de 3 200 bit/s la transcodificación se logra vinculando uno de los símbolos especificados en el Cuadro 3 a un conjunto de dos bits de datos consecutivos (dibit), tal como se indica en el Cuadro 5. En este Cuadro, el bit situado más a la izquierda del dibit es el bit más antiguo, es decir, el que se ha tomado del entrelazador antes del bit situado más a la derecha.

CUADRO 5

Transcodificación para 3 200 bit/s

Dibit	Símbolo
00	0
01	2
11	4
10	6

1.2.2.1.2 Correspondencia de símbolos MDP-8

Para la velocidad de datos de usuario de 4 800 bit/s, la transcodificación se logra vinculando un símbolo a un conjunto de tres bits de datos consecutivos (tribit) tal como se muestra en el Cuadro 6. En este Cuadro, el bit situado más a la izquierda del grupo tribit es el bit más antiguo, es decir, el que se ha tomado del entrelazador antes de los otros dos, y el situado más a la derecha es el bit más reciente.

CUADRO 6

Transcodificación para 4 800 bit/s

Tribit	Símbolo
000	1
001	0
010	2
011	3
100	6
101	7
110	5
111	4

1.2.2.1.3 Símbolos de datos MAQ

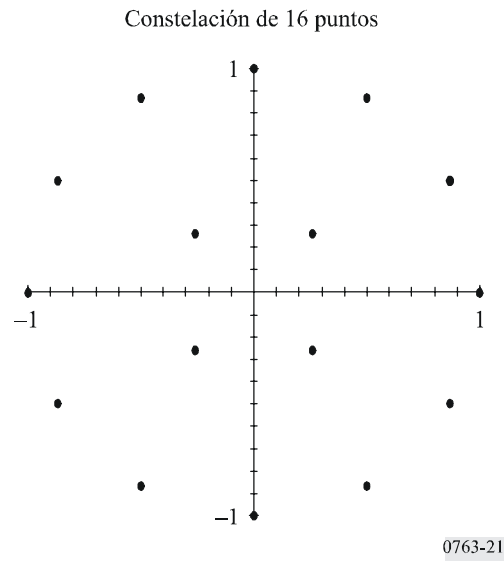
Para las constelaciones MAQ no se hace distinción entre el número formado directamente a partir de los bits de datos y el número de símbolos. Cada conjunto de 4 bits (MAQ-16), y de 5 bits (MAQ-32) o de 6 bits (MAQ-64) se hace corresponder directamente con un símbolo MAQ. Por ejemplo, el grupo de cuatro bits 0111 se correspondería con el símbolo 7 en la constelación MAQ-16, mientras que el grupo de 6 bits 100011 se correspondería con el símbolo 35 en la constelación MAQ-64. Una vez más, en cada caso, el bit situado más a la izquierda es el más antiguo, es decir, el que se ha tomado del entrelazador antes de los otros bits, y el bit situado más a la derecha es el bit más reciente.

La correspondencia de los bits con símbolos para las constelaciones MAQ se ha seleccionado de forma que se minimice el número de errores binarios cometidos cuando los errores incluyen puntos de señalización adyacentes en la constelación.

1.2.2.1.4 Constelación MAQ-16

Los puntos de la constelación MAQ-16 se representan en la Fig. 21 y se describen en términos de sus componentes en fase y en cuadratura en el Cuadro 7. Como puede verse en la Fig. 21, la constelación MAQ-16 comprende dos anillos MDP: símbolos MDP-4 interiores y símbolos MDP-12 exteriores.

FIGURA 21
Constelación de señalización MAQ-16

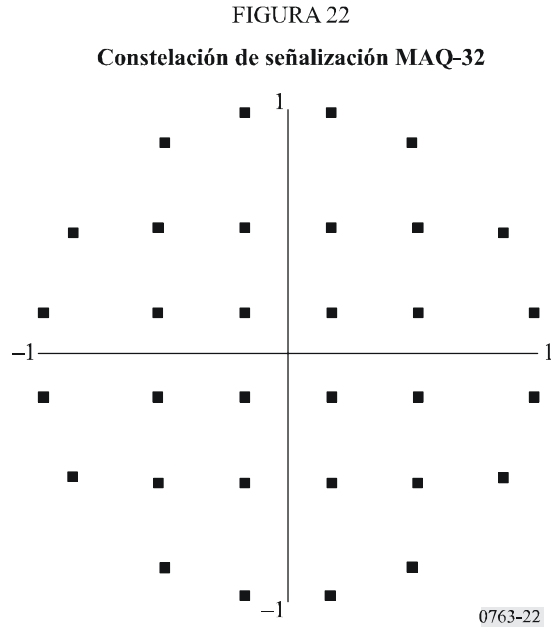


CUADRO 7
Componentes en fase y en cuadratura de cada símbolo MAQ-16

Número de símbolo	En fase	Cuadratura
0	0,866025	0,500000
1	0,500000	0,866025
2	1,000000	0,000000
3	0,258819	0,258819
4	-0,500000	0,866025
5	0,000000	1,000000
6	-0,866025	0,500000
7	-0,258819	0,258819
8	0,500000	-0,866025
9	0,000000	-1,000000
10	0,866025	-0,500000
11	0,258819	-0,258819
12	-0,866025	-0,500000
13	-0,500000	-0,866025
14	-1,000000	0,000000
15	-0,258819	-0,258819

1.2.2.1.5 Constelación MAQ-32

Los puntos de la constelación MAQ-32 se representan en la Fig. 22 y se especifican en términos de sus componentes en fase y en cuadratura en el Cuadro 8. Esta constelación contiene un anillo exterior de 16 símbolos y un cuadrado interior de 16 símbolos.



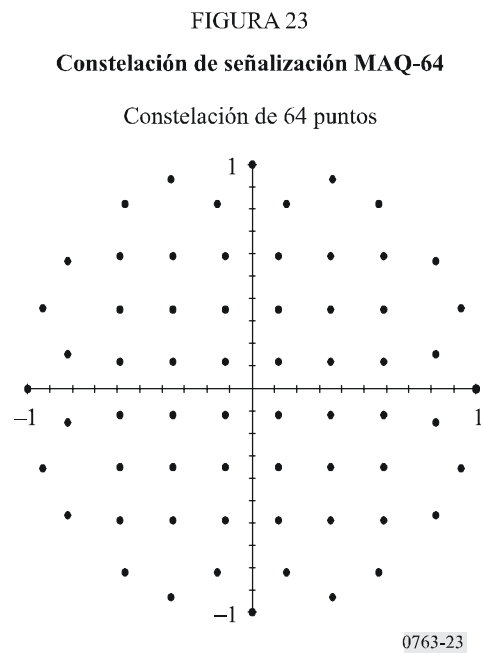
CUADRO 8

Componentes en fase y en cuadratura de cada símbolo MAQ-32

Número de símbolo	En fase	En cuadratura	Número de símbolo	En fase	En cuadratura
0	0,866380	0,499386	16	0,866380	-0,499386
1	0,984849	0,173415	17	0,984849	-0,173415
2	0,499386	0,866380	18	0,499386	-0,866380
3	0,173415	0,984849	19	0,173415	-0,984849
4	0,520246	0,520246	20	0,520246	-0,520246
5	0,520246	0,173415	21	0,520246	-0,173415
6	0,173415	0,520246	22	0,173415	-0,520246
7	0,173415	0,173415	23	0,173415	-0,173415
8	-0,866380	0,499386	24	-0,866380	-0,499386
9	-0,984849	0,173415	25	-0,984849	-0,173415
10	-0,499386	0,866380	26	-0,499386	-0,866380
11	-0,173415	0,984849	27	-0,173415	-0,984849
12	-0,520246	0,520246	28	-0,520246	-0,520246
13	-0,520246	0,173415	29	-0,520246	-0,173415
14	-0,173415	0,520246	30	-0,173415	-0,520246
15	-0,173415	0,173415	31	-0,173415	-0,173415

1.2.2.1.6 Constelación MAQ-64

Los puntos de la constelación utilizada para la modulación MAQ-64 se representan en la Fig. 23 y se definen en términos de sus componentes en fase y en cuadratura en el Cuadro 9. Esta constelación es una variación de la constelación normal cuadrada 8×8 que logra una mejor relación entre los valores de cresta/promedio sin sacrificar las propiedades muy buenas del código pseudo-Gray de la constelación cuadrada.



CUADRO 9

Componentes en fase y en cuadratura de cada símbolo MAQ-64

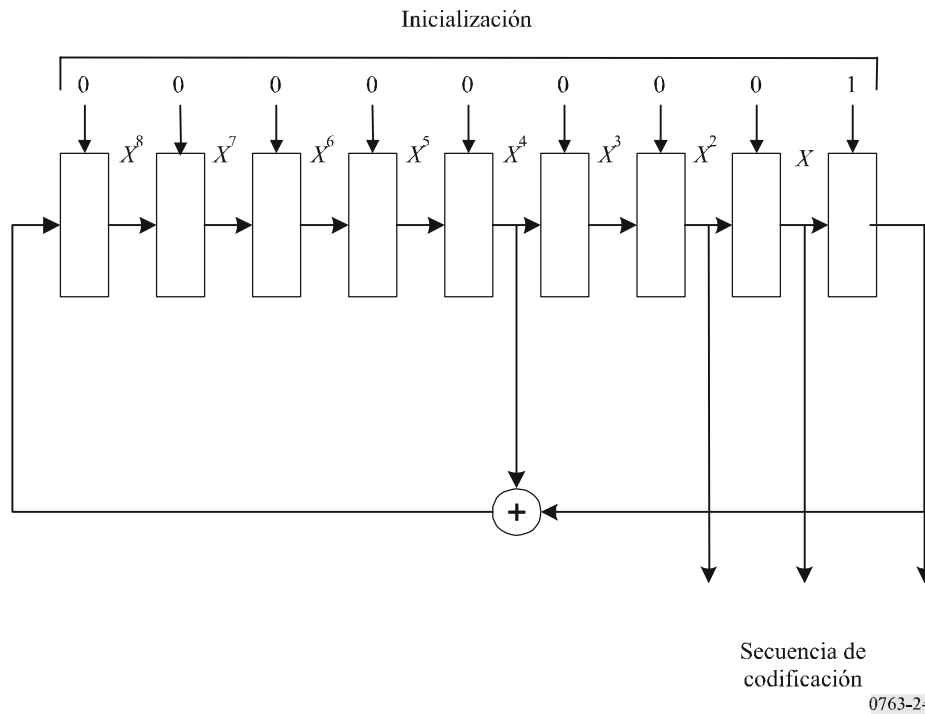
Número de símbolo	En fase	En cuadratura	Número de símbolo	En fase	En cuadratura
0	1,000000	0,000000	32	0,000000	1,000000
1	0,822878	0,568218	33	-0,822878	0,568218
2	0,821137	0,152996	34	-0,821137	0,152996
3	0,932897	0,360142	35	-0,932897	0,360142
4	0,000000	-1,000000	36	-1,000000	0,000000
5	0,822878	-0,568218	37	-0,822878	-0,568218
6	0,821137	-0,152996	38	-0,821137	-0,152996
7	0,932897	-0,360142	39	-0,932897	-0,360142
8	0,568218	0,822878	40	-0,568218	0,822878
9	0,588429	0,588429	41	-0,588429	0,588429
10	0,588429	0,117686	42	-0,588429	0,117686
11	0,588429	0,353057	43	-0,588429	0,353057
12	0,568218	-0,822878	44	-0,568218	-0,822878
13	0,588429	-0,588429	45	-0,588429	-0,588429
14	0,588429	-0,117686	46	-0,588429	-0,117686
15	0,588429	-0,353057	47	-0,588429	-0,353057
16	0,152996	0,821137	48	-0,152996	0,821137
17	0,117686	0,588429	49	-0,117686	0,588429
18	0,117686	0,117686	50	-0,117686	0,117686
19	0,117686	0,353057	51	-0,117686	0,353057
20	0,152996	-0,821137	52	-0,152996	-0,821137
21	0,117686	-0,588429	53	-0,117686	-0,588429
22	0,117686	-0,117686	54	-0,117686	-0,117686
23	0,117686	-0,353057	55	-0,117686	-0,353057
24	0,360142	0,932897	56	-0,360142	0,932897
25	0,353057	0,588429	57	-0,353057	0,588429
26	0,353057	0,117686	58	-0,353057	0,117686
27	0,353057	0,353057	59	-0,353057	0,353057
28	0,360142	-0,932897	60	-0,360142	-0,932897
29	0,353057	-0,588429	61	-0,353057	-0,588429
30	0,353057	-0,117686	62	-0,353057	-0,117686
31	0,353057	-0,353057	63	-0,353057	-0,353057

1.2.3 Codificación de datos

Los símbolos de datos para la constelación de símbolos MDP-8 (3 200 bit/s, 4 800 bit/s) se codifican mediante una adición de módulo 8 con una secuencia de codificación. Los símbolos de datos para las constelaciones MAQ-16, MAQ-32 y MAQ-64 se codifican utilizando una operación O exclusiva (XOR). Secuencialmente, se aplica a los bits de datos que forman cada símbolo (4 para MAQ-16, 5 para MAQ-32 y 6 para MAQ-64) una operación XOR con un número igual de bits procedentes de la secuencia de codificación. En todos los casos, el polinomio generador de la secuencia de codificación es $X^9 + X^4 + 1$ y el generador se inicializa en 1 al principio de cada trama de datos. La Fig. 24 muestra un diagrama de bloques del generador de la secuencia de codificación.

FIGURA 24

Generador de secuencia de codificación que ilustra el generador de codificación para símbolos MDP- 8



Para los símbolos MDP-8 (3 200 bit/s y 4 800 bit/s), la codificación se efectúa tomando la suma en módulo 8 del valor numérico del trio binario compuesto por los tres últimos bits (más a la derecha) del registro de desplazamiento y el número de símbolo (valor transcodificado). Por ejemplo, si los últimos tres bits del registro de desplazamiento de la secuencia de codificación fuesen 010, lo que tiene un valor numérico igual a 2, y el número de símbolo antes de la codificación fuese 6, se transmitiría el símbolo 0 pues: $(6 + 2) \text{ módulo } 8 = 0$. Para símbolos MAQ-16, la codificación se efectúa aplicando la operación XOR en el número de 4 bits compuesto por los cuatro últimos bits (más a la derecha) del registro de desplazamiento con el número de símbolo. Por ejemplo, si los últimos cuatro bits del registro de desplazamiento de la secuencia de codificación fuesen 0101 y el número de símbolo MAQ-16 antes de la codificación era 3 (es decir, 0011), se transmitiría el símbolo 6 (0110). Para símbolos MAQ-32, la codificación se efectúa aplicando la operación XOR en el número de 5 bits formado por los últimos cinco bits (más a la derecha) del registro de

desplazamiento con el número de símbolo. Para símbolos MAQ-64, la codificación se efectúa aplicando la operación XOR al número de 6 bits formado por los últimos seis bits (más a la derecha) del registro de desplazamiento con el número de símbolo.

Tras codificar cada símbolo de datos, el generador se repite (se desplaza) el número necesario de veces para producir todos los nuevos bits que se utilizarán en la codificación del siguiente símbolo (es decir 3 repeticiones para MDP-8, 4 repeticiones para MAQ-16, 5 repeticiones para MAQ-32 y 6 repeticiones para MAQ-64). Como el generador se ha repetido después de utilizar los bits, el primer símbolo de datos de cada trama de datos debe codificarse mediante el número apropiado de bits a partir del valor de inicialización de 00000001.

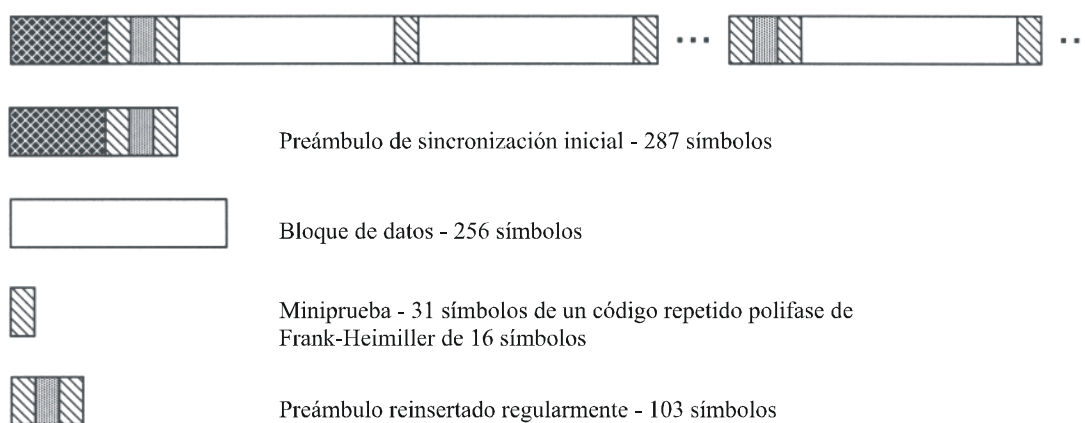
La longitud de la secuencia de codificación es de 511 bits. Para un bloque de datos de 256 símbolos con 6 bits por símbolo, esto significa que la secuencia de codificación se repetirá apenas algo más que tres veces, aunque en términos de símbolos no habrá repetición.

1.3 Estructura de trama

La estructura de trama utilizada para los tipos de onda de este Anexo se representa en la Fig. 25. A un preámbulo de símbolo 287 inicial le siguen 72 tramas en alternancia de datos y símbolos conocidos. Cada trama de datos tiene un bloque de datos compuesto de 256 símbolos de datos, seguidos de una miniprueba de 31 símbolos de datos conocidos. Tras las 72 tramas de datos, se reinserta un subconjunto de 72 símbolos del preámbulo inicial a fin de facilitar la adquisición tardía, la eliminación de la deriva Doppler y el ajuste de la sincronización. La longitud total de los datos conocidos en este segmento es realmente de 103 símbolos: los 72 símbolos de preámbulo reinsertados más el segmento precedente de miniprueba de 31 símbolos que sigue al último bloque de datos de 256 símbolos.

FIGURA 25

Estructura de trama para todos los tipos de onda



0763-25

1.3.1 Sincronización y preámbulos reinsertados

El preámbulo de sincronización se utiliza para la sincronización inicial rápida. El preámbulo reinsertado se utiliza para facilitar la adquisición de una transmisión en curso (adquisición de datos).

1.3.1.1 Preámbulo de sincronización

El preámbulo de sincronización consta de dos partes. La primera parte se compone de al menos N bloques de 184 símbolos MDP-8 que se utilizarán exclusivamente para el CAG de la etapa radioeléctrica y el módem. El valor de N es configurable y oscila en valores comprendidos entre 0 y 7 (para $N = 0$ esta primera sección no se envía). Estos 184 símbolos se forman tomando la conjugada compleja de los primeros 184 símbolos de la secuencia especificada más adelante para la segunda sección.

La segunda sección consta de 287 símbolos. Los primeros 184 símbolos se destinan exclusivamente a la sincronización y a la eliminación de la deriva Doppler, mientras que los últimos 103 símbolos, que son comunes al preámbulo reinsertado, cursan también información relativa a la velocidad de datos y a los parámetros del entrelazador. Expresándola en términos de frecuencia de símbolos MDP-8 y utilizando los números de símbolos del Cuadro 3, la segunda sección del preámbulo de sincronización es como sigue:

<p>1, 5, 1, 3, 6, 1, 3, 1, 1, 6, 3, 7, 7, 3, 5, 4, 3, 6, 6, 4, 5, 4, 0, 2, 2, 2, 6, 0, 7, 5, 7, 4, 0, 7, 5, 7, 1, 6, 1, 0, 5, 2, 2, 6, 2, 3, 6, 0, 0, 5, 1, 4, 2, 2, 2, 3, 4, 0, 6, 2, 7, 4, 3, 3, 7, 2, 0, 2, 6, 4, 4, 1, 7, 6, 2, 0, 6, 2, 3, 6, 7, 4, 3, 6, 1, 3, 7, 4, 6, 5, 7, 2, 0, 1, 1, 1, 4, 4, 0, 0, 5, 7, 7, 4, 7, 3, 5, 4, 1, 6, 5, 6, 6, 4, 6, 3, 4, 3, 0, 7, 1, 3, 4, 7, 0, 1, 4, 3, 3, 3, 5, 1, 1, 1, 4, 6, 1, 0, 6, 0, 1, 3, 1, 4, 1, 7, 7, 6, 3, 0, 0, 7, 2, 7, 2, 0, 2, 6, 1, 1, 1, 2, 7, 7, 5, 3, 3, 6, 0, 5, 3, 3, 1, 0, 7, 1, 1, 0, 3, 0, 4, 0, 7, 3,</p> <p>0, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 6, 0, 4, 0, 4, 0, 6, 4, 2, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 6, 0, 4, 0, 4, 0, 6, 4, 2,</p> <p>($D_0, D_0, D_0, D_0, D_0, D_0, D_0, D_0, D_0, D_0, D_0, D_0, D_0 + 0, 4, 0, 4, 0, 0, 4, 4, 0, 0, 0, 0$) Módulo 8</p> <p>($D_1, D_1, D_1, D_1, D_1, D_1, D_1, D_1, D_1, D_1, D_1, D_1, D_1 + 0, 4, 0, 4, 0, 0, 4, 4, 0, 0, 0, 0$) Módulo 8</p> <p>($D_2, D_2, D_2, D_2, D_2, D_2, D_2, D_2, D_2, D_2, D_2, D_2, D_2 + 0, 4, 0, 4, 0, 0, 4, 4, 0, 0, 0, 0$) Módulo 8</p> <p>6, 4, 4, 4, 4, 4, 6, 0, 2, 4, 0, 4, 0, 4, 2, 0, 6, 4, 4, 4, 4, 4, 6, 0, 2, 4, 0, 4, 0, 4, 2, 0.</p>

donde los símbolos de datos D_0 , D_1 y D_2 toman uno de los 30 conjuntos de valores seleccionados del Cuadro 10 para indicar la velocidad de datos y los parámetros del entrelazador. Las operaciones de Módulo tienen por objeto significar que cada uno de los valores D se utilizan para desplazar la fase de un código Barker de 13 bits de longitud (0101001100000) realizando la suma en módulo 8 del valor D con cada uno de los valores del código Barker de 13 fases (0 ó 4). Esta operación puede codificar 6 bits de información utilizando la modulación MDP-4 de los códigos Barker de 13 bits (segmentos). Como las tres secuencias de código Barker ocupan únicamente 39 símbolos, las minipruebas de 31 símbolos se alargan hasta 32 símbolos cada una a fin de prever los dos símbolos adicionales necesarios para rellenar los tres códigos de Barker de 13 símbolos hasta un total de 41 símbolos.

CUADRO 10

Valores de los símbolos MDP-8 D_0 , D_1 y D_2 en función de la velocidad de datos y de la longitud del entrelazador

Velocidad de datos (bit/s)	Longitud del entrelazador en tramas (bloque de datos de 256 símbolos)					
	1	3	9	18	36	72
3 200	0,0,4	0,2,6	0,2,4	2,0,6	2,0,4	2,2,6
4 800	0,6,2	0,4,0	0,4,2	2,6,0	2,6,2	2,4,0
6 400	0,6,4	0,4,6	0,4,4	2,6,6	2,6,4	2,4,6
8 000	6,0,2	6,2,0	6,2,2	4,0,0	4,0,2	4,2,0
9 600	6,0,4	6,2,6	6,2,4	4,0,6	4,0,4	4,2,6
12 800	6,6,2 ⁽¹⁾	No se aplica	No se aplica	No se aplica	No se aplica	No se aplica

⁽¹⁾ Para 12 800 bit/s un entrelazador de tramas se interpreta como falta de entrelazado.

La correspondencia escogida para crear el Cuadro 10 utiliza 3 bits en cada caso para especificar la velocidad de datos y la longitud del entrelazador. Los 3 bits de velocidad de datos son los tres bits más significativos (MSB) de los 3 símbolos dibit y los bits de la longitud del entrelazador son los bits menos significativos (LSB). La fase del código Barker se determina a partir de las 3 palabras dibit resultantes de la utilización del Cuadro 5, que es el Cuadro de transcodificación de dibit. Los 3 bits de velocidad de datos y las correspondencias de la longitud del entrelazador se representan en el Cuadro 11. Véase que la transcodificación tiene el efecto de situar los 3 bits de la longitud del entrelazador en cuadratura con los 3 bits de velocidad de datos.

CUADRO 11

Esquemas binarios para especificar la velocidad de datos y la longitud del entrelazador

Datos	Correspondencia de 3 bits	Longitud del entrelazador	Correspondencia de 3 bits	Nombre
3 200	001	1 Trama	001	Ultra breve (US)
4 800	010	3 Tramas	010	Muy breve (VS)
6 400	011	9 Tramas	011	Breve (S)
8 000	100	18 Tramas	100	Media (M)
9 600	101	36 Tramas	101	Larga (L)
12 800	110	72 Tramas	110	Muy larga (VL)

Como el código Barker está desequilibrado en términos del número de ceros y unos, se han elegido esquemas de 3 bits para evitar los esquemas 000 ó 111 con el fin de minimizar el desequilibrio en los tres símbolos combinados. Más específicamente, se desplaza siempre la fase de una de las tres repeticiones del código Barker que aparece en cada uno de los componentes en cuadratura, en 180 ° respecto a los otros dos. Ello se traduce en un desequilibrio neto en cada componente en cuadratura de los 39 símbolos que provoca siempre una distribución de 17 a 22, en vez de ser siempre de 12 a 27.

1.3.1.2 Preámbulo reinsertado

El preámbulo reinsertado es idéntico a los 72 símbolos finales del preámbulo de sincronización. De hecho, los 103 símbolos finales son comunes al preámbulo de sincronización y al bloque contiguo compuesto del preámbulo reinsertado y de la miniprueba que le precede inmediatamente. Los 103 símbolos de datos conocidos (incluyendo la miniprueba de 31 símbolos de la trama de datos precedente) son pues:

0, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 6, 0, 4, 0, 4, 0, 6, 4, 2, 0, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 6, 0, 4, 0, 4, 0, 6, 4,
2,
(D₀, D₀, D₀, D₀, D₀, D₀, D₀, D₀, D₀, D₀, D₀, D₀, D₀ + 0, 4, 0, 4, 0, 0, 4, 4, 0, 0, 0, 0, 0)
Módulo 8
(D₁, D₁, D₁, D₁, D₁, D₁, D₁, D₁, D₁, D₁, D₁, D₁, D₁ + 0, 4, 0, 4, 0, 0, 4, 4, 0, 0, 0, 0, 0)
Módulo 8
(D₂, D₂, D₂, D₂, D₂, D₂, D₂, D₂, D₂, D₂, D₂, D₂, D₂ + 0, 4, 0, 4, 0, 0, 4, 4, 0, 0, 0, 0, 0)
Módulo 8

6,
4, 4, 4, 4, 4, 6, 0, 2, 4, 0, 4, 0, 4, 2, 0, 6, 4, 4, 4, 4, 4, 6, 0, 2, 4, 0, 4, 0, 4, 2, 0.

en donde los símbolos de datos D₀, D₁ y D₂ adoptan de nuevo uno de los 30 conjuntos de valores seleccionados a partir del Cuadro 10 para indicar la velocidad de datos y los parámetros del entrelazador conforme se describe en el § 1.3.1.1. Véase que los primeros 31 de estos símbolos preceden inmediatamente la miniprueba que sigue al último de los 72 bloques de datos.

1.3.2 Minipruebas

Se insertan minipruebas con una longitud de 31 símbolos tras cada bloque de datos de 256 símbolos y al final de cada preámbulo (en cuyo caso se consideran que forman parte de éste). Utilizando la correspondencia de símbolos MDP-8, cada miniprueba se basa en la secuencia repetida de Frank-Heimiller. La secuencia que se utiliza, especificada en términos de los números de símbolo MDP-8 viene dada por:

0, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 6, 0, 4, 0, 4, 0, 6, 4, 2, 0, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 6, 0, 4, 0, 4, 0, 6, 4.

Esta miniprueba se designará como «+». La versión con fase invertida de ella es:

4, 4, 4, 4, 4, 6, 0, 2, 4, 0, 4, 0, 4, 2, 0, 6, 4, 4, 4, 4, 4, 6, 0, 2, 4, 0, 4, 0, 4, 2, 0,

y las minipruebas que utilizan esta secuencia se designarán como «-», pues la fase de cada símbolo se ha girado 180 ° respecto a la de «+».

Hay un total de 73 minipruebas para cada conjunto de 72 bloques de datos. Por motivos de conveniencia, se numera secuencialmente cada miniprueba, definiendo la miniprueba 0 como la de los últimos 31 símbolos del preámbulo precedente (reinsertado), y la miniprueba 1 es la que sigue al primer bloque de datos después de un preámbulo (reinsertado). La miniprueba 72 sigue al 72º bloque de datos y es también el primer conjunto de 31 símbolos del siguiente preámbulo reinsertado de 103 símbolos. Se han definido las minipruebas 0 y 72 como la parte del preámbulo de inserción que tiene los signos - y + respectivamente. La información de velocidad de datos y de longitud del entrelazador codificada dentro de los preámbulos de sincronización y reinsertado se codifica también en minipruebas numeradas 1 a 72. Estas 72 minipruebas se agrupan en cuatro conjuntos de 18 minipruebas consecutivas (1 a 18, 19 a 36, 37 a 54 y 55 a 72). Véase que el bloque

de datos de 256 símbolos que sigue inmediatamente a la miniprueba 18^a, en cada uno de los primeros tres conjuntos, es también el primer bloque de datos de un bloque entrelazador con longitudes de trama de 1, 3, 9 y 18. El bloque entrelazador de longitud 36 empieza tras el segundo conjunto y se inicia un preámbulo reinsertado después del cuarto conjunto. Esta estructura permite que los datos empiecen a demodularse tan pronto como se conoce el contorno del entrelazador.

Cada secuencia de 18 minipruebas consta de siete signos -, un signo +, seguido de seis valores de signo que son dependientes de la velocidad de datos y de la longitud del entrelazador, tres valores de signo que especifican de cuál de los cuatro grupos de 18 minipruebas se trata y finalmente un signo +. Para el cuarto conjunto este signo + final (miniprueba 72) es también la miniprueba inicial del siguiente preámbulo reinsertado (que utiliza la fase +).

A modo de imagen, esta secuencia de longitud 18 es: - - - - - - + S₀ S₁ S₂ S₃ S₄ S₅ S₆ S₇ S₈ +, en la que los primeros seis valores de signo S_i se definen en el Cuadro 12. Véase que estos 6 esquemas binarios (el + es un 0) corresponden a la concatenación de las tres correspondencias binarias del Cuadro 11 para la velocidad de datos (S₀ S₁ S₂) y la longitud del entrelazador (S₃ S₄ S₅). Los tres valores finales de signo S_i que especifican el conjunto de miniprueba (cómputo) se definen en el Cuadro 13.

CUADRO 12

Valores (signo) de S₀, S₁, S₂, S₃, S₄, S₅ en función de la velocidad de datos y de los parámetros del entrelazador

Velocidad de datos (bit/s)	Longitud en tramas del entrelazador (bloques de datos de 256 símbolos)					
	1	3	9	18	36	72
3 200	+ + - + + -	+ + - + - +	+ + - + - -	+ + - - + +	+ + - - + -	+ + - - - +
4 800	+ - + + + -	+ - + + - +	+ - + + - -	+ - + - + +	+ - + - + -	+ - + - - +
6 400	+ - - + + -	+ - - + - +	+ - - + - -	+ - - - + +	+ - - - + -	+ - - - - +
8 000	- + + + + -	- + + + - +	- + + + - -	- + + - + +	- + + - + -	- + + - - +
9 600	- + - + + -	- + - + - +	- + - + - -	- + - - + +	- + - - + -	- + - - - +
12 800	- - + + + -	No se aplica	No se aplica	No se aplica	No se aplica	No se aplica

CUADRO 13

Valores (signo) de S₆, S₇, S₈ en función del grupo de minipruebas

Grupo de minipruebas			
1 a 18	19 a 36	37 a 54	55 a 72
+ + -	+ - +	+ - -	- + +

Las primeras ocho minipruebas de cada conjunto (-----+) sitúan de forma única el punto de inicio para los siguientes 9 valores S_i . Ello es posible pues las secuencias S_i utilizadas contienen como mucho pases de cuatro fases + o -. Ello hace que sea imposible que una secuencia de siete minipruebas con la misma fase seguidas por una con una fase invertida se produzca en cualquier otra parte, excepto al principio de una de las secuencias de 18 minipruebas. Una vez situado este esquema fijo de ocho minipruebas, se resuelve también la ambigüedad de la fase de 0 o de 180°, de forma que las siguientes 9 minipruebas puedan adaptarse adecuadamente a la velocidad de datos, la longitud del entrelazador y el cómputo del conjunto de minipruebas. La secuencia completa de minipruebas es la siguiente:

$$\begin{array}{l}
 \boxed{[rp] \text{-----} + S_0 S_1 S_2 S_3 S_4 S_5 S_6 S_7 S_8 + \text{-----} + S_0 S_1 S_2 S_3 S_4 S_5 S_6 S_7 S_8 +} \\
 \text{-----} + S_0 S_1 S_2 S_3 S_4 S_5 S_6 S_7 S_8 + \text{-----} + S_0 S_1 S_2 S_3 S_4 S_5 S_6 S_7 S_8 [rp]}
 \end{array}$$

en donde [rp] representa los 103 símbolos de preámbulo reinsertados (se incluyen las minipruebas 72 y 0).

1.4 Codificación y entrelazado

El entrelazador es un entrelazador de bloques. Cada bloque de datos de entrada se codifica también utilizando una técnica de codificación de bloques con un tamaño de código igual al tamaño del entrelazador de bloques. De esta manera, los bits de datos de entrada se enviarán como bloques sucesivos de bits a lo largo de la duración de la longitud del entrelazador seleccionada. El Cuadro 14 muestra el número de bits de datos de entrada por bloque en función de la velocidad de datos y de la longitud del entrelazador. Véase que un «bloque de datos de entrada» no debe confundirse con el bloque de datos de 256 símbolos que forma parte de una trama de datos en el formato del tipo de onda. Los bits de un bloque de datos de entrada se harán corresponder, mediante la codificación y el entrelazado, con el número de tramas de datos, y de ahí con los bloques de datos de 256 símbolos que definen la longitud del entrelazador.

CUADRO 14

Tamaño del bloque de datos de entrada en bits, en función de la velocidad de datos y la longitud del entrelazador

Velocidad de datos (bit/s)	Longitud del entrelazador en tramas					
	1	3	9	18	36	72
	Número de bits de datos de entrada por bloque					
3 200	384	1 152	3 456	6 912	13 824	27 648
4 800	576	1 728	5 184	10 368	20 736	41 472
6 400	768	2 304	6 912	13 824	27 648	55 296
8 000	960	2 880	8 640	17 280	34 560	69 120
9 600	1 152	3 456	10 368	20 736	41 472	82 944

1.4.1 Alineación del límite del bloque

Cada bloque de códigos se entrelaza en un único bloque entrelazador del mismo tamaño. Los límites de estos bloques se alinean de forma que el principio de cada primera trama de datos que sigue a cada preámbulo reinsertado coincida con el límite de un entrelazador. De esta manera, para una longitud del entrelazador de tres tramas, las primeras tres tramas de datos que siguen a un preámbulo reinsertado contendrán todos los bits codificados para un único bloque de datos de entrada. El primer símbolo de datos de la primera trama de datos en cada conjunto de entrelazador tendrá como bit más significativo el primer bit tomado del entrelazador.

1.4.2 Codificación de bloques

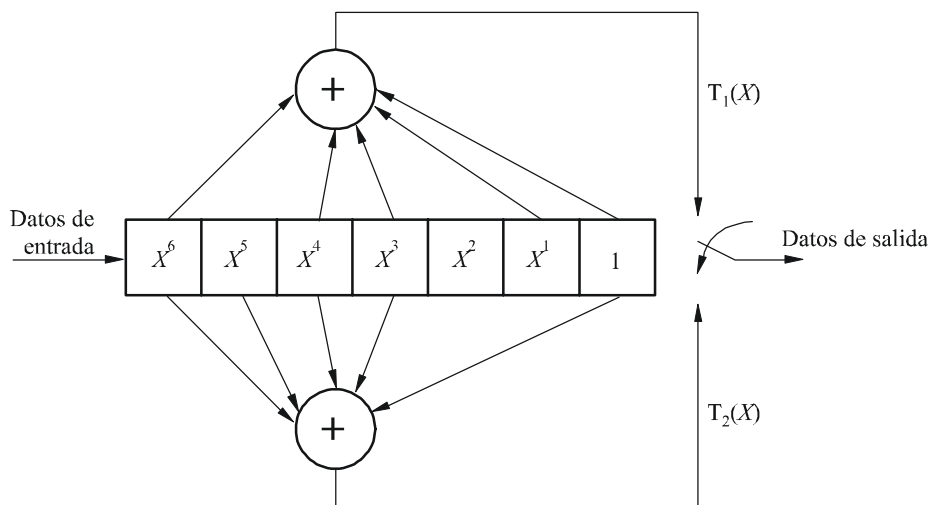
Se utilizan las técnicas de recorte pleno de cola y de perforación con un código convolucional de velocidad 1/2 para producir un código de bloque de velocidad 3/4 cuya longitud es la misma que la del entrelazador.

1.4.3 Código convolucional 1/2

Se utiliza un código convolucional de velocidad 1/2 y longitud restringida antes de la perforación. La Fig. 26 representa el codificador. Los polinomios generadores utilizados son:

FIGURA 26

Codificador convolucional de velocidad 1/2 y longitud restringida 7



$$T_1 = X^6 + X^4 + X^3 + X + 1$$

$$T_2 = X^6 + X^5 + X^4 + X^3 + 1$$

0763-26

Los dos nodos sumadores de la Figura representan la suma módulo 2. Para cada entrada binaria al codificador, se toman dos bits de éste, tomando en primer lugar el bit de salida superior, $T_1(X)$.

1.4.3.1 Codificación de recorte pleno de cola

Para iniciar la codificación de cada bloque de datos de entrada, se precarga el codificador desplazando los primeros seis bits de datos de entrada sin tomar ningún bit de salida. Estos seis bits de entrada se guardan temporalmente, de forma que pueden utilizarse para «vaciar» el codificador. Los dos primeros bits de entrada codificados se toman después de que el séptimo bit ha sido desplazado y se definen como los dos primeros bits del código de bloque resultante. Tras codificar el último bit de datos de entrada, se codifican los primeros seis bits de entrada «guardados». Véase que el registro de desplazamiento del codificador no debe cambiarse antes de codificar estos bits guardados; es decir, debe llenarse con los últimos siete bits de datos de entrada. Los seis bits de datos «guardados» se codifican desplazándoles en el codificador uno a uno, empezando con el primero de los seis. La codificación continúa tomando los dos bits de salida codificados resultantes a medida que se desplazan hacia dentro cada uno de los seis bits guardados. Estos seis bits codificados son los bits finales del código de bloque resultante (no perforado). Antes de la perforación, el código de bloque resultante tendrá exactamente el doble de bits que el número de bits de información de entrada. La perforación del código de velocidad 1/2 para la velocidad requerida 3/4 se efectúa antes de enviar los bits al entrelazador.

1.4.3.2 Perforación para la velocidad 3/4

A fin de obtener un código de velocidad 1/2 a partir del código de velocidad 3/4 utilizado, la salida del codificador debe perforarse, dejando de transmitir 1 bit de cada 3. La perforación se efectúa utilizando una máscara de perforación de 1 1 1 0 0 1, aplicada a la salida binaria del codificador. En esta notación, un 1 indica que el bit se retiene y un 0 indica que el bit no se transmite. Para una secuencia generada por el codificador de:

$$T_1(k), T_2(k), T_1(k+1), T_2(k+1), T_1(k+2), T_2(k+2) \dots$$

la secuencia transmitida será:

$$T_1(k), T_2(k), T_1(k+1), T_1(k+2) \dots$$

Definiendo $T_1(0)$, $T_2(0)$ como los dos primeros bits del código de bloque generado, tal como se define en el § 1.4.2, con lo que el valor de k en las secuencias anteriores es un múltiplo entero de 3. El código de bloques se perfora de esta manera antes de pasarlo al entrelazador.

1.4.4 Estructura del entrelazador de bloques

El entrelazador de bloques utilizado se diseña para separar bits vecinos en el código de bloque perforado, lo más posible a lo largo de la amplitud del entrelazador, resultando las separaciones más amplias para los bits que originalmente estaban más próximos entre sí. Dadas las 30 combinaciones diferentes de velocidades de datos y longitudes del entrelazador, se necesita una estructura flexible del entrelazador.

1.4.4.1 Tamaño en bits del entrelazador

El entrelazador consiste en un conjunto de una única dimensión, numerada entre 0 y su tamaño en bits -1 . El tamaño del conjunto depende de la velocidad de datos y de la longitud del entrelazador seleccionadas, tal como se representa en el Cuadro 15.

CUADRO 15

Tamaño en bits del entrelazador en función de la velocidad de datos y de la longitud del entrelazador

Velocidad de datos (bit/s)	Longitud del entrelazador en tramas					
	1	3	9	18	36	72
	Tamaño en bits del entrelazador					
3 200	512	1 536	4 608	9 216	18 432	36 864
4 800	768	2 304	6 912	13 824	27 648	55 296
6 400	1 024	3 072	9 216	18 432	36 864	73 728
8 000	1 280	3 840	11 520	23 040	46 080	92 160
9 600	1 536	4 608	13 824	27 648	55 296	110 592

1.4.4.2 Carga del entrelazador

Los bits de código de bloque perforado se cargan en el grupo entrelazador empezando con el emplazamiento 0. El emplazamiento para la carga de cada bit sucesivo se obtiene a partir del emplazamiento precedente, incrementando un «valor de incremento del entrelazador» que se especifica en el Cuadro 16, con el módulo de «tamaño del entrelazador en bits».

Definiendo el primer bit de código de bloque perforado en B(0), el emplazamiento de carga para B(n) viene dado por:

$$\text{Emplazamiento de carga} = (n * \text{Valor de incremento del entrelazador}) \text{ M\u00f3dulo (tama\u00f1o del entrelazador en bits)}$$

As\u00ed pues, para 3 200 bit/s, con un entrelazador de una trama (tama\u00f1o de 512 bits con un incremento de 97), los 8 primeros emplazamientos de carga del entrelazador son: 0, 97, 194, 291, 388, 485, 582, y 679.

CUADRO 16

Valor del incremento del entrelazador en funci\u00f3n de la velocidad de datos y de la longitud del entrelazador

Velocidad de datos (bit/s)	Longitud del entrelazador en tramas					
	1	3	9	18	36	72
	Valor del incremento del entrelazador					
3 200	97	229	805	1 393	3 281	6 985
4 800	145	361	1 045	2 089	5 137	10 273
6 400	189	481	1 393	3 281	6 985	11 141
8 000	201	601	1 741	3 481	8 561	14 441
9 600	229	805	2 089	5 137	10 273	17 329

Estos valores de incremento se han elegido para asegurar que los ciclos combinados de perforaci\u00f3n y asignaci\u00f3n de posiciones de bits en cada s\u00edmbolo para la constelaci\u00f3n espec\u00edfica que se utilice son los mismos que en el caso en que no hubiera entrelazado. Ello es importante porque cada s\u00edmbolo

de una constelación contiene posiciones de bits «fuertes» y «débiles», excepto para la velocidad de datos menor. Las posiciones de los bits se refieren al emplazamiento del bit que está entre el MSB y el LSB, en la correspondencia de símbolos. Una posición de bit fuerte es la que tiene una distancia media grande entre todos los puntos de la constelación en los que el bit es 0 y el punto más próximo en que es un 1. Típicamente, el MSB es un bit fuerte y el LSB es un bit débil. Una estrategia de entrelazado que no distribuya uniformemente estos bits en la forma en que se producen sin entrelazado podría degradar la calidad.

1.4.4.3 Posiciones en el entrelazador

La secuencia de posiciones para todas las velocidades de datos y longitudes del entrelazador se inicia con el emplazamiento 0 de éste y se incrementa la posición en 1. Se trata de un posicionamiento lineal simple desde el principio hasta el final del entrelazador.

1.5 Aspectos operacionales y protocolos de mensajes

El formato de esta forma de onda de gran velocidad de datos se ha diseñado para permitir un funcionamiento correcto con la mayoría de los protocolos utilizados y que se prevé emplear en altas frecuencias. El preámbulo reinsertado facilita la adquisición (o la readquisición) de una transmisión de radiodifusión en curso. La longitud reducida del preámbulo de sincronización, la amplia gama de longitudes de entrelazado y la utilización de la codificación de recorte pleno de cola ofrecen un funcionamiento eficaz con protocolos ARQ. Para continuar mejorando el funcionamiento de estos protocolos, en el módem de alta frecuencia se incluyen los aspectos indicados a continuación.

1.5.1 Inicio de la transmisión

El módem inicia una transmisión no más tarde de 100 ms una vez recibido un bloque de datos de entrada completo (número de bits suficiente para llenar un bloque codificado y entrelazado), o al recibir el último bit de datos de entrada, lo que ocurra primero. El segundo caso sólo ocurriría cuando el mensaje sea más corto que un bloque del entrelazador. Se define que una transmisión empieza con el arranque de la señal radioeléctrica, al que sigue la salida de la onda del preámbulo tras el retardo configurado previo, de haberlo.

El retardo entre el momento en que el módem recibe el primer bit de datos de entrada y el arranque de la transmisión dependerá en gran medida de los medios para la entrega de los bits de datos de entrada al módem. Una interfaz serie síncrona a la velocidad de datos del usuario presentará el retardo máximo. Por este motivo, es aconsejable la utilización de una interfaz asíncrona de gran velocidad (puerto serie o Ethernet) con control de flujo, si este retardo supone un problema para la aplicación particular.

1.5.2 Fin de mensaje

La utilización de un fin de mensaje (EOM) en la onda transmitida es una opción configurable. Cuando se selecciona la utilización de un EOM, se adjunta un esquema EOM de 32 bits tras el último bit de datos de entrada del mensaje. El EOM, expresado en notación hexadecimal es 4B65A5B2, enviándose en primer lugar el bit situado más a la izquierda. Si el último bit del EOM no llena un bloque de datos de entrada, los bits restantes del bloque de datos de entrada se ponen en cero antes de la codificación y el entrelazado del bloque.

Si se ha inhibido la utilización de un EOM y el último bit de datos de entrada no llena un bloque de datos de entrada, los bits restantes de dicho bloque se ponen en cero antes de la codificación y el entrelazado del bloque. Se prevé que la utilización de un EOM sólo se inhiba cuando el protocolo de datos ARQ utiliza bloques ARQ con llenado completo (o casi) del bloque de datos de entrada seleccionado (bloque del entrelazador). Sin esta característica, la utilización de un EOM exigiría la transmisión de un bloque del entrelazador adicional en estas circunstancias.

1.5.3 Terminación de una transmisión

El módem debe dar por terminada una transmisión únicamente después de la transmisión de la trama de datos final, incluyendo una miniprueba, asociada al final del bloque del entrelazador. Véase que una trama de datos consta de un bloque de datos de 256 símbolos seguido de una miniprueba. Además, todo procesamiento de la señal y/o los retardos del filtro en el módem y el transmisor de ondas decamétricas deben tenerse en cuenta (en la temporización del control de la línea de computación) para asegurar que toda la miniprueba final se transmita antes de apagar la potencia del transmisor.

1.5.4 Terminación del procesamiento de los datos recibidos

Hay una serie de eventos, que pueden hacer que el módem de ondas decamétricas cese el procesamiento de la señal recibida para recuperar datos y vuelva al modo de adquisición. Ello es necesario porque un módem no es capaz de adquirir una nueva transmisión mientras que está tratando de demodular y decodificar datos.

1.5.4.1 Detección del EOM

El módem de ondas decamétricas debe siempre explorar todos los bits decodificados del esquema EOM de 32 bits definido en el § 1.5.2. Tras la detección del EOM, el módem volverá al modo de adquisición. El módem debe continuar entregando bits decodificados al usuario (ETD) hasta que se haya entregado el bit final que precede inmediatamente al EOM.

1.5.4.2 Recepción de un número especificado de bloques de datos

La duración máxima del mensaje medida en número de bloques de datos de entrada (bloques del entrelazador) es un parámetro configurable. La fijación en cero de este parámetro especificará que puede recibirse un número ilimitado. Una vez que el módem ha efectuado la decodificación y ETD, el número de bits se corresponde con la duración máxima del mensaje configurado, el módem de ondas decamétricas debe volver al modo de adquisición y dar por terminada la ETD. Puede utilizarse el funcionamiento con un número especificado de bloques de datos de entrada mediante un protocolo ARQ cuando el tamaño del paquete ARQ sea fijo o se haya modificado ocasionalmente para encajar las condiciones cambiantes de propagación. En este caso, se prevé que este parámetro (duración máxima del mensaje) se envíe al extremo receptor del enlace formando parte del protocolo ARQ. Debe enviarse al módem de recepción a través de la interfaz de control distante, pues no va incluido en la propia forma de onda al igual que los parámetros de velocidad de datos y longitud del entrelazador.

1.6 Capacidades de calidad

En este punto se indican las capacidades de calidad para el módem de gran velocidad de datos. Estos resultados de prueba demuestran que el módem funciona de forma fiable en circuitos de ondas decamétricas para las degradaciones de canal ensayadas.

1.6.1 Características del simulador

Se ensayó el modo de velocidad de datos elevada utilizando un simulador de banda de base de alta frecuencia que imitaba el modelo Watterson conforme a la Recomendación UIT-R F.1487. Como fuente de ruido se utilizó un ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN). Se midió la potencia de la señal y la del ruido en una anchura de banda de 3 kHz.

1.6.2 Filtros radioeléctricos

Se utilizaron filtros de respuesta impulsiva finita (FIR) que reflejan los requisitos de la banda de paso radioeléctrica. Se trataba de filtros FIR $N = 63$ con los coeficientes indicados a continuación (de izquierda a derecha y de arriba a abajo) y una velocidad de muestreo de 16 000 muestras/s:

3,4793306E-04	-4,6615634E-05	3,6863006E-05	6,8983925E-04
1,2186785E-03	7,1322870E-04	-6,2685051E-04	-1,1305640E-03
3,8082659E-04	2,2257954E-03	1,0150929E-03	-3,6258003E-03
-6,9094691E-03	-4,2534569E-03	1,1371180E-03	-1,0868903E-04
-1,1312117E-02	-2,2036370E-02	-1,8856425E-02	-4,9115933E-03
-1,3025356E-03	-2,1579735E-02	-4,8379221E-02	-4,8040411E-02
-1,4815010E-02	9,8565688E-03	-2,0275153E-02	-9,0223589E-02
-1,1587973E-01	-2,2672007E-02	1,6315786E-01	3,1537800E-01
3,1537800E-01	1,6315786E-01	-2,2672007E-02	-1,1587973E-01
-9,0223589E-02	-2,0275153E-02	9,8565688E-03	-1,4815010E-02
-4,8040411E-02	-4,8379221E-02	-2,1579735E-02	-1,3025356E-03
-4,9115933E-03	-1,8856425E-02	-2,2036370E-02	-1,1312117E-02
-1,0868903E-04	1,1371180E-03	-4,2534569E-03	-6,9094691E-03
-3,6258003E-03	1,0150929E-03	2,2257954E-03	3,8082659E-04
-1,1305640E-03	-6,2685051E-04	7,1322870E-04	1,2186785E-03
6,8983925E-04	3,6863006E-05	-4,6615634E-05	3,4793306E-04

1.6.3 Calidad en términos de la BER

Se midió la calidad en términos de la BER utilizando filtros radioeléctricos en los que se programaba el simulador del canal de alta frecuencia para simular los canales siguientes con una BER de 1×10^{-4} :

- El canal AWGN consiste en un trayecto único sin desvanecimiento. Se midió cada condición durante 15 min.
- El canal de Rice consta de dos trayectos independientes pero con igual potencia media y un retardo fijo de 2 ms entre trayectos. El primer trayecto no presentaba desvanecimientos. El segundo tenía un desvanecimiento de Rayleigh con una anchura de banda de desvanecimiento 2-sigma de 2 Hz. Cada condición se midió durante 2 h.
- La condición «latitudes medias perturbadas» de la Recomendación UIT-R F.1487 (canal deficiente) consta de dos trayectos independientes pero con potencia media igual y desvanecimiento de Rayleigh, y un retardo fijo de 2 ms entre trayectos y una anchura de banda de desvanecimiento 2-sigma de 1 Hz. Cada condición se midió durante 2 h.

La calidad medida, empleando el periodo máximo de entrelazado (entrelazador «muy largo» de 72 tramas) para cada una de las condiciones enumeradas con una BER de 1×10^{-4} se representa en el Cuadro 17.

CUADRO 17

Pruebas de calidad en el modo de gran velocidad de datos para una BER de 1×10^{-4}

Velocidad de datos de usuario (bit/s)	SNR (dB) media para una BER no mayor de 10^{-4}		
	Canal AWGN	Canal de Rice	Canal deficiente
12 800 ⁽¹⁾	27	–	–
9 600	21	30	30
8 000	19	25	26
6 400	16	21	23
4 800	13	17	20
3 200	9	12	14

⁽¹⁾ Velocidad de datos opcional.

1.6.4 Características de la deriva Doppler

Durante la deriva Doppler, el módem de prueba adquirió y mantuvo el sincronismo durante al menos 5 min con una señal de prueba que tenía las características siguientes: 9 600 bit/s/entrelazador muy largo, separación de frecuencia ± 75 Hz, dispersión del retardo 2 ms, anchura de banda de desvanecimiento de 1 Hz y SNR media de 30 dB.

1.7 Equipo de comunicaciones asociado

Las constelaciones MAQ descritas en este Anexo son más sensibles a las variaciones del equipo que las constelaciones MDP descritas en otra parte de esta Recomendación. Debido a esta sensibilidad, los filtros radioeléctricos tendrán un efecto significativo en la calidad de los módems que implementan las formas de onda de gran velocidad de datos. Además, dado el carácter sensible al nivel de las constelaciones MAQ, los transistores de arranque, el CAG y el CAL pueden dar lugar a una degradación significativa de la calidad.