

UIT-R

Sector de Radiocomunicaciones de la UIT

Recomendación UIT-R M.1798-2
(02/2021)

**Características de los equipos
radioeléctricos de ondas decamétricas
para el intercambio de datos digitales
y correo electrónico en el servicio
móvil marítimo**

Serie M

**Servicios móviles, de radiodeterminación,
de aficionados y otros servicios
por satélite conexos**



Prólogo

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

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

Política sobre Derechos de Propiedad Intelectual (IPR)

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

Series de las Recomendaciones UIT-R

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

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

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

Publicación electrónica
Ginebra, 2021

© UIT 2021

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

RECOMENDACIÓN UIT-R M.1798-2

**Características de los equipos radioeléctricos de ondas decamétricas
para el intercambio de datos digitales y correo electrónico
en el servicio móvil marítimo**

(2007-2010-2021)

Cometido

La presente Recomendación describe un sistema radioeléctrico en las bandas de ondas hectométricas y decamétricas y un protocolo de transferencia de datos en las bandas de ondas decamétricas actualmente utilizados en el servicio móvil marítimo (SMM) para el intercambio de datos y correo electrónico en frecuencias del Apéndice 17 del RR, y en frecuencias que no pertenecen a dicho Apéndice, que proporcionan una capacidad funcional similar para la impresión directa de banda estrecha (IDBE) y numerosas otras posibilidades.

También se describe un método para que la interoperabilidad entre usuarios sea completamente transparente.

Palabras clave

Correo electrónico, intercambio datos, ondas decamétricas, servicio móvil marítimo

Abreviaturas/Glosario

| | |
|--|--|
| ACK | Acuse de recibo |
| ARQ | Petición automática de repetición (<i>automatic repeat request</i>) |
| AWGN | Ruido blanco gaussiano aditivo (<i>additive white gaussian noise</i>) |
| Banda de servicios marítimos en ondas decamétricas | Rango de frecuencias en ondas decamétricas (4-30 MHz) que se divide en subbandas dedicadas al tráfico marítimo |
| Canal de transmisión radioeléctrica | Soporte físico que permite el transporte de datos, este soporte se caracteriza por una frecuencia central en una subbanda del servicio marítimo en ondas decamétricas y una anchura de banda de 10-20 kHz. |
| Celda radioeléctrica | Zona de cobertura radioeléctrica de un transmisor de una estación costera y un canal de transmisión radioeléctrica en una subbanda del servicio marítimo en ondas decamétricas |
| CF | Factor de cresta |
| CL | Longitud constante |
| CM | Gestor de comunicaciones |
| CR | Velocidad de código |
| CRC | Verificación por redundancia cíclica |
| CRS | Estaciones radioeléctricas costeras |
| CS | Señales de control |
| CW | Onda continua |
| DSP | Tratamiento de la señal digital |
| Estación móvil | Equipo de barco diseñado para la comunicación en una celda radioeléctrica |

| | |
|-------------------------|--|
| FEC | Corrección de errores en recepción (<i>forward error correction</i>) |
| FSK | Modulación por desplazamiento de frecuencia (<i>frequency shift keying</i>) |
| GLN | Red de enlaces mundiales |
| GPS | Sistema mundial de determinación de posición (<i>global positioning system</i>) |
| IP | Protocolo de Internet |
| IPBC | Protocolo de Internet para comunicaciones de barcos |
| IRS | Estación receptora de información |
| ISS | Estación transmisora de información |
| LEN | Longitud |
| MAQ | Modulación de amplitud en cuadratura |
| MDFO | Multiplexión por división de frecuencia ortogonal |
| MDP-2D | Modulación por desplazamiento de fase binaria diferencial |
| MDPD | Modulación por desplazamiento de fase binaria |
| MDPD-4 | Modulación por desplazamiento de fase binaria diferencial en cuadratura |
| NAK | Sin acuse de recibo |
| NAVAREA | Zona de navegación |
| NAVTEX | Télex de navegación (nombre del sistema) |
| NBDP | Impresión directa de banda estrecha |
| NCC | Centro de control de red |
| OMI | Organización Marítima Internacional |
| OSI | Interconexión de sistemas abiertos (<i>open systems interconnection</i>) |
| PEP | Potencia de cresta de la envolvente |
| PIB | Puente IP Pactor |
| PMC | Compresión Pseudo-Markov |
| Proveedor de acceso | Empresa que proporciona una conexión a la red radioeléctrica IPBC al cliente |
| PTP | Punto a punto |
| QoS | Calidad de servicio |
| Red radioeléctrica IPBC | Red radioeléctrica formada por el conjunto de celdas radioeléctricas dedicadas al tráfico IPBC |
| RF | Radiofrecuencia |
| RMS | Valor cuadrático medio |
| RS | Reed-Solomon |
| RTT | Tiempo de ida y vuelta |
| SES | Estación terrena de barco |
| SL | Niveles de velocidad |

| | |
|-------|--|
| SMS | Servicio móvil marítimo |
| SMSSM | Sistema mundial de socorro y seguridad marítimos |
| TRF | Transformada rápida de Fourier (<i>fast Fourier transform</i>) |
| TRFI | Transformada rápida de Fourier inversa (<i>inverse fast Fourier transform</i>) |

Recomendaciones e Informes UIT-R conexos

Recomendación [UIT-R F.1487](#) – Pruebas para módems en ondas decamétricas con anchuras de banda de hasta unos 12 kHz utilizando simuladores de canales ionosféricos

Recomendación UIT-R M.476 – Equipos telegráficos de impresión directa en el servicio móvil marítimo

Recomendación UIT-R M.625 – Equipos telegráficos de impresión directa que emplean la identificación automática en el servicio móvil marítimo

La Asamblea de Radiocomunicaciones de la UIT,

considerando

- a) que la utilización de equipos radioeléctricos especificados por software traerá en el futuro ventajas económicas, técnicas y relativas a la eficacia del espectro, y que debe poderse introducir el uso de dichos equipos sin que sea necesario efectuar nuevos cambios reglamentarios;
- b) que un servicio de datos de alta velocidad en ondas decamétricas puede ser útil para gráficos de bajo nivel y para la actualización de los sistemas de información y visualización de cartas electrónicas;
- c) que los servicios de datos en ondas decamétricas aumentarán la eficacia operacional y la seguridad marítima;
- d) que la introducción de la nueva tecnología digital en el SMM no afectará las comunicaciones de socorro y seguridad en las bandas de ondas decamétricas y hectométricas, incluidas las establecidas por el Convenio internacional para la seguridad de la vida humana en el Mar (SOLAS), 1974, modificado;
- e) que el uso limitado de la impresión directa de la banda estrecha (IDBE) sigue vigente para las comunicaciones de socorro en las regiones polares (A4), dado que las redes de satélites geoestacionarios no proporcionan servicio a los barcos;
- f) que los servicios de datos en ondas decamétricas pueden necesitar anchura de banda mayores que 3 kHz;
- g) que un sistema de datos marítimo en ondas decamétricas que proporcione conexión automática con los proveedores de servicio Internet mejoraría la eficacia de tratamiento del tráfico;
- h) que las ondas decamétricas pueden dar en la zona de navegación (NAVAREA) ártica una cobertura mayor que la llamada de grupo mejorada de Inmarsat o NAVTEX a 518 kHz;
- i) que es necesario que haya interoperabilidad digital entre barcos;
- j) que la permanente expansión de los servicios de datos digitales marítimos en ondas decamétricas generará demandas crecientes en el espectro de los servicios móviles marítimos del Apéndice 17 del RR;
- k) que podrían utilizarse múltiples normas de correo electrónico para alentar el desarrollo tecnológico, lo que alentaría la competencia, de modo que los usuarios puedan beneficiarse de los constantes avances de la tecnología, teniendo en cuenta asimismo la necesidad de que haya interoperabilidad entre redes, en particular para socorro y seguridad en el futuro, y para la distribución de la información sobre seguridad marítima,

reconociendo

a) que es necesario especificar las características técnicas de sistemas y equipos radioeléctricos en ondas decamétricas para el intercambio de datos y correo electrónico en ondas decamétricas en frecuencias de los servicios móviles, incluidas las frecuencias del Apéndice 17 del Reglamento de Radiocomunicaciones (RR);

b) que ya existen y están desarrollándose nuevos servicios de correo electrónico mundiales y regionales por ondas decamétricas que funcionan en las frecuencias del Apéndice 17 del RR y en frecuencias móviles distintas a las del Apéndice 17 del RR (el uso de frecuencias móviles distintas a las del Apéndice 17 del RR por el servicio móvil marítimo está en conformidad con las reglas de la UIT),

observando

a) que puede considerarse que las características de los servicios de datos en ondas decamétricas descritos en los Anexos 2, 3, 4 y 5 cumplen los requisitos necesarios para el intercambio de datos digitales y correo electrónico en el SMM¹,

recomienda

1 que haya interoperabilidad de sistemas para la transmisión de mensajes de datos de barco a costa y de costa a barco en el protocolo Internet (IP) (véase el Anexo 1);

2 que los ejemplos de servicios de datos marítimos en ondas decamétricas, así como las características y protocolos de módem pertinentes que figuran en los Anexos 2, 3 y 4, se utilicen en los sistemas de transmisión y recepción de datos en ondas decamétricas hacia y desde los barcos;

3 que, a fin de mantener la interoperabilidad y compatibilidad entre barcos y con los equipos del sistema mundial de socorro y seguridad marítimos (SMSSM) existentes, el sistema pueda implementar automáticamente la radiocomunicación de conformidad con las Recomendaciones UIT-R M.476 y UIT-R M.625, tanto en el modo corrección de errores sin canal de retorno (FEC) como en el modo corrección de errores con solicitud de repetición (ARQ);

4 que, si se utiliza en el SMSSM, este sistema cumpla los requisitos pertinentes de la Organización Marítima Internacional.

Anexo 1

Interoperabilidad de sistemas

1 Introducción

Este Anexo describe la interoperabilidad de sistemas (barco a costa y barco a barco) e incluye información detallada de los tres sistemas de correo electrónico incluidos en los Anexos 2, 3 y 4.

En el Anexo 5 se propone un sistema de intercambio de datos de banda ancha en ondas decamétricas para el sistema de telecomunicaciones de punto a punto.

¹ Reconociendo la necesidad de atenerse al Capítulo VII del Reglamento de Radiocomunicaciones.

2 Interoperabilidad de sistemas

Barco a costa

En el sentido barco a costa, la interoperabilidad es mantenida por el proveedor de servicio Internet en el nivel del protocolo Internet (IP). Típicamente, un barco introducirá un correo electrónico, con o sin adjuntos, en el sistema de correo electrónico y luego pulsará el botón «enviar» de la manera que nos es familiar a todos. Esto se aplica a cualquier ubicación, de polo a polo, en cualquier momento.

Costa a barco

En el sistema descrito en esta Recomendación, no hay problemas de interoperabilidad en lo concerniente al usuario del lado costa. El remitente de un correo electrónico de la costa a un barco puede simplemente:

- pulsar el botón «responder»; o
- direccionar el mensaje a nombredebarco@xxx.com o distintivollamada@xxx.com.

El correo electrónico será entregado a través del sistema que el barco utilice. Si hay un fallo en el sistema, habrá un reenrutamiento automático por un sistema alternativo. Estas decisiones automatizadas se basan en el contenido de una amplia base de datos. En consecuencia, el correo electrónico puede entregarse por ondas decamétricas o por un sistema alternativo basado en satélite. Si hay un fallo general del sistema, un problema de direccionamiento o de no entrega por el motivo que sea, los operadores de soporte del sistema serán alertados y tomarán las disposiciones que corresponda para corregir el problema. Esto asegura que los usuarios situados en la costa no tengan que preocuparse por el sistema o la red que utilice el barco. Todo lo que tienen que hacer es direccionar el correo electrónico y pulsar la tecla «enviar».

Anexo 2

Protocolo de módem de servicios de datos en ondas decamétricas que utiliza multiplexión por división de frecuencia ortogonal

Sinopsis

Este Anexo describe la arquitectura de módem con multiplexión por división de frecuencia ortogonal (MDFO) para un canal de ondas decamétricas que utiliza procesamiento de señal digital (DSP). Se define el algoritmo y se describe la implementación. Esto incluye la definición del protocolo, el modulador y el demodulador. El punto final describe cómo se seleccionan y utilizan las frecuencias de manera eficaz con relación al espectro.

Hay dos métodos básicos para implementar un módem de banda ancha, monoportadora y multiportadora. El módem MDFO descrito y utilizado es multiportadora. La principal ventaja de utilizar un método multiportadora es que no se necesita un ecualizador para estimar el canal con desvanecimiento, ya que la anchura de banda de subportadora individual es pequeña y puede tolerar un desvanecimiento moderado. Así, el método multiportadora es una implementación menos compleja. Asimismo se seleccionó el método multiportadora para hacer las subportadoras individuales similares a un DATAPLEX de banda estrecha. La desventaja de un método multiportadora es que es más sensible al desplazamiento de frecuencia y al ruido de fase de oscilador.

Protocolo de módem en ondas decamétricas

Introducción

La forma de onda MDFO utiliza 32 portadoras para transmitir 32 bloques cada 1 520 ms. Como las transmisiones TOR de la Recomendación UIT-R M.625, la MDFO es un protocolo de comunicación semidúplex en el que, en cualquier momento dado, una estación es la estación transmisora de información (ISS) y la otra es la estación receptora de información (IRS). El ciclo básico de temporización es fijo, y la estación llamante original o estación principal establece la temporización del ciclo.

En los puntos siguientes se describirá el ciclo de temporización básico MDFO, los formatos de bloque y las operaciones de enlace básicas tales como OVER (CAMBIO), END (FIN) y establecimiento de enlace.

Modulación de multiplexión por división de frecuencia ortogonal

La forma de onda MDFO utiliza 32 frecuencias de portadoras centradas en 1 700 Hz. En los siguientes puntos, que describen el modulador y demodulador, figura una descripción completa de la forma de onda.

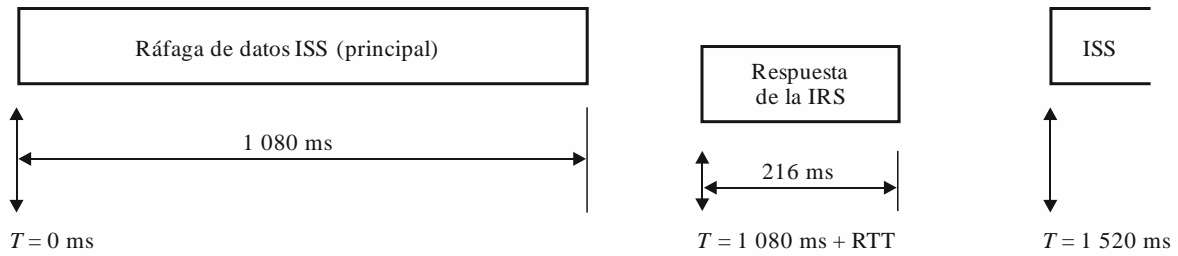
Todas las transmisiones MDFO utilizan la forma de onda de 32 portadoras ($N = 32$), 4 fases ($M = 4$) en donde la estación ISS envía un bloque de datos largo por portadora para un total de 32 bloques de datos por ráfaga. La estación IRS responde con una ráfaga corta de 32 portadoras ($N = 32$) y 4 fases ($M = 4$) que contiene 2 bytes por portadora para un total de 64 bytes.

Temporización de trama

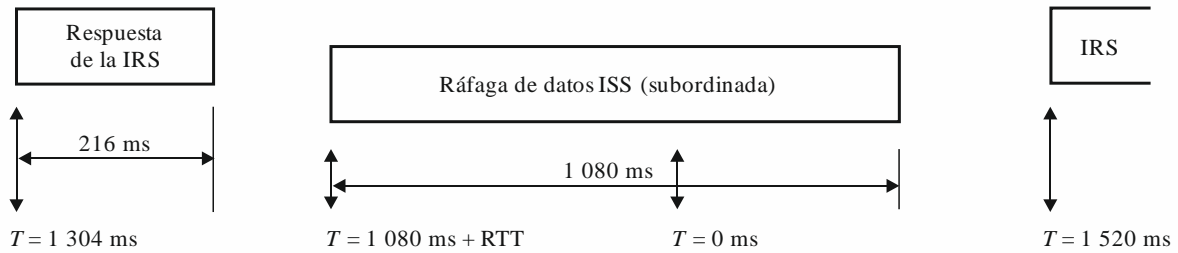
Como el TOR de la Recomendación UIT-R M.625, el MDFO es un protocolo semidúplex en el que una estación es la estación ISS y la otra es la estación IRS. Cuando se vinculan, el ciclo MDFO se fija a 1 520 ms; la ISS transmite una ráfaga de datos de 1 080 ms, y la IRS responde con una ráfaga de respuesta corta de 216 ms. El ciclo de temporización básico en la estación principal se resume a continuación para MASTER-ISS y SLAVE-ISS. NOTA – RTT es la propagación de ida y vuelta y tiempo de procesamiento en la estación SLAVE.

La referencia temporal de ciclo $T = 0$ de la MDFO es establecida por la estación principal cuando empieza el enlace. Cuando es ISS, la estación principal siempre empieza transmitiendo en $T = 0$, y la respuesta de la estación subordinada debe recibirse en su totalidad dentro de un intervalo de recepción de 440 ms inmediatamente después de la ráfaga de datos de 1 080 ms de la principal. La estación subordinada siempre transmite la respuesta IRS tan pronto como puede después de recibir el final de la ráfaga ISS de la principal. Cuando la principal es IRS, la respuesta IRS de 216 ms empieza 1 304 ms dentro del ciclo de 1 520 ms, de manera que el final de la respuesta ocurra al mismo tiempo en que habría terminado la ráfaga de datos ISS de la principal. La ráfaga de datos de la subordinada empieza al mismo tiempo en el ciclo que la respuesta IRS de la subordinada. La filosofía de temporización de ciclo MDFO sigue el ejemplo de la Recomendación UIT-R M.625, salvo que el ciclo temporal MDFO admite una mayor distancia de trayecto (224 ms versus 170 ms) entre las dos estaciones conectadas.

Temporización principal MDFO – ISS principal



Temporización principal MDFO – ISS subordinada



M.1798-00

Formato de bloque del servicio de transmisión de información

El protocolo MDFO utiliza el bloque ISS ilustrado a continuación para transmitir tanto los bytes de datos como los mensajes de control a la estación IRS. Cada transmisión ISS envía un bloque de datos en cada una de las 32 portadoras para un total de 32 bloques por ráfaga larga. Dado que la ISS envía un máximo de 32 bloques con 10 bytes por bloque cada 1 520 ms, el caudal de datos máximo resultante para MDFO $N = 32$ $M = 4$ es alrededor de 210 bytes o 1 684 bit/s.

Bloque de datos del servicio de transmisión de información

| SEQ_NR LEN (11 bits) (5 bits) | DATA (10 bytes) | CRC (2 bytes) |
|------------------------------------|--------------------|------------------|
|------------------------------------|--------------------|------------------|

SEQ_NR – número de frecuencia de bloque de 11 bits; 1 a 0x7FF
0x000 significa descartar este bloque

LEN – 0 a 10 es el número de bytes de datos válidos en el bloque
31 señala un bloque de CONTROL

DATA – 0 a 10 bytes de datos cuando LEN es 0 a 10
bloque de CONTROL cuando LEN es 31

CRC – secuencia de verificación por redundancia cíclica (CRC) de 16 bits

Cada bloque de datos empieza con un número de secuencia de 11 bits (SEQ_NR) que se utiliza para ordenar correctamente los bloques en el extremo IRS del enlace. El número de secuencia se incrementa de 1 a 2 047 (0x7FF) con cada nueva transmisión de datos o de bloque de control de modo que la estación IRS pueda reconstruir toda la transmisión de datos presentando los bloques en el orden correcto en el extremo receptor. El número de secuencia va de 2 047 a 1 después de que el 2 047^{ésimo} bloque ha sido codificado. El número de secuencia de un bloque de control indica cuándo el bloque de control debe descodificarse. El número de frecuencia se pone a 1 cuando empieza el enlace, y no se cambia durante el OVER.

Durante el enlace, la estación ISS debe garantizar que no más de MAX_SEQ_NR_DIFF bloques de número de secuencia están pendientes en cualquier momento, donde MAX_SEQ_NR_DIFF es un valor programable inferior a $(2\ 047 - 64)$ o $1\ 983$. En otras palabras, la diferencia entre el número de secuencia de bloque más viejo y más nuevo en cualquier ráfaga larga ISS debe ser inferior o igual a MAX_SEQ_NR_DIFF. Esta restricción tiene por objeto limitar el número de bloques almacenados en el extremo IRS, y permitir al enlace «dar abasto» si, por algún motivo, uno o más bloques siguen fallando en la decodificación sin errores en el extremo IRS.

El protocolo permite que la estación ISS repita bloques en la misma ráfaga larga. Si la estación ISS se acerca a la diferencia MAX_SEQ_NR_DIFF entre los números de secuencia de bloque más viejo y más nuevo en cualquier ráfaga larga, los bloques más viejos deben repetirse en los intervalos de ráfaga larga abiertos restantes para aumentar la probabilidad de que el bloque se reciba correctamente. En cualquier momento, la estación ISS puede repetir los bloques actuales si no hay pendientes nuevos bloques de datos.

El número de secuencia 0000 es un caso especial. Cuando un bloque es transmitido con un número de secuencia 0000, la estación IRS puede descartar este bloque sin seguir descodificándolo. Al final de una transmisión ISS, por ejemplo, los bloques 0000 pueden utilizarse como relleno para todos los bloques después del último bloque que contiene datos válidos. La importancia del bloque 0000 se verá más tarde, al discutir la operación ARQ cuando la estación IRS solicita la retransmisión de bloques de datos corrompidos. Si la estación ISS transmite un bloque 0000, no necesita retransmitir ese bloque si la estación IRS señala un error para ese bloque. Obsérvese que la estación ISS puede también repetir los bloques actuales en vez de transmitir bloques 0000.

El campo de 5 bits (LEN) tiene dos objetivos. Si LEN es un número comprendido entre 0 y 10, indica el número de bytes de datos válidos en la porción DATOS del bloque. Los bytes situados después de los primeros LEN bytes en la porción DATOS del bloque deben ignorarse. Obsérvese que 00 es una longitud de bloque de datos válida que puede utilizarse para señalar un bloque de datos en reposo o ningún bloque de datos. A diferencia del bloque de secuencia 0000, un bloque en reposo debe retransmitirse si la estación IRS señala un error para ese bloque.

Cuando LEN se pone a 31, el bloque es identificado como un bloque CONTROL, y el mensaje de control está contenido en la porción datos del bloque. Como para los bloques de datos, si la estación IRS señala un error al recibir este bloque, debe ser retransmitido. Además, la estación ISS puede repetir bloques CONTROL en la misma ráfaga larga, de la misma manera que puede repetir bloques DATA. Por supuesto, el bloque repetido debe tener el mismo número de secuencia de bloque.

La CRC de 16 bits al final de todo el bloque es un residuo polinómico normalizado del UIT-T calculado en el bloque entero desde el comienzo del campo número de secuencia hasta el final del campo datos. Después de efectuar la operación XOR entre la CRC y 0xFFFF, los dos bytes CRC son transmitidos, el byte bajo primero, al final del bloque. En el emplazamiento de la IRS, el comprobador de CRC es inicializado a 0xFFFF, y el residuo de CRC calculado del byte de número de secuencia al final del bloque será igual a 0xF0B8 si no han ocurrido errores.

Bloques de datos

En los bloques de datos ISS MDFO, el parámetro LEN se pone al número de bytes de datos válidos en el bloque: 0 a 10 bytes.

Bloque de datos de multiplexión por división de frecuencia ortogonal

| | | | |
|----------------------------|------------------------|---------------------------|-------------------------|
| SEQ_NR (11 bits) | LEN (5 bits) | DATA (10 bytes) | CRC (2 bytes) |
|----------------------------|------------------------|---------------------------|-------------------------|

LEN – 00 a 10 bytes de datos válidos

En cualquier ráfaga de la ISS, los bloques de datos pueden ser asignados a portadoras en cualquier orden. Corresponde a la estación IRS reensamblar el mensaje de datos original en el orden correcto, basándose en los números de secuencia de los bloques de datos.

Si la estación ISS no tiene bloques suficientes para llenar los 64 intervalos, la estación ISS puede repetir los bloques actuales en los intervalos que quedan, empezando por el bloque más viejo. Los bloques repetidos dan a la estación IRS una segunda oportunidad para descodificar todos los bloques sin error. Alternativamente, la estación ISS puede llenar los bloques innecesarios con bloques de número de secuencia 0000, y esos bloques serán descartados en el extremo IRS.

La estación ISS nunca debe tener una gama de más de MAX_SEQ_NR_DIFF números de secuencia de bloque pendientes, donde MAX_SEQ_NR_DIFF es un valor programable. Esto significa que en cualquier ráfaga larga ISS, la diferencia entre el número de secuencia más viejo y el número más nuevo, teniendo en cuenta el punto en que se reinicia el contador (2 047), debe ser inferior o igual a MAX_SEQ_NR_DIFF.

Bloques de control de multiplexión por división de frecuencia ortogonal

El protocolo MDFO transmite mensajes de control poniendo el campo LEN a 31 y cargando la instrucción en el primer byte del campo DATA. El campo número de secuencia se pone al siguiente número disponible. Todas las tramas de control son retransmitidas si la estación IRS no puede descodificar el bloque sin errores.

MDFO tiene tres mensajes de control: MY_CALL, OVER y END.

Bloque de control MDFO

| | | |
|-----------------------|--|------------|
| SEQ_NR 11111 | CONTROL IDLE FILL PATTERN | CRC |
| (11 bits) (5 bits) | (1 bytes) (9 bytes) | (2 bytes) |

SEQ_NR – número de secuencia de 11 bits; no puede ser 0000

LEN – 31 para bloque de control

CONTROL – código de control OVER o END

IDLE FILL PATTERN – 10101010 (repetido 9 veces)

La ISS puede enviar bloques de control en cualquier momento, y la estación IRS debe reconocer la instrucción de control en el punto en que aparece en los datos en serie reconstruidos. Por ejemplo, cuando la ISS transmite la instrucción OVER, no deben transmitirse bloques de datos con un número de secuencia mayor que la instrucción OVER, dado que la estación ISS pronto se transformará en IRS. La estación ISS debe generar el bloque de instrucciones únicamente una vez, pero puede repetir este bloque de control en intervalos de portadora no asignados.

Los códigos de bytes de CONTROL se indican a continuación.

CONTROL – OVER (0x86)

1 0 0 0 0 1 1 0

CONTROL – END (0x98)

1 0 0 1 1 0 0 0

CONTROL – MYCALL (0xE0)

| |
|-----------------|
| 1 1 1 0 0 0 0 0 |
|-----------------|

A continuación se muestran bloques de control OVER y END típicos:

OVER CONTROL BLOCK

| | | | |
|----------------|---------|-------------------|-----|
| SEQ_NR 11111 | 1000110 | IDLE FILL PATTERN | CRC |
|----------------|---------|-------------------|-----|

END CONTROL BLOCK

| | | | |
|----------------|----------|-------------------|-----|
| SEQ_NR 11111 | 10011000 | IDLE FILL PATTERN | CRC |
|----------------|----------|-------------------|-----|

Ráfaga de adquisición de multiplexión por división de frecuencia ortogonal

La estación ISS y la estación IRS envían un tono de 1 700 Hz antes del comienzo de cada ráfaga. Este tono se utiliza para determinar el desplazamiento de frecuencia.

Formato de respuesta de la estación receptora de información

Cuando una estación es la IRS, recibe 32 bloques de datos de la estación ISS cada 1 520 ms, y responde con una señal de acuse de recibo (ACK) o sin acuse de recibo (NAK) para cada uno de los bloques. Además, la respuesta de la IRS envía instrucciones de control de enlace para cambiar el enlace y para terminarlo. El mensaje de respuesta de la IRS es transmitido como un bloque MDFO corto de 216 ms enviado en formato de 32 portadoras ($N = 32$) y 4 fases ($M = 4$). Se envían 2 bytes por portadora; dos bytes por portadora son asignados a cada uno de los bloques de datos en la misma portadora en la transmisión de la ráfaga larga ISS.

En cada portadora se transmite sólo un código de respuesta IRS para el bloque de datos recibido de la estación ISS en la misma portadora.

| |
|--|
| BLOCK 1 RESPONSE (16 bits) |
|--|

La estación IRS envía los siguientes códigos de respuesta:

ACK/NAK

FORCED_OVER

END_ACK

Cualquier respuesta distinta de éstas se trata como si se hubiera recibido NAK. En este punto, la codificación de cada uno de estos códigos de respuesta se enumera junto con una breve descripción.

Acuse de recibo/sin acuse de recibo

La estación IRS descodifica y calcula la CRC para cada uno de los 32 bloques de datos entrantes en la ráfaga larga ISS. Si la CRC indica que el bloque se ha recibido sin errores, la estación IRS responde con ACK en la misma portadora. Si se detecta un error, se transmite NAK. En el extremo ISS, ACK señala la transición exitosa de un bloque, y que ese bloque sale de la cola de transmisión. Por otra parte, NAK hace que la estación ISS retransmita el bloque en una portadora diferente. Si la estación IRS recibe un bloque que contiene un número de secuencia del que ya ha acusado recibo, envía otro ACK y descarta el bloque. Toda respuesta desconocida es tratada por la ISS como si fuera un NAK.

Código ACK (0x56A9)

| |
|---------------------------------|
| 0 1 0 1 0 1 1 0 1 0 1 0 1 0 0 1 |
|---------------------------------|

Código NAK (0xA956)

| |
|---------------------------------|
| 1 0 1 0 1 0 0 1 0 1 0 1 0 1 1 0 |
|---------------------------------|

Las estaciones ISS e IRS utilizan las respuestas ACK/NAK para evaluar la calidad del enlace y determinar cuándo abortarlo. Con la MDFO, se obtienen 32 respuestas individuales ACK/NAK en cada ciclo, y decidir cuándo dejar el enlace es algo más complicado. Para la implementación inicial de la MDFO, se utiliza el número de bloques consecutivos en que ningún bloque es decodificado correctamente para incrementar el contador de errores. Si las estaciones IRS e ISS ven MAX_BLK_ERR ciclos de transmisión sin un solo bloque ACK, el enlace será abortado, donde MAX_BLK_ERR es un valor programable. MAX_BLK_ERR igual a 20 es alrededor de 30 s. Cualquier bloque ACK reiniciará el contador de errores a 0.

FORCED_OVER

Típicamente, la estación ISS MDFO controla el cambio de ISS a IRS transmitiendo el bloque de control OVER a la IRS en una o más portadoras. Sin embargo, la estación IRS puede forzar un cambio OVER transmitiendo la palabra de código FORCED_OVER. Para evitar un problema de bloques de datos pendientes, la palabra de código FORCED_OVER se transmitirá únicamente cuando el último bloque procedente de la ISS en esa portadora haya sido recibido sin error.

Código FORCED_OVER (0x6A95)

| |
|---------------------------------|
| 0 1 1 0 1 0 1 0 1 0 0 1 0 1 0 1 |
|---------------------------------|

END_ACK

La IRS transmite la palabra de código END_ACK en respuesta al bloque de control END de la ISS para señalar el final del enlace. El END_ACK será transmitido en respuesta a cada bloque de control END de la ISS para garantizar que la estación ISS recibió la palabra de código acuse de recibo. Cuando la estación ISS recibe uno o más mensajes de respuesta END_ACK, inmediatamente pasa a STANDBY, aunque haya bloques de datos sin acuse de recibo pendientes. La estación IRS utiliza la respuesta END_ACK para forzar la terminación del enlace inmediatamente.

Código END_ACK (0x956A)

| |
|---------------------------------|
| 1 0 0 1 0 1 0 1 0 1 1 0 1 0 1 0 |
|---------------------------------|

Operación de multiplexión por división de frecuencia ortogonal

En este punto se examinan los importantes intercambios de protocolo entre la ISS y la IRS. Se combinan los bloques de datos y de control y las palabras de código de respuesta que se han definido en el punto anterior para crear el protocolo MDFO. Este punto describe el intercambio ISS-IRS durante la transferencia de bloques de datos, el cambio del enlace (OVER), el cambio de velocidad del enlace, el fin del enlace (END) y las operaciones de llamada del enlace (CALLING).

Intercambio entre la estación transmisora de información y la estación receptora de información

Durante un enlace MDFO, una estación es la ISS y la otra es la IRS. La estación ISS transmite bloques de datos, y la IRS acusa recibo de esos bloques cuando los recibe sin errores. Las respuestas de palabras de código ACK y NAK de la IRS señalan a la ISS cuáles bloques debe enviar en la siguiente ráfaga.

Dado que en la MDFO se transmiten 32 bloques por ráfaga, debe definirse un procedimiento para asignar bloques de datos a frecuencias de portadora de forma de onda específicas. Los bytes de datos transmitidos llenan bloques de datos de 10 bytes y el número de secuencia de cada bloque indica el orden de estos bloques. Cuando se construye una trama transmitida, se asignan los bloques de datos individuales, en orden, empezando por el primer bloque en la primera portadora, el segundo bloque en la segunda portadora, etc., hasta haber asignado los primeros 32 bloques transmitidos a una portadora. Las asignaciones de bloque de transmisión se indican a continuación para una primera transmisión típica.

Los números de secuencia de bloque empiezan por el bloque 0001 en el primer bloque de datos después del establecimiento de un enlace, y los números se incrementan con cada bloque transmitido hasta el final del enlace. Después del 2 047^{ésimo} bloque, el número de secuencia se reinicia en 0001.

Ráfaga transmitida mediante multiplexión por división de frecuencia ortogonal por la estación transmisora de información

| | | |
|--------------|-------------|-----|
| Portadora 1 | Bloque 0001 | CRC |
| Portadora 2 | Bloque 0002 | CRC |
| Portadora 3 | Bloque 0003 | CRC |
| Portadora 4 | Bloque 0004 | CRC |
| ... | ... | ... |
| Portadora 30 | Bloque 0030 | CRC |
| Portadora 31 | Bloque 0031 | CRC |
| Portadora 32 | Bloque 0032 | CRC |

Si todos los bloques se descodifican sin errores, la IRS transmite una ráfaga de respuesta corta que contiene un ACK para cada bloque de datos en cada portadora. Las ACK no se numeran secuencialmente.

Ráfaga de respuesta mediante multiplexión por división de frecuencia ortogonal de la estación receptora de información

| | |
|--------------|-------------------------|
| Portadora 1 | ACK (para el bloque 1) |
| Portadora 2 | ACK (para el bloque 2) |
| Portadora 3 | ACK (para el bloque 3) |
| Portadora 4 | ACK (para el bloque 4) |
| ... | ... |
| Portadora 30 | ACK (para el bloque 30) |
| Portadora 31 | ACK (para el bloque 31) |
| Portadora 32 | ACK (para el bloque 32) |

Cuando se detecta un bloque de datos corrompido, la estación IRS envía una respuesta NAK para ese bloque en la misma portadora. La estación ISS retransmite cada bloque de datos para el cual la IRS no ha acusado recibo, incluyendo los bloques en que no se ha decodificado una respuesta IRS válida. Para maximizar las posibilidades de que el bloque logre pasar la vez siguiente, la estación ISS retransmitirá los bloques en una portadora para la cual se ha acusado adecuadamente recibo del último bloque. Por ejemplo, los bloques reenviados se asignan primero a portadoras para las cuales se ha acusado recibo de ambos bloques en el ciclo anterior, luego a portadoras en las que se ha acusado recibo únicamente para un bloque en el ciclo anterior. El desplazar los bloques de datos debería permitir que sigan transmitiéndose los datos, aunque una o varias frecuencias estén bloqueadas por interferencia. Se añaden nuevos bloques en los intervalos de bloque abiertos restantes, empezando por las portadoras para las cuales se acusó recibo previamente de ambos bloques, siguiendo luego con las portadoras para las cuales se acusó recibo anteriormente de un solo bloque. Si no hay nuevos bloques, pueden rellenarse los intervalos de portadora abiertos con bloques actuales, empezando con el de número de secuencia más viejo.

Por ejemplo, si consideramos el caso en que tenemos sólo cuatro portadoras y dos bloques están corrompidos, la estación ISS retransmitirá los bloques como se muestra a continuación:

Estación transmisora de información

| | | |
|-------------|-------------|-----|
| Portadora 1 | DBlock 0001 | CRC |
| Portadora 2 | DBlock 0002 | CRC |
| Portadora 3 | DBlock 0003 | CRC |
| Portadora 4 | DBlock 0004 | CRC |

Estación receptora de información

| | |
|-------------|-------------------------------|
| Portadora 1 | ACK (para el bloque 1) |
| Portadora 2 | NAK (para el bloque 2) |
| Portadora 3 | ACK (para el bloque 3) |
| Portadora 4 | NAK (para el bloque 4) |

Estación transmisora de información

| | | |
|-------------|-------------|-----|
| Portadora 1 | DBlock 0002 | CRC |
| Portadora 2 | DBlock 0005 | CRC |
| Portadora 3 | DBlock 0004 | CRC |
| Portadora 4 | DBlock 0006 | CRC |

Estación receptora de información

| | |
|-------------|------------------------|
| Portadora 1 | ACK (para el bloque 2) |
| Portadora 2 | ACK (para el bloque 5) |
| Portadora 3 | ACK (para el bloque 4) |
| Portadora 4 | ACK (para el bloque 6) |

Obsérvese que los bloques retransmitidos se han desplazado a posiciones de bloque para las cuales se acusó recibo del bloque en el último ciclo. En el caso anterior, DBlock 0007 es enviado en el

primer bloque en la portadora 4 en vez de la portadora 2 porque hubo un error en la posición de portadora 2 en la última ráfaga. Tiene sentido rellenar las posiciones «buenas» primero y dejar para lo último las posiciones para las cuales no se acusó recibo anteriormente, a fin de aumentar la probabilidad de que un bloque sea transferido exitosamente. Si una portadora está completamente enmascarada debido a interferencia de canal o a limitación de anchura de banda en uno de los radios, los nuevos bloques de datos deberían asignarse primero a las portadoras activas. El ejemplo siguiente muestra cómo lo anterior podría aplicarse en nuestro caso simple:

Estación transmisora de información

| | | |
|-------------|-------------|-----|
| Portadora 1 | DBlock 0001 | CRC |
| Portadora 2 | DBlock 0002 | CRC |
| Portadora 3 | DBlock 0003 | CRC |
| Portadora 4 | DBlock 0004 | CRC |

Estación receptora de información

| | |
|-------------|-------------------------------|
| Portadora 1 | NAK (para el bloque 1) |
| Portadora 2 | ACK (para el bloque 2) |
| Portadora 3 | ACK (para el bloque 3) |
| Portadora 4 | NAK (para el bloque 4) |

Estación transmisora de información

| | | |
|-------------|-------------|-----|
| Portadora 1 | DBlock 0005 | CRC |
| Portadora 2 | DBlock 0001 | CRC |
| Portadora 3 | DBlock 0004 | CRC |
| Portadora 4 | DBlock 0006 | CRC |

Estación receptora de información

| | |
|-------------|-------------------------------|
| Portadora 1 | ACK (para el bloque 5) |
| Portadora 2 | ACK (para el bloque 1) |
| Portadora 3 | ACK (para el bloque 4) |
| Portadora 4 | NAK (para el bloque 6) |

En este ejemplo, se asignan nuevos bloques a las portadoras 1 y 4 dado que estas portadoras tuvieron errores en el ciclo de transmisión anterior. Si la portadora 4 no logra pasar bloques debido a una limitación de anchura de banda, reenviaremos los bloques 12 y 13, dado que todos los bloques anteriores fueron transferidos sin errores.

Si no hay datos para transmitir, la estación ISS puede enviar bloques con el número de secuencia puesto a 0000. La estación IRS ignora estos bloques, que no necesitan ser retransmitidos si la estación IRS devuelve un NAK para este bloque. Como se muestra más adelante, la estación ISS puede también repetir los bloques actuales, empezando por el más viejo, en los intervalos restantes a fin de incrementar la probabilidad de que el bloque se reciba sin errores.

Si la estación ISS tiene menos de 32 bloques para transmitir, la estación ISS puede repetir bloques actuales en los bloques de portadora abiertos restantes. Como la estación IRS debe utilizar el número de secuencia para reconstruir el tren de bytes en serie, se ignorará un segundo bloque con el mismo número de secuencia de bloque. Repetir los bloques en la ráfaga larga ISS ofrece una segunda oportunidad para que el bloque se reciba sin errores.

Estación transmisora de información

| | | |
|-------------|-------------|-----|
| Portadora 1 | DBlock 0001 | CRC |
| Portadora 2 | DBlock 0002 | CRC |
| Portadora 3 | DBlock 0003 | CRC |
| Portadora 4 | DBlock 0004 | CRC |

Estación receptora de información

| | |
|-------------|-------------------------------|
| Portadora 1 | NAK (para el bloque 1) |
| Portadora 2 | ACK (para el bloque 2) |
| Portadora 3 | ACK (para el bloque 3) |
| Portadora 4 | NAK (para el bloque 4) |

En este ejemplo la estación ISS tiene cinco bloques para enviar, y repite los bloques 1 a 3 en los bloques restantes. En el extremo IRS, no se acusa recibo del primer DBlock 0001, pero el segundo ejemplar es recibido sin errores. La estación ISS no necesita reenviar el DBlock 0001. No se acusa recibo del segundo ejemplar de DBlock 0003, pero el primer ejemplar fue recibido correctamente; la estación ISS no necesita reenviar ese bloque. Obsérvese que no se acusa recibo de DBlock 0004, y la estación ISS tendrá que reenviar ese bloque, dado que fue enviado sólo una vez en la ráfaga larga.

La IRS no intenta comparar los múltiples ejemplares de los bloques que tienen el mismo número de secuencia. Se supone que el primer bloque recibido con una CRC correcta es un bloque válido, y que el bloque se pone en cola de salida al puerto en serie. La IRS debe también acusar recibo de todo bloque que reciba sin errores, aunque esté repetido.

Control de flujo

El protocolo ODFM no incluye códigos de control de flujo de nivel de enlace específicos para que la IRS pueda detener la transmisión de bloques de la ISS. Sin embargo, es necesario controlar el flujo si la estación IRS no puede vaciar las memorias intermedias de bloques en recepción debido a la activación de control de flujo de puerto en serie externo o de puerto USB. Si el control de flujo externo para la salida de datos RX durante un periodo de tiempo, las memorias intermedias de recepción de la IRS pueden llenarse, dejando sin lugar para almacenar nuevos bloques de datos ISS.

Cuando la IRS necesita disminuir la velocidad de transferencia de bloques ISS, puede enviar NAK para todos los bloques de la ráfaga larga de la ISS, aunque las CRC de bloque sean correctas. Si todos los bloques devuelven NAK, la estación ISS repetirá todos los bloques en la siguiente ráfaga larga. Obsérvese que el detener la transferencia de datos de enlace con NAK durante un largo periodo de tiempo puede hacer que la estación ISS aborte el enlace.

OVER (CAMBIO)

La ISS o la IRS pueden iniciar el CAMBIO. La ISS solicita el CAMBIO transmitiendo la instrucción de control OVER como uno de los bloques de datos de la ráfaga larga. La estación ISS puede solicitar el CAMBIO en cualquier momento, pero debe parar la construcción de nuevos bloques de datos de transmisión después de haber enviado la instrucción OVER. Cuando la estación IRS recibe la

instrucción de control OVER, efectúa una comprobación para confirmar que todos los números de secuencia de bloque de datos hasta el número de secuencia de bloque de control OVER han sido recibidos. Si no falta ningún bloque, la estación IRS envía el mensaje de respuesta FORCED_OVER en vez de ACK para todos los bloques descodificados correctamente y NAK para los bloques malos. Si faltan bloques, la estación IRS sigue enviando mensajes de respuesta ACK/NAK hasta que todos los bloques faltantes hayan sido recibidos correctamente, luego envía el mensaje de respuesta FORCED_OVER en vez de ACK para todos los bloques descodificados correctamente. Obsérvese que no hay garantía de que se acuse recibo de los bloques que tienen números de secuencia mayores que el bloque OVER antes de que ocurra el CAMBIO de enlace. El extremo ISS debe tener en cuenta los bloques pendientes.

La estación ISS debe llenar todos los bloques de datos posteriores a OVER con bloques que contengan el número de secuencia 0000, para que esos bloques no tengan que ser reenviados mientras espera que la estación IRS inicie la secuencia OVER. La estación ISS puede también repetir bloques de datos actuales en los intervalos abiertos restantes.

La estación IRS puede forzar un CAMBIO en cualquier momento enviando al menos un mensaje de respuesta FORCED_OVER en vez de un ACK al responder a la ráfaga larga de la ISS. Cuando la estación ISS detecta el FORCED_OVER, inmediatamente invierte el enlace y toma nota de los bloques de los que no se ha acusado recibo. Todos los bloques pendientes serán transmitidos después del siguiente OVER.

Estación transmisora de información

| | | |
|-------------|------------------|-----|
| Portadora 1 | DBlock 0005 | CRC |
| Portadora 2 | DBlock 0006 | CRC |
| Portadora 3 | CBlock 0007 OVER | CRC |
| Portadora 4 | DBlock 0000 | CRC |

Estación receptora de información

| | |
|-------------|-------------------------------|
| Portadora 1 | ACK (para el bloque 5) |
| Portadora 2 | ACK (para el bloque 6) |
| Portadora 3 | ACK (para el bloque 7) |
| Portadora 4 | NAK (para el bloque 8) |

Estación transmisora de información

| | | |
|-------------|-------------|-----|
| Portadora 1 | DBlock 0000 | CRC |
| Portadora 2 | DBlock 0001 | CRC |
| Portadora 3 | DBlock 0004 | CRC |
| Portadora 4 | DBlock 0000 | CRC |

Estación receptora de información

| | |
|-------------|-------------|
| Portadora 1 | NAK |
| Portadora 2 | FORCED_OVER |
| Portadora 3 | FORCED_OVER |
| Portadora 4 | NAK |

Estación receptora de información

| | |
|-------------|-----|
| Portadora 1 | NAK |
| Portadora 2 | NAK |
| Portadora 3 | NAK |
| Portadora 4 | NAK |

Estación transmisora de información

| | | |
|-------------|-------------|-----|
| Portadora 1 | DBlock 0010 | CRC |
| Portadora 2 | DBlock 0011 | CRC |
| Portadora 3 | DBlock 0012 | CRC |
| Portadora 4 | DBlock 0013 | CRC |

Estación receptora de información

| | |
|-------------|-------------------------|
| Portadora 1 | ACK (para el bloque 10) |
| Portadora 2 | ACK (para el bloque 11) |
| Portadora 3 | ACK (para el bloque 12) |
| Portadora 4 | ACK (para el bloque 13) |

END

Tanto la ISS como la IRS pueden terminar la MDFO. Típicamente, la ISS termina el enlace transmitiendo un bloque de control END después del último bloque de datos. Cuando la estación IRS recibe el bloque de control END, confirma que todos los bloques de datos con números de frecuencia hasta el bloque END han sido recibidos. Si no hay bloques pendientes, la estación IRS transmite una ráfaga corta con todos los intervalos puestos a END_ACK. Si hay bloques pendientes, la IRS sigue enviando mensajes de respuesta ACK/NAK hasta que todos los bloques pendientes hayan sido recibidos correctamente. Obsérvese que todos los bloques de datos que la estación ISS transmite con números de secuencia posteriores al número del bloque END son descartados.

La estación ISS debe codificar todos los bloques después del mensaje de control END utilizando un número de secuencia 0000 de modo que no sean retransmitidos.

Cuando la estación ISS recibe cuatro o más mensajes de respuesta END_ACK en el bloque corto, detiene inmediatamente la transmisión y regresa a STANDBY. La estación IRS repite una trama END_ACK dos veces después de recibir el último bloque de control END para garantizar que la estación ISS reciba el mensaje END_ACK.

La estación IRS emite el mensaje de respuesta END_ACK cuando desea forzar la terminación del enlace. Cuando la estación ISS recibe el mensaje de respuesta END_ACK, detiene inmediatamente la transmisión y regresa a STANDBY, aunque haya bloques de datos pendientes.

Estación transmisora de información

| | | |
|-------------|-----------------|-----|
| Portadora 1 | DBlock 0005 | CRC |
| Portadora 2 | DBlock 0006 | CRC |
| Portadora 3 | CBlock 0007 END | CRC |
| Portadora 4 | DBlock 0000 | CRC |

Estación receptora de información

| | |
|-------------|-------------------------------|
| Portadora 1 | ACK (para el bloque 5) |
| Portadora 2 | ACK (para el bloque 6) |
| Portadora 3 | ACK (para el bloque 7) |
| Portadora 4 | NAK (para el bloque 8) |

Estación transmisora de información

| | | |
|-------------|-------------|-----|
| Portadora 1 | DBlock 0000 | CRC |
| Portadora 2 | DBlock 0000 | CRC |
| Portadora 3 | DBlock 0000 | CRC |
| Portadora 4 | DBlock 0000 | CRC |

Estación receptora de información

| | |
|-------------|---------|
| Portadora 1 | END_ACK |
| Portadora 2 | END_ACK |
| Portadora 3 | END_ACK |
| Portadora 4 | END_ACK |

Estación receptora de información

| | |
|-------------|---------|
| Portadora 1 | END_ACK |
| Portadora 2 | END_ACK |
| Portadora 3 | END_ACK |
| Portadora 4 | END_ACK |

Enlace de multiplexión por división de frecuencia ortogonal terminado**CALLING**

El enlace DATAPLEX es establecido cuando la estación principal llama a una estación remota utilizando un bloque CALLING de 9 bytes transmitido con un formato de modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK)100. Un código de sincronismo de 2 bytes único al comienzo del bloque identifica el bloque CALLING y establece la temporización del enlace. Este bloque CALLING es repetido cada 1 020 ms, el ciclo temporal del DATAPLEX.

El SELCAL de la estación remota es transmitido en 4,5 bytes empacando dos dígitos SELCAL por byte; todos los SELCAL deben tener 9 dígitos con valores de 0x0 a 0x9. Los cuatro bits más bajos del último byte SELCAL seleccionan el formato del enlace y una trama llamante de un solo byte completa la parte de datos del bloque CALLING. Se incluye una suma de comprobación de un solo byte para confirmar que la trama llamante ha sido recibida sin errores.

Cuando una estación en reposo recibe un bloque CALLING con el SELCAL local y una suma de comprobación correcta, el enlace DATAPLEX puede empezar utilizando el formato especificado por la estación llamante. Después de recibirse el código de control de acuse de recibo del enlace, el primer bloque de datos transmitido por la estación principal contiene el SELCAL de la estación llamante en un bloque de control MYCALL. Este bloque sigue el convenio de bloque de control descrito anteriormente, salvo que el byte MYCALL va seguido por el SELCAL de la estación principal

transmitido con dos dígitos SELCAL por byte. Después de acusarse recibo de este primer bloque en un enlace DATAPLEX de modulación por desplazamiento de fase diferencial (DPSK) o FSK, el enlace empieza los intercambios de transferencia de datos normales entre la ISS y la IRS.

Obsérvese que el número de secuencias se pone a 0001 para el primer bloque enviado por la estación principal y la subordinada después de que el enlace se conmuta a MDFO.

Bloque de control CALLING

| | | | | | | | | |
|----------|----------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------------|------|-------------------------|
| 10101100 | 00110101 | SC1 SC2 | SC3 SC4 | SC5 SC6 | SC7 SC8 | SC9 VELOCIDAD | TIPO | SUMA DE COMPROBACIÓN |
|----------|----------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------------|------|-------------------------|

NOTA 1– SC1-SC9 son los 9 dígitos SELCAL, 4 bits cada uno, [0x0 – 0x9]

VELOCIDAD = formato del enlace (2 = FSK200; 3 = FSK100; 4 = DPSK600; 5 = DPSK400; 6 = DPSK200; 8 = OFDM(N = 32, M = 4), 14 = OFDM (N=256, M=4, 16 y 64), véase el Anexo 5)

TIPO = valor de 8 bits pasado a la aplicación en el mensaje de estado de petición de enlace

SUMA DE COMPROBACIÓN = 00 – (suma de bytes de SC1|SC2 a TIPO)

En el ejemplo siguiente, la estación principal solicita un enlace con formato MDFO de VELOCIDAD 8 (N = 32, M = 4), y la estación remota acusa recibo de la petición de enlace.

Estación transmisora de información Estación receptora de información

Bloque CALLING (FSK100) --->

| | | | | |
|---------|--------|---|------|-------|
| CALLING | SELCAL | 8 | TYPE | CKSUM |
|---------|--------|---|------|-------|

(Mi SELCAL recibida OK; enlace en FSK200)

<--- Arrancar enlace ODFM

| |
|----------|
| LINK_ACK |
|----------|

Bloque CALLING (FSK100) --->

| | | | | |
|---------|--------|---|------|-------|
| CALLING | SELCAL | 8 | TYPE | CKSUM |
|---------|--------|---|------|-------|

<--- Arrancar enlace ODFM

| |
|----------|
| LINK_ACK |
|----------|

Estación transmisora de información – Multiplexión por división de frecuencia ortogonal
(cambio de ciclo a 1 520 ms)

| | | |
|-------------|-------------|-----|
| Portadora 1 | MYCALL 0001 | CRC |
| Portadora 2 | MYCALL 0001 | CRC |
| Portadora 3 | MYCALL 0001 | CRC |
| Portadora 4 | MYCALL 0001 | CRC |

Estación receptora de información – Multiplexión por división de frecuencia ortogonal

| | |
|-------------|------------------------|
| Portadora 1 | ACK (para el bloque 1) |
| Portadora 2 | ACK (para el bloque 2) |
| Portadora 3 | ACK (para el bloque 3) |
| Portadora 4 | ACK (para el bloque 4) |

El proceso de enlace empieza en el formato FSK100 DATAPLEX y se conmuta a MDFO después de que las estaciones ISS e IRS han recibido correctamente la ráfaga de adquisición MDPD-4. El periodo

del protocolo pasa de 1 020 ms a 1 520 ms después de que la estación ISS recibe el código de respuesta LINK_ACK de la estación IRS.

El cambio de periodo es un punto crítico en el protocolo de enlace. Pueden ocurrir dos condiciones de error: la estación ISS puede no oír el código de respuesta CS1 de la IRS, y segundo, la estación IRS puede no oír la primera ráfaga larga MDFO de la ISS.

Habrà veces en que un canal admita FSK100 pero no MDFO. Si la estación ISS o la estación IRS han repetido la ráfaga larga MDFO (ISS) o la respuesta CS1 (IRS) MAX_OFDM_LINK veces sin lograr establecer exitosamente el enlace MDFO, tanto la ISS como la IRS deben abortar el enlace y volver a STANDBY. MAX_OFDM_LINK es un valor de contador programable.

A continuación se ilustra un ejemplo en el que la estación ISS no puede descodificar el primer código de respuesta CS1 de la estación IRS. La estación ISS repite la ráfaga DPSK_ACQ en un ciclo de 1 020 ms, esperando el CS1, mientras la estación IRS espera la primera ráfaga larga MDFO.

Servicio de recepción de información de la estación transmisora de información

<--- OVER OK

CS0

Ráfaga de adquisición DPSK ($T = 0$ ms) --->

DPSK_ACQ

<--- DPSK ACQ OK ($T = 720$ ms + RTT)

CS1

La estación transmisora de información no puede descodificar CS1! Repetir DPSK_ACQ

Ráfaga de adquisición DPSK ($T = 1\ 020$ ms) --->

DPSK_ACQ

Ráfaga de adquisición DPSK ($T = 2\ 040$ ms) --->

DPSK_ACQ

Ráfaga de adquisición DPSK ($T = 4\ 080$ ms) --->

DPSK_ACQ

<--- DPSK ACQ OK ($T = 720$ ms + RTT + 4 080 ms)

CS1

Estación transmisora de información – Multiplexión por división de frecuencia ortogonal (cambio de ciclo a 2 672 ms)

| | | |
|-------------|-------------|-----|
| Portadora 1 | DBlock 0001 | CRC |
| Portadora 2 | DBlock 0002 | CRC |
| Portadora 3 | DBlock 0003 | CRC |
| Portadora 4 | DBlock 0004 | CRC |

Estación receptora de información – Multiplexión por división de frecuencia ortogonal

| | |
|-------------|------------------------|
| Portadora 1 | ACK (para el bloque 1) |
| Portadora 2 | ACK (para el bloque 2) |
| Portadora 3 | ACK (para el bloque 3) |
| Portadora 4 | ACK (para el bloque 4) |

En el ejemplo siguiente, la estación IRS no puede descodificar la primera ráfaga larga MDFO de la estación ISS. La estación ISS empieza enviando ráfagas largas MDFO, pero la estación IRS no recibe una buena ráfaga hasta después de que ha repetido el código de respuesta CS1. Obsérvese que el segundo código de respuesta de la IRS es transmitido durante el tiempo en que la ISS envía la segunda ráfaga larga MDFO.

Estación transmisora de información Estación receptora de información

<--- OVER OK

CS0

Ráfaga de adquisición DPSK ($T = 0$ ms) --->

DPSK_ACQ

<--- DPSK ACQ OK ($T = 720$ ms + RTT)

CS1

Estación transmisora de información – Multiplexión por división de frecuencia ortogonal (cambio de ciclo a 2 672 ms)

Enviar ráfaga larga MDFO ($T = 0$ ms) --->

| | | |
|-------------|-------------|-----|
| Portadora 1 | DBlock 0001 | CRC |
| Portadora 2 | DBlock 0002 | CRC |
| Portadora 3 | DBlock 0003 | CRC |
| Portadora 4 | DBlock 0004 | CRC |

La estación receptora de información no puede descodificar el bloque de multiplexión por división de frecuencia ortogonal! Repetir CS1

Enviar ráfaga larga MDFO ($T = 2\ 672$ ms) --->

| | | |
|-------------|-------------|-----|
| Portadora 1 | DBlock 0001 | CRC |
| Portadora 2 | DBlock 0002 | CRC |
| Portadora 3 | DBlock 0003 | CRC |
| Portadora 4 | DBlock 0004 | CRC |

<--- DPSK ACQ OK ($T = 720$ ms + RTT + 4 080 ms)

CS1

Enviar ráfaga larga MDFO ($T = 5\,344$ ms) --->

| | | |
|-------------|-------------|-----|
| Portadora 1 | DBlock 0001 | CRC |
| Portadora 2 | DBlock 0002 | CRC |
| Portadora 3 | DBlock 0003 | CRC |
| Portadora 4 | DBlock 0004 | CRC |

Estación receptora de información – Multiplexión por división de frecuencia ortogonal

<--- Enviar ráfaga corta MDFO (1 080 ms + RTT + 5 344 ms)

| | |
|-------------|------------------------|
| Portadora 1 | ACK (para el bloque 1) |
| Portadora 2 | ACK (para el bloque 2) |
| Portadora 3 | ACK (para el bloque 3) |
| Portadora 4 | ACK (para el bloque 4) |

Descripción funcional

Modulador

En la Fig. 1 se muestra la arquitectura del modulador. Varios de los parámetros enumerados en el Cuadro 1 se utilizan para definir el modulador. Primero se formatean los bits de información, $x_1(n)$, de longitud $\log_2(M) \cdot L \cdot N$, en N tramas, $x_2(m, n)$, tal como se indica en la Fig. 3 para $M = 4$. Cada uno de los N canales paralelos de longitud $\log_2(M) \cdot L$ se aleatorizan en $x_2(m, n)$. Estas tramas aleatorizadas se proyectan luego en L por N símbolos, $x_4(m, n)$, se codifican diferencialmente en símbolos, $x_5(m, n)$. Para ayudar a la sincronización, se añade una secuencia de S símbolos dando por resultado $(L + S)$ por N símbolos, $x_6(m, n)$. Los $(L + S)$ por N símbolos, $x_6(m, n)$, se aplican a la entrada de la transformada rápida de Fourier inversa (TRFI) compleja, lo que da como resultado la salida, $x_7(m, n)$, de velocidad de muestra $fs1$. Se añade una extensión cíclica de P símbolos, lo que da $(L + S)$ por $(N + P)$ muestras, $x_8(m, n)$. Las muestras se convierten entonces de paralelo a serie para obtener una señal compleja, $x_9(n)$, de velocidad de muestra $fs2$ y longitud $(L + S) \cdot (N + P)$. La señal modulada es interpolada por R , resultando $(L + S) \cdot (N + P) \cdot R$ muestras, $x_{10}(n)$, a una velocidad de muestra de $fs3$. El convertidor elevador convierte la señal modulada de banda de base compleja en una señal de paso de banda real, $x_{11}(n)$ para introducirla en un convertidor digital-analógico (D/A). A continuación se indican los detalles de los bloques individuales.

CUADRO 1

Descripción de los parámetros del modulador

| Parámetro | Descripción |
|-----------|---|
| N | Longitud de TRFI |
| P | Longitud de la extensión en muestras |
| M | Orden de la modulación por desplazamiento de fase (MDP) |
| L | Número de símbolos paralelos en la ráfaga |
| R | Velocidad de interpolación |
| S | Número de símbolos de sincronización |
| F_s | Velocidad de muestreo (Hz) |

Selección de parámetros de diseño

La salida del modulador tiene un espectro audio de anchura de banda a 3 dB de 300-3 000 Hz, y una frecuencia central de 1 700 Hz. En el Cuadro 2 se muestran los valores de los parámetros del modulador para seis posibles combinaciones de parámetros. El número de fases MDP, M , es 4 u 8. El número de subportadoras (N) es configurable como $N = 16, 32, \text{ o } 64$ y se seleccionó de manera que la anchura de banda de subcanal resultante, o velocidad de símbolos, sea inferior a 200 Hz. La velocidad de muestreo CÓDEC audio se seleccionó de modo que satisfaga el criterio de Nyquist, y se fija a $F_s = 8 \text{ kHz}$. La velocidad de interpolador se fija a $R = 3$, lo que da una velocidad de símbolos global de $8\,000/3 = 2\,666,66 \text{ Hz}$, y una anchura de banda de señal aproximadamente igual. Los valores seleccionados para el módem de ondas decamétricas son $N = 32$ y $M = 4$.

CUADRO 2

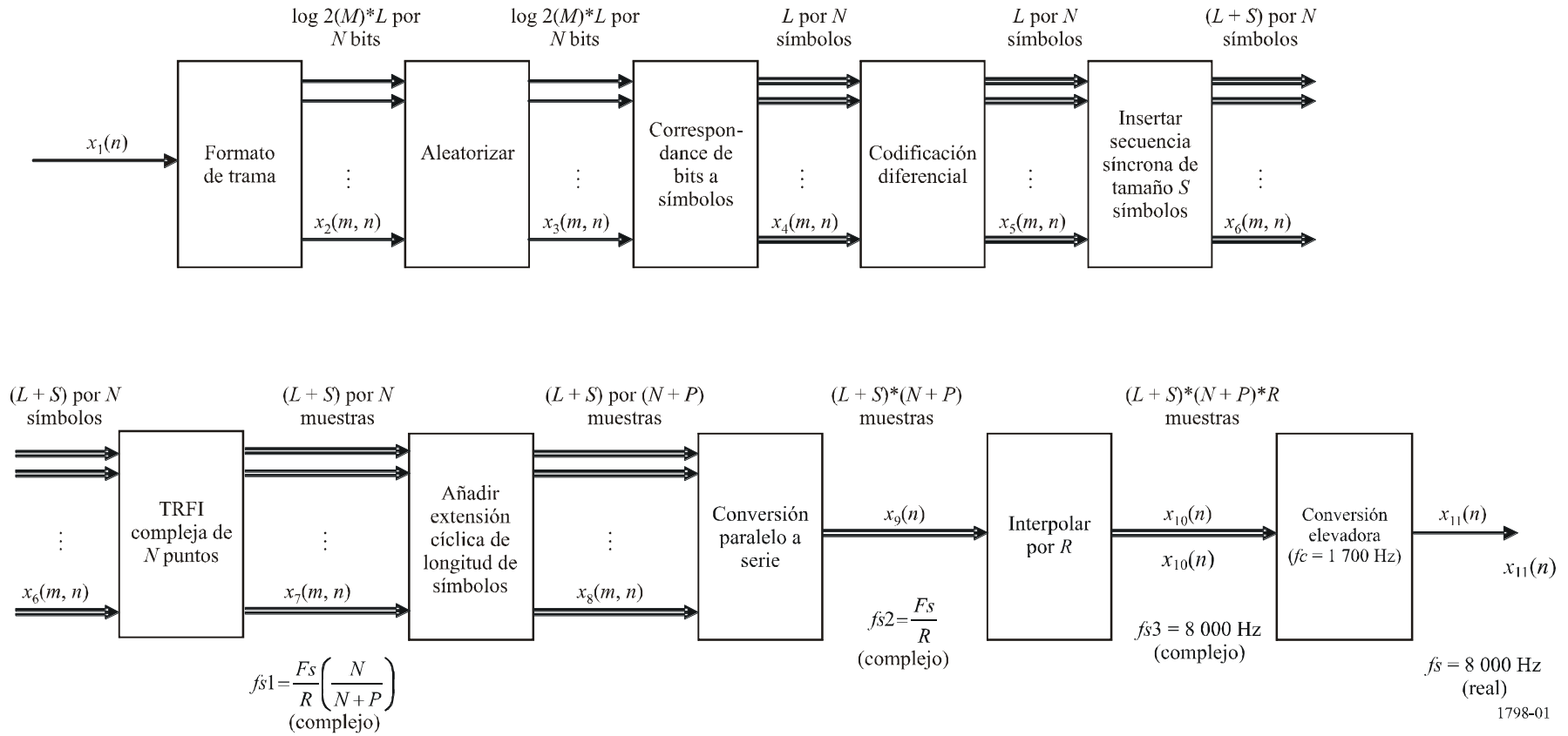
Valores de los parámetros del modulador

| N | P | M | L largo | L corto | R | S | F_s |
|-----|-----|-----|-----------|-----------|-----|-----|-------|
| 16 | 2 | 4 | 288 | 32 | 3 | 8 | 8 000 |
| 32 | 4 | 4 | 144 | 16 | 3 | 4 | 8 000 |
| 64 | 8 | 4 | 72 | 8 | 3 | 2 | 8 000 |
| 16 | 2 | 8 | 288 | 32 | 3 | 8 | 8 000 |
| 32 | 4 | 8 | 144 | 16 | 3 | 4 | 8 000 |
| 64 | 8 | 8 | 72 | 8 | 3 | 2 | 8 000 |

Se define un formato de trama de manera que se transmitan 64 tramas por ráfaga, independientemente de N . Para el caso de $N = 32$, se envían dos tramas en cada uno de los $N = 32$ subcanales. En el Cuadro 3 se presenta un resumen de los parámetros y caudales efectivos.

FIGURA 1

Modulador de multiplexión por división de frecuencia ortogonal



CUADRO 3

Parámetros del módem de multiplexión por división de frecuencia ortogonal

| | |
|---|---|
| | $M = 4$ $N = 32$ |
| Velocidad de muestra de salida (F_s) (muestras/s) | 8 000 |
| Tamaño TRFI (N) | 32 |
| Longitud de extensión (P) (s) | 4 |
| Velocidad de interpolación (R) | 3 |
| Símbolos de datos en la ráfaga (L) | 144 |
| Símbolos de sincronismo en la ráfaga (S) | 4 |
| Fases para modular (M) | 4 |
| | |
| Velocidad de muestras de salida de TRFI (muestras/s) | 2 370,3704 |
| Entrada de bits | 9 216 |
| Entrada de símbolos | 4 608 |
| Símbolos en TRFI | 4 736 |
| Velocidad de muestras con extensión (muestras/s) | 2 666,6667 |
| Longitud de ráfaga (s) | 1,998 |
| | |
| Caudal bruto (bit/s) | 4 612,6126 |
| Velocidad de símbolos de canal (muestras/s) | 83,333333 |
| | |
| Símbolos de sincronismo en la ráfaga corta (S) | 4 |
| Símbolos de datos en la ráfaga corta (L) | 16 |
| Longitud de ráfaga corta (s) | 0,27 |
| | |
| Retardo de propagación (s) | 0,224 |
| Espaciamiento de ráfagas (s) | 2,492 |
| | |
| Bytes por trama | 36 |
| Bytes de encabezamiento | 4 |
| Bytes de CRC | 4 |
| Caudal efectivo (bit/s) | 2 876,4045 |
| Factor de utilización | 0,6235955 |

El valor de P se escogió de manera que la longitud (s) sea mayor que la máxima dispersión de retardo de canal de ondas decamétricas. Suponiendo una dispersión máxima de 2 ms (véase la Recomendación [UIT-R F.1487](#)), el número de muestras requeridas a $F_s = 8\,000$ Hz es por lo menos 16. Para el caso de $N = 32$, la extensión es 1,5 ms ($P = 4$).

Con los valores seleccionados de parámetros del módem, los resultados del análisis de caudal se muestran en el Cuadro 4. La señal generada por el modulador MDFO se pasa por un canal de ondas decamétricas utilizando el modelo definido en la Recomendación [UIT-R F.1487](#). Todas las simulaciones se hicieron utilizando 6 400 tramas, o 100 ráfagas.

CUADRO 4

Resultados de simulación de caudal para varias longitudes de extensión

| Tamaño TRF (<i>N</i>) | Extensión (<i>P</i>) | Fases (<i>M</i>) | Canal de caudal <i>bueno</i> (bit/s) | Canal de caudal <i>moderado</i> (bit/s) | Canal de caudal <i>pobre</i> (bit/s) |
|----------------------------|---------------------------|-----------------------|--|---|--|
| 32 | 4 | 4 | 2 088,3 | 1 632,2 | 467,7 |
| 32 | 8 | 4 | 1 906,6 | 1 547,8 | 1 076,5 |
| 32 | 16 | 4 | 1 561,9 | 1 481,4 | 519,6 |

Los parámetros de módem restantes por seleccionar tienen que ver con las longitudes de ráfaga, o con cuántos bits de información y de tara deben utilizarse en cada ráfaga. El protocolo seleccionado para el módem MDFO es ARQ, como el utilizado en DATAPLEX, salvo que el número de acuses de recibo por ráfaga se multiplica 64 veces. La selección de los parámetros de longitud de ráfaga, L y S , en el Cuadro 3 se determina del análisis de comportamiento ARQ.

El comportamiento de un protocolo ARQ puede representarse mediante un factor de utilización (η), que es la proporción del tiempo en que la transmisión no está en reposo, suponiendo que siempre hay una trama para transmitir. Para el caso de transmisión y recepción sin errores, el factor es:

$$\eta = \frac{T_f}{T_f + 2\tau + T_p + T_a} \quad (1)$$

donde:

- T_f : longitud de trama
- τ : retardo de propagación en un sentido
- T_p : tiempo de procesamiento de trama, y
- T_a : longitud de ráfaga de acuse de recibo.

El valor máximo de η es 1, lo que indica una utilización máxima. El seleccionar parámetros que maximicen η optimiza la calidad de funcionamiento de un esquema ARQ.

Para un canal cuya probabilidad de transmisión no exitosa de datos o de trama de acuse de recibo es P_f , el factor de utilización es:

$$\eta = \frac{T_f}{(T + T_f) \frac{P_f}{1 - P_f} + (T_f + 2\tau + T_p + T_a)} \quad (2)$$

donde T es el tiempo de retransmisión. Obsérvese que para $P_f = 0$, la ecuación (2) se convierte en la ecuación (1). Un método de determinar los parámetros ARQ consiste en fijar T , τ , T_p y T_a ; y seleccionar el T_f óptimo para una P_f dada.

Supóngase que para $N = 64$ la ráfaga corta requiere $L = 8$ símbolos para transmitir el acuse de recibo y $S = 2$ símbolos para la sincronización. Para $N = 32$ y $N = 16$, los parámetros se seleccionan para dar la misma longitud, ms, que para $N = 64$. Esto resulta en una ráfaga corta de longitud $T_a = 270$ ms. Supóngase un retardo de propagación máximo en un sentido de $\tau = 110$ ms, como en DATAPLEX, lo que admite una distancia en un sentido de más de 20 625 millas. El tiempo de procesamiento de trama, T_p , es significativamente menor que los otros parámetros y se pone a un valor de 100 ms para este análisis.

La velocidad de símbolos global de $f_s = 2\,666,6$ Hz con $M = 4$ y $N = 64$ da por resultado una velocidad de bits de subcanal efectiva de $R_b = \log_2(M) \cdot f_s / N = 83,33$ Hz. El número de bits en una trama es:

$$N_b = R_b T_f \tag{3}$$

y la probabilidad de error de trama es:

$$P_f = P_e N_b \tag{4}$$

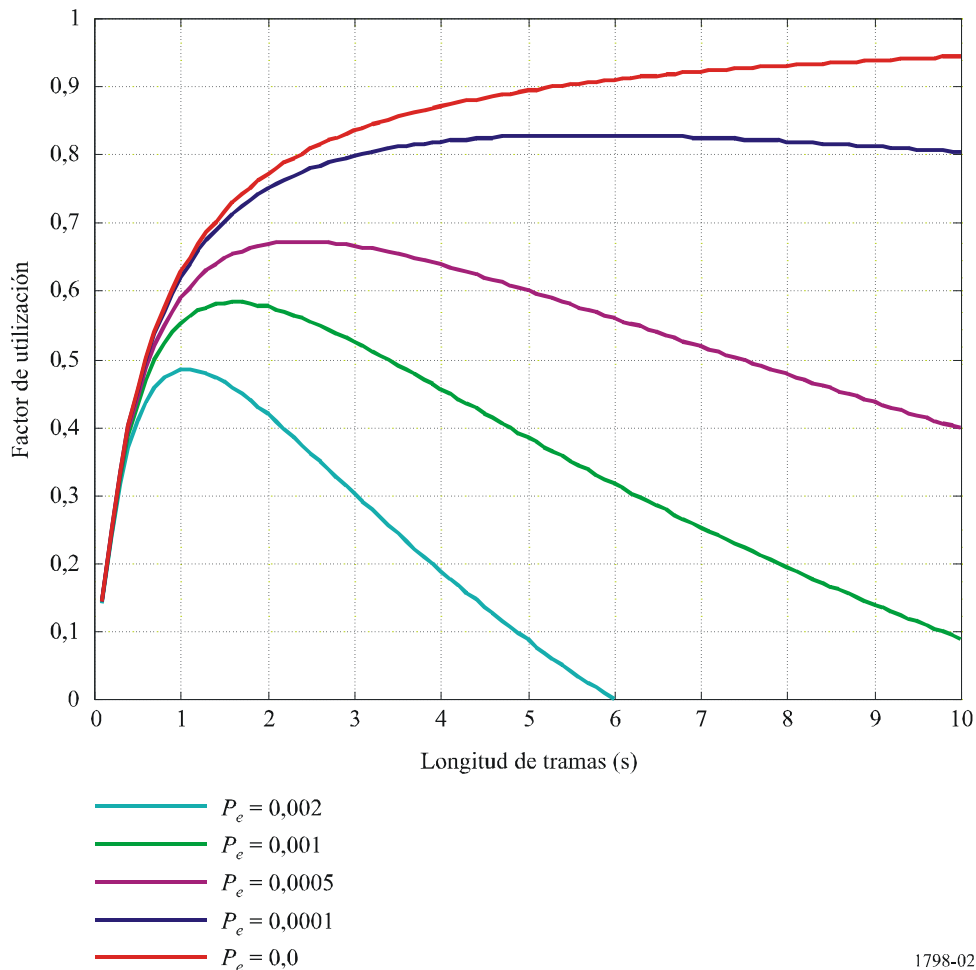
donde P_e es la probabilidad de un error de bit. El tiempo de retransmisión es:

$$T = T_f + T_a + \tau \tag{5}$$

El procedimiento de optimización incluye la utilización de la ecuación (2) y encontrar el valor máximo de η como función de T_f para una determinada P_e .

La Fig. 2 ilustra las curvas de optimización para probabilidades de error en los bits de $P_e = 0,002$, $0,001$, $0,0005$, $0,0001$ y $0,0$. Un primer ensayo en la selección del tamaño de ráfaga consistió en hacer la longitud de trama aproximadamente igual que para DATAPLEX. Para la ráfaga larga, un valor de L de 144 para $N = 32$ da por resultado una longitud de ráfaga de 1,998, como se muestra en el Cuadro 3. Para ese tamaño de ráfaga de 1,998, el factor de utilización resultante es aproximadamente optimizado para una P_e de más o menos 0,001.

FIGURA 2
Utilización de petición automática de repetición de multiplexión por división de frecuencia ortogonal



Formato de trama larga

Cada ráfaga consta de 64 tramas, cada una de las cuales tiene un número de secuencia de 16 bits (SEQ_NUM), bits de información (INFORMACIÓN) y un código de comprobación de redundancia cíclica de 16 bits (CRC). Para $M = 4$ hay 14 bytes de INFORMACIÓN para un tamaño total de trama de 18 bytes. En la Fig. 3 se muestra la estructura de trama para $M = 4$. La entrada al formateador de trama es $\log_2(M) * L * N$ bits y las salidas son N tramas paralelas de $\log_2(M) * L$ bits.

Comprobación de redundancia cíclica

Para verificar si la trama recibida tiene errores, se usa una CRC. La CRC es la misma que la usada en DATAPLEX y se transmite en cada una de las 64 tramas de la ráfaga larga. La CRC es una norma de 16 bits del UIT-T con polinomio generador.

$$x^{16} + x^{12} + x^5 + 1 \quad (6)$$

Números de secuencia

Un número de secuencia de longitud 16 bits se incluye al comienzo de cada una de las 64 tramas de una ráfaga. Se utilizan para señalar al receptor el orden de trama para la conversión de paralelo a serie. Los números de secuencia permiten asimismo no utilizar todas las 64 tramas de una ráfaga para la transmisión. La generación de la secuencia es la función de la capa de protocolo y está fuera del alcance de esta Recomendación.

FIGURA 3
Estructura de trama para $M = 4$

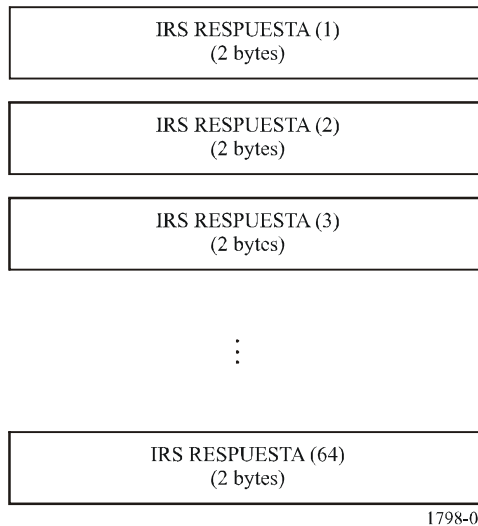
| | | |
|-------------|-------------------------------|---------|
| SEQ_NUM (1) | INFORMACIÓN (1) (14 bytes) | CRC (1) |
| SEQ_NUM (2) | INFORMACIÓN (2) (14 bytes) | CRC (2) |
| SEQ_NUM (3) | INFORMACIÓN (3) (14 bytes) | CRC (3) |
| ⋮ | | |
| SEQ_NUM (n) | INFORMACIÓN (n) (14 bytes) | CRC (n) |

1798-03

Formato de trama corta

Las tramas cortas se utilizan como acuses de recibo de la trama larga y tienen la misma función que los caracteres de respuesta de IRS en DATAPLEX. No se requiere un número de secuencia o CRC. En la Fig. 4 se muestran los formatos de trama para $M = 4$. En DATAPLEX la RESPUESTA IRS tiene 8 bits de longitud. Para el módem MDFO la RESPUESTA IRS es más larga y tiene una longitud de 16 ó 24 bits, permitiendo así mejores propiedades de correlación cruzada de la RESPUESTA IRS que en DATAPLEX.

FIGURA 4
Estructura de trama para $M=4$



Aleatorizador

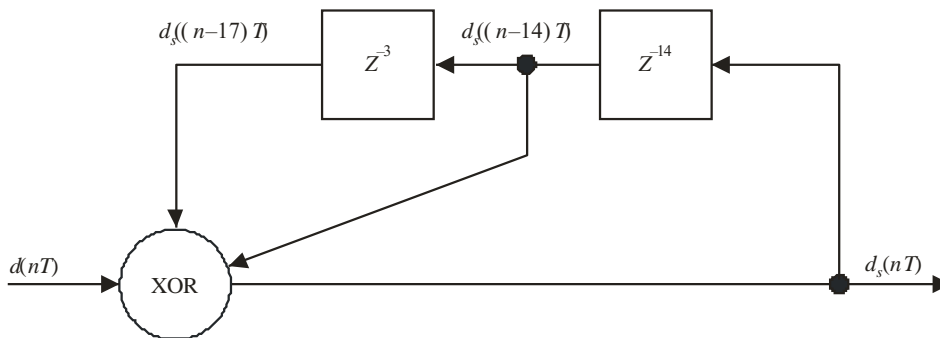
Cada una de las 64 tramas de cada ráfaga se aleatoriza para obtener dos efectos positivos. La aleatorización produce patrones de bits con propiedades estadísticas, lo que hace funcionar mejor los algoritmos de sincronización. Otro efecto de la aleatorización en la MDFO es la introducción de la aleatorización en las fases de subcanal. Como la modulación MDFO es una suma de N señales de banda limitada individuales, la aleatorización de la fase reduce la relación de potencia cresta/media de la señal modulada. Sin aleatorización, es mayor la probabilidad de generar puntas de gran amplitud, aunque sigue existiendo la posibilidad de puntas de amplitud con la aleatorización.

El aleatorizador está definido por el polinomio $1 + x^{14} + x^{17}$ o por la ecuación recursiva:

$$d_s(nT) = d(nT) \text{ XOR } d_s((n - 14)T) \text{ XOR } d_s((n - 17)T) \tag{7}$$

Para implementar el aleatorizador, se requiere un registro de 17 estados junto con una función XOR (OR-exclusiva), como se indica en la Fig. 5.

FIGURA 5
Aleatorizador de bits



Para prevenir la posibilidad de que haya el mismo patrón de aleatorización en diferentes tramas, la fase inicial para cada una de las 64 tramas difiere en una sola iteración. Para la primera trama, la fase de inicio se establece inicializando el registro de estado en 0, introduciendo un patrón alternado 0/1 e iterando 18 veces. La aleatorización para las tramas subsiguientes se hace de la misma manera, salvo que el número de iteraciones se incrementa en una cada vez. Para ahorrar tiempo de procesamiento, los registros de estado inicial podrían guardarse en un cuadro y leerse al inicializar el aleatorizador para cada trama.

Correspondencia bits a símbolos

Para $M = 4$ hay cuatro posibles valores de fase, cada fase correspondiendo a dos bits o un símbolo. Primero se hacen corresponder los bits con símbolos representados por valores de fase como en el Cuadro 5. Otra manera de representar los símbolos consiste en utilizar las amplitudes I y Q de una señal compleja. Obsérvese que las fases están distribuidas en un intervalo de $\pi/2$ para $M = 4$. En la Fig. 6 se muestra una representación bidimensional de la correspondencia.

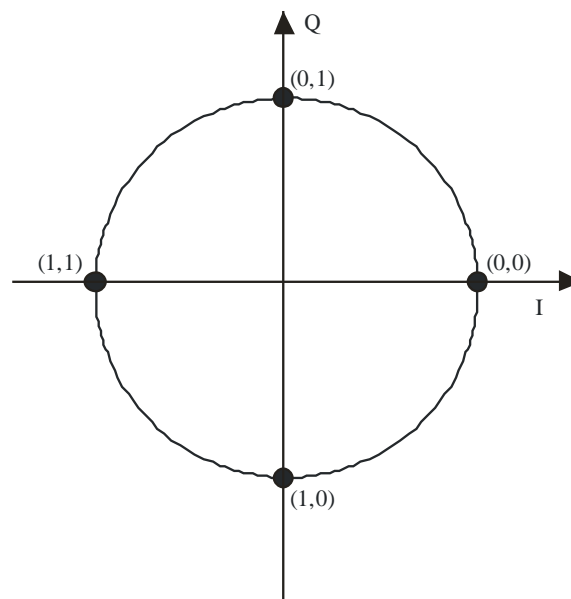
CUADRO 5

Correspondencia bits a símbolos para $M = 4$

| Pares de bits de entrada x_b | | Valor I | Valor Q | Fase de salida |
|-----------------------------------|---|---------|---------|----------------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 1 | $\pi/2$ |
| 1 | 0 | 0 | -1 | $-\pi/2$ |
| 1 | 1 | -1 | 0 | π |

FIGURA 6

Correspondencia para $M = 4$



Codificación diferencial

Los símbolos que salen de la correspondencia bits a símbolos se codifican diferencialmente como la suma acumulativa:

$$\psi(n) = [\psi(n-1) + \varphi(n)]_{\text{mod } 2\pi} \quad (8)$$

donde $\psi(n)$ es la salida de fase codificada y $\varphi(n)$ es la fase de las correspondencias del Cuadro 5. Los valores de fase codificados posibles son $[0, \pi/2, \pi, 3\pi/2]$ para $M = 4$.

Secuencia de sincronización

Para ayudar la sincronización en el demodulador, se añaden S símbolos al comienzo de cada uno de los N símbolos paralelos antes de la TRFI. Existen métodos que pueden sincronizar desde dos símbolos, o en ausencia de símbolos. Para un número mayor de símbolos de sincronización, la estimación de tiempo es mejor a expensas de una reducción de caudal.

La metodología de sincronización es diferente para MDFO con relación a la de un módem de una sola portadora. La información de temporización en MDFO se usa para determinar cuándo tomar la TRF, por oposición a cuándo muestrear el símbolo individual. En la descripción del demodulador se dan más detalles acerca de la sincronización.

El método de sincronización descrito en este documento utilizó la redundancia producida por la extensión cíclica, eliminando así la necesidad de una secuencia de sincronización. La secuencia de sincronización se incluye para posible uso futuro.

Transformada rápida de Fourier inversa

La TRFI es la principal función de procesamiento en el modulador MDFO. Combina todas las señales paralelas individuales y las ortogonaliza. La TRFI compleja viene dada por la ecuación:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi nk/N}; n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (9)$$

donde:

- N : tamaño de la TRFI
- $X(k)$: símbolos de entrada
- $x(n)$: muestras de salida.

Obsérvese que la TRFI se calcula en bloques de N , lo que requiere una longitud de entrada que sea un múltiplo de N . Asimismo, obsérvese que la longitud de salida es la misma que la entrada, y es $(L + S)$ por N muestras. La velocidad de muestreo a la salida de la TRFI viene dada por:

$$f_{s1} = \frac{F_s}{R} \left(\frac{N}{N + P} \right) \quad (10)$$

Extensión cíclica

Para combatir los efectos multitrayecto en los canales de ondas decamétricas, la salida TRFI viene precedida por una extensión cíclica de longitud P que consta de las últimas P salidas de cada implementación de TRFI. Esto tiene por efecto mantener la condición ortogonal de la subportadora en presencia de multitrayectos, reduciendo así el efecto de la interferencia entre subportadoras. El tamaño de P se selecciona sobre la base de la máxima dispersión de retardo en el canal. Los valores, seleccionados anteriormente, son $P = 4$, y 8 para $N = 32$.

Conversión paralelo a serie

Después de añadir el prefijo cíclico, las $(L + S)$ por $(N + P)$ muestras se convierten de paralelo a serie, lo que da $(L + S) \cdot (N + P)$ muestras a la velocidad de $F_s/R = 8\,000/3 = 2\,666,67$ Hz. La estructura se muestra en la Fig. 7.

FIGURA 7

Estructura de salida de muestra en la conversión paralelo a serie



M.1798-07

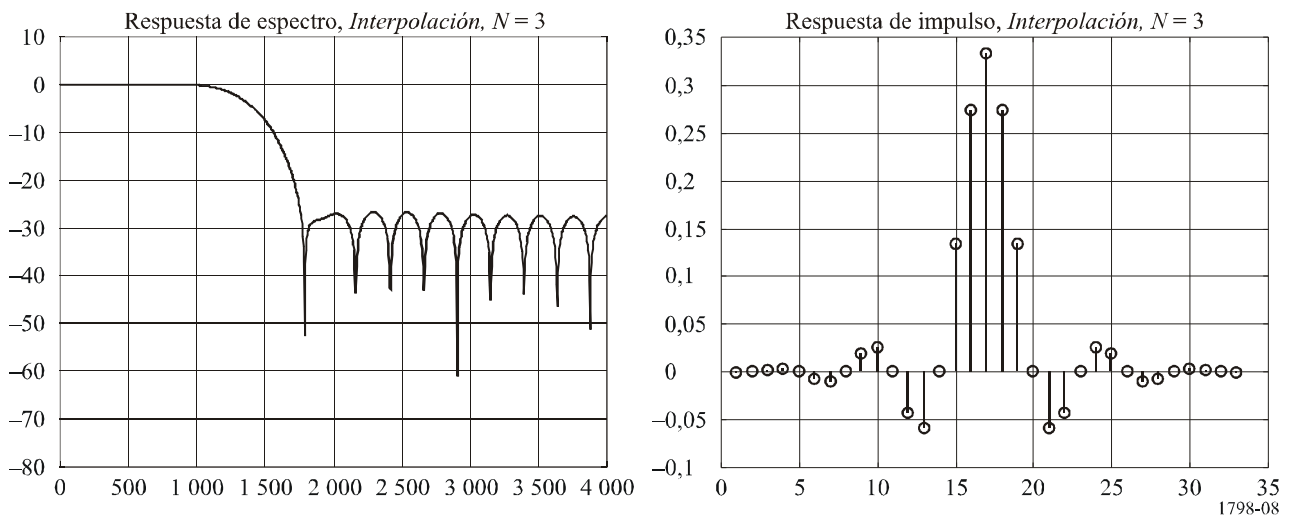
Cada $N + P$ bloque de muestras puede considerarse como un solo símbolo de banda ancha, teniendo cada muestra $L + S$ muestras.

Interpolador

Se utiliza un filtro interpolador en la forma de FIR de fase lineal para convertir la velocidad de muestra de $2\,666,67$ Hz a $8\,000$ Hz. La muestra de salida está a la velocidad deseada del compresor D/A . El filtro está diseñado utilizando la técnica de minimización de errores de mínimos cuadrados con una ventana de Hamming. La velocidad de interpolación es $R = 3$ y la longitud del filtro es 33. Las respuestas de espectro y de impulso se muestran en la Fig. 8. En la Fig. 9 se muestra el espectro de señal de modulador de banda base.

FIGURA 8

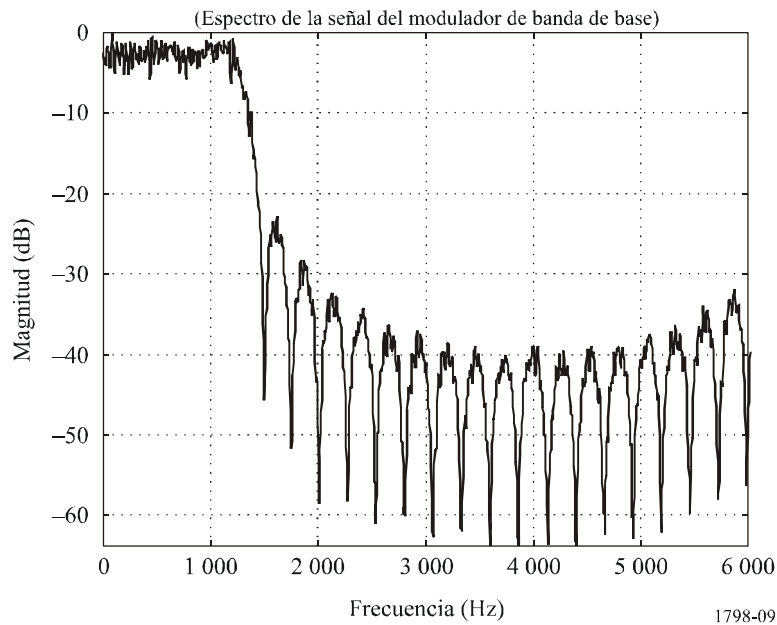
Respuesta del filtro interpolador



1798-08

FIGURA 9

Espectro de la señal de banda de base



Convertidor elevador

El convertidor elevador convierte la señal de banda de base en una señal de paso de banda mediante la mezcla con señales de seno y coseno a la frecuencia de portadora $f_c = 1\,700$ Hz y sumando como se muestra en la Fig. 10. Este proceso también convierte la señal de una señal compleja en una señal real, tal como lo requiere la entrada de ondas decamétricas. La velocidad de muestra de salida final se aplica a un convertidor D/A antes de proveer una señal analógica. En la Fig. 11 se muestra el espectro de la señal MDFO.

FIGURA 10

Convertidor elevador

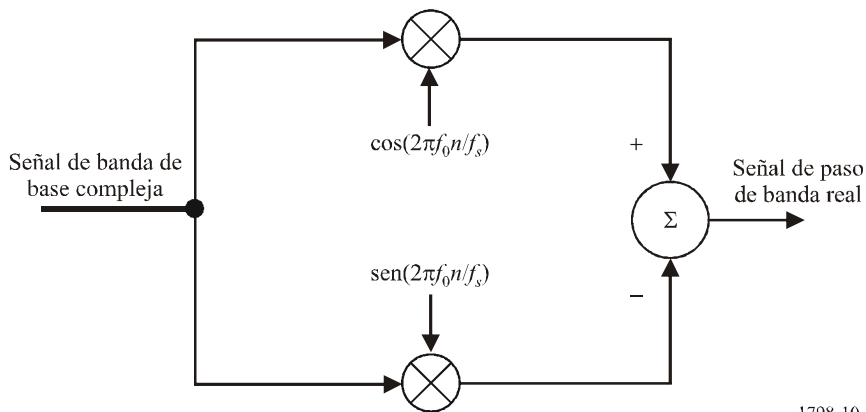
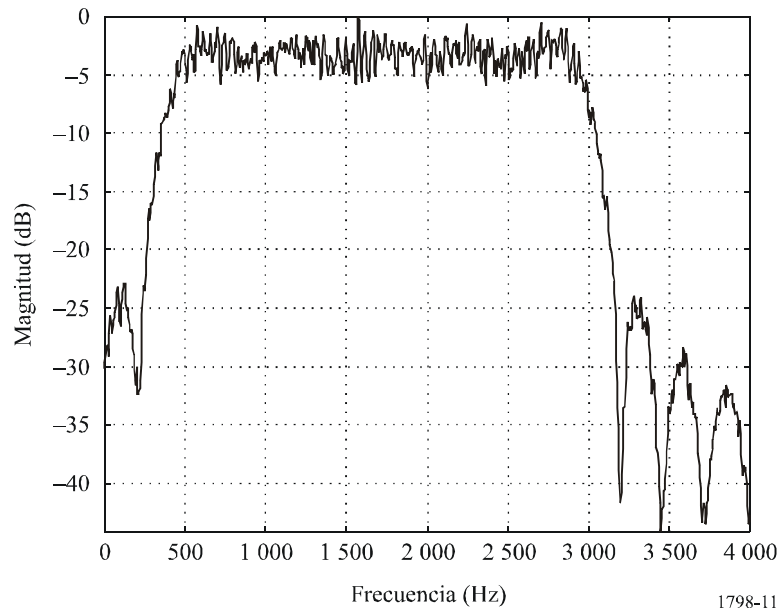


FIGURA 11

Espectro de señal de modulador de paso de banda



Demodulador

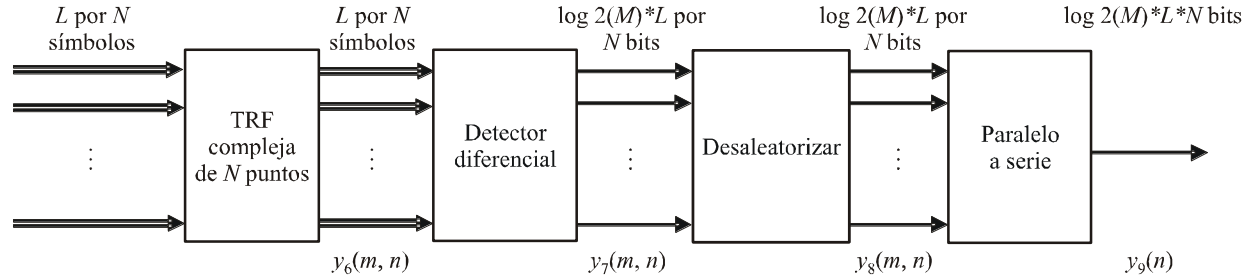
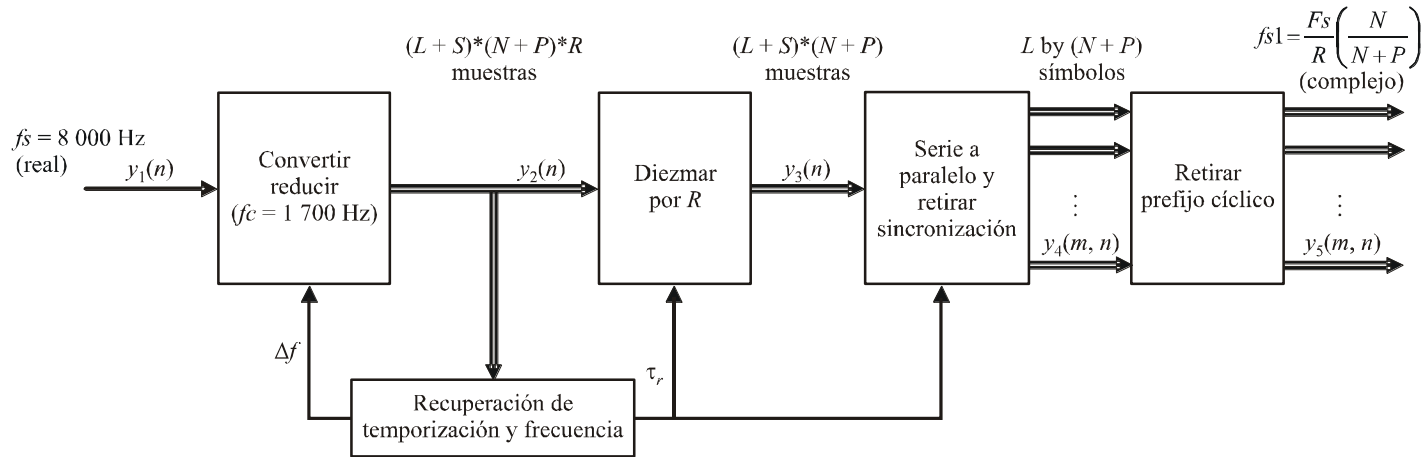
En la Fig. 12 se ilustra la arquitectura del demodulador. La señal del convertidor A/D , $y_1(n)$, a una velocidad de señal de 8 000 Hz y de longitud $(L + S)*(N + P)*R$, es convertida a una señal de paso de banda real a una señal de banda de base compleja, $y_2(n)$. La señal compleja, $y_2(n)$, también se utiliza para temporización y recuperación de frecuencia. El desplazamiento de frecuencia, Δf , se utiliza en el convertidor reductor, y la recuperación de la temporización, τ_r , se utiliza para seleccionar el primer símbolo del prefijo cíclico. La salida del convertidor reductor, $y_2(n)$, es transformada por R en $(L + S)*(N + P)$ muestras, $y_3(n)$. Los símbolos de sincronización se retiran entonces y se convierten de serie a paralelo en L por $(N + P)$ símbolos, $y_4(m, n)$. Obsérvese que en este punto en el demodulador hay una muestra por símbolo, de modo que pueden intercambiarse los términos «símbolo» y «muestra». Se retira el prefijo cíclico, lo que da por resultado L por N símbolos, $y_5(m, n)$, a una velocidad de muestra de:

$$f_{s1} = \frac{F_s}{R} \left(\frac{N}{N + P} \right) \quad (11)$$

Se aplica entonces una TRF compleja a $y_5(m, n)$, generándose L por N símbolos, $y_6(m, n)$. Entonces un detector recupera los símbolos utilizando un método diferencial, lo que elimina la necesidad de recuperar la fase de la portadora, pero necesitándose aún la recuperación de la frecuencia de la portadora. Se recupera la frecuencia para todas las subportadoras al mismo tiempo y no se requiere la recuperación para las portadoras individuales. La detección se hace individualmente en cada una de las N subportadoras. Los símbolos de salida del detector se hacen corresponder con $\log_2(M)*L$ por N bits, $y_7(m, n)$, utilizando la misma correspondencia que el modulador. Se desaleatorizan los bits utilizando el proceso inverso del empleado en el modulador, generándose $\log_2(M)*L$ por N bits, $y_8(m, n)$. Finalmente, los bits se convierten de paralelo a serie, resultando $\log_2(M)*L*N$ bits, $y_9(n)$. A continuación se proporcionan detalles de los bloques individuales.

FIGURA 12

Demodulador para modulación por desplazamiento de fase diferencial

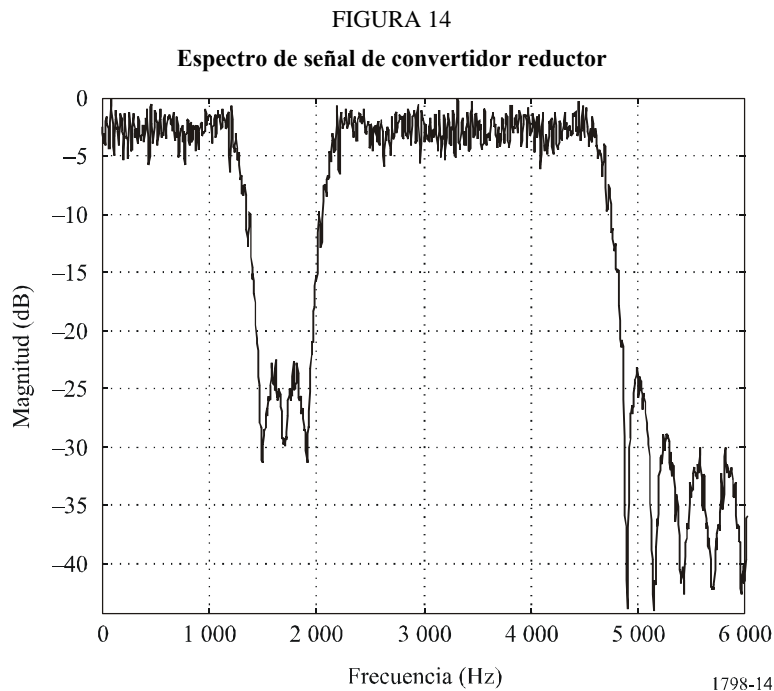
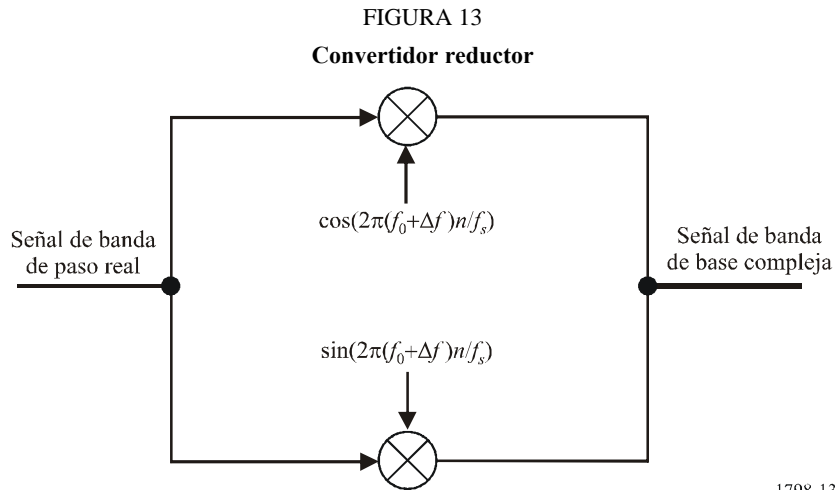


N : longitud TRFI
 P : longitud de extensión
 M : orden de MDP

L : número de símbolos paralelos en la ráfaga
 R : velocidad de interpolación
 S : número de símbolos de sincronización

Convertidor reductor

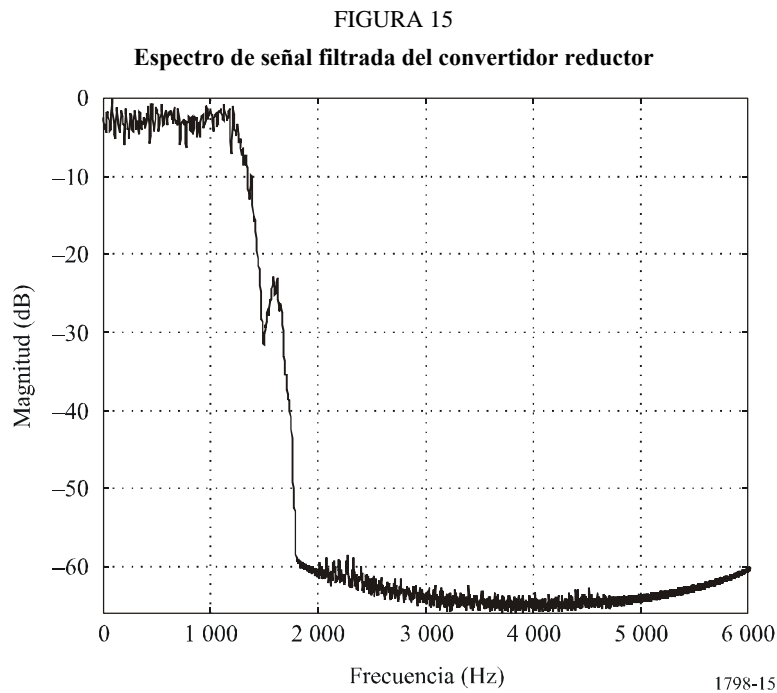
El convertidor reductor, ilustrado en la Fig. 13, efectúa la operación inversa del convertidor elevador del modulador, salvo que la frecuencia de la portadora se actualiza adaptativamente, basándose en la salida de los estimadores de recuperación de frecuencia de portadora. La entrada se mezcla con sinusoides en cuadratura a la frecuencia de la portadora recuperada de $f_0 + \Delta f$. La frecuencia de la portadora es $f_0 = 1\,700$ Hz, la frecuencia de muestra es $f_s = 8\,000$ Hz, y el desplazamiento de frecuencia es Δf . En la Fig. 14 se muestra la salida espectral resultante. Obsérvese que hay una duplicación indeseada del espectro centrada en $2 \cdot f_0 = 3\,400$ Hz, que se retira en la siguiente etapa del procesamiento.



Diezmado

La salida compleja del convertidor reductor es diezmada por un factor $R = 3$ de una velocidad de muestra de $8\,000$ Hz a una velocidad de muestra de $8\,000/3 = 2\,666,67$ utilizando el mismo filtro que para la interpolación en el modulador. Además del diezmado, se filtra la repetición de banda centrada

en 3 400 Hz, dejando la señal de banda de base compleja. En la Fig. 15 se muestra el espectro de salida resultante.



Recuperación de la temporización y la frecuencia

El instante de llegada del símbolo MDFO y la frecuencia de la portadora son dos incertidumbres en el demodulador. Según el Cuadro 3, la velocidad de muestra de banda de base es 2 666,7 muestras/s y la velocidad de símbolos es 83,33 símbolos/s. Esto da por resultado 16 muestras/símbolo. El método de recuperación de temporización utiliza el tono de ráfaga inicial para capturar la temporización de muestra inicial y muestras en la mitad de cada símbolo. La resolución es de 1/16 de símbolo y el tiempo de muestra ideal en ocho muestras en el símbolo.

La MDFO es sensible al desplazamiento de frecuencia, y la recuperación de frecuencia debe tener una precisión de por lo menos 1 Hz. El algoritmo de recuperación de frecuencia puede recuperar con precisión frecuencias con un desplazamiento de hasta ± 50 Hz.

Para tener en cuenta las transmisiones de barcos con desplazamiento de frecuencia, los receptores costeros de la red siguen automáticamente las transmisiones de barco con desplazamiento de frecuencia, dentro de los límites legales, a fin de optimizar el caudal. Estas operaciones de desplazamiento de frecuencia se registran, y se alerta a los servicios de apoyo al cliente con el fin de mejorar el servicio a los equipos a bordo de los barcos.

Degradación debida al desplazamiento de frecuencia

La importancia de la recuperación de frecuencia en la MDFO se ilustra comparando la degradación debida al desplazamiento de frecuencia de portadora y el ruido de fase de Weiner para la MDFO multiportadora y las señales de una sola portadora. A continuación se presentan los resultados de los análisis para la degradación de la proporción de bits erróneos debida al desplazamiento de frecuencia de portadora y al ruido de fase en un canal de ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN). Se dan los resultados tanto para señales de una sola portadora como para señales multiportadora, y se muestra que las señales multiportadora son más sensibles a cada uno de los dos parámetros de degradación.

$$D \approx \left\{ \begin{array}{l} \frac{10}{\ln 10} \cdot \frac{1}{3} \left(\pi N \frac{\Delta F}{R} \right)^2 \frac{E_s}{N_0} \quad \text{OFDM} \\ \frac{10}{\ln 10} \cdot \frac{1}{3} \left(\pi \frac{\Delta F}{R} \right)^2 \quad \text{SC} \end{array} \right\} \quad (12)$$

donde:

N : número de canales MDFO

ΔF : desplazamiento de frecuencia en Hz, y

R : velocidad de símbolos.

Asimismo, la relación S/N viene dada por E_s/N_0 .

$$D \approx \left\{ \begin{array}{l} \frac{10}{\ln 10} \cdot \frac{11}{60} \left(4\pi N \frac{\beta}{R} \right) \frac{E_s}{N_0} \quad \text{OFDM} \\ \frac{10}{\ln 10} \cdot \frac{1}{60} \left(4\pi \frac{\beta}{R} \right) \frac{E_s}{N_0} \quad \text{SC} \end{array} \right\} \quad (13)$$

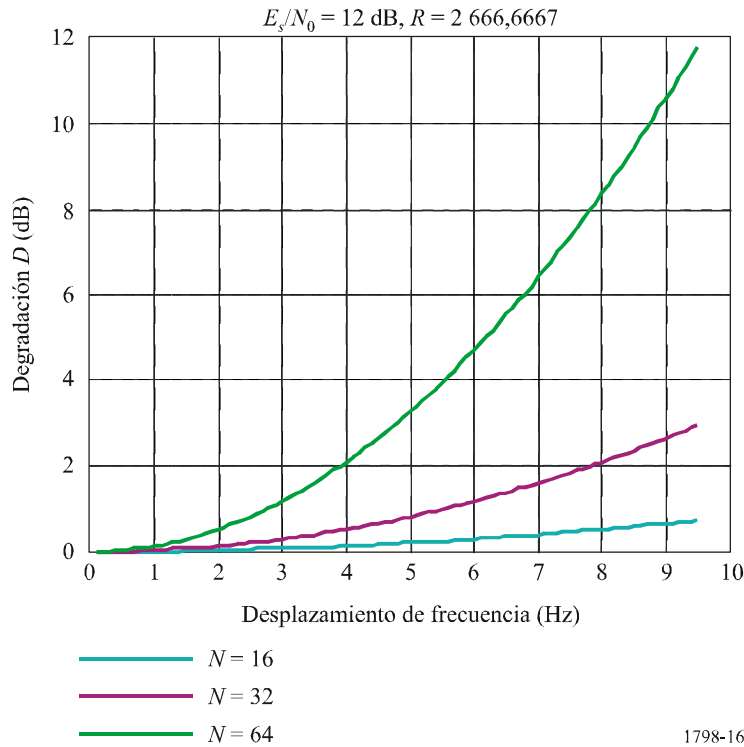
donde β se refiere a la varianza de la fase de portadora θ mediante:

$$\sigma_\theta^2 = 4\pi\beta \quad (14)$$

Las ecuaciones se aplican a las señales moduladas MDP-M y MAQ-M. Para este análisis la tasa de errores en los bits objetivo es 10^{-3} , lo que para la modulación MDP-4 corresponde a una relación E_s/N_0 de alrededor de 12 dB. La degradación para la MDFO debida al desplazamiento de frecuencia se muestra en la Fig. 16. Obsérvese que la degradación es mayor para valores de N .

FIGURA 16

**Degradación para la multiplexión por división de frecuencia ortogonal
debida al desplazamiento de frecuencia**



Conversión serie a paralelo

Del diezmador salen $(L + S) * (N + P)$ muestras complejas. Los símbolos de sincronización se retiran y se convierten de serie a paralelo, lo que da L por $(N + P)$ símbolos.

Retiro del prefijo cíclico

El prefijo cíclico se retira de los L por $(N + P)$ símbolos, lo que da L por N símbolos.

Transformada rápida de Fourier

La transformada rápida de Fourier (TRF) es la principal función de procesamiento en el demodulador MDFO. La TRF compleja viene dada por la ecuación:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi nk/N} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (15)$$

donde N es el tamaño de la TRF, $x(n)$ son los símbolos de entrada, y $X(k)$ son las muestras de salida. Obsérvese que la TRF se calcula en bloques de N , por lo que se requiere una longitud de entrada que sea un múltiplo de N . Asimismo obsérvese que la longitud de salida es la misma que la entrada y es L por N muestras. La velocidad de muestras a la salida de la TRF viene dada por:

$$fs1 = \frac{Fs}{R} \left(\frac{N}{N + P} \right) \quad (16)$$

Detección diferencial

Se detectan símbolos de salida de las diferencias de fase, en vez de la fase absoluta de la señal con modulación por desplazamiento de fase (MDP, *en inglés*: PSK), dándole así el nombre de modulación

por desplazamiento de fase diferencial (MDPD, *en inglés*: DPSK). A continuación se muestra la detección de un solo símbolo y de múltiples símbolos.

Detección diferencial de un solo símbolo

La codificación diferencial de la fase de símbolo viene dada por:

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + \Delta\varphi_k \quad (17)$$

Los símbolos recibidos, dados por r_k , se detectan utilizando la regla de decisión:

Escoger $\Delta\hat{\varphi}_k$ si $\text{Re}\{r_k r_{k-1}^* e^{-j\Delta\hat{\varphi}_k}\}$ es máximo.

Para la modulación MDP con $M = 4$, el proceso de decisión consiste en escoger el mayor de cuatro valores.

Detección diferencial de dos símbolos

Se puede mejorar la detección diferencial tomando una decisión basada en múltiples símbolos en lugar de uno solo. Para canales AWGN, la BER es cercana a la de la detección coherente, dado que el número de símbolos utilizados en la detección diferencial aumenta.

La regla de decisión para el detector de dos símbolos es:

Escoger $\Delta\hat{\varphi}_k$ y $\Delta\hat{\varphi}_{k-1}$ si $\text{Re}\{r_k r_{k-1}^* e^{-j\Delta\hat{\varphi}_k} + r_{k-1} r_{k-2}^* e^{-j\Delta\hat{\varphi}_{k-1}} + r_k r_{k-2}^* e^{-j(\Delta\hat{\varphi}_k + \Delta\hat{\varphi}_{k-1})}\}$ es máximo.

Para el caso de MDP con $M = 4$, la decisión consiste en tomar el mayor de $M^2 = 16$ valores.

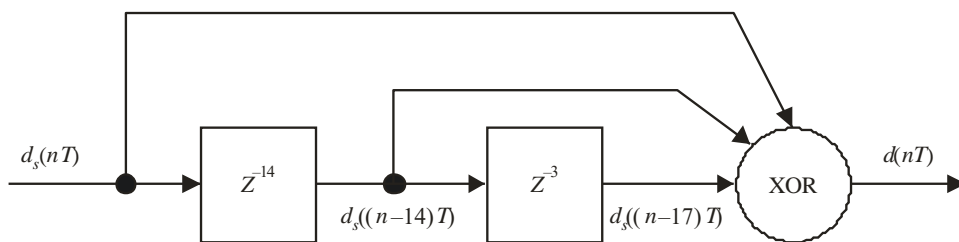
Desaleatorizador

El desaleatorizador es el inverso del aleatorizador y viene definido por la ecuación recursiva:

$$d(nT) = d_s(nT) \text{ XOR } d_s((n-14)T) \text{ XOR } d_s((n-17)T) \quad (18)$$

Para implementar el desaleatorizador, se requiere un registro de 17 estados junto con una función XOR, como se indica en la Fig. 17.

FIGURA 17
Desaleatorizador de bits



M.1798-17

Las fases iniciales del desaleatorizador son las mismas que en el aleatorizador, utilizando la implementación del aleatorizador.

Conversión paralelo a serie

Los $\log_2(M)*L$ por N bits paralelos que salen desde el aleatorizador se convierten en $\log_2(M)*L*N$ bits en serie. Es posible implementar el decodificador CRC antes de su conversión de paralelo a serie, dado que la decodificación CRC se realiza en cada una de las 64 tramas en paralelo de la ráfaga, pero lo mejor es realizarla como parte de la capa de protocolo.

Decodificador de la verificación por redundancia cíclica

El decodificador CRC es el inverso del codificador CRC con el polinomio generador:

$$x^{16} + x^{12} + x^5 + 1 \quad (19)$$

Si falla la comprobación CRC, se rechaza la trama y se genera una petición de retransmisión.

Selección de frecuencia

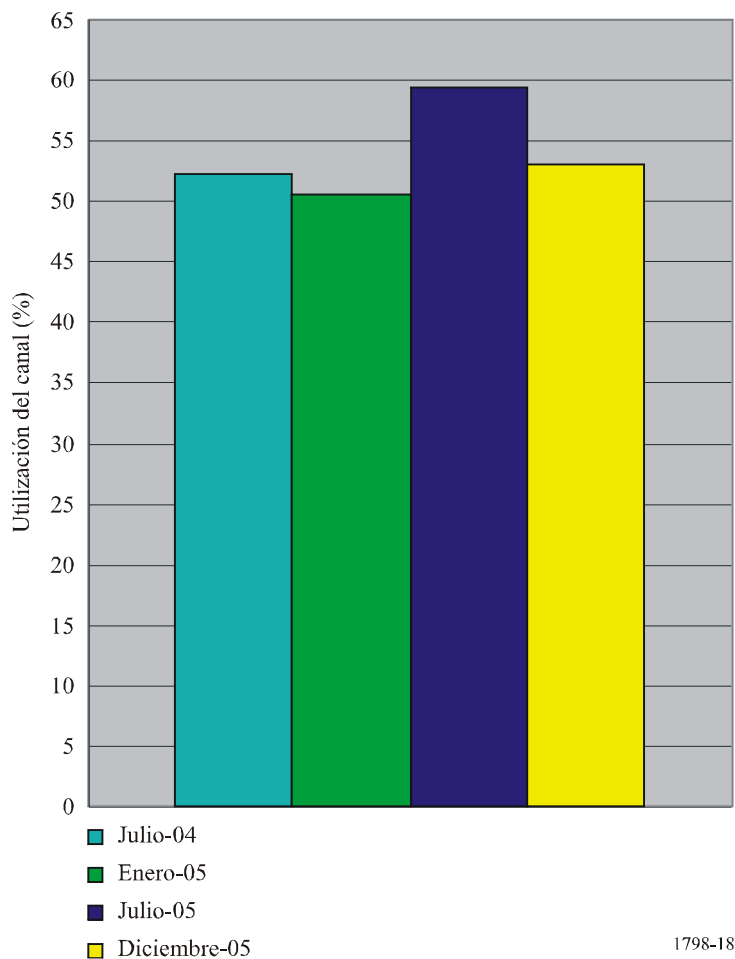
En una red de comunicaciones mundial con varios cientos de canales, más de dos docenas de estaciones y varios miles de barcos que generan un alto volumen de datos, es sumamente importante disponer de un sistema eficaz de selección de frecuencia. La norma ALE Mil comúnmente utilizada sería totalmente inadecuada e inapropiada en esta situación y sumamente ineficaz desde el punto de vista del espectro.

En consecuencia, un método consiste en utilizar una herramienta de análisis de propagación a bordo del barco que selecciona las frecuencias que han de barrerse. Las decisiones de selección se basan en condiciones actualizadas dinámicamente para la fecha, la hora y la posición geográfica. Esto significa que no hay desperdicio de espectro sondeando o intentando enlaces en canales de baja calidad. El barco mira directamente hacia canales de propagación y barre en busca de uno que esté disponible (no ocupado). Los parámetros de propagación actuales son enviados a los barcos a través del canal de «señales libres».

Utilización de las frecuencias

Típicamente, los barcos utilizarán un canal durante un tiempo comprendido entre menos de un minuto y hasta 30 min. Las comunicaciones varían entre breves ráfagas de datos para efectos de seguimiento hasta grandes ficheros. La combinación de grandes ficheros y del gran número de móviles significa que las frecuencias están ocupadas casi continuamente. Esto da por resultado la necesidad de que haya atribuciones exclusivas sin posibilidad de compartición con otros usuarios o servicios. Se adjunta un registro reciente de la utilización de un nodo costero (véase la Fig. 18). Si el tiempo disponible en este gráfico se reduce en una cantidad igual al periodo de tiempo diario en el que cada frecuencia no estaba propagándose, puede verse que la ocupación sería cercana al 100%.

FIGURA 18
Utilización porcentual de canal



Anexo 3

Sistema de correo electrónico que utiliza el protocolo PACTOR III, incluido el sistema empleado por la red de enlaces mundiales

Tipo de emisión

El sistema utiliza la emisión UIT de tipo 2K20J2D.

Anchura de banda

La anchura de banda necesaria es dos veces 3 kHz (un canal vocal dúplex).

Componentes del sistema de comunicación

El sistema tiene los componentes siguientes:

Protocolo de transmisión

El sistema utiliza el protocolo de transmisión en ondas decamétricas PACTOR-III, eficaz y bien probado. El caudal neto máximo con compresión de datos en línea es de aproximadamente 5 200 bit/s.

En § 4.1 se incluye una descripción del protocolo.

Protocolo de comunicación T-BUS

El sistema utiliza el protocolo de comunicación T-BUS a fin de controlar los equipos radioeléctricos estándar del SMSSM en ondas decamétricas y hectométricas. El T-BUS es utilizado por los fabricantes de equipos radiomarítimos Skanti y Sailor (y otros) en sus equipos radio SMSSM. Existen varias versiones del protocolo T-BUS; en § 4.2 se incluye una descripción del protocolo de comunicación Skanti.

Módem

Es posible utilizar diferentes tipos de módems, siempre que puedan tratar comunicaciones RS-232 con el protocolo T-BUS. El sistema noruego utiliza módems PTC-II.

Reemplazo de la impresión directa de banda estrecha

El sistema de correo por ondas decamétricas es actualmente capaz de reemplazar la IDBE para las comunicaciones generales, probablemente también para las comunicaciones de seguridad y socorro en el futuro.

1 El protocolo PACTOR-III (descripción técnica realizada por Hans-Peter Helfert y Thomas Rink, SCS GmbH & Co. KG, Hanau, Alemania)

1.1 Introducción

Similar a los PACTOR-I y PACTOR-II, el PACTOR-III es un sistema ARQ síncrono semidúplex. En el modo estándar, el establecimiento del enlace inicial se realiza utilizando modulación por desplazamiento de frecuencia, MDF (*en inglés*: FSK) (PACTOR-I), a fin de lograr compatibilidad con los sistemas anteriores. Si ambas estaciones tienen capacidades para PACTOR-III, se conmuta automáticamente a éste, el más alto nivel de protocolo.

Mientras que PACTOR-I y PACTOR-II fueron desarrollados para funcionar en una anchura de banda de 500 Hz, PACTOR-III está diseñado específicamente para el mercado comercial a fin de proveer un caudal mayor y una mayor robustez utilizando un canal completo de banda lateral única (BLU). En condiciones de propagación óptimas, se utiliza un máximo de 18 tonos espaciados en 120 Hz. La velocidad binaria bruta más alta transferida en la capa de protocolo física es 3 600 bit/s, lo que corresponde a una velocidad de datos de usuario neta de 2 722,1 bit/s sin compresión de datos. Dado que existen diferentes tipos de compresión de datos en línea, el caudal máximo efectivo depende de la información transferida, pero típicamente rebasa 5 000 bit/s, lo que es más de cuatro veces más rápido que el PACTOR-II. Con SNR bajas, el PACTOR-III tiene una mayor robustez que el PACTOR-II.

El designador de emisión UIT para el PACTOR-III es 2K20J2D.

1.2 Niveles de velocidad y anchura de banda

Dependiendo de las condiciones de propagación, el PACTOR-III utiliza seis niveles de velocidad (SL) diferentes, que pueden considerarse como subprotocolos independientes con distinta modulación y codificación de canal. La velocidad de símbolos es 100 Bd, en todos los niveles de velocidad. Se utilizan hasta 18 tonos, espaciados en 120 Hz. La anchura de banda ocupada máxima es 2,2 kHz (de 400 a 2 600 Hz). La frecuencia central de la señal entera es 1 500 Hz. El tono que representa el canal «más bajo» se envía a una frecuencia de 480 Hz, el tono más alto es 2 520 Hz. Como se saltan tonos en los dos niveles de velocidad más bajos, los espacios entre ellos aumentan a

N veces 120 Hz en estos casos. La Fig. 19 ilustra el número y posición de los canales empleados en los diferentes niveles de velocidad.

De modo similar al protocolo PACTOR-II, el flujo de datos digital que constituye una portadora virtual específica se permuta a un tono diferente con cada ciclo ARQ a fin de aumentar la ganancia de diversidad añadiendo diversidad de frecuencia adicional. Considerando que en el estado normal los números de las portadoras de datos virtuales corresponden a los números de los tonos respectivos, el modo permutado asigna la portadora 0 al tono 17, la 1 al 16, la 2 al 9, la 3 al 10, la 4 al 11, la 5 al 12, la 6 al 13, la 7 al 14 y la 8 al 15. Los tonos 5 y 12 pueden considerarse equivalentes a las dos portadoras del PACTOR-II, dado que transfieren los encabezamientos de paquetes variables y las señales de control (véase más adelante).

FIGURA 19

Número y posición de los canales utilizados en los diferentes niveles de velocidad

| | CN | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 |
|----|----|-----|-----|-----|-----|-----|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| SL | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 1 | | | | | | | x | | | | | | | x | | | | | |
| 2 | | | | | x | | x | | x | | | x | | x | | x | | | |
| 3 | | | | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | | |
| 4 | | | | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | | |
| 5 | | | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | |
| 6 | | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x |
| TF | | 480 | 600 | 720 | 840 | 960 | 1 080 | 1 200 | 1 320 | 1 440 | 1 560 | 1 680 | 1 800 | 1 920 | 2 040 | 2 160 | 2 280 | 2 400 | 2 520 |

CN: número de canal

TF: tono de frecuencia (Hz)

x: indica que el tono es utilizado en el nivel de velocidad respectivo.

1798-19

1.3 Modulación, codificación y velocidades de datos

La modulación aplicada puede ser desplazamiento de fase binaria diferencial (MDP-2D) o desplazamiento de fase en cuadratura diferencial (MDP-4D). Después del entrelazado de bits de trama completa de la totalidad del paquete de datos, se utiliza un código convolucional 1/2 de velocidad óptima con una longitud de limitación (CL) de 7 ó 9. De modo similar al protocolo PACTOR-II, los códigos de velocidades más altas, es decir velocidad 3/4 y velocidad 8/9, se derivan de ese código mediante una operación de «perforación». Antes de la transmisión, algunos bits del flujo de bits codificados a la velocidad 1/2 son «perforados», es decir suprimidos y, así, no transmitidos. En el lado de recepción, los bits perforados por reemplazados por bits «nulos» antes de decodificar con el decodificador de velocidad 1/2. El decodificador trata estos bits nulos, no como «1» ni como «0» sino como el valor exactamente intermedio. Así, estos bits no tienen ninguna influencia en el proceso de decodificación. La ganancia de codificación de un código «perforado» corresponde casi a la ganancia de codificación de los bien conocidos códigos de velocidad específica 3/4 u 8/9 con una longitud de limitación comparable, siempre que el patrón de perforación se escoja cuidadosamente. La principal ventaja de este método es que un decodificador de una sola velocidad de código (en nuestro caso un decodificador de velocidad 1/2) puede implementar una amplia gama de códigos. Por consiguiente, los códigos perforados se utilizan en muchos sistemas de comunicación modernos. En los módems SCS, se utiliza un decodificador Viterbi con decisión programable para todos los niveles de velocidad, lo que da un máximo de ganancia de codificación.

En la Fig. 20 se muestra la modulación, la longitud de limitación (CL) y la velocidad de código (CR) del código convolucional aplicado, la velocidad de datos física (PDR), es decir la velocidad binaria bruta transferida en la capa de protocolo física, la velocidad de datos neta (NDR), es decir la velocidad de datos de usuario no comprimida, así como el factor de cresta (CF) de la señal para los diferentes niveles de velocidad (SL).

Las Figs. 21 y 22 muestran las BER para los diferentes niveles de velocidad. En la Fig. 21, las velocidades se referencian con relación a la energía normalizada por bit (E_b/N_0). Debido al número diferente de tonos (2-18) y las diferentes modulaciones (MDP-2D/MDP-4D), esta Fig. no revela la calidad de funcionamiento con relación a la SNR del canal. Así, en la Fig. 22, se referencian las velocidades con relación a la S/N del canal con una anchura de canal de 3 kHz. Los diferentes niveles de velocidad cubren una amplia gama de S/N . Para un caudal máximo con SL6, se requiere una S/N de canal de 14 dB.

FIGURA 20

Parámetros de los diferentes niveles de velocidad

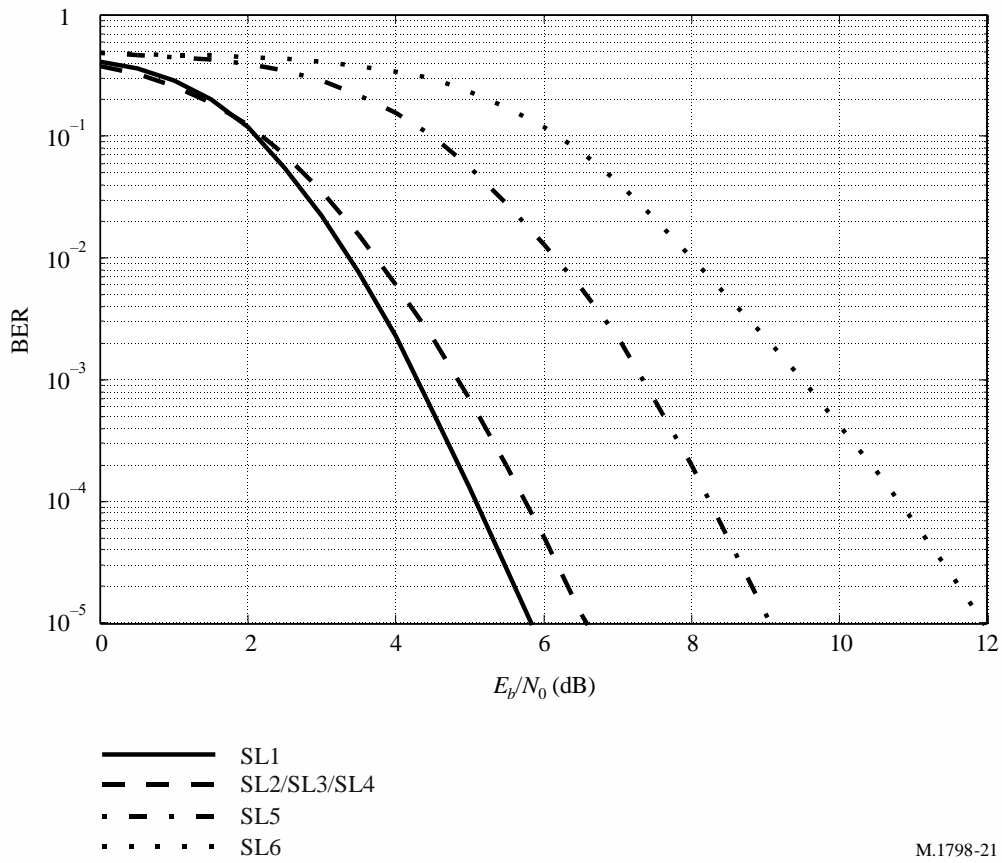
| SL | modulación | CL | CR | PDR | NDR | CF (dB) |
|----|------------|----|-----|-------|---------|---------|
| 1 | MDP-2D | 9 | 1/2 | 200 | 76,8 | 1,9 |
| 2 | MDP-2D | 7 | 1/2 | 600 | 247,5 | 2,6 |
| 3 | MDP-2D | 7 | 1/2 | 1 400 | 588,8 | 3,1 |
| 4 | MDP-2D | 7 | 1/2 | 2 800 | 1 186,1 | 3,8 |
| 5 | MDP-2D | 7 | 3/4 | 3 200 | 2 039,5 | 5,2 |
| 6 | MDP-2D | 7 | 8/9 | 3 600 | 2 722,1 | 5,7 |

M.1798-20

Debe observarse que la calidad de funcionamiento en términos de caudal en bit/s depende de la implementación del protocolo ARQ y no puede deducirse de las velocidades de datos físicas y las BER. A continuación se presentarán mediciones de la calidad de funcionamiento.

FIGURA 21

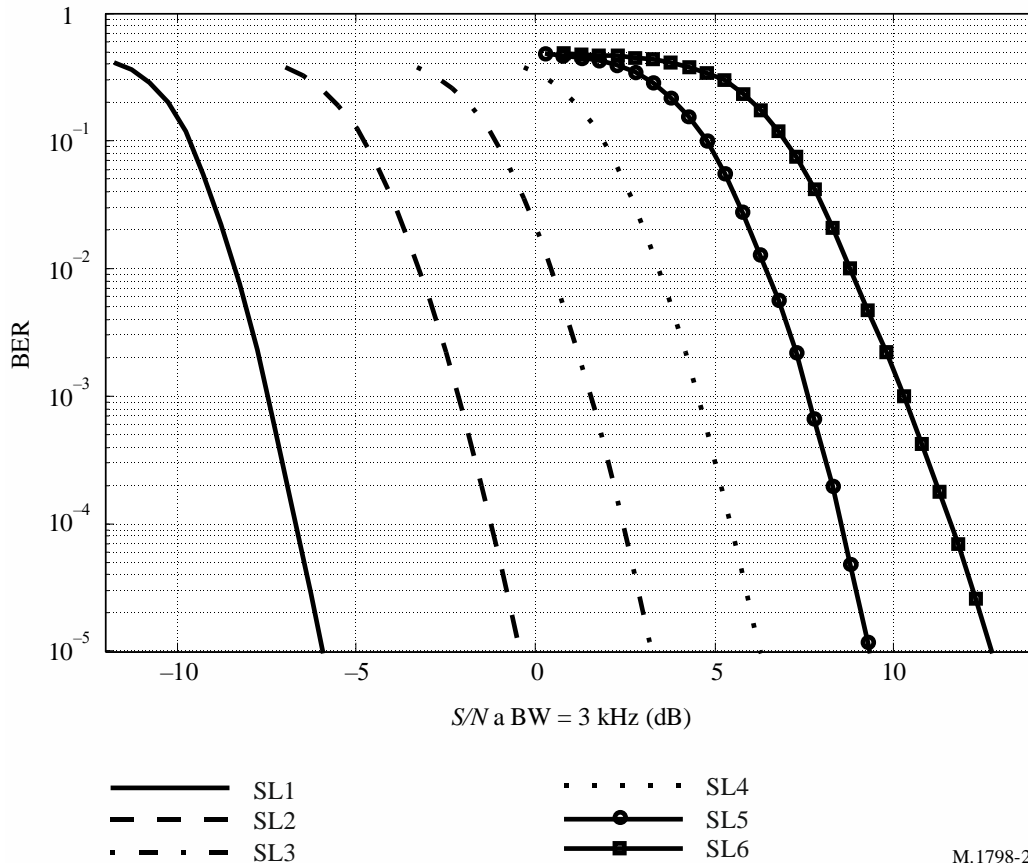
Tasa de errores en los bits para los diferentes niveles de velocidad
con relación a la energía por bit



M.1798-21

FIGURA 22

Tasa de errores en los bits para los diferentes niveles de velocidad con respecto a la S/N del canal



M.1798-22

1.4 Factor de cresta y potencia de salida del transmisor

Una de las principales características de la señal PACTOR-III es el factor de cresta (CF) bajo, especialmente con los niveles de velocidad más bajos. Dado que la mayoría de los amplificadores de potencia en ondas decimétricas tienen limitación de potencia de cresta y utilizan control de nivel de potencia de cresta automático, el PACTOR-III provee considerablemente más potencia de salida del transmisor que los modos multiportadora comparables como, por ejemplo, los modos MDFO cuando se utiliza el mismo amplificador de potencia, por lo que se aumenta la S/N en el receptor. Hasta SL4, el factor de cresta se compara bastante bien al factor de cresta de los modos monoportadora. Incluso con SL5 y SL6, el factor de cresta es aproximadamente 3 dB más bajo que el factor de cresta de modos MDFO típicos, duplicando así la potencia RMS transmitida. En el contexto de Digital Radio Mondiale, se ha comprobado que los modos monoportadora se comportan mucho mejor que los modos MDFO si la codificación es débil (velocidad $> 2/3$); los modos MDFO sin codificación son bien conocidos por ser un desastre cuando se utilizan en canales altamente selectivos en frecuencia. Con codificación fuerte (velocidad $\leq 1/2$), los modos MDFO se comportan ligeramente mejor que los modos monoportadora. Estos resultados se basan en dos hipótesis:

- la potencia eficaz (RMS) transmitida es la misma para ambos modos, lo que significa que la potencia de cresta del modo MDFO es varios dB mayor que la del modo monoportadora;
- se utiliza un ecualizador de retroalimentación con decisión óptimo con el modo monoportadora (no puede utilizarse un ecualizador MLSE óptimo porque la respuesta impulsiva del canal es demasiado larga).

Si la potencia de cresta se mantiene constante, el modo monoportadora se comporta mejor para todas las velocidades de codificación razonables, pero el ecualizador de retroalimentación con decisión

óptimo requerido presenta un obstáculo inevitable. El PACTOR-III está diseñado para proveer las ventajas de ambos modos minimizando el factor de cresta y evitando el uso de un ecualizador.

Los módems SCS funcionan con potencia de cresta constante a todos los niveles de velocidad para explotar de manera óptima la potencia de salida disponible de los amplificadores de potencia de ondas decamétricas con potencia de cresta limitada. Así, la potencia de salida RMS cambia al conmutar entre los niveles de velocidad, debido a los diferentes factores de cresta. La S/N del canal en el receptor cambia en consecuencia. Esto debe tenerse presente al interpretar las BER de la Fig. 22.

1.5 Duración del ciclo

En el modo estándar, las duraciones del ciclo ARQ son 1,25 s (ciclos cortos) y 3,75 s (modo datos), lo que es uno de los requisitos para obtener una compatibilidad fácil con las normas PACTOR anteriores. En este modo, debido a la propagación de la señal y a los retardos de conmutación de los equipos, el PACTOR-III puede establecer enlaces ARQ en una distancia máxima de alrededor de 20 000 km. Para ampliar la distancia máxima, se dispone de un «modo trayecto largo», que permite a los enlaces ARQ funcionar hasta una distancia máxima de 40 000 km, con ciclos de 1,4 s (ciclos cortos) y 4,2 s (modo datos), respectivamente. La estación llamante inicia un enlace en el modo trayecto largo invirtiendo el primer byte del distintivo de llamada en la trama de conexión MDF (para detalles, véase la descripción del protocolo PACTOR-I).

1.6 Estructura de los paquetes y señales de control

Salvo para las longitudes de campo de datos diferentes, la estructura de paquete básica del PACTOR-III es similar a la de los modos PACTOR anteriores. Consiste en un encabezamiento de paquete, un campo de datos variable, un byte de estado y una CRC. Se emplean dos tipos de encabezamiento: 16 encabezamientos de paquete variables que constan de 8 símbolos cada uno son enviados alternativamente en los tonos 5 y 12 para codificar 4 bits de información: el bit 0 define el estado de la solicitud, indicando un paquete repetido. Los bits 2 y 3 especifican los niveles de velocidad 1 a 4 de acuerdo con una lógica de módulo 4, mientras que la detección de los niveles 5 y 6 se realiza analizando adicionalmente los encabezamientos de paquete constantes. El bit 4 da la duración de ciclo actual: «0» especifica un ciclo corto y «1» un ciclo de datos. En la Fig. 23 se muestran los códigos hexadecimales de los encabezamientos de paquetes variables.

FIGURA 23

Definiciones de los encabezamientos de paquete variables (tonos de inicio 5 y 12)

| | | | | | | | |
|------|------------|------|------------|------|------------|------|------------|
| VH0 | 0x1873174f | VH1 | 0xfc0f6047 | VH2 | 0x0a4c7ea7 | VH3 | 0x09bce11f |
| VH4 | 0x8e67c43c | VH5 | 0x7268a47b | VH6 | 0x842bba9b | VH7 | 0x87db2523 |
| VH8 | 0x4d55aa6a | VH9 | 0xb15aca2d | VH10 | 0x4719d4cd | VH11 | 0x44e94b75 |
| VH12 | 0x3ccd91a9 | VH13 | 0xc0c2f1ee | VH14 | 0x3681ef0e | VH15 | 0x357170b6 |

M.1798-23

Los tonos restantes 1-4, 6-11 y 13-18 están precedidos por encabezamientos constantes que caracterizan los tonos respectivos sin transferir ninguna información adicional. Admiten seguimiento de frecuencia, ARQ de memoria, modo escucha y detección de los niveles de velocidad 5 y 6. La Fig. 24 presenta los códigos hexadecimales de los encabezamientos de paquete constantes.

FIGURA 24

Definiciones de los encabezamientos de paquete constantes (tonos de inicio 1-4, 6-11, 13-18)

| | | | | | | | |
|------|--------|------|--------|------|--------|------|--------|
| CH0 | 0xc324 | CH1 | 0xf987 | CH2 | 0xb1c8 | CH3 | 0xf370 |
| CH4 | 0x801d | CH5 | 0x7c3d | CH6 | 0xd8f1 | CH7 | 0x5a3c |
| CH8 | 0x792d | CH9 | 0x8397 | CH10 | 0x33aa | CH11 | 0x5a3c |
| CH12 | 0x823c | CH13 | 0x073f | CH14 | 0xf798 | CH15 | 0xd801 |

M.1798-24

Los encabezamientos están seguidos por campos de datos que transfieren la información de usuario. En los seis niveles de velocidad diferentes, 5, 23, 59, 122, 212, y 284 bytes de carga útil se transfieren en el ciclo corto y 36, 116, 276, 556, 956, y 1 276 bytes de carga útil en el ciclo largo, respectivamente. Después del desentrelazado y decodificación de todos los datos transferidos en todos los tonos dentro de un determinado ciclo, se obtiene el paquete de información real, que consta de datos de usuario, un byte de estado y 2 bytes de CRC. El byte de estado caracteriza el paquete mediante un contador de paquete de dos bits para detectar las repeticiones (bits 0 y 1), proporciona información sobre la compresión de datos aplicada (bits 2, 3 y 4), sugiere conmutar al modo datos cuando la cantidad de caracteres en la memoria intermedia de transmisión excede de un número determinado (bit 5), indica una petición de cambio (bit 6) e inicia el protocolo de terminación de enlace (bit 7). Para detalles, véase el gráfico a continuación. La parte final del paquete es una CRC de 16 bits calculada de acuerdo con la Norma CRC16 del CCITT.

El PACTOR-III utiliza el mismo conjunto de seis señales de control (CS) de 20 bits que el PACTOR-II. Se transmiten simultáneamente en los tonos 5 y 12 y tienen todas la máxima posible distancia de Hamming mutua entre una y otra. Por consiguiente, alcanzan exactamente la frontera Plotkin y representan un código perfecto. Este permite utilizar el método de coordinación cruzada para la detección de señales de control, un tipo de decisión programable que lleva a la detección correcta de señales de control incluso inaudibles, debido a la alta ganancia de correlación. La CS1 y la CS2 se emplean para paquetes de acuse de recibo/petición y la CS3 fuerza una intervención. La CS4 y la CS5 tratan los cambios de velocidad: la CS4 pide un aumento de la velocidad al siguiente nivel más alto. La CS5 actúa como una NAK que solicita una repetición del paquete enviado previamente y al mismo tiempo una reducción de la velocidad al siguiente nivel más bajo. La CS6 se refiere a la longitud del paquete y solicita un cambio a ciclos largos en caso de que el estado actual sea ciclos cortos y viceversa. Todas las señales de control se envían siempre en MDP-2D en orden para obtener una robustez máxima.

La Fig. 25 ilustra el funcionamiento ARQ del PACTOR-III.

1.7 Compresión de datos en línea

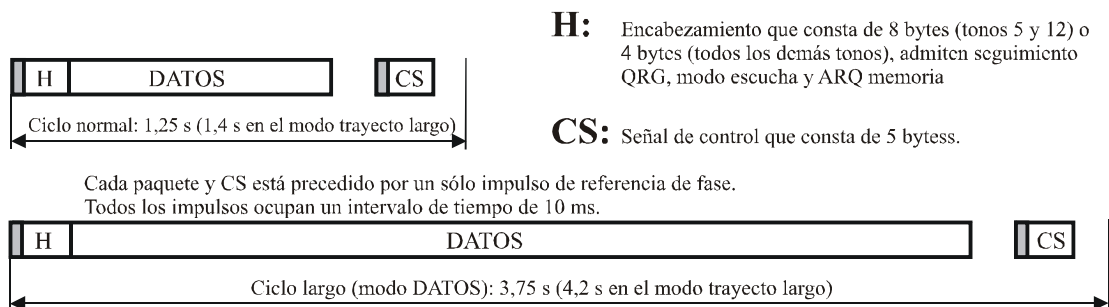
Como en los modos PACTOR anteriores, en el protocolo PACTOR-III se aplica también la compresión de datos en línea automática, incluida la codificación Huffman y de pasada así como la compresión Pseudo-Markov (PMC). El sistema que envía información (ISS) comprueba automáticamente si uno de estos modos de compresión o el código ASCII original lleva al empaquetamiento de datos más corto, lo que depende de la probabilidad de ocurrencia de los caracteres. Por tanto, no hay riesgo de perder capacidad de caudal. Por supuesto, el PACTOR-III sigue siendo capaz de transferir cualquier información binaria, por ejemplo programas o ficheros de imágenes y voz. En caso de transferencia de datos binarios, la compresión de datos en línea generalmente se cancela automáticamente debido a la distribución de los caracteres. En su lugar, generalmente se realiza en el programa terminal una compresión de datos externa.

La compresión de Huffman explota la distribución de probabilidad «unidimensional» en los caracteres en los textos planos. Entre más frecuentemente aparece un carácter, más corto debe ser el

símbolo Huffman. En la descripción de la norma PACTOR-I figuran más detalles, incluida la tabla de códigos utilizada en los protocolos PACTOR.

FIGURA 25

Funcionamiento de la petición automática de repetición del PACTOR-III



Después del desentrelazado y la decodificación Viterbi de los datos de todos los tonos, el paquete de información real se obtiene:



DATA: En los niveles de velocidad 1, 2, 3, 4, 5 y 6, la suma de los bytes utilizables transferidos en los campos de datos de todos los tonos utilizados son 5, 23, 59, 122, 212 y 284 en el ciclo normal y 36, 116, 276, 556, 956 y 1 276 en el ciclo largo, respectivamente.

CRC: Comprobación de redundancia cíclica de 16 bits del CCITT.

S: Byte de estado:

- Bit 0, 1** Número de paquete módulo-4
- Bit 2, 3, 4** Tipos de datos: 000 = ASCII 8 bits
001 = Huffman (normal)
010 = Huffman (conmutado, «mayúscula»)
011 = Reservado
100 = PMC alemán (normal)
101 = PMC alemán (conmutado)
110 = PMC inglés (normal)
111 = PMC inglés (conmutado)
- Bit 5, 6, 7** Sugestión de longitud de ciclo, petición de cambio, paquete QRT

1798-25

La compresión Markov puede considerarse como una compresión Huffman doble, dado que no sólo utiliza la distribución de probabilidad simple, sino también la probabilidad bidimensional. Para cada carácter precedente, puede calcularse una distribución de probabilidad del siguiente carácter. Por ejemplo, si el carácter actual es «e», es muy probable que aparezca en seguida «i» o «s», pero sumamente improbable que siga una «X». Las distribuciones de probabilidad resultantes están mucho más concentradas que la distribución unidimensional simple y, por consiguiente, llevan a una compresión considerablemente mejor. Desafortunadamente, hay dos inconvenientes: dado que se requiere una tabla de codificación separada para cada carácter ASCII, la totalidad de la tabla de codificaciones Markov es demasiado grande. Adicionalmente, la distribución bidimensional y, por tanto, el factor de compresión lográble depende mucho más del tipo de texto que la distribución de caracteres simples. Por tanto, se escoge un método ligeramente modificado que se denomina PMC, ya que puede considerarse como un híbrido entre las codificaciones de Markov y de Huffman. En la PMC, la codificación Markov está limitada a los 16 caracteres precedentes más frecuentes. Todos los demás caracteres desencadenan la compresión de Huffman normal del carácter siguiente. Esto reduce la tabla de codificación Markov a un tamaño razonable, y hace menos críticas las probabilidades de los caracteres, dado que, especialmente los caracteres menos frecuentes, tienden a tener distribuciones de probabilidad inestables. Sin embargo, para una compresión óptima, dos tablas diferentes para los textos en inglés y en alemán se definen en los protocolos PACTOR-II y PACTOR-III y se escogen automáticamente. Al transferir texto plano, la PMC da un factor de compresión de alrededor de 1,9 comparado con el ASCII de 8 bits.

La codificación de pasada permite la compresión efectiva de las secuencias más largas de bytes idénticos. Se define el byte de prefijo especial «0x1D», que inicia un código de pasada de 3 bytes. El segundo byte se denomina «byte de código» y contiene el código original del byte transferido en la gama de la totalidad del conjunto de caracteres ASCII. El tercer byte da el número de bytes de código

que deben verse en el lado de recepción en una gama comprendida entre «0x01» y «0x60». Los valores comprendidos entre «0x00» y «0x1f» se transfieren como «0x60» a «0x7f», los valores comprendidos entre «0x20» y «0x60» se transfieren sin ningún cambio. Por ejemplo, la secuencia «AAAAAAAA» se transfiere utilizando un código de pasada de 3 bytes «0x1D 0x41 0x68».

1.8 Características de señal y consideraciones prácticas

Como la norma PACTOR MDF se utiliza para el establecimiento del enlace inicial, se admiten desviaciones de frecuencia de las estaciones conectadas de hasta ± 80 Hz. De manera similar al modo PACTOR-II, en los módems SCS se suministra un algoritmo de seguimiento potente para compensar cualquier divergencia y hacer corresponder de manera exacta las señales al conmutar al modo MDPD, que requiere alta exactitud y estabilidad de frecuencia.

La señal PACTOR-III proporciona una pendiente espectral muy alta con el fin de evitar todo desbordamiento en los canales adyacentes. Por consiguiente, los filtros audio de baja calidad pueden causar distorsión de los tonos laterales de los niveles de velocidad más altos, tanto en el lado transmisor como en el lado receptor. Para compensar parcialmente eso, los módems SCS permiten que la amplitud de los bordes de la señal se magnifique individualmente en dos etapas utilizando la instrucción «igualar», que define la función del ecualizador de transmisión del PACTOR-III. Un valor «0» anula esta función, «1» y «2» significan, respectivamente una acentuación moderada y fuerte de los tonos laterales de la señal.

Además, ha de tomarse en consideración que, debido a los diferentes valores de «tonos» posibles relativos al modo MDF utilizado para el establecimiento inicial del enlace, puede ocurrir un desplazamiento de la frecuencia central de la señal con conmutación automática al PACTOR-III. Por consiguiente, deben comprobarse cuidadosamente los valores de los «tonos» y adaptarse a las otras estaciones de la red para asegurarse de que no haya desplazamiento entre las estaciones enlazadas y de que la señal del PACTOR-III se sitúe simétricamente en la anchura de banda del filtro. Por lo general se requieren valores de «tonos» idénticos a ambos lados del enlace PACTOR-III para un buen funcionamiento. La SCS recomienda poner los «tonos» a «4», definiendo los tonos de la conexión MDF como 1 400 y 1 600 Hz, que están equilibrados alrededor de la frecuencia central del PACTOR-III (1 500 Hz), a fin de evitar incompatibilidades entre los usuarios del PACTOR-III.

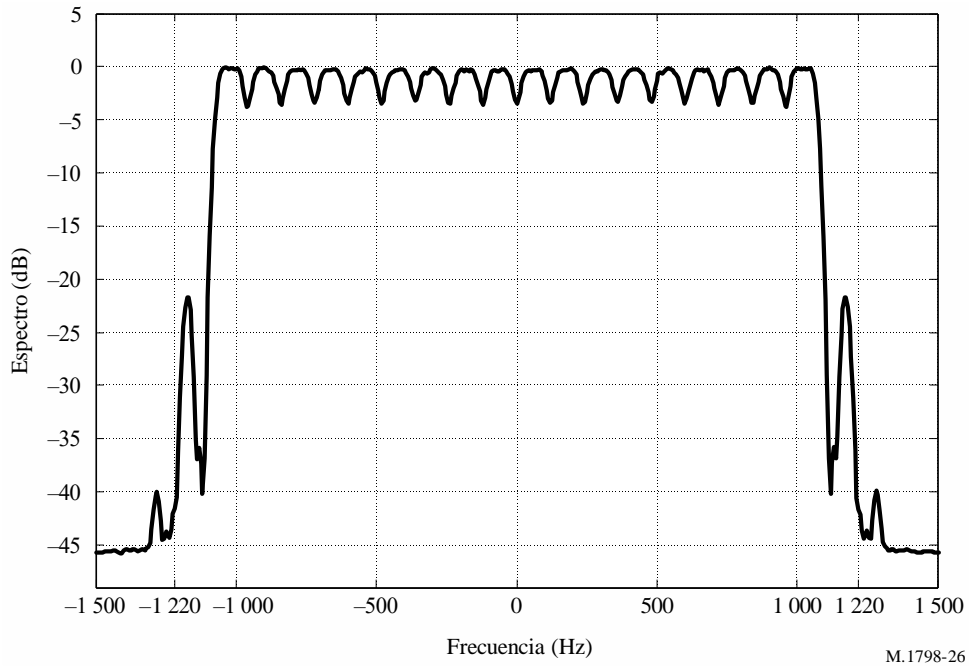
En la Fig. 26 se muestra el espectro de una señal PACTOR-III al nivel de velocidad 6 con 18 tonos activos.

1.9 Mediciones de la calidad de funcionamiento

La calidad de funcionamiento de los modos ARQ con diferentes niveles de velocidad depende fuertemente de la implementación del protocolo ARQ y de la selección automática de un nivel de velocidad apropiado para las condiciones de un canal determinado. El PACTOR-III comprende la ARQ de memoria para suavizar las transiciones entre los diferentes niveles de velocidad y para mejorar el caudal con S/N bajas. En la ARQ de memoria, la combinación de paquetes de datos retransmitidos permite transmitir datos de manera segura por canales sumamente malos, aunque cada paquete recibido esté corrompido. En la Fig. 27 se presentan los resultados de las mediciones de caudal en un canal de AWGN y un canal de baja calidad. La S/N se evalúa con relación a la potencia eficaz (RMS) de salida al nivel de velocidad 1 (SL1) para aplicar la corrección correspondiente a los diferentes factor de cresta. Debido a las tasas de errores en los bits presentadas en la Fig. 22, el caudal máximo de 2 720 bit/s debería lograrse con SL6 con una S/N del canal de más de 14 dB con respecto a la potencia de salida RMS a SL6. De acuerdo con la Fig. 20, los factor de cresta de SL1 y SL6 difieren en 3,8 dB. Por tanto, el caudal máximo debería lograrse con una S/N de canal superior a 18 dB con respecto a la potencia de salida a SL1 que concuerda más o menos con el caudal AWGN medido en la Fig. 27.

FIGURA 26

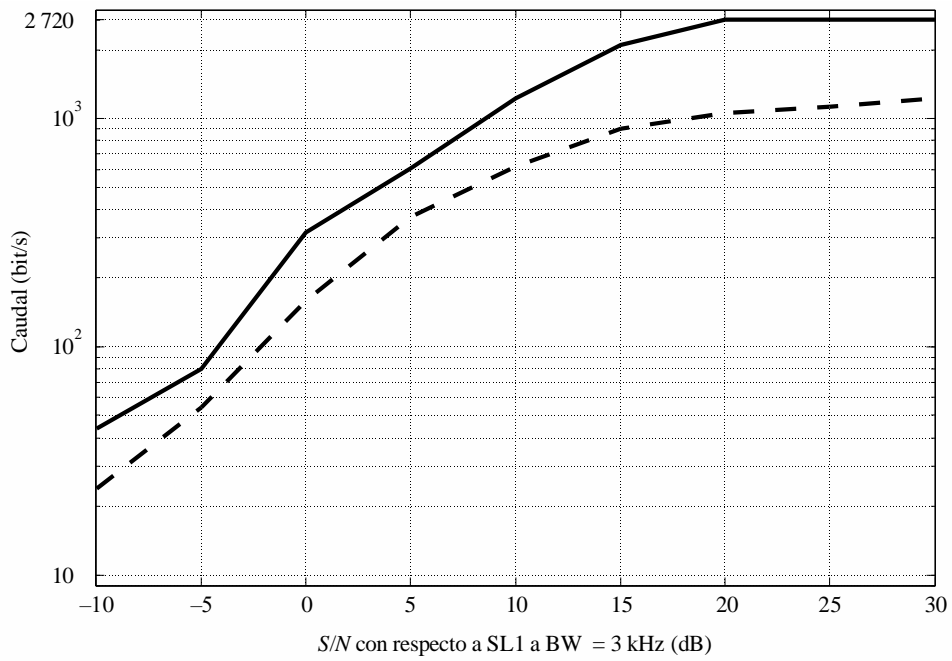
Espectro de una señal PACTOR-III al nivel de velocidad 6 con 18 tonos activos



M.1798-26

FIGURA 27

Caudal del PACTOR-III

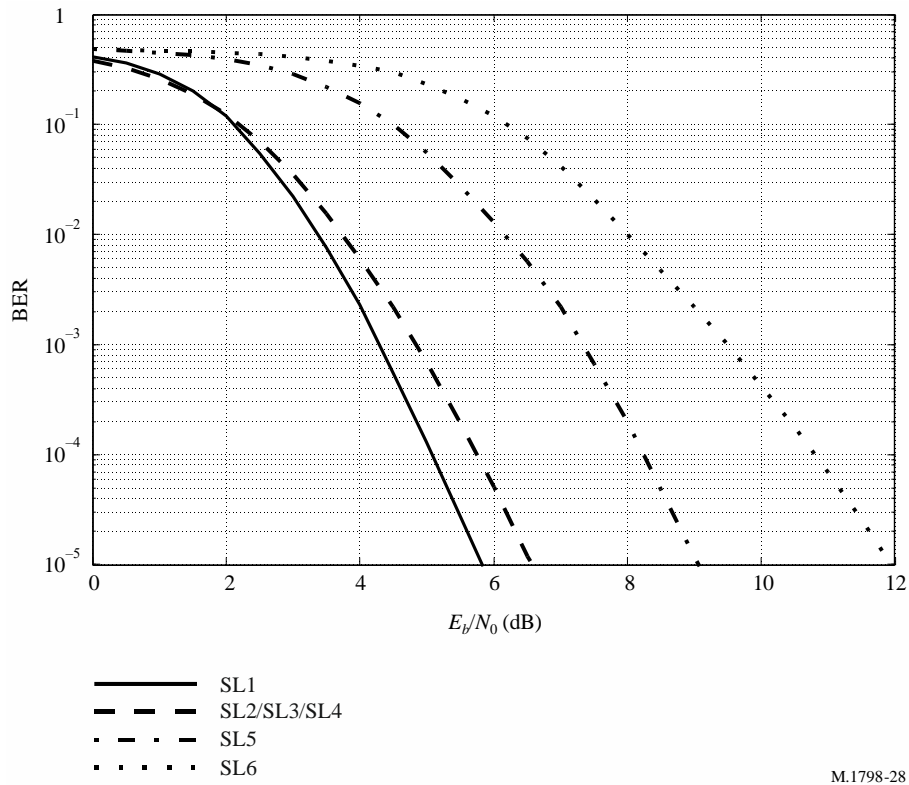


— AWGN
 - - - Canal de baja calidad

M.1798-27

FIGURA 28

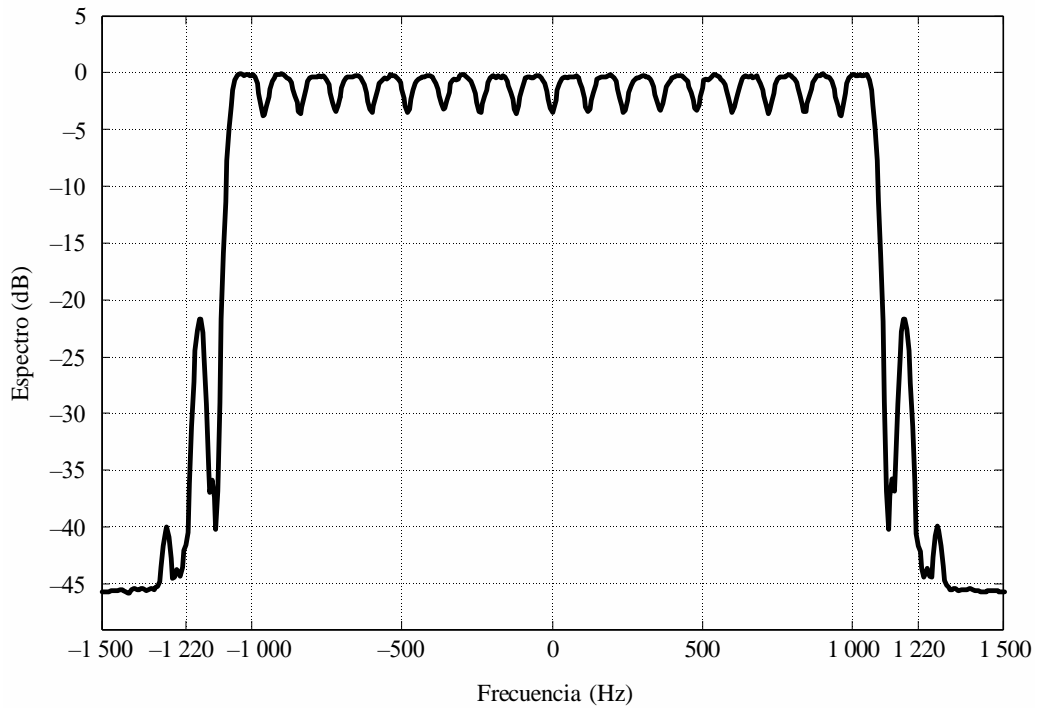
Tasa de errores en los bits para los diferentes niveles de velocidad con respecto a la energía por bit



M.1798-28

FIGURA 29

Espectro de una señal PACTOR-III al nivel de velocidad 6 con los 18 tonos activos



M.1798-29

2 Protocolo de comunicación típico

Protocolo de interfaz

Características físicas:

8 bits de datos
 1 bit de arranque
 1 bit de parada
 1 bit de paridad
 imparidad
 2 400 bit/s

Formatos de palabras:

Palabra de dirección

| | | | | |
|------|--|-----|--|---------------------------------|
| Sync | | T/R | | Dirección del terminal distante |
|------|--|-----|--|---------------------------------|

Direcciones reservadas:

C2h: Receptor
 C3h: Transmisor
 FFh: Radiodifusión

Palabra de instrucción

| | | |
|--------------|--|---------------|
| Subadr./mode | | Wdent/modecod |
|--------------|--|---------------|

Instrucciones reservadas:

- 00h: reinicialización
- 14h: modo télex y entrada de frecuencia
- *) 24h: modo USB y entrada de frecuencia
- *) 34h: modo AM y entrada de frecuencia
- *) 44h: modo CW y entrada de frecuencia
- *) 85h: poner entrada de tabla y radiomodo/número de entrada y entrada de frecuencia
- *) 90h: pasar a la entrada siguiente
- *) A0h: tabla vacía
- *) B1h: ir a la entrada de tabla y número de entrada

*) Instrucciones relativas a DSC.

Palabras de datos

Entrada de frecuencia:

| | |
|---------|--------|
| 10 MHz | 1 MHz |
| 100 kHz | 10 kHz |
| 1 kHz | 100 Hz |
| 10 Hz | 1 Hz |

Modo radio + número de entrada:

| | |
|------------|-------------------|
| Modo radio | Número de entrada |
|------------|-------------------|

- 1h: Modo télex Número de entrada = {0h .. Fh}
- 2h: Modo USB
- 3h: Modo AM
- 4h: Modo CW

Número de entrada:

| | |
|--------------|-------------------|
| No utilizado | Número de entrada |
|--------------|-------------------|

Número de entrada = {0h .. Fh}

CRS

Las CRS mantienen uno o varios canales radioeléctricos en reserva para enlaces de datos automáticos entre los barcos e Internet. Pueden ofrecer servicios adicionales, tales como transferencia de datos (FTP), servicios de tarjetas de crédito, alojamiento web y administración inalámbrica de servidores a clientes específicos. Todas las CRS siguen funcionando si falla la conexión al NCC. Las CRS son responsables de sus propias instalaciones, las asignaciones de frecuencia a través de sus autoridades nacionales, los sistemas en caso de fallo de la energía, y las infraestructuras de tecnología de la información en sus propios sitios. También son responsables de todos reglamentos, subcontrataciones y licencias requeridos por las autoridades locales. Todas las CRS pueden funcionar a distancia.

Las CRS utilizan frecuencias fijas en modo semidúplex o símplex. Transmiten una señal de baliza MDF de 100 Bd en los canales que no están ocupados. La señal de baliza contiene información sobre la calidad del canal, un distintivo de llamada apropiado, así como información acerca de la disponibilidad del canal. Puede insertarse, en caso necesario, un identificador Morse en la señal de baliza.

Todas las CRS transmiten listas de tráfico a intervalos regulares.

Estación terrena de barco

La aplicación que debe unirse a la red GLN debe ser reenviada a una CRS. Esta aplicación permite a la estación terrena de barco acceder a cualquier CRS dentro de la GLN sin necesidad de registro adicional. Para obtener un enlace automático, el SES puede utilizar radios en ondas hectométricas o decamétricas o un enlace radioeléctrico dedicado. El enlace radioeléctrico es conectado a un servidor de comunicación específico o el software de control del servidor de comunicación puede estar integrado en nuevos terminales del SMSSM. El servidor de comunicación puede estar conectado a una red de datos de barcos y es un servidor web y de correo electrónico estándar. El servidor selecciona automáticamente el mejor canal libre si el usuario solicita transferencia de datos. Ofrece asimismo capacidades de repliegue si no hay canales radioeléctricos disponibles.

Internet

Todas las conexiones entre las CRS se hacen vía Internet. Las CRS pueden estar conectadas a Internet mediante cualquier servicio disponible, como SDSL, ADSL, RDSI, o módem de marcación, así como Wi-Fi y enlaces por satélite. La anchura de banda total por canal radioeléctrico no debe ser inferior a 10 kbit/s. No se necesita un IP fijo para los emplazamientos radioeléctricos. La GLN ofrece acceso directo a cualquier servidor web en todo el mundo.

Interfaz

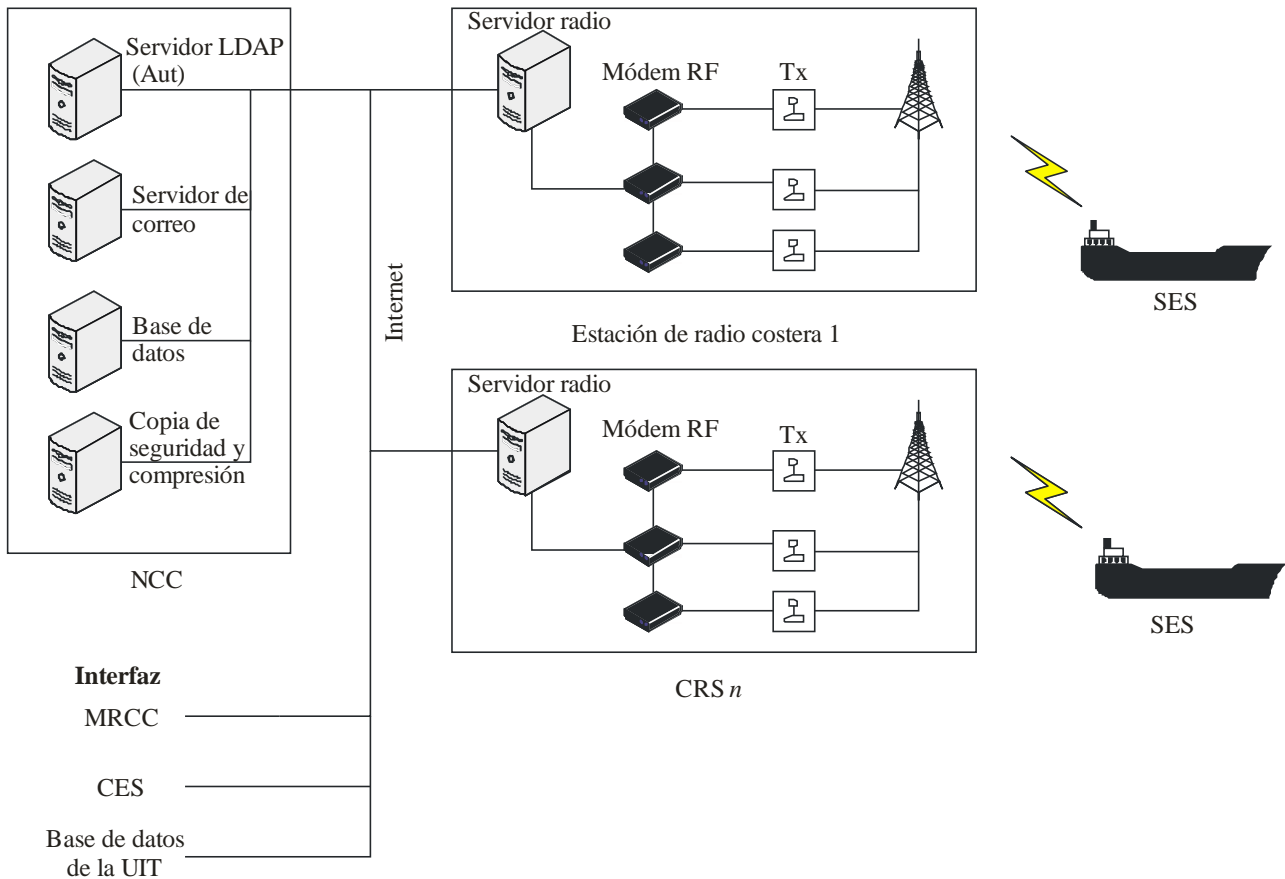
Debido al empleo de tecnología Internet estándar en cualquier parte de la red, la red GLN está abierta a cualquier servicio opcional tal como transferencia de datos telemétricos, comunicaciones de conversación con otras redes, transferencias de posición, así como comunicaciones de barco a barco y de barco a costa.

Seguridad de los datos

Los datos se encriptan en todos los segmentos de la intercomunicación entre las CRS, los SES y el NCC. Además, los datos transferidos por el radioenlace no pueden ser leídos por los demás radioescuchas. El uso de cortafuegos, filtros de correo basura, búsqueda de virus y otras facilidades de seguridad es evidente.

FIGURA 30

Visión general de la red de enlaces mundiales



1798-30

MRCC: Centro operacional de búsqueda y rescate marítimo.

Servicios

La GLN ofrece comunicaciones comerciales, así como todos los tipos de comunicaciones cubiertos actualmente por el sistema de radiotélex como parte del SMSSM. Dado que el PIB puede transferir datos por debajo de una S/N de 0, los enlaces se establecen incluso en condiciones difíciles.

Servicio de correo electrónico

La GLN permite acceder a cualquier servidor de correo electrónico en la red mundial. Pueden reenviarse adjuntos y documentos a través de la GLN hacia la costa y desde la misma. Todos los datos serán comprimidos en línea y las conexiones interrumpidas se reanudarán automáticamente sin que haya doble transferencia de datos.

Servicio de información meteorológica

La GLN ofrece descarga gratuita de informaciones meteorológicas a todos los SES. Esto incluye fax y previsiones meteorológicas así como tarjetas ICE y datos GRIP.

Seguimiento de barcos

La información de la posición es transmitida con cada conexión de los SES al NCC y puede reenviarse a cualquier servicio de seguimiento o dirección de correo electrónico. Se implementa un puerto NMEA 0183 al sistema.

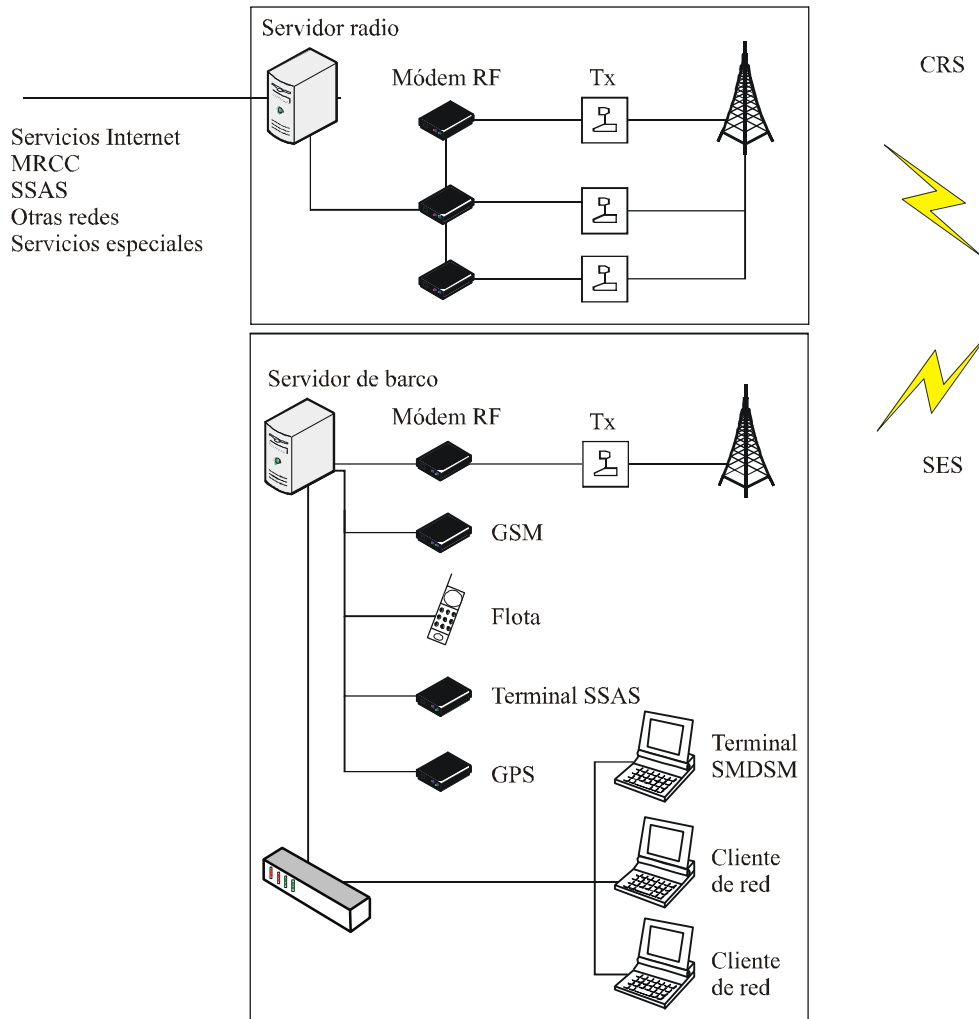
Correo de tripulación

Se pueden implementar hasta 255 cuentas de correo electrónico por barco. Pueden cargarse a la empresa del barco o la tripulación puede pagar mediante tarjeta de crédito directamente a la CRS.

Sistema de aviso de seguridad a bordo (SSAS)

La capacidad SSAS está implementada en el sistema.

FIGURA 31
Visión general de las estaciones radio costeras
y de las estaciones a bordo de barcos



1798-31

Cobertura

La GLN ofrece cobertura mundial. No es una red cerrada y está abierta a nuevos sitios en cualquier momento. Las nuevas estaciones dentro de la red gozan de cobertura mundial para los barcos desde el comienzo. Esto es posible gracias a las tecnologías de itinerancia.

Alcance

Dependiendo de su ubicación y de la calidad de su equipo radio, del ruido ambiente, de las antenas y de la potencia de transmisión utilizada, el alcance medio de cada estación está comprendido entre 1 750 y 2 500 millas náuticas.

FIGURA 32

Estaciones radio de la red de enlaces mundiales en todo el mundo
(Agosto de 2006)



M.1798-32

Emplazamientos (agosto de 2006, sujeto a cambios)

Noruega, 3 emplazamientos, hasta 12 canales, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz

Alemania, 1 emplazamiento, 9 canales, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz

Suiza, 1 emplazamiento, 10 canales, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz

Kenya, 1 emplazamiento, 15 canales, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz

República Sudafricana, 1 emplazamiento, 15 canales, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz

Angola, 1 emplazamiento, 15 canales, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz

China, 1 emplazamiento, 5 canales, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz

Filipinas, 1 emplazamiento, 5 canales, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz

Australia, 1 emplazamiento, 5 canales, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz

Argentina, 1 emplazamiento

Chile, 1 emplazamiento

Estados Unidos de América, RI, 1 emplazamiento, 5 canales, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz

Estados Unidos de América, WA, 1 emplazamiento, 5 canales, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz

Estados Unidos de América, AL, 1 emplazamiento, 5 canales, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz.

Anexo 4

Transmisión de datos de banda ancha en ondas decamétricas

1 Introducción

El sistema protocolo de Internet para comunicaciones de barcos (IPBC) está diseñado para la transmisión de datos del servicio marítimo en las bandas de frecuencias en ondas decamétricas 4-27,5 MHz en un canal radioeléctrico de transmisión con una anchura de banda 10-20 kHz.

El sistema puede ser utilizado por todo tipo de barcos, aunque inicialmente haya sido diseñado para barcos pesqueros.

En este documento se describe la arquitectura y los objetivos del sistema.

2 Requisitos del sistema

- utilización de las bandas del servicio marítimo en ondas decamétricas;
- equipo IPBC dedicado a bordo;
- aumento de la velocidad binaria de conformidad con los sistemas disponibles;
- gestión dinámica de los enlaces radioeléctricos;
- multiusuarios;
- sistema orientado al desarrollo de estaciones móviles de bajo costo;
- optimización del espectro radioeléctrico en ondas decamétricas.

3 Visión general del sistema

3.1 Información general

El sistema radioeléctrico de transmisión de datos se divide en cuatro vectores:

- usuarios de la red;
- proveedor de acceso;
- transmisión y recepción de la estación costera en ondas decamétricas;
- estación móvil de barco en ondas decamétricas.

El objetivo del sistema es permitir a los barcos el acceso a Internet para correo electrónico mediante enlaces radioeléctricos en la banda de frecuencias del servicio móvil marítimo en ondas decamétricas (4-27,5 MHz), mediante un canal de anchura de banda de 10-20 kHz con el objetivo de alcanzar una velocidad binaria útil de hasta 22 kbit/s.

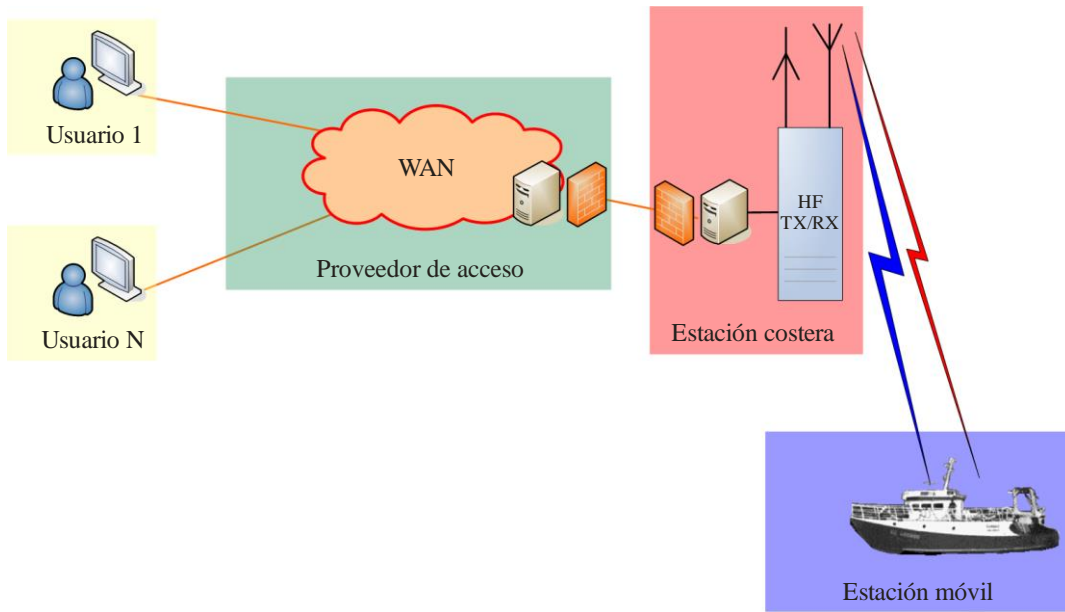
Para conseguir una cobertura de 40 a 250 millas náuticas (MN), se utilizan bajas frecuencias (4 a 8 MHz), mediante propagación por onda de superficie.

Para conexiones de larga distancia de más de 200 MN, se utilizan frecuencias de 8 a 27,5 MHz. En este caso, es inevitable que la propagación sea por ondas ionosféricas. La codificación de modulación será la adecuada.

El sistema no funciona en tiempo real; las comunicaciones son del tipo «transferencia de ficheros».

No están planificadas conexiones barco a barco directas.

FIGURA 33
Sinopsis general



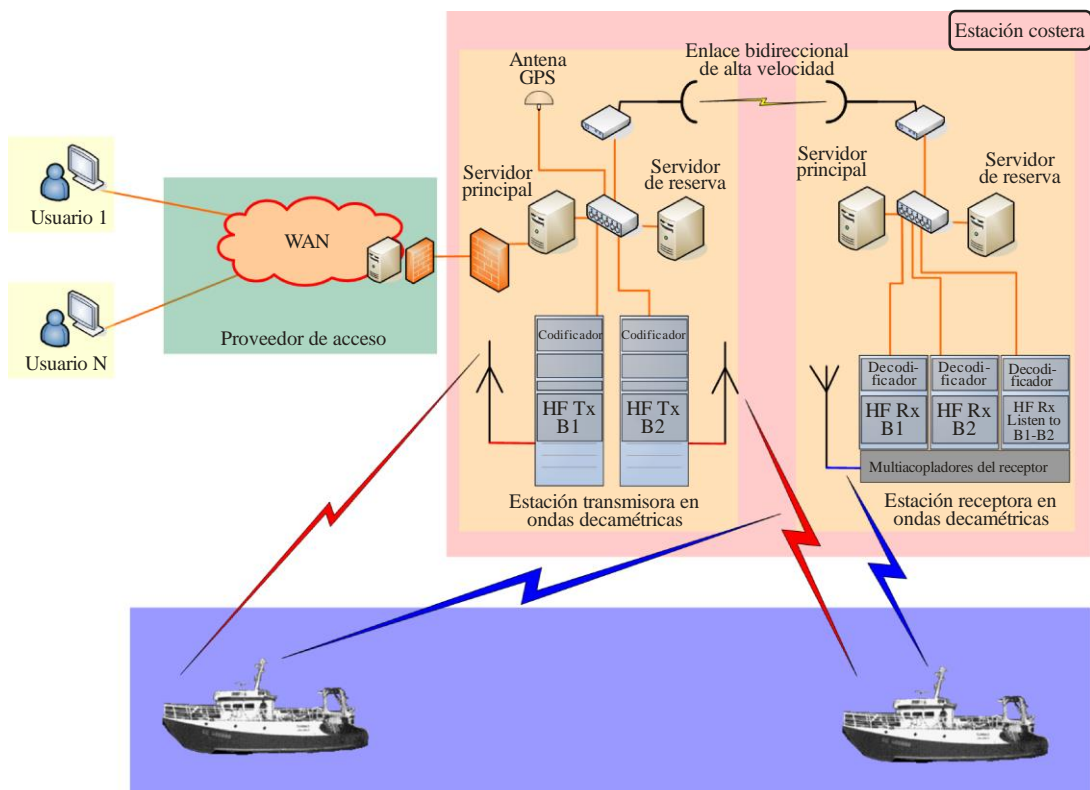
M.1798-33

3.2 Enlace radioeléctrico en ondas decamétricas

Este enlace se basa en dos componentes:

- estación costera;
- estación móvil marítima.

FIGURA 34
Sinopsis general – Enlace radioeléctrico en ondas decamétricas



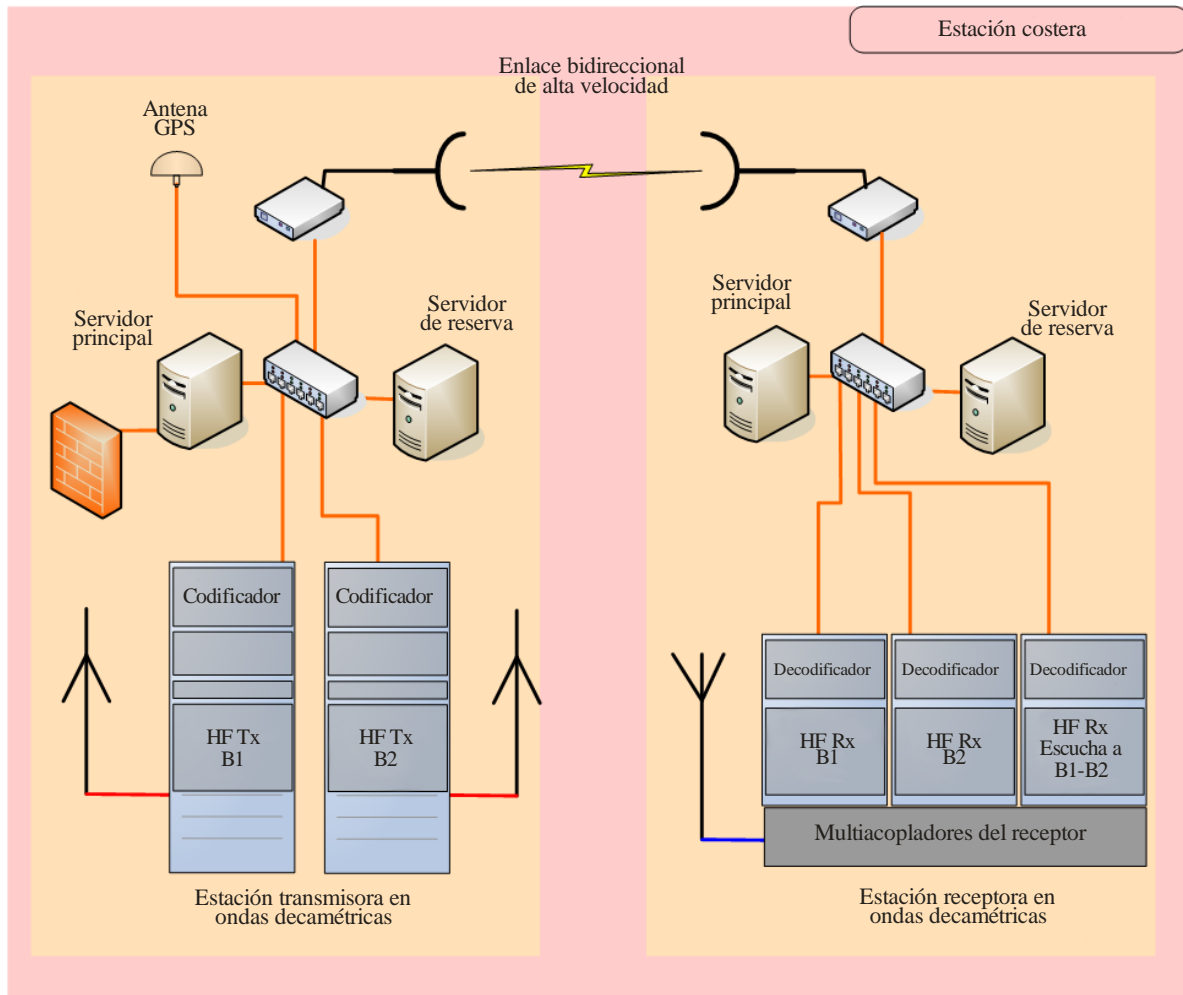
M.1798-34

3.2.1 Estación costera

La estación costera puede equiparse con canales en varias bandas en ondas decamétricas a fin de aumentar la zona de cobertura. Para la adaptación a las condiciones de tráfico se aplica gestión dinámica de las frecuencias de los transmisores.

Normalmente, la parte de transmisión está separada físicamente de la parte de recepción para permitir el funcionamiento simultáneo de transmisores y receptores.

FIGURA 35
Sinopsis de estación costera



M.1798-35

3.2.1.1 Estación receptora

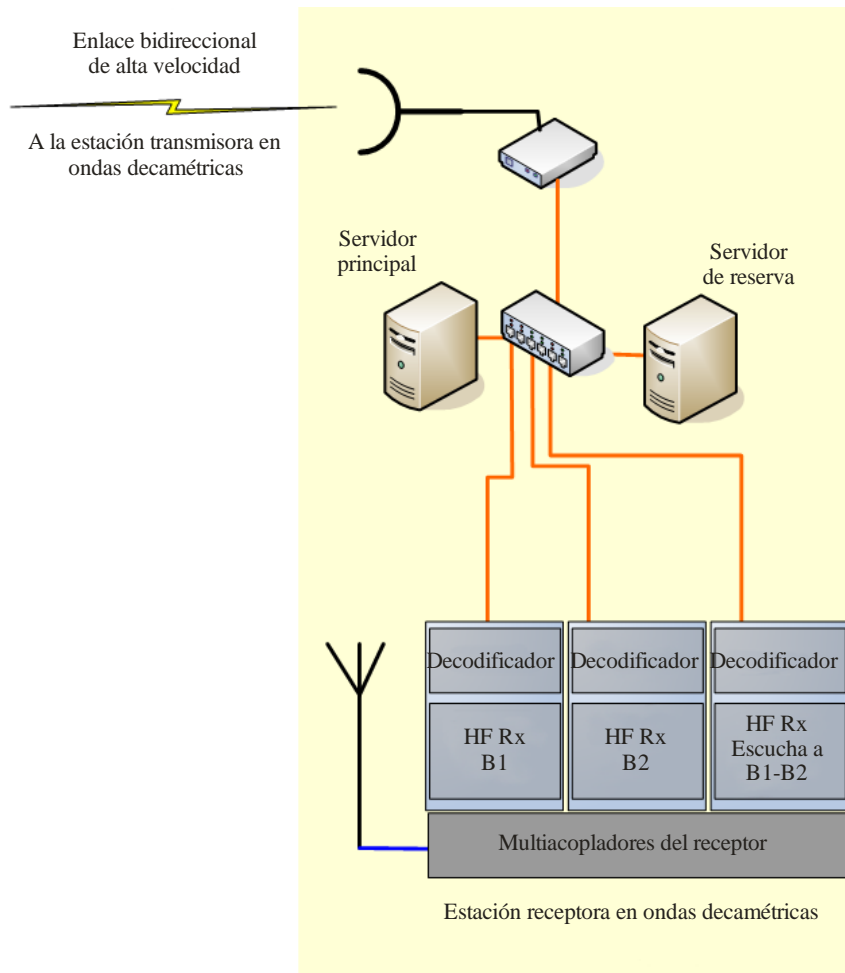
Está previsto que el receptor pueda utilizar numerosas frecuencias fijas en función de los canales utilizados.

La señal demodulada de cada receptor se envía al servidor situado en el emplazamiento de recepción.

Dicho servidor está unido al emplazamiento de transmisión a través de un enlace bidireccional de alta capacidad.

FIGURA 36

Sinopsis de estación costera de recepción



M.1798-36

3.2.1.2 Estación transmisora

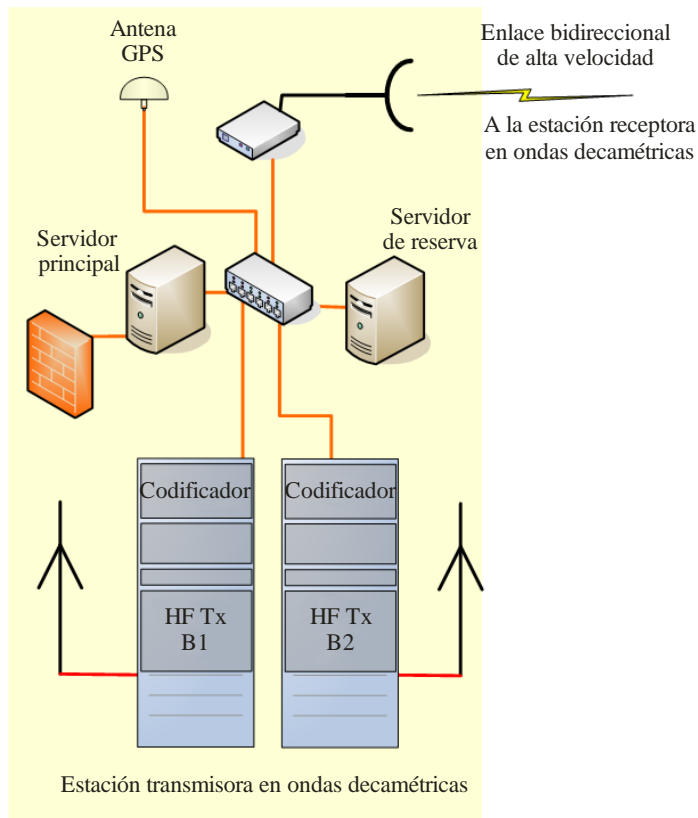
Está previsto disponer de al menos un transmisor para cada banda de frecuencias del servicio marítimo en ondas decamétricas y un transmisor de reserva. El transmisor de reserva puede utilizarse para otro canal de transmisión radioeléctrica si el tráfico de datos es elevado.

Un receptor GPS permite sincronizar las transmisiones.

La estación costera dispone de conectividad a Internet a través de su proveedor de acceso.

FIGURA 37

Sinopsis de estación costera de transmisión



M.1798-37

3.2.1.3 Estación móvil marítima en ondas decamétricas

Los estudios iniciales sobre el sistema se han orientado al equipamiento para barcos de eslora media (entre 12 y 30 metros de eslora), pero puede adaptarse a todo tipo de barcos.

En los barcos se utiliza el modo semidúplex.

La estación móvil consta de un transceptor y una interfaz hombre – máquina.

El transmisor y el receptor funcionan en frecuencias diferentes.

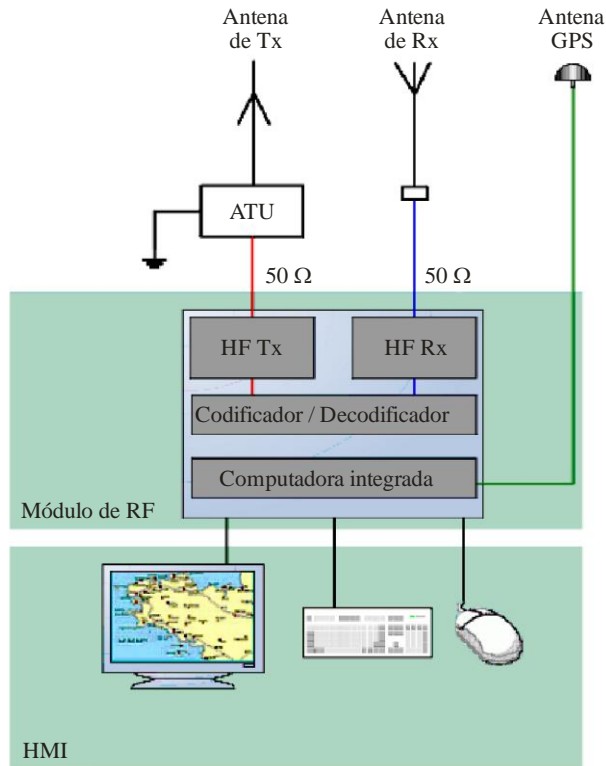
La potencia del amplificador en ondas decamétricas es de aproximadamente 150 W (onda continua, CW) (300 W de potencia de la envolvente de cresta, PEP) con una linealidad suficientemente buena como para la modulación en un canal con una anchura de banda de 10-20 kHz.

Se utiliza un receptor GPS para conocer la posición del barco y para disponer de una referencia de sincronización.

El sistema es totalmente transparente para el usuario.

FIGURA 38

Sinopsis de estación móvil



M.1798-38

3.3 Modos de funcionamiento

La estación móvil marítima está permanentemente escuchando una de las frecuencias de transmisión de la estación costera de su zona de navegación.

Si la estación es multibanda/multicanal, se seleccionará automáticamente la mejor frecuencia de la zona de navegación en base a la información siguiente:

- posición de barco facilitada por el receptor GPS;
- base de datos de estaciones marítimas, incluyendo el plan de frecuencias mundial de la red de estaciones costeras del IPBC;
- indicador de la intensidad de campo de la señal recibida;
- la mayor relación señal/ruido.

Si el barco se encuentra en la intersección de la zona de influencia de dos estaciones costeras, la elección se realizará en base a los parámetros anteriores y añadiendo información sobre rumbo y velocidad para identificar la siguiente posición del barco y, en consecuencia, la zona de cobertura de interés.

El transmisor de la estación costera transmite permanentemente:

- información dirigida a todos los barcos (modo difusión);
- información dirigida exclusivamente a un grupo de barcos (modo de difusión selectiva);
- información y mensajes para un barco en particular;
- información para la gestión del tráfico;
- acusos de recibo de datos barco-costa.

Se distinguen dos modos de funcionamiento:

- solicitud de enlace costa a barco;
- solicitud de enlace barco a costa.

3.3.1 Modo 1: Solicitud de enlace costa a barco

El proveedor de servicio recibe un mensaje dirigido a un barco.

Después de una búsqueda automática en su base de datos para conocer la última posición del barco, envía el mensaje al representante de la estación costera asociada a la célula radioeléctrica en la que se encuentre el barco.

La estación costera transmite el mensaje al barco seleccionado; su ID se incluye en cada trama enviada.

El receptor del barco almacena cada trama recibida en una memoria intermedia.

El transmisor del barco acusa recibo de forma regular de las tramas recibidas.

El barco mantiene la misma frecuencia durante toda la transferencia hasta que recibe el mensaje de acuse de recibo (ACK) completo.

La estación costera debe desistir de la transmisión del mensaje si el enlace radioeléctrico presenta condiciones de propagación inadecuadas.

En ese caso, el receptor del barco busca un canal de transmisión radioeléctrico de mejor calidad.

3.3.2 Modo 2: Solicitud de enlace barco a costa

Cuando el usuario de la estación móvil ha preparado su mensaje, incluyendo el receptor del mismo, el proceso pasa a ser automático y transparente. La transferencia de ficheros no se realiza en tiempo real.

La estación móvil utiliza la misma referencia de sincronización de la señal GPS, lo cual le permite establecer la conexión con la estación costera.

La estación móvil se encuentra permanentemente informada de los «intervalos» libres que podría utilizar para un nuevo contacto.

El barco selecciona un «intervalo» libre y envía una solicitud de conexión incluyendo el ID, posición, número de intervalo necesario para su transmisión y una parte del fichero.

Si la estación costera recibe perfectamente la transmisión del barco, transmite un ACK y asigna un intervalo para realizar la transmisión.

La estación costera acusa recibo regularmente de las tramas recibidas.

El mensaje almacenado en el servidor de la estación costera se transmite al proveedor de acceso.

3.3.3 Seguimiento de un buque

Durante la conmutación en el equipo radioeléctrico móvil, el proceso de señalización es automático. La estación móvil se registra en la célula radioeléctrica más adecuada (según su posición y la disponibilidad de la red radioeléctrica) utilizando el modo 2 (solicitud de enlace barco a costa).

Si no hay disponible una célula radioeléctrica, la estación intentará regularmente conseguir una nueva identificación.

La estación costera contacta a intervalos regulares con cada estación móvil que se encuentre en su célula radioeléctrica a fin de conocer su posición (seguimiento automático). La información obtenida sirve para ampliar la base de datos confidencial necesaria para la gestión del tráfico.

Si tras varios intentos de una estación costera por contactar con una estación móvil éstos resultan infructuosos, la estación móvil se declara fuera de la célula radioeléctrica en la que se encontraba anteriormente.

Antes de detener el funcionamiento de un equipo abordo, éste transmite a la estación costera señalización automática para informar que la estación móvil abandona la red radioeléctrica IPBC.

3.4 Reutilización de frecuencias

En el caso de estaciones costeras que utilizan frecuencias bajas de la banda (4-8 MHz, cobertura de 40-200 NM), la propagación es por onda de superficie. Ello hace que sea más sencilla la reutilización de frecuencias por varias estaciones costeras.

Por el contrario, las estaciones costeras en funcionamiento deben compartir las frecuencias altas de la banda.

3.5 Sistema del protocolo de Internet para comunicaciones de barcos y sistema mundial de socorro y seguridad marítimos

Inicialmente no está previsto que el sistema IPBC forme parte del equipamiento del SMSSM, pues no está dedicado a la gestión del socorro en el mar.

Cuando se utiliza la estación móvil del SMSSM, se inhibe la transmisión del equipo del IPBC.

En el futuro el sistema IPBC podría sustituir de forma eficiente a la radiotelegrafía.

Este sistema puede mejorar significativamente la seguridad de la navegación. Ofrece información de forma permanente y rápida que puede ser asociada a una zona dada con un coste asequible.

No obstante, será posible disponer de una alarma del tipo «Sistema de alerta de seguridad de barco».

3.6 Otras aplicaciones del protocolo de Internet para comunicaciones de barcos

El sistema IPBC podría proporcionar a los países en desarrollo una forma económica de gestionar sus zonas marítimas en términos de gestión de recursos, de aspectos de protección y ecológicos.

4 Arquitectura del sistema

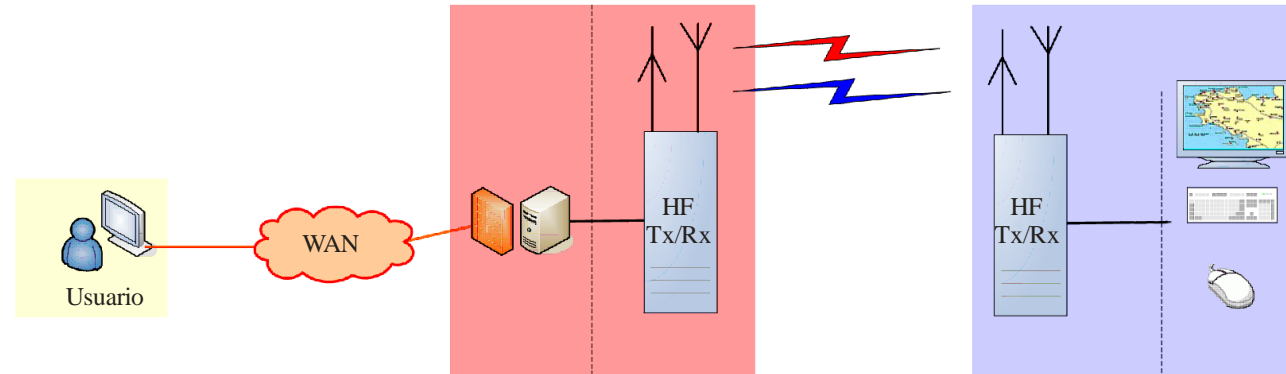
4.1 Principio general

El enlace radioeléctrico debe ser fiable y seguro.

Los protocolos de comunicaciones optimizan la utilización del canal de transmisión radioeléctrico. A tal fin, las aplicaciones no funcionan en tiempo real y todas las comunicaciones son del tipo «transferencia de ficheros».

El canal radioeléctrico es compartido por todas las estaciones móviles situadas en una célula radioeléctrica.

FIGURA 41
Modelo de interconexión de sistemas abiertos



| | |
|----|-----------------------|
| L7 | Aplicación |
| L4 | Transporte |
| L3 | Red |
| L2 | Enlace de datos |
| L1 | MAC (física) |
| | Presentación (física) |
| | Soporte (física) |

Modelo OSI

| |
|-----------------|
| SMTP pop server |
| TCP UDP |
| IP |
| Ethernet |
| L1 |

Usuario

| | |
|-----------------|---|
| SMTP pop server | - Aplicaciones dedicadas - Representante |
| TCP UDP | - División - Reagrupación - Gestión de ACK |
| IP | / |
| Ethernet | - Gestión del enlace radio - Encriptación - Filtrado - Corrección de errores |
| L1 | MAC |
| | - Sincronización GPS - Codificación - Modulación |
| | RF |

Estación costera

| | |
|---|-----------------|
| - Aplicaciones dedicadas - Representante | SMTP pop server |
| - División - Reagrupación - Gestión de ACK | TCP UDP |
| / | IP |
| - Gestión del enlace radio - Encriptación - Filtrado - Corrección de errores | Ethernet |
| MAC | L1 |
| - Sincronización GPS - Codificación - Modulación | |
| RF | |

Estación móvil

4.3 Capa física (L1)

Esta capa es una interfaz entre el ámbito del software y la transmisión del canal radioeléctrico.

La capa incluye:

- una subcapa de soporte físico;
- una subcapa de presentación física:
 - modulación;
 - codificación;
 - sincronización;
- una subcapa MAC.

FIGURA 42

Modelo de interconexión de sistemas abierto – Capa física L1

| | |
|----|---|
| L7 | Aplicaciones dedicadas Representante |
| L4 | División Reagrupación Gestión de ACK |
| L3 | / |
| L2 | Gestión del enlace radio Encriptación Filtrado Corrección de errores |
| L1 | MAC |
| | Sincronización GPS Codificación Modulación |
| | RF |

M.1798-42

4.3.1 Soporte físico

El soporte físico es un canal de transmisión radioeléctrico cuyas principales características son función de la frecuencia.

El canal de radioeléctrico está sometido a diversos factores:

- trayectos múltiples;
- efecto Doppler;
- retardo de propagación.

La estación móvil funciona en modo semidúplex.

4.3.2 Presentación física

Esta capa realiza la modulación y demodulación de la señal y la sincronización con la señal GPS.

4.3.2.1 Modulación de multiplexión por división de frecuencia ortogonal

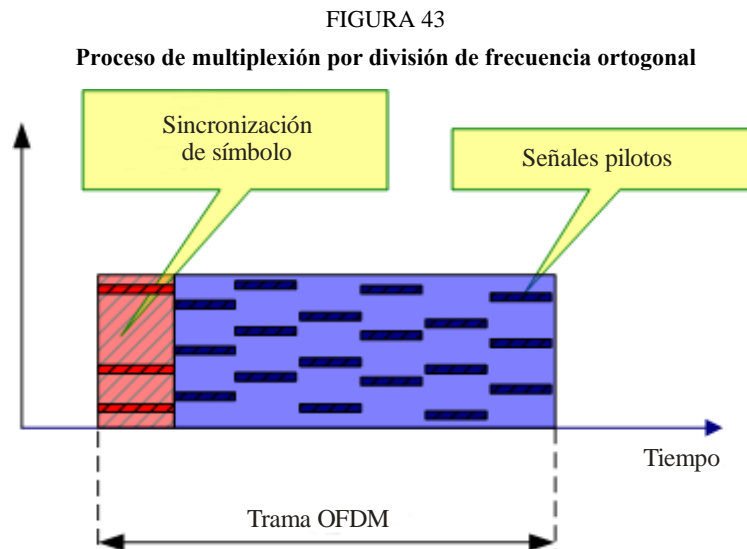
El canal de transmisión radioeléctrica utiliza datos codificados en MDFO.

Este proceso permite alcanzar un compromiso razonable entre velocidad binaria y robustez de la señal acorde con las limitaciones del canal radioeléctrico.

La modulación MDFO utiliza subportadoras que se demodulan una a una mediante MAQ.

En el proceso de la MDFO se utilizan tramas de longitud fija. El comienzo de cada trama se reserva para un preámbulo de sincronización.

Algunas subportadoras piloto permiten la caracterización del canal radioeléctrico.



M.1798-43

En el § 5 se incluye una descripción detallada.

4.3.2.2 Codificación y modulación

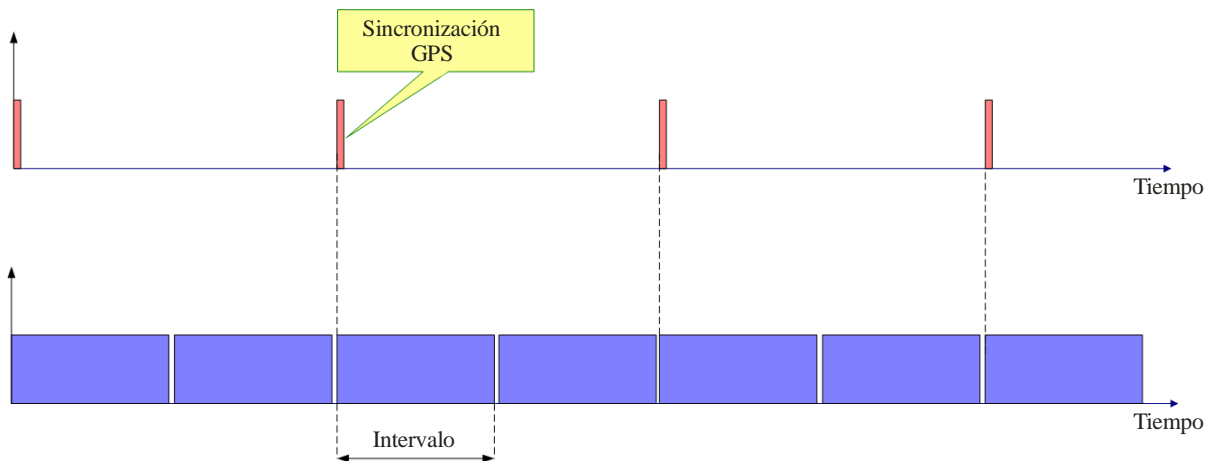
Los datos a transmitir se codifican para optimizar el espectro del canal radioeléctrico.

4.3.2.3 Sincronización con la señal GPS

Esta subcapa se encarga de la sincronización de la trama a partir de la señal GPS; ésta es la referencia temporal para todas las estaciones móviles y costeras. A tal fin, el tiempo común de todas las estaciones se divide en «intervalos» MDFO con la longitud de una trama.

Cada «intervalo» puede estar o no ocupado por una trama MDFO.

FIGURA 44
Sincronización con la señal GPS



M.1798-44

4.3.3 Control de acceso al medio

Esta subcapa identifica cada estación costera y cada estación móvil. El ID puede ser el número de identidad del servicio móvil marítimo (MMSI) del barco o de la estación costera.

4.4 Capa de enlace (L2)

La capa de enlace se compone de:

- una subcapa de «corrección de errores»;
- una subcapa de «filtrado»;
- una subcapa de «encriptación»;
- una subcapa de «gestión del enlace radioeléctrico».

FIGURA 45
Modelo de interconexión de sistemas abiertos – Capa de enlace L2

| | |
|----|---|
| L7 | Aplicaciones dedicadas Representante |
| L4 | División Reagrupación Gestión de ACK |
| L3 | / |
| L2 | Gestión del enlace radio Encriptación Filtrado Corrección de errores |
| L1 | MAC |
| | Sincronización GPS Codificación Modulación |
| | RF |

M.1798-45

4.4.1 Corrección de errores

La corrección de errores es función de la robustez que se desea tenga el código.

En el § 6.1 se incluye una descripción detallada.

4.4.2 Filtrado

Esta subcapa es distinta para la estación costera y para la estación móvil.

Para la estación costera:

- Cuando transmite, añade un ID a los mensajes dirigidos a un barco específico.
- Cuando recibe, se verifica que los mensajes proceden de los barcos correctos.

Para la estación móvil:

- Cuando transmite, añade el ID al mensaje.
- Cuando recibe, sólo se guardan los mensajes dirigidos a ella.

4.4.3 Encriptación

Para garantizar la confidencialidad los datos pueden ser encriptados.

4.4.4 Gestión del enlace radioeléctrico

Esta subcapa constituye el protocolo de gestión del enlace radioeléctrico. Se basa en un esquema de comunicación maestro – esclavo.

La estación costera hace la función de maestro y las estaciones móviles son los esclavos.

4.4.4.1 Gestión del enlace radioeléctrico en la estación costera

La estación costera es la estación maestra:

- gestiona las instrucciones de transmisión dirigidas a las estaciones móviles;
- envía los mensajes a las estaciones móviles;
- envía los mensajes ACK.

La estación costera conoce permanentemente la lista de estaciones móviles que se encuentran en su correspondiente célula radioeléctrica.

En el § 6.2 se incluye una descripción detallada.

4.4.4.2 Gestión del enlace radioeléctrico en la estación de barco

La estación costera asigna regularmente intervalos libres para que pueda ser contactada por las estaciones móviles.

El espacio entre intervalos libres puede modificarse dinámicamente de conformidad con el tráfico existente en el canal radioeléctrico.

La estación móvil es esclava; solo puede transmitir los mensajes a la estación costera de dos formas posibles:

- Si su mensaje puede ser incluido en una sola trama, la transmite íntegramente en un intervalo libre.
- Si no es así, solicita la atribución de un intervalo libre al comienzo del mensaje; la estación costera acusa recibo y asigna intervalos en los que la estación costera podrá transmitir el resto del mensaje.

La capa de enlace mantiene en memoria el mapa de intervalos enviados por la estación costera a fin de conocer cuáles son los intervalos libres.

4.5 Capa de transporte (L4)

La capa de transporte tiene las funciones siguientes:

- dividir los ficheros grandes en varios paquetes;
- agrupar los paquetes en un único fichero;
- enviar y recibir el ACK.

FIGURA 46

Modelo de interconexión de sistemas abiertos – Capa de transporte L4

| | |
|----|---|
| L7 | Aplicaciones dedicadas Representante |
| L4 | División Reagrupación Gestión de ACK |
| L3 | / |
| L2 | Gestión del enlace radio Encriptación Filtrado Corrección de errores |
| L1 | MAC |
| | Sincronización GPS Codificación Modulación |
| | RF |

M.1798-46

Esta capa divide los ficheros en paquetes del tamaño adecuado para las capas inferiores (tamaño de una trama MDFO), y reagrupa los paquetes en ficheros para las capas superiores.

En esta capa se implementan dos protocolos de transporte relacionados con el enlace en ondas decamétricas:

- El primero proporciona una conexión «fiable», que gestiona la verificación de la recepción. Principalmente se utiliza para correo.
- El segundo no gestiona la verificación de la recepción, se utiliza para difusión y seguimiento.

Cada protocolo sólo puede transferir un fichero en cada momento.

4.5.1 Capa de aplicación (L7)

FIGURA 47
Modelo de interconexión de sistemas abiertos – Capa de aplicación L7

| | |
|----|---|
| L7 | Aplicaciones dedicadas Representante |
| L4 | División Reagrupación Gestión de ACK |
| L3 | / |
| L2 | Gestión del enlace radio Encriptación Filtrado Corrección de errores |
| L1 | MAC |
| | Sincronización GPS Codificación Modulación |
| | RF |

M.1798-47

Esta capa ofrece una interfaz de acceso a la red radioeléctrica.

Las interfaces de comunicación de las aplicaciones pueden ser:

- dedicadas al IPBC (seguimiento de barcos, predicciones meteorológicas, etc.);
- normalizadas, con un elemento representante o *proxy* (por ejemplo, correo electrónico, FTP, etc.).

5 Principios de la capa L1 –multiplexión por división de frecuencia ortogonal

5.1 Introducción

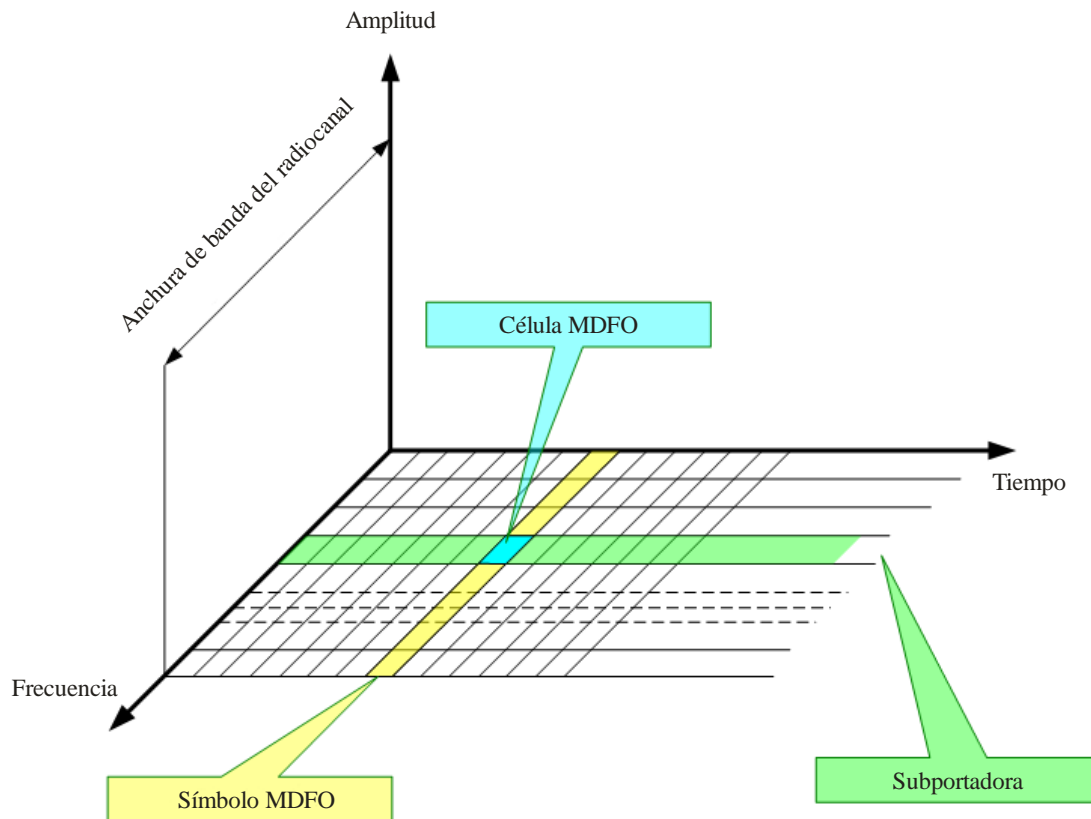
La anchura de banda del canal de transmisión radioeléctrica en el dominio de la frecuencia se divide para generar subportadoras.

El canal de transmisión radioeléctrica se organiza en el tiempo para componer símbolos.

Una célula MDFO equivale a una subportadora en un símbolo MDFO.

FIGURA 48

Introducción a la multiplexión por división de frecuencia ortogonal



M.1798-48

5.2 Principios

La MDFO utiliza un gran número de subportadoras ortogonales cercanas para que la transmisión de datos se realice con una elevada eficiencia espectral. Estas subportadoras están separadas en frecuencia ($F_u = 1/T_u$), donde T_u es la duración de un símbolo MDFO.

Las fases de las subportadoras son ortogonales entre sí para mejorar la diversidad de la señal causada por los trayectos múltiples, particularmente en distancias largas.

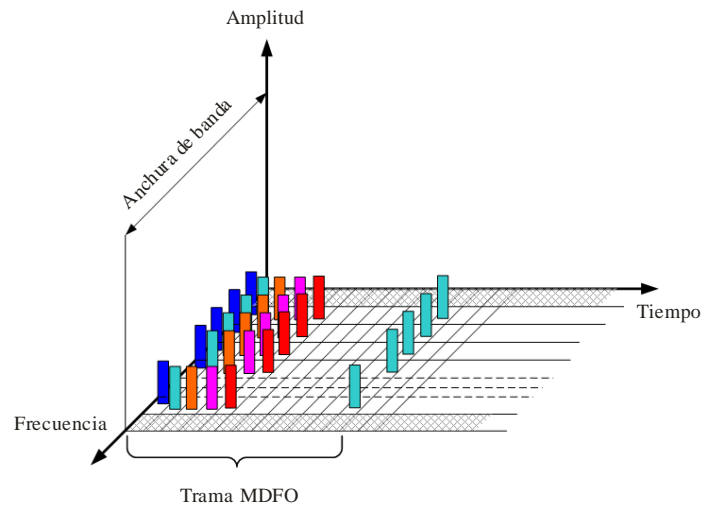
En cada símbolo MDFO se inserta un intervalo de guarda (T_d) para reducir el efecto de los trayectos múltiples, reduciendo así la interferencia entre símbolos.

La duración del símbolo MDFO es $T_s = T_u + T_d$.

Los símbolos MDFO se concatenan para constituir una trama MDFO.

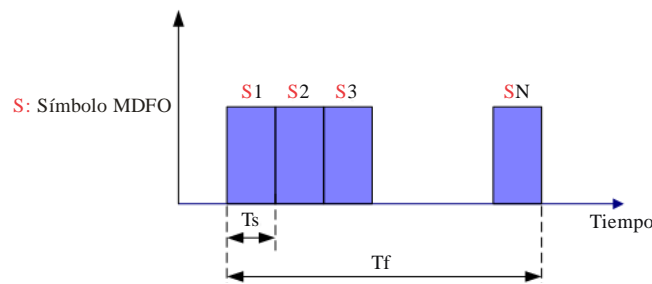
La duración de la trama MDFO es T_f .

FIGURA 49
Representación espectral de una trama de multiplexión por división de frecuencia ortogonal



M.1798-49

FIGURA 50
Representación temporal de una trama de multiplexión por división de frecuencia ortogonal



M.1798-50

5.3 Modulación

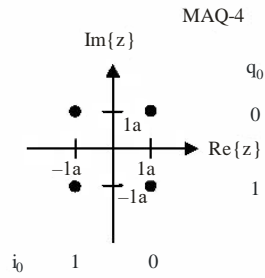
Cada subportadora se modula en amplitud y en fase (MAQ, modulación de amplitud en cuadratura).

Los esquemas de modulación pueden ser de 64 estados (6 bits, MAQ-64), 16 estados (4 bits, MAQ-16), o 4 estados (2 bits, MAQ-4).

El esquema de modulación es función de la robustez deseada de la señal.

FIGURA 51

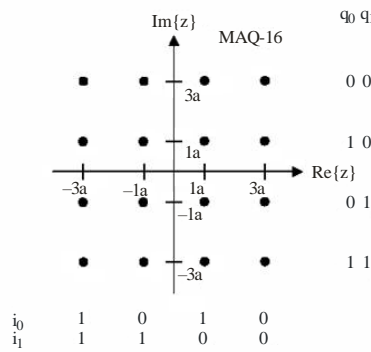
Constelación de modulación de amplitud en cuadratura de 4 estados



M.1798-51

FIGURA 52

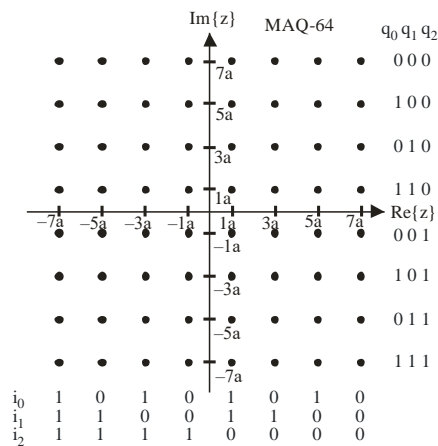
Constelación de modulación de amplitud en cuadratura de 16 estados



M.1798-52

FIGURA 53

Constelación de modulación de amplitud en cuadratura de 64 estados



M.1798-53

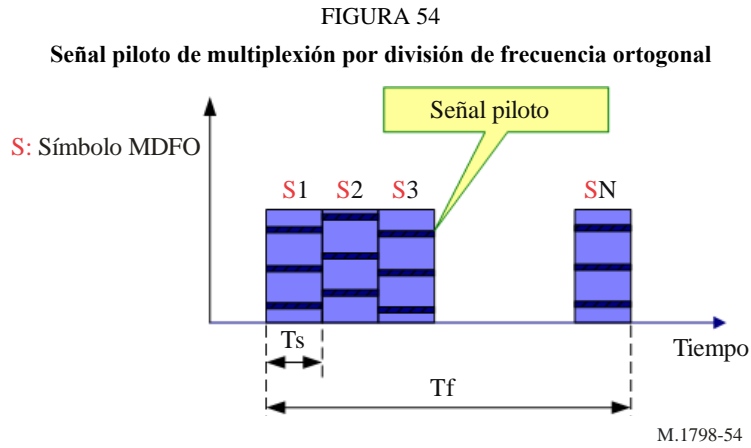
5.4 Sincronización

Para una correcta demodulación de las subportadoras, la respuesta del canal radioeléctrico debe estar determinada para cada subportadora, siendo recomendable la equalización. Por este motivo, algunos símbolos MDFO pueden transportar señales piloto.

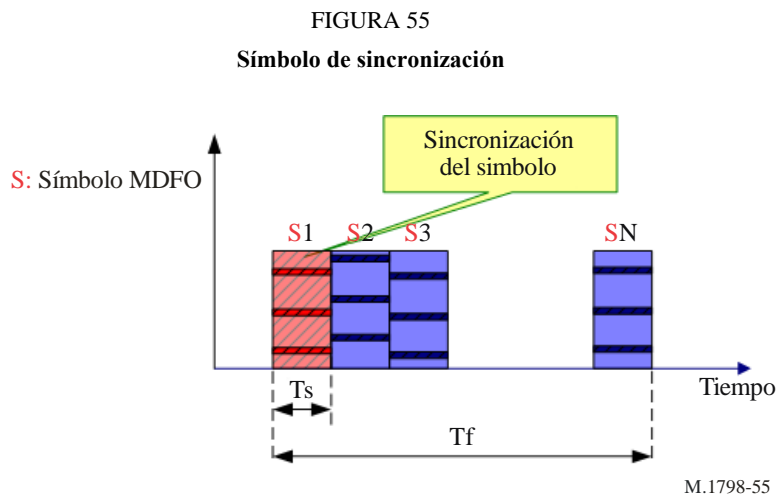
La señal piloto permite al receptor:

- detectar si se ha recibido una señal;
- estimar el desplazamiento de frecuencia;
- estimar el canal de transmisión radioeléctrica.

El número de señales piloto es función de la robustez deseada de la señal.



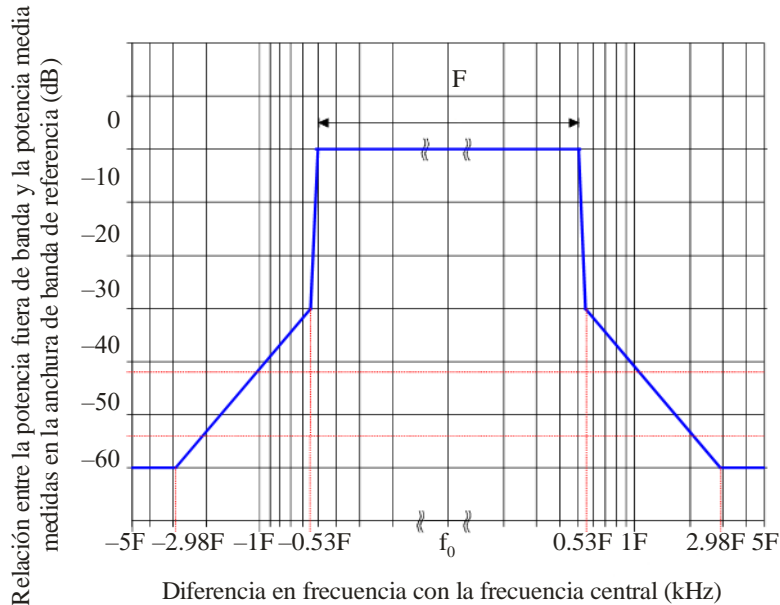
El primer símbolo que se envía es un símbolo de sincronización conocido para sincronizar en el tiempo cada trama MDFO.



5.5 Ocupación espectral de la señal en ondas decamétricas

FIGURA 56

Ocupación espectral de una señal en ondas decamétricas
con una anchura de banda $F = 10\text{-}20$ kHz



M.1798-56

6 Principios de la capa de enlace (L2)

La capa de enlace se compone de:

- una subcapa de «corrección de errores»;
- una subcapa de «filtrado»;
- una subcapa de «encriptación»;
- una subcapa de «gestión del enlace radioeléctrico».

6.1 Corrección de errores

El esquema de corrección de errores es función de la robustez que se desea tenga el código.

La eficiencia puede variar entre 0,5 y 0,75 (turbocódigo) en función de los esquemas de corrección de errores y el tipo de modulación.

CUADRO 6

Eficiencia general y corrección de errores (estudio LEST)

| Configuración | Eficiencia del código externo (si se utiliza) | Eficiencia del código interno (si se utiliza) | Eficiencia debida al perforado | Eficiencia global de la codificación |
|---------------|---|--|--------------------------------|--|
| N.º 1 | RS(204,188) $\frac{188}{204} = \frac{47}{51} \approx 0,92$ | No utilizado | | $\frac{188}{204} = \frac{47}{51} \approx 0,92$ |
| N.º 2 y N.º 3 | RS(204,188) $\frac{188}{204} = \frac{47}{51} \approx 0,92$ | Código convolucional NRSC (K=7) $\frac{1}{2}$ | $\frac{1}{2}$ | $\frac{47}{102} \approx 0,46$ |
| | | | $\frac{2}{3}$ | $\frac{94}{153} \approx 0,61$ |
| | | | $\frac{3}{4}$ | $\frac{141}{204} \approx 0,69$ |
| | | | $\frac{5}{6}$ | $\frac{235}{306} \approx 0,77$ |
| | | | $\frac{7}{8}$ | $\frac{329}{408} \approx 0,81$ |
| N.º 4 | | Turbo código (Binario dual) $\frac{1}{2}$ | $\frac{1}{2}$ | $\frac{1}{2} = 0,5$ |
| | | | $\frac{3}{4}$ | $\frac{3}{4} = 0,75$ |

6.2 Gestión del enlace radioeléctrico en la estación costera

Esta subcapa ejecuta el protocolo de gestión del enlace radioeléctrico. Se basa en un esquema de comunicación maestro – esclavo. Existe un maestro (la estación costera) y varios esclavos (las estaciones móviles).

El protocolo de gestión del enlace radioeléctrico incluye el funcionamiento semidúplex y la conmutación en el tiempo de antenas de la estación móvil.

Una estación costera puede estar equipada con varios transceptores para poder gestionar muchos canales de transmisión radioeléctricos.

La estación costera es la estación maestra:

- gestiona las instrucciones de transmisión dirigidas a las estaciones móviles;
- envía los mensajes a las estaciones móviles;
- envía los ACK.

La estación costera dispone permanentemente de la lista de estaciones móviles que se encuentran en su célula radioeléctrica, estaciones que pueden ser consultadas individualmente en cualquier momento.

La estación costera verifica el enlace incluyendo una etiqueta de cabecera en cada trama enviada.

La etiqueta de cabecera se compone de:

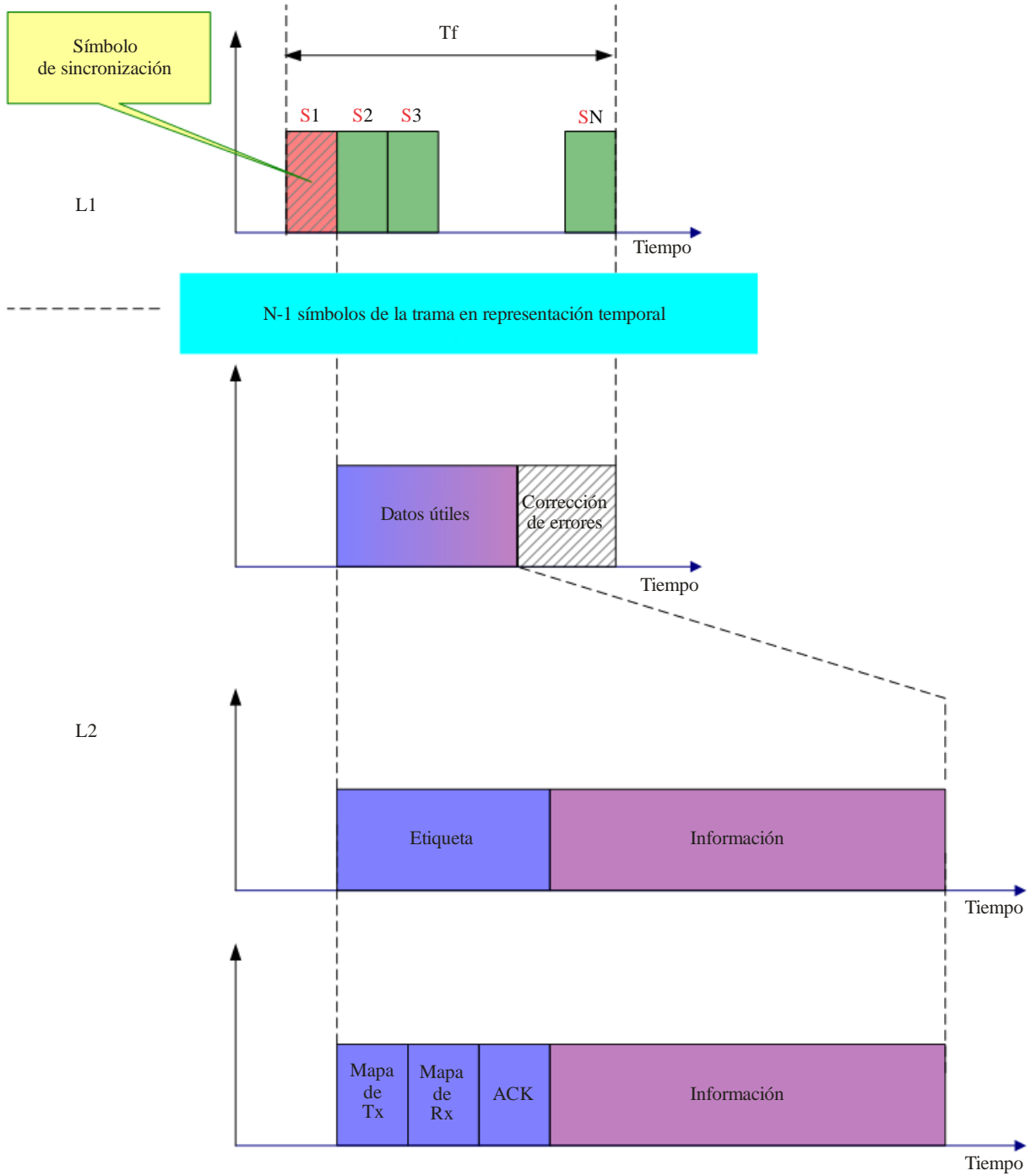
- el mapa de los N «intervalos» siguientes para la transmisión de las estaciones móviles;
- el mapa de los N «intervalos» siguientes dedicados a la recepción de las estaciones móviles;

– los últimos M ACK.

Los parámetros N y M pueden modificarse de forma dinámica de acuerdo con el número de estaciones móviles que utilizan el canal radioeléctrico.

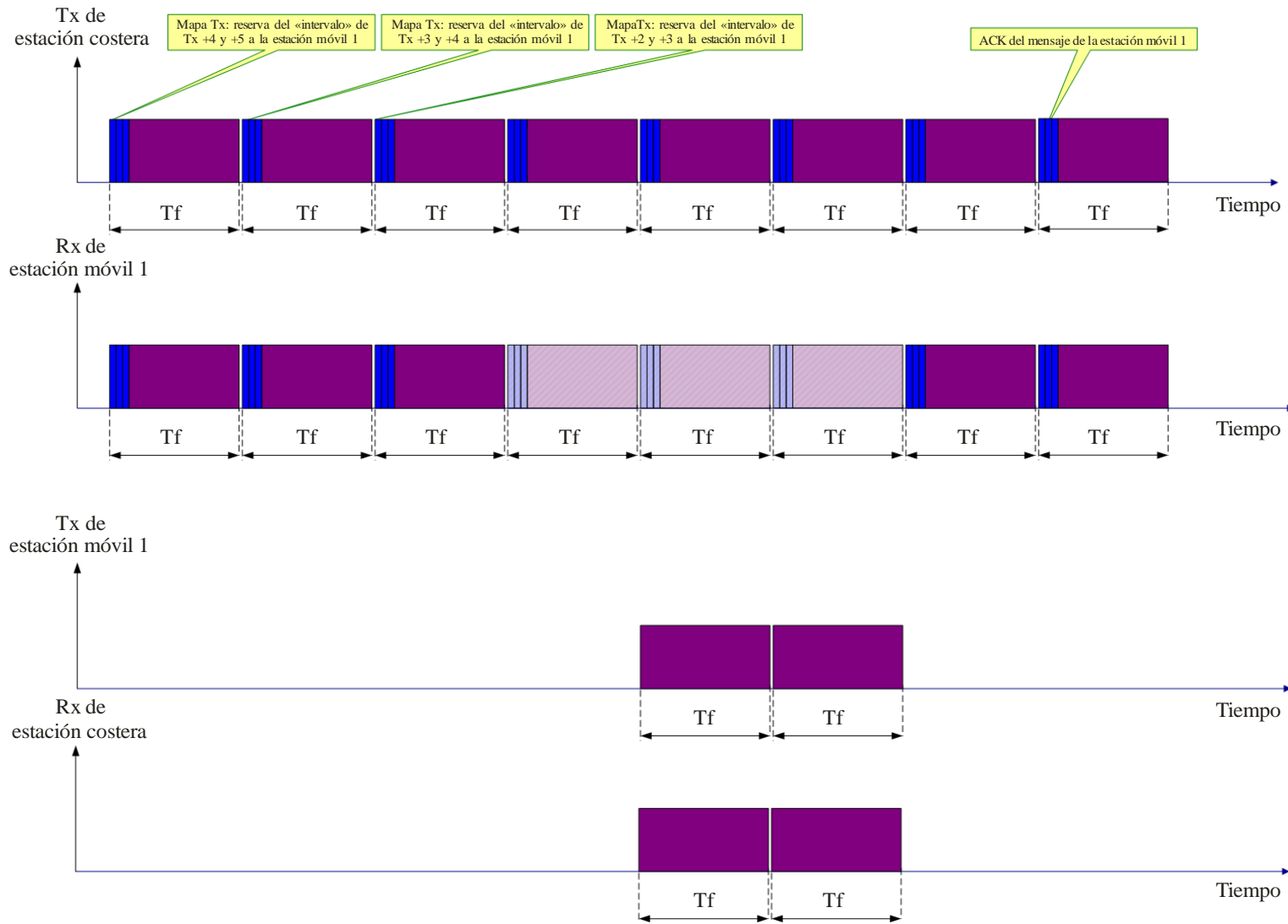
FIGURA 57

Representación sinóptica de la trama de multiplexión por división de frecuencia ortogonal al nivel de las capas L1 y L2



6.3 Cronograma de gestión del enlace radioeléctrico

FIGURA 58
Cronograma de gestión del enlace radioeléctrico



7 Bases de la experimentación

La prueba de campo en tiempo real se planificó para 2008-2009.

El símbolo MDFO es múltiplo de un tiempo elemental T de 83 μs .

El protocolo IPBC ofrece varios modos de protección según la robustez deseada de la señal y las condiciones de propagación. A continuación se muestra el modo elegido para el experimento de propagación por onda de superficie.

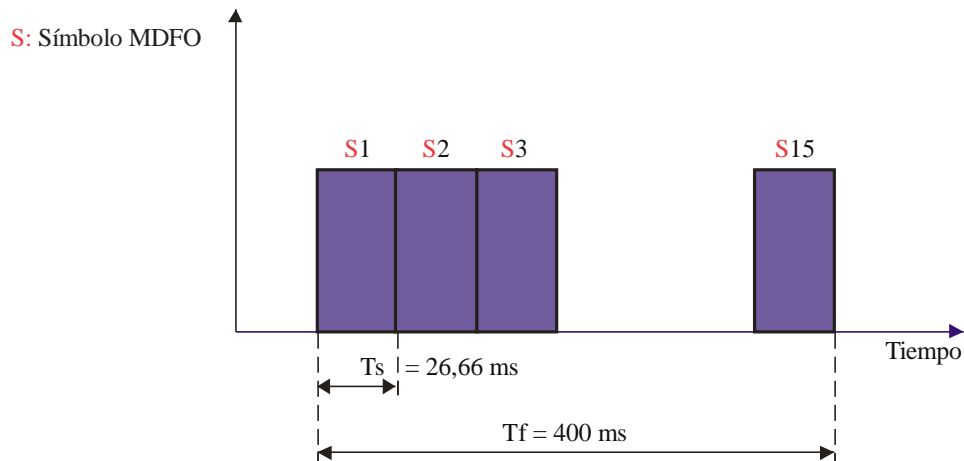
CUADRO 7

Resumen de parámetros característicos de multiplexión por división de frecuencia ortogonal

| | |
|---|----------------------|
| Tiempo elemental T (μs) | 83 |
| Duración útil del símbolo T_u (ms) | $288 \times T = 24$ |
| Duración del intervalo de guarda T_g (ms) | $32 \times T = 2,66$ |
| Duración total del símbolo T_s (ms) | 26,66 |
| Duración de la trama T_f (ms) | 400 |
| Número de símbolos por trama | 15 |

FIGURA 59

Temporización de multiplexión por división de frecuencia ortogonal



M.1798-59

El espacio entre subportadoras es $1/T_u = 41,66$ Hz.

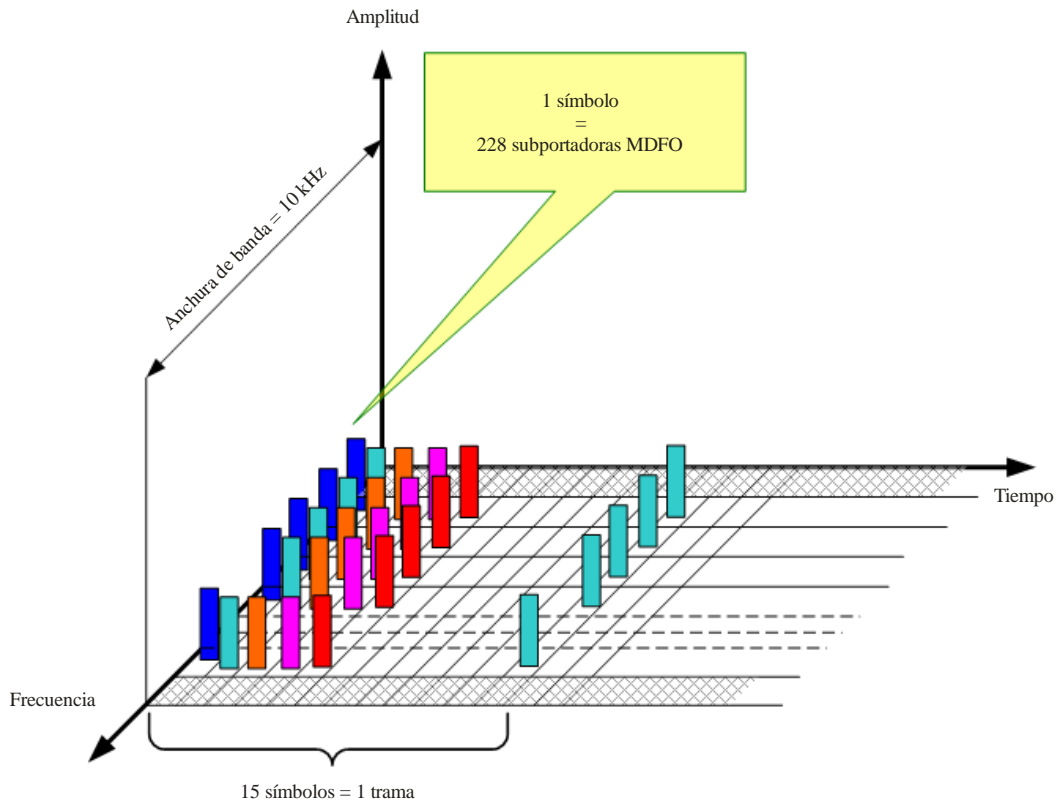
CUADRO 8

Número de subportadoras en función de la anchura de banda

| Anchura de banda (kHz) | Número de subportadoras |
|------------------------|-------------------------|
| 10 | 228 |
| 20 | 460 |

FIGURA 60

Diagrama para una anchura de banda de 10 kHz



M.1798-60

El símbolo MDFO es equivalente a algunos bits en función de la modulación empleada. Un símbolo se compone de 228 subportadoras en una anchura de banda de 10 kHz.

Cada subportadora se modula en MAQ, con 6, 4 ó 2 bits para MAQ-64, MAQ-16 o MAQ-4 respectivamente.

Así se obtienen las velocidades de datos en el canal radioeléctrico del Cuadro 9:

CUADRO 9

Velocidad de datos del canal en función de la modulación de amplitud en cuadratura utilizada

| Tipo de MAQ | Bits/símbolo | Bits/trama (400 ms) | Bits/s |
|-------------|--------------|---------------------|--------|
| 64 | 1 368 | 20 520 | 51 300 |
| 16 | 912 | 13 680 | 34 200 |
| 4 | 456 | 6 840 | 17 100 |

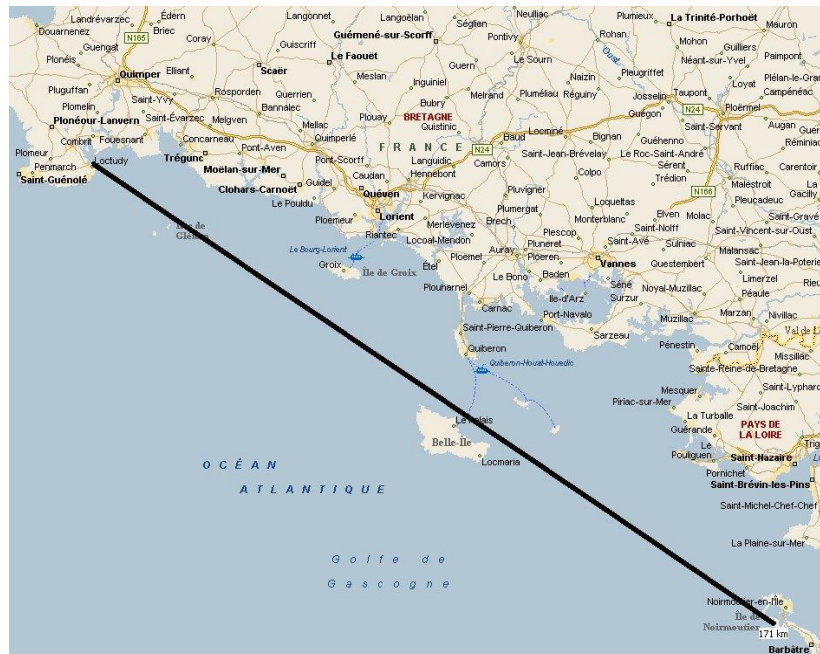
8 Resultados de las primeras pruebas

8.1 Campaña de medidas de propagación, onda de superficie sobre el mar

En 2007, Telecom Bretagne realizó una campaña de medidas reales de propagación a lo largo de un trayecto de 170 km costa-mar-costa para verificar la atenuación del canal, la anchura de coherencia admisible y la ausencia de trayectos múltiples

FIGURA 61

Visualización de la campaña de medidas sobre una carta marina



M.1798-61

Simultáneamente, un sistema de radar ionosférico SCIPION registró los resultados en tiempo real.

Las frecuencias utilizadas fueron las siguientes:

- 4 177 kHz;
- 6 270 kHz;
- 8 385 kHz;
- 12 495 kHz.

Las conclusiones fueron las siguientes:

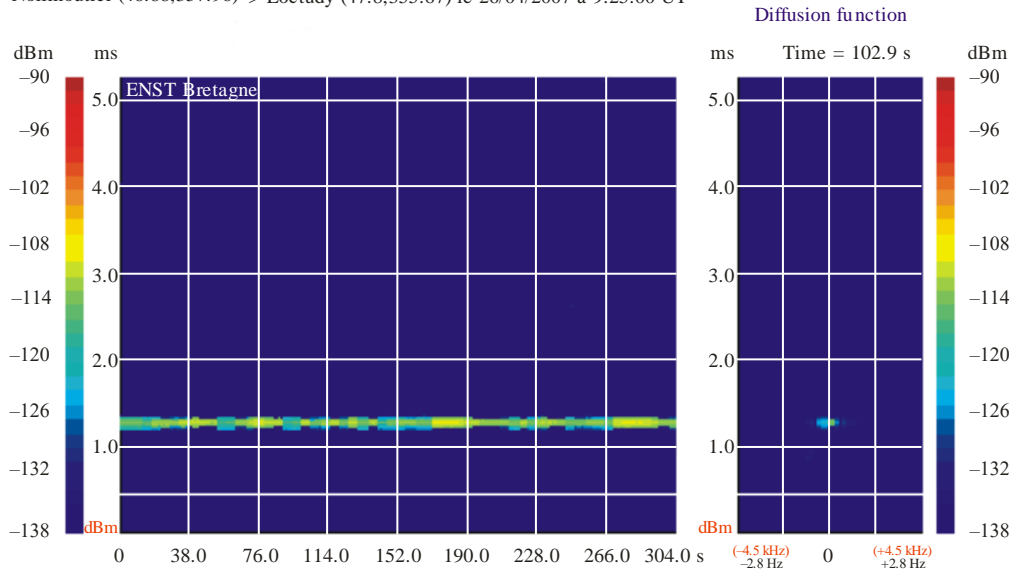
- la atenuación de la onda de superficie sobre el mar corresponde con el resultado teórico (publicado por la UIT);
- anchura de banda de coherencia > 9 kHz;
- se detectaron ondas ionosféricas a través de las capas E y F.

En las Figuras siguientes se ilustran los resultados de las medidas.

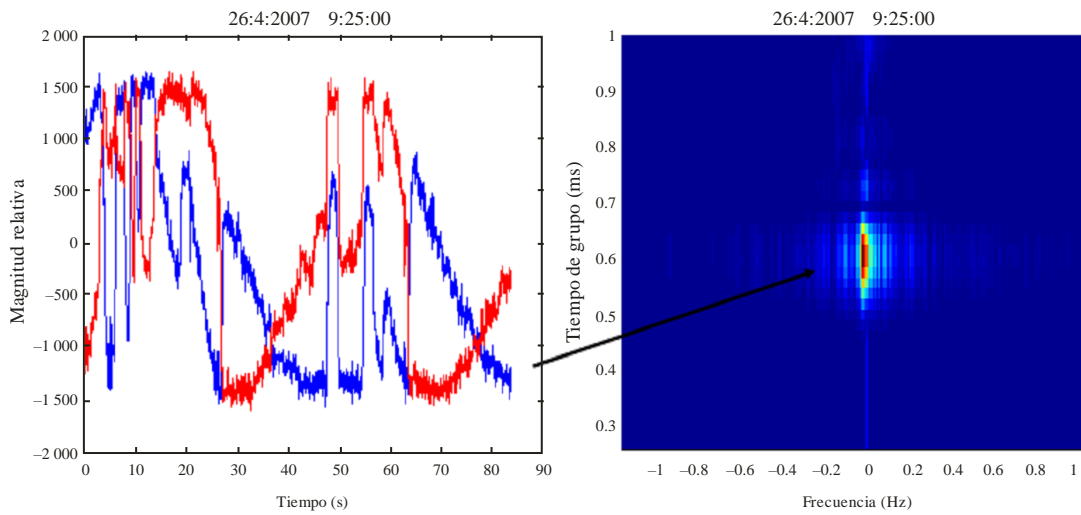
FIGURA 62

Respuesta del canal de transmisión radioelétrica a $F=4,177$ MHz

Noirmoutier (46.88,357.96) \rightarrow Loctudy (47.8,355.67) le 26/04/2007 à 9:25:00 UT



Sonda de canal a una frecuencia fija, medido con el radar SCIPION



M.1798-62

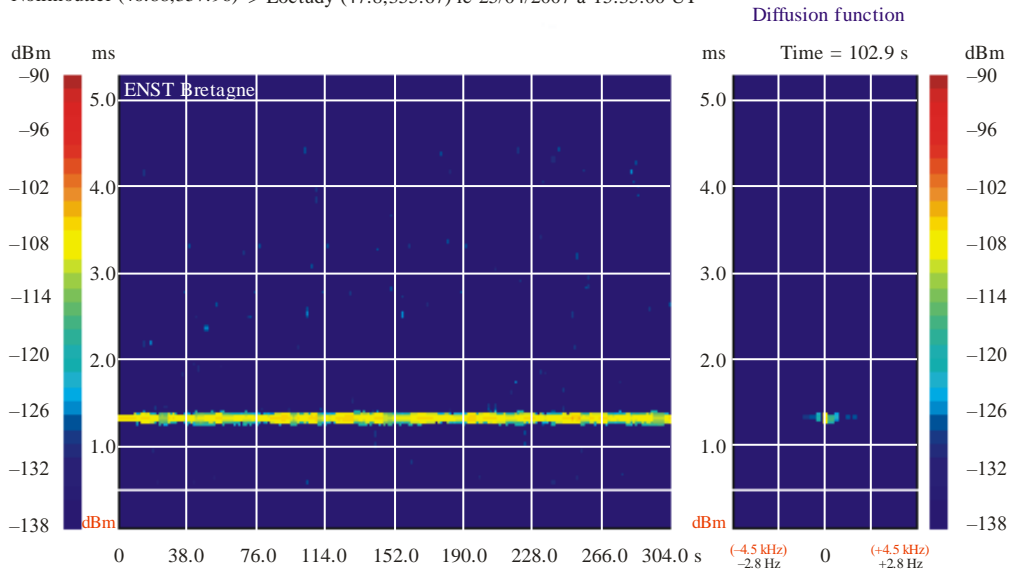
Supervisión de la onda de superficie (canales I y Q) en 84 s
Resolución: 40,96 ms

Espectro de 2 048 muestras
Resolución: 0,012 Hz

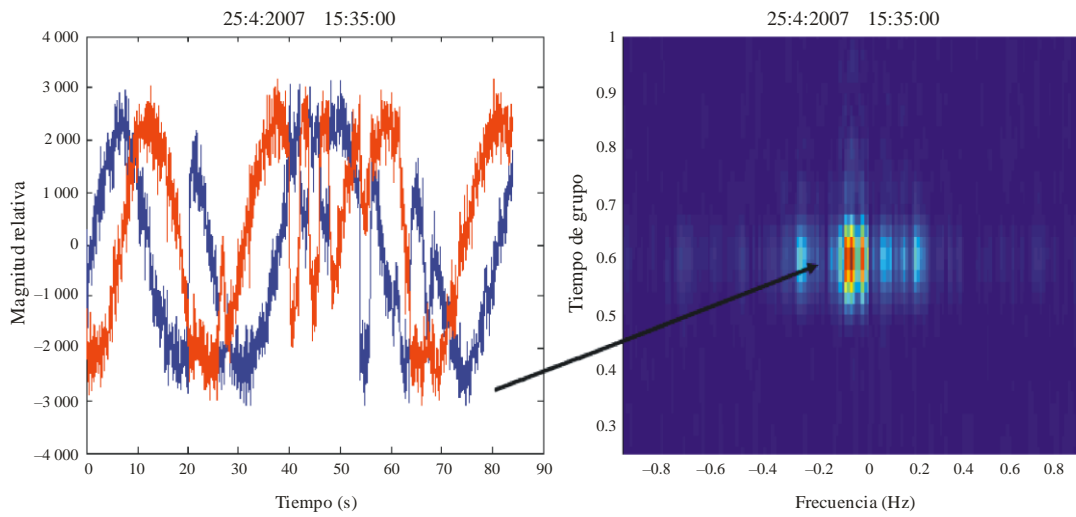
FIGURA 63

Respuesta del canal de transmisión radioeléctrica a $F=6,27$ MHz

Noirmoutier (46.88,357.96) > Loctudy (47.8,355.67) le 25/04/2007 à 15:35:00 UT



Sonda de canal a una frecuencia fija, medido con el radar SCIPION



M.1798-63

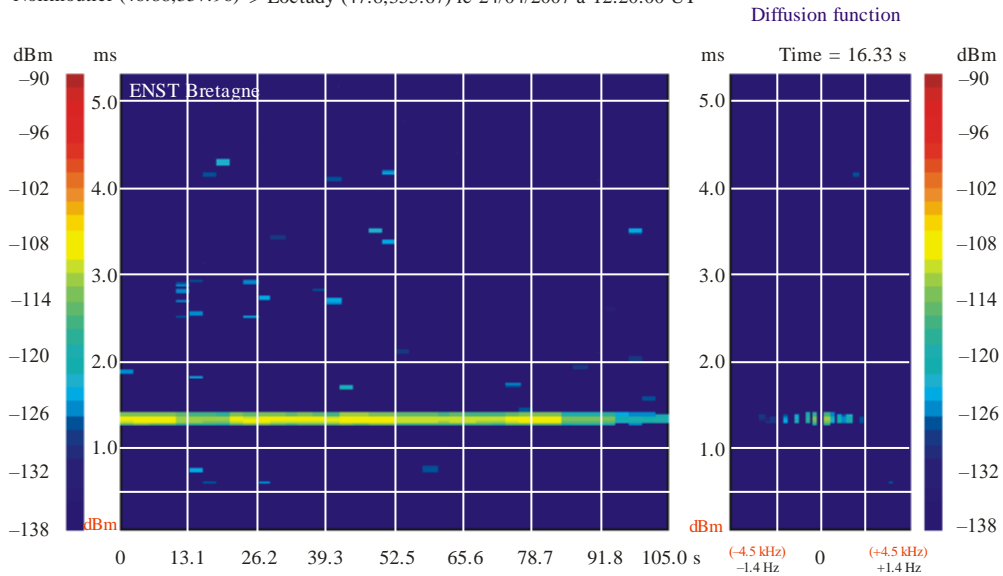
Supervisión de la onda de superficie (canales I y Q) en 84 s
Resolución: 40,96 ms

Espectro de 2 048 muestras
Resolución: 0,012 Hz

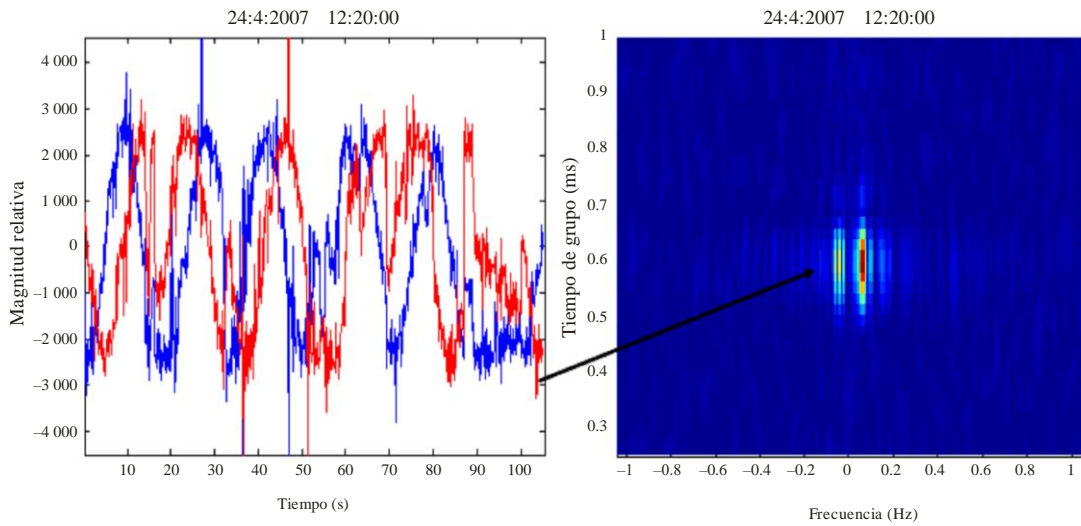
FIGURA 64

Respuesta del canal de transmisión radioelétrica a $F=8,385$ MHz

Noirmoutier (46.88,357.96) > Loctudy (47.8,355.67) le 24/04/2007 à 12:20:00 UT



Sonda de canal a una frecuencia fija, medido con el radar SCIPION



M.1798-64

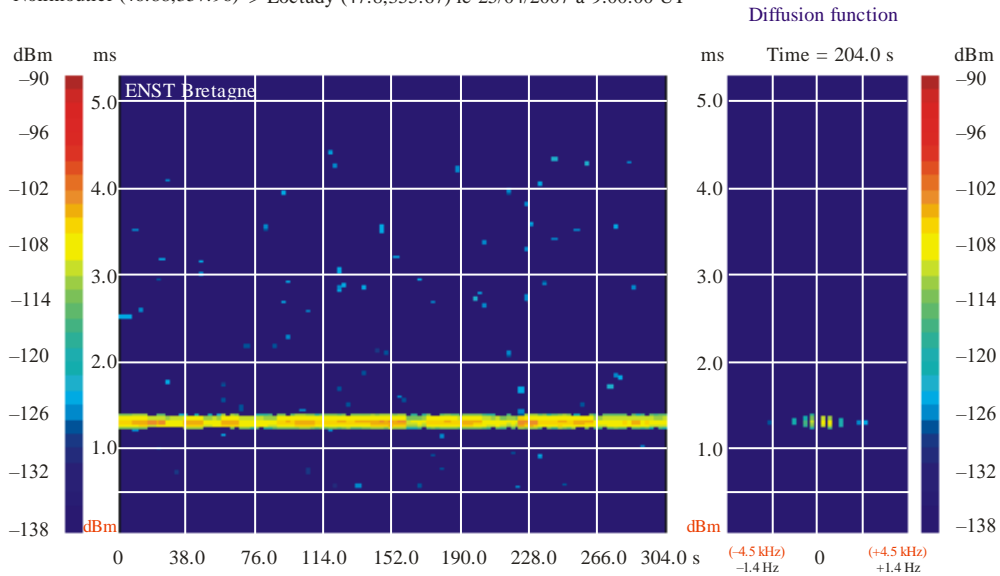
Supervisión de la onda de superficie (canales I y Q) en 105 s
Resolución: 81,92 ms

Espectro de 1 280 muestras
Resolución: 0,009 Hz

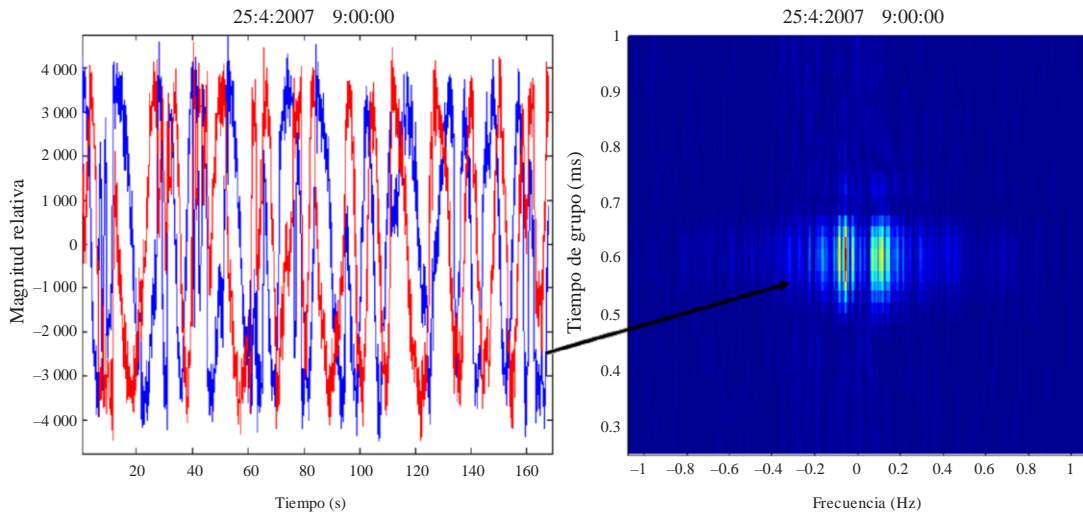
FIGURA 65

Respuesta del canal de transmisión radioeléctrica a $F = 12,495$ MHz

Noirmoutier (46.88,357.96) > Loctudy (47.8,355.67) le 25/04/2007 à 9:00:00 UT



Sonda de canal a una frecuencia fija, medido con el radar SCIPION



M.1798-65

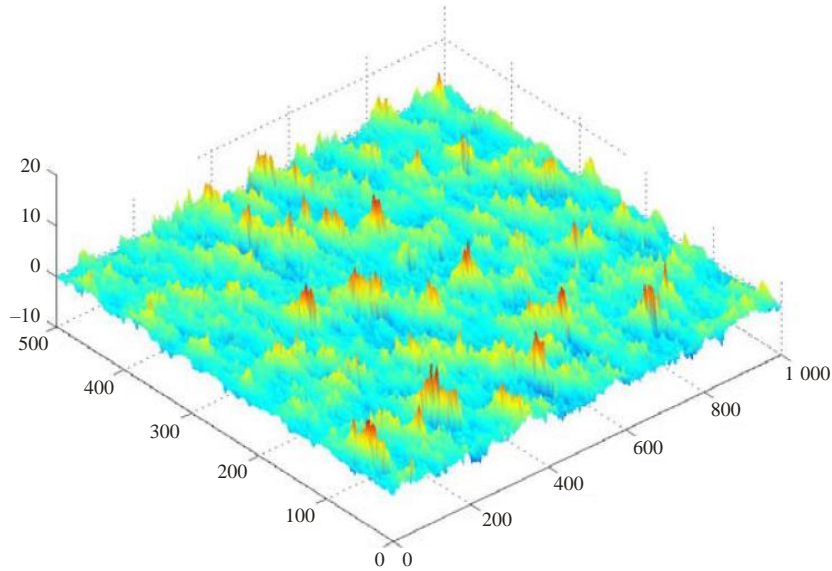
Supervisión de la onda de superficie (canales I y Q) en 167 s
Resolución: 81,92 ms

Espectro de 2 048 muestras
Resolución: 0,006 Hz

8.2 Modelado del canal

Un estudio realizado ha permitido crear un modelo del canal de transmisión radioeléctrica en ondas decamétricas para ondas de superficie que se propagan en las transiciones mar-tierra.

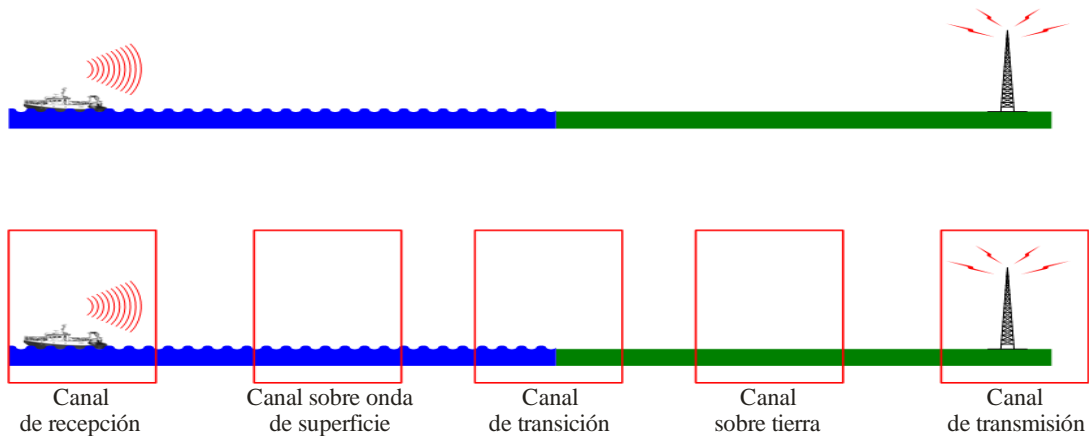
FIGURA 66
Modelo de movimiento vertical



M.1798-66

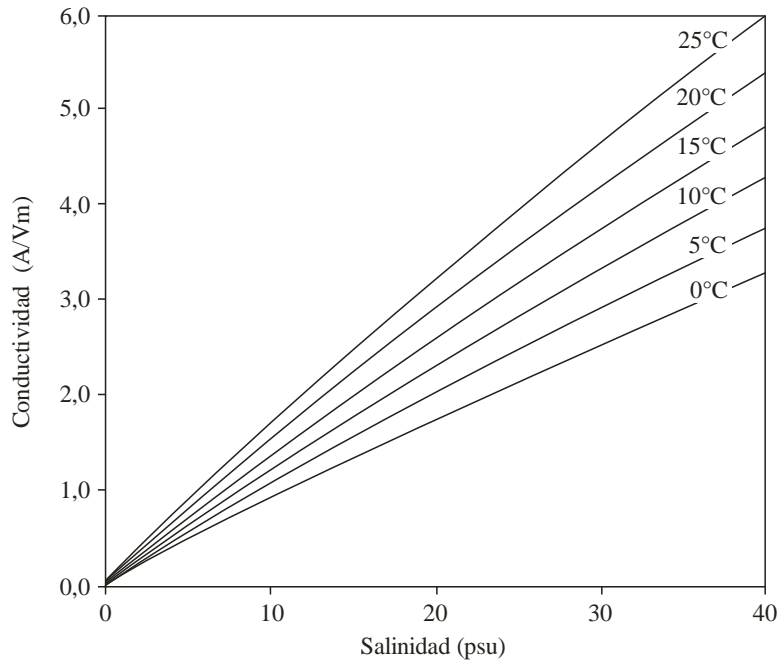
Dicho estudio incluyó los vectores de transición tierra-mar-tierra y tuvo en cuenta el efecto del movimiento vertical de la superficie del mar.

FIGURA 67
Representación del canal de transmisión radioeléctrico en subcanales teóricos



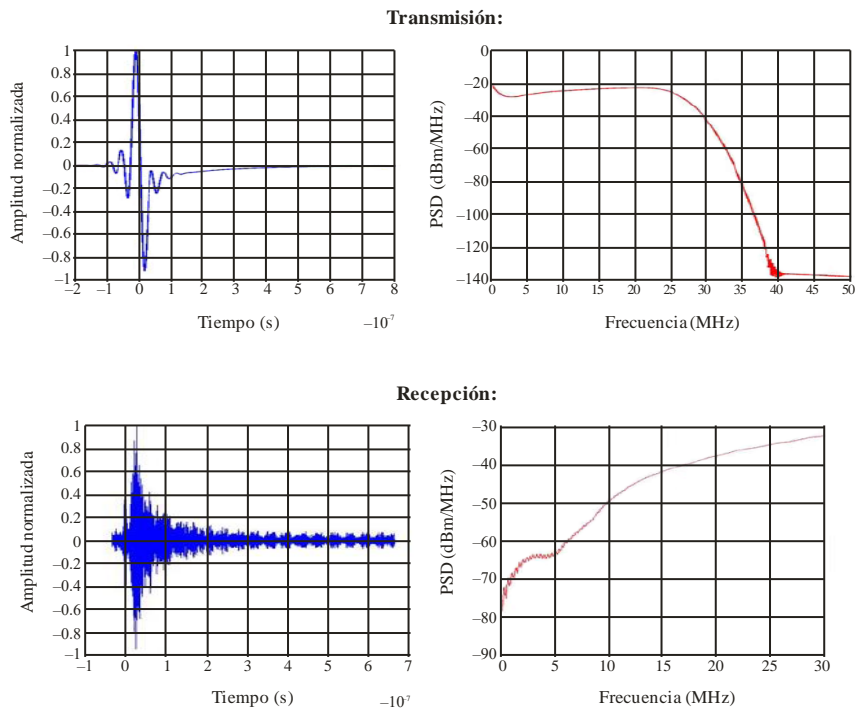
M.1798-67

FIGURA 68
Conductividad del mar en función de la salinidad a algunas temperaturas



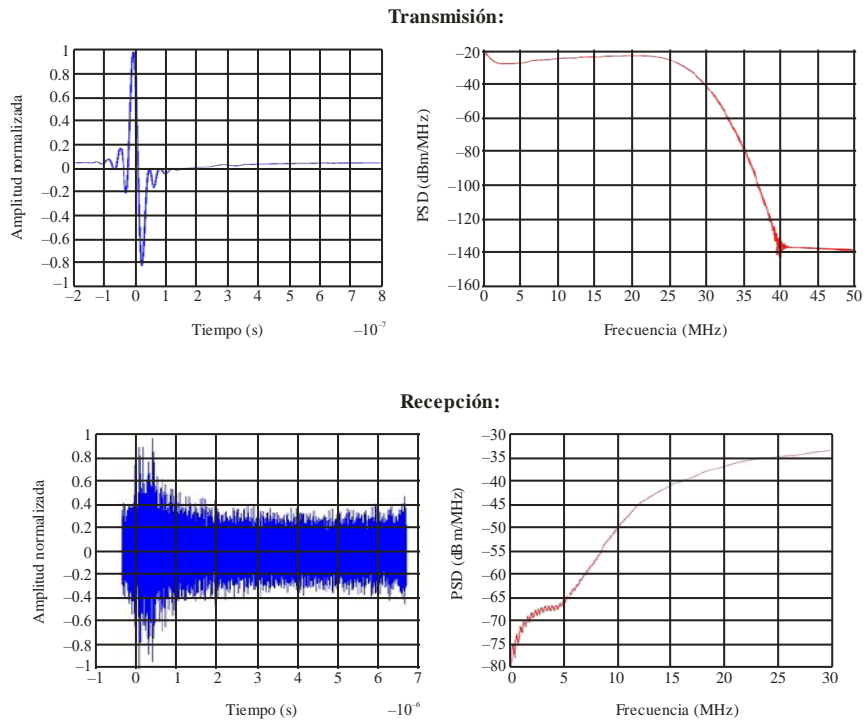
M.1798-68

FIGURA 69
Respuesta impulsiva del subcanal de tierra



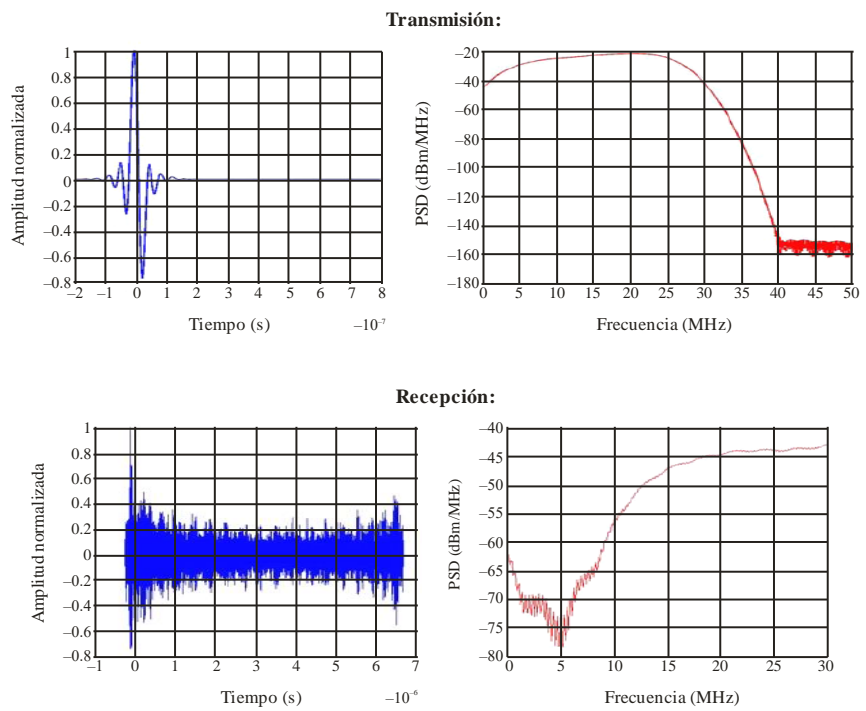
M.1798-69

FIGURA 70
Respuesta impulsiva del subcanal de transición



M.1798-70

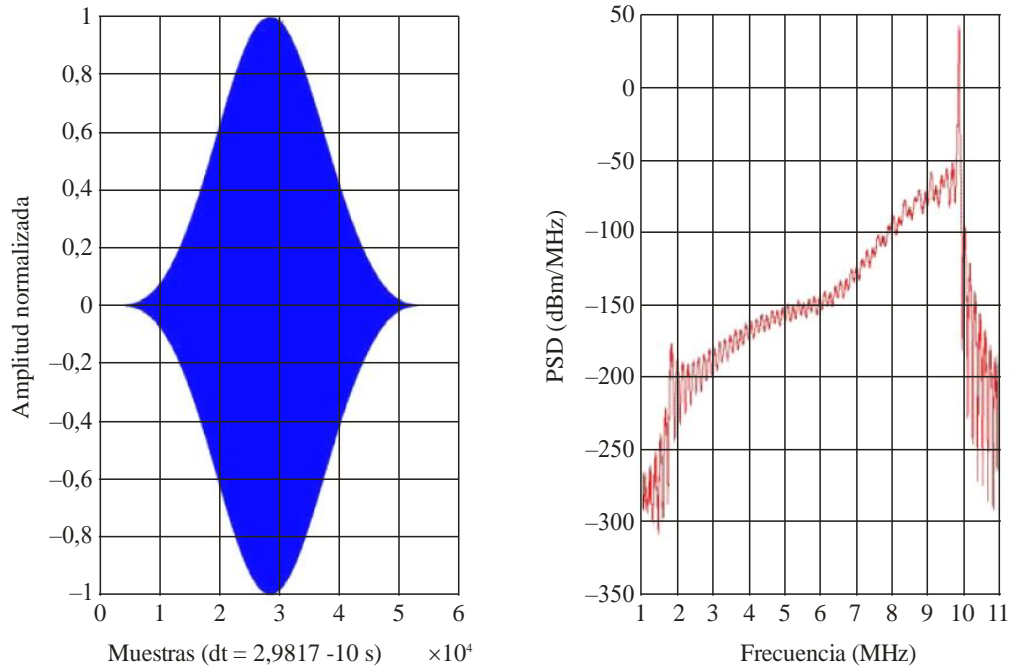
FIGURA 71
Respuesta impulsiva del subcanal marítimo



M.1798-71

FIGURA 72

Respuesta impulsiva del canal principal de 2 a 10 MHz



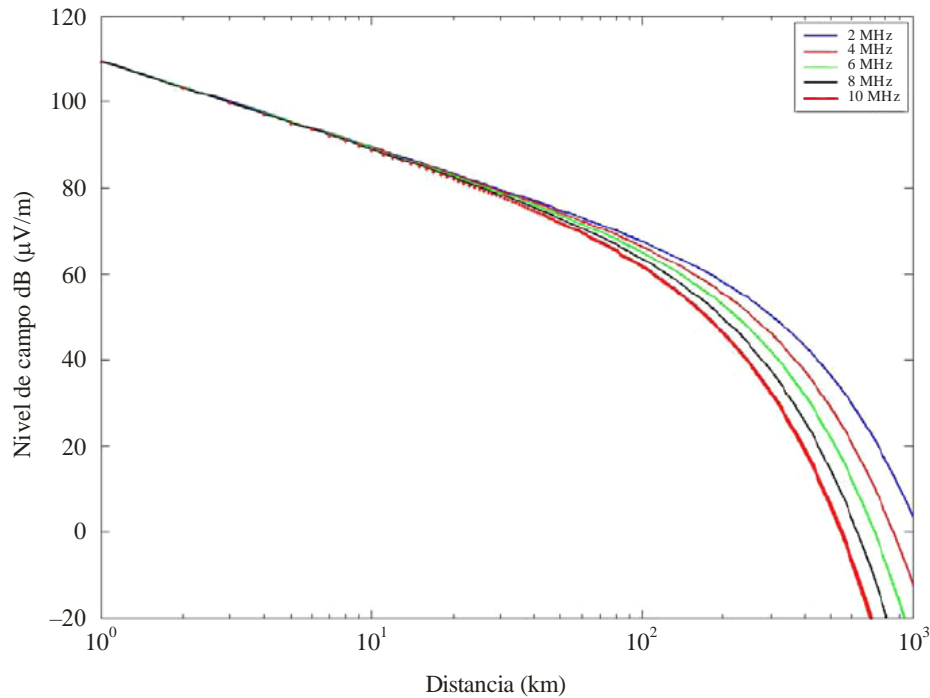
M.1798-72

Cálculo del nivel de campo, método Millington.

Parámetros necesarios:

- salinidad media del mar: $\sigma = 5 \text{ s/m}$, $E = 70$;
- polarización vertical;
- potencia media: 1 kW.

FIGURA 73
Nivel de campo y distancia



M.1798-73

9 Resultados del experimento

Durante 2009 se han realizado varios experimentos sobre los componentes del sistema IPBC:

- propagación por onda de superficie;
- transmisor;
- receptor.

Pruebas de transmisión:

El emplazamiento de transmisión estaba en la ciudad de Brest (Francia).

El emplazamiento de recepción/supervisión estaba en la ciudad de Quimper (Francia).

Caracterizaciones de la onda de superficie:

Se equiparon dos barcos pesqueros con equipos de prueba con el objetivo de confirmar las primeras series de medidas para caracterizar el canal de propagación por onda de superficie en términos de:

- pérdida de trayecto del canal;
- banda de coherencia;
- presencia o no de trayectos múltiples (presencia de ondas ionosféricas);
- variabilidad del canal.

Un pesquero de 25 m de eslora se equipó con un sistema SCIPION (una sonda de ondas ionosféricas desarrollado por la empresa Telecom Bretagne, de Francia) conectado a una antena de látigo vertical de 7,5 m.

Se utilizaron las frecuencias siguientes:

- 8 240 kHz;
- 4 080 kHz.

Modulación por desplazamiento de fase binaria, y potencia de radiofrecuencia (RF) de 20 W.

Las emisiones eran automáticas con una secuencia de 1 mn cada quince minutos o cada media hora.

La recepción de la señal GPS se utilizó para la sincronización temporal y para el seguimiento de la posición.

FIGURA 74

Imágenes del interior y exterior del equipo a bordo



M.1798-74

Se instalaron tres sistemas de recepción:

- El primero en el saliente de Corsen (Bretaña/Francia) junto al mar. Se utilizó una antena de látigo.
- El segundo sistema se instaló en el edificio de Telecom Bretagne cerca de Brest. Se utilizó una antena de cuadro.
- El tercer emplazamiento se encontraba cerca de Quimper (el mismo que se utilizó para las pruebas de transmisión de datos) y se utilizó para la supervisión con una antena vertical y una antena de cuadro magnética.

FIGURA 75

Imágenes del emplazamiento y la antena de recepción en Corsen



M.1798-75

El sistema de transmisión se conectaba cuando el barco abandonaba la bahía y podía ser desconectado en cualquier momento por el capitán del barco en caso de fallo o por cualquier problema.

9.1 Resultados e interpretación

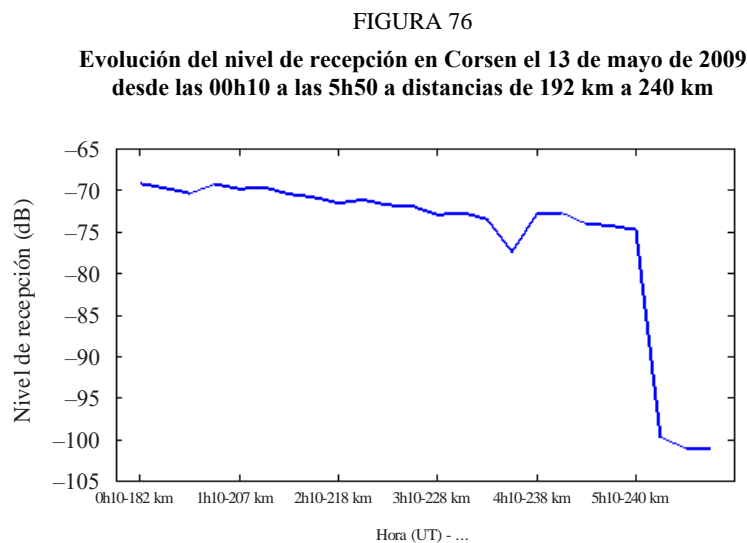
Efectos de la distancia de transmisión/recepción sobre el nivel de campo recibido para un trayecto marítimo:

La Figura siguiente representa la evolución del nivel de recepción de la señal registrada en el emplazamiento de Corsen, con el barco a distancias entre 192 y 240 km.

La variación prácticamente lineal permite estimar la variación de la potencia recibida en función de la distancia.

La caída de la potencia que se observa a una distancia de 236 km puede explicarse por operaciones llevadas a cabo por el barco.

El transmisor se detuvo a 240 km.



M.1798-76

La Fig. 77 muestra la evolución de la potencia de las señales registradas en los emplazamientos de Brest a la izquierda (antena de cuadro) y de Corsen a la derecha (antena de látigo cercana al mar).

La variación de nivel está claramente relacionada con la distancia.

Las variaciones son distintas debidas al tipo de antena utilizada y al trayecto sobre tierra en el caso del emplazamiento de Brest.

FIGURA 77

Secuencia de registros de la señal recibida en Brest y Corsen

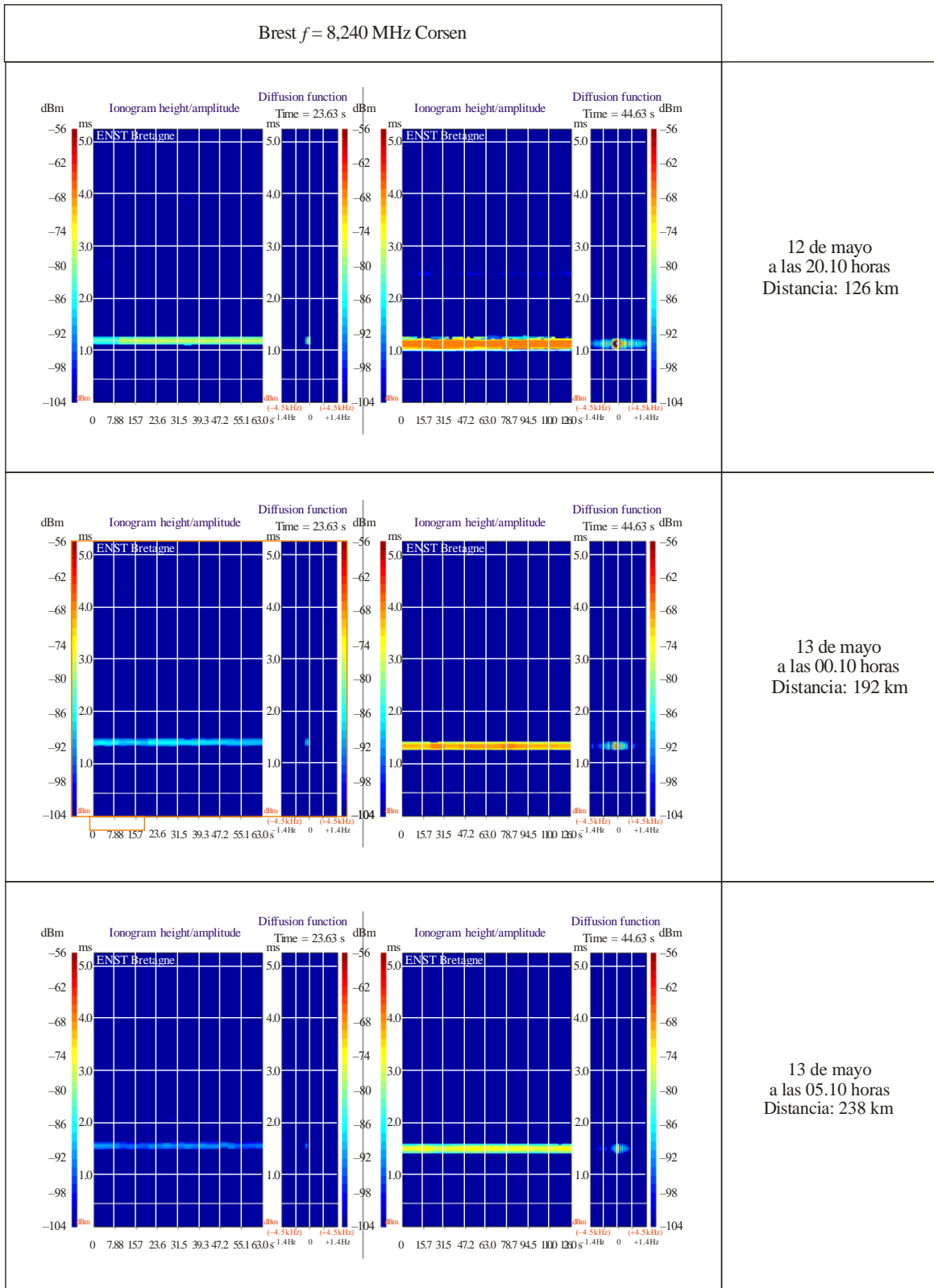


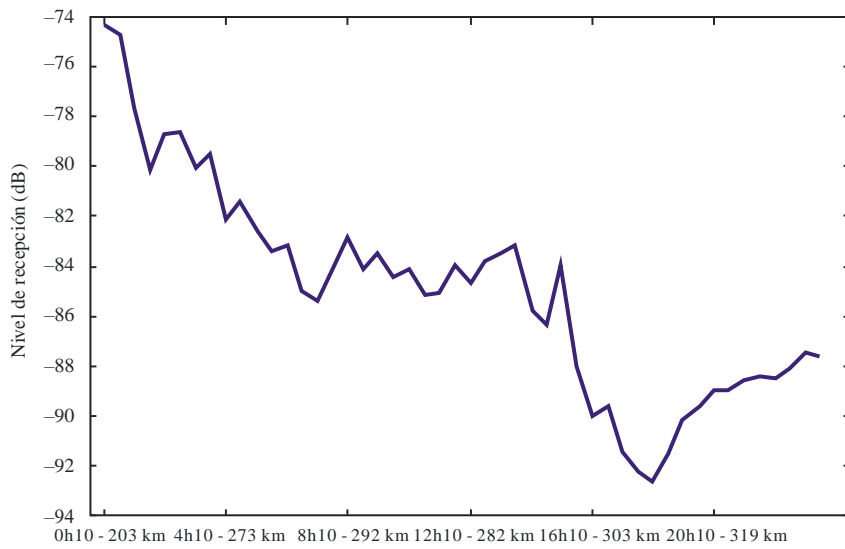
FIGURA 78
Trayecto del pesquero el 11 de julio de 2009
La distancia varía de 205 km a 327 km



M.1798-78

La variación lineal del nivel de recepción en función de la distancia también se aprecia en la Fig. 79 correspondiente al recorrido de la Fig. 78.

FIGURA 79
Evolución del nivel de recepción en Corsen el 11 de julio de 2009



M.1798-79

9.2 Influencia del terreno en un trayecto mixto sobre tierra y mar

En las Figs. 80 y 81, los primeros cuadro puntos corresponden a aproximadamente las mismas distancias entre TX/RX (± 2 km). Sin embargo, la variación del nivel recibido entre dichos puntos es de unos 25 dB.

Ello puede explicarse por la transición de la onda de superficie de tierra a mar y por un posible efecto de enmascaramiento parcial debido a la proximidad de la costa.

FIGURA 80

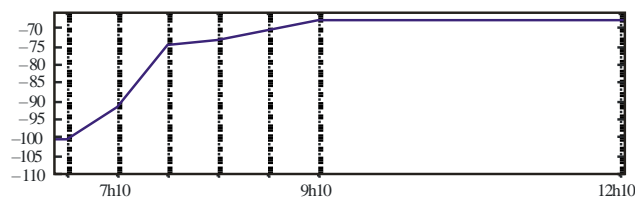
Trayecto del pesquero el 10 de julio de 2009
entre las 06.40 horas y las 12.10 horas



M.1798-80

FIGURA 81

Evolución del nivel de recepción en Corsen
el 10 de julio de 2009



M.1798-81

Las Figs. 82 y 83 presentan un ejemplo en el que la diferencia del nivel de recepción entre los dos emplazamientos es de unos 25 dB.

Esta diferencia se justifica principalmente por el trayecto de 25 km sobre tierra en el caso del emplazamiento de Brest.

FIGURA 82

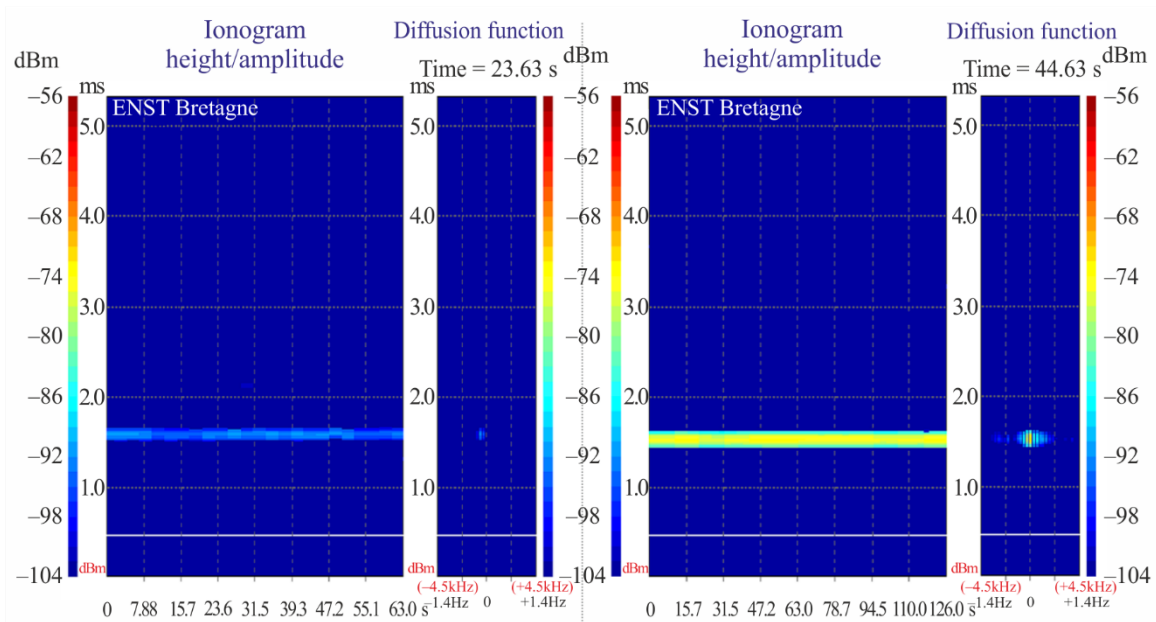
Posición del pesquero el 13 de mayo de 2009 a las 05.10 horas



M.1798-82

FIGURA 83

Registro de la señal recibida en Brest a la izquierda y en Corsen a la derecha
13 de mayo de 2009 a las 05.10 horas



M.1798-83

Otros análisis han demostrado la influencia de la antena sobre la selectividad del trayecto recibido.

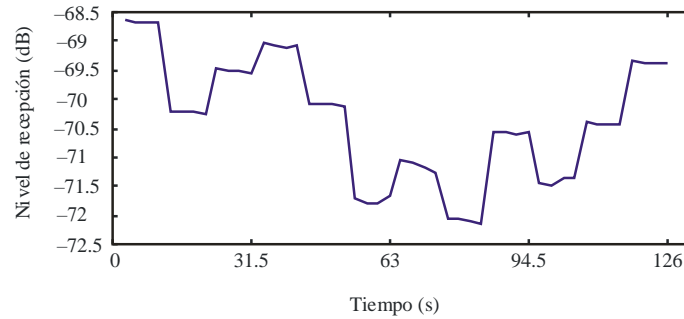
La onda ionosférica es mucho más significativa en Brest que en Corsen.

En Corsen, el retardo de grupo permite distinguir la onda de superficie sobre el mar (1,8 ms) de la onda ionosférica >2 ms.

La superposición y dispersión de los distintos trayectos por onda de superficie sobre el mar y por ondas ionosféricas se tendrán en cuenta en la especificación de los receptores y de las antenas de recepción.

En las Figuras siguientes se muestran las variaciones de los niveles de las señales recibidas en función de la evolución del barco durante cortos periodos de tiempo y de la orientación del barco y el estado del mar.

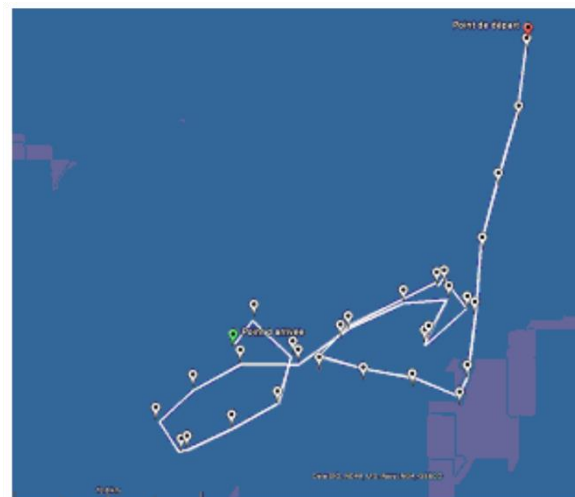
FIGURA 84
Evolución del nivel de recepción en Corsen el 13 de mayo de 2009
de las 00.40 horas a las 00.42 horas



M.1798-84

Las Figs. 85 y 86 presentan una situación de actividad pesquera en la que la distancia permanece estable (± 7 km) y se producen numerosos cambios de rumbo, lo cual causa fluctuaciones significativas del nivel de recepción.

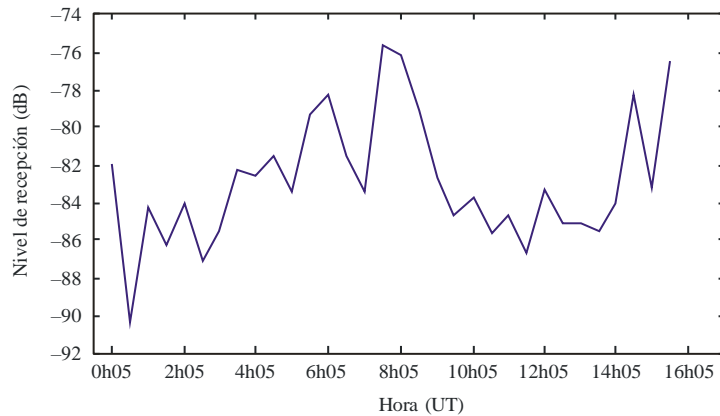
FIGURA 85
Trayecto del pesquero el 9 de junio de 2009
entre las 00.05 horas y las 15.15 horas



M.1798-85

FIGURA 86

**Evolución del nivel de recepción en Corsen
el 9 de junio de 2009 entre las 00.05 horas y las 15.15 horas**



M.1798-86

9.3 Transmisión de datos

Equipamiento utilizado para la prueba del protocolo basado en MDFO.

9.3.1 Costera

Potencia de RF de 1 kW de onda continua (CW).

Amplificador de clase AB con filtro duplexor para disminuir la intermodulación y aumentar la linealidad global compatible con la modulación MDFO.

La adaptación de la antena garantizaba una banda de frecuencias superior a 12 kHz.

Se utilizaron varias antenas y, en particular, una antena de látigo de 16 m con un plano de apantallamiento en tierra de 36 radianes de 20 m.

La elección de la antena vertical está justificada al objeto de mantener la misma polarización que la antena del barco, algo que favorece la propagación por onda de superficie sobre el mar.



9.3.2 Barco

Potencia de RF de 250 W de onda continua (CW).

Antena de látigo vertical de 7,50 m con adaptador en «pi» y una anchura de banda superior a 12 kHz (canal MDFO con 10 kHz).

9.4 Recepción

9.4.1 Costera

Receptor conectado a una antena de látigo vertical normalizada de 8 m y adaptación de 50Ω , con una anchura de banda de 12 kHz en banda de base, lo que permite el tratamiento por el software de decodificación.

Se utilizaron varios receptores, pudiendo observarse así varias frecuencias simultáneamente y comparar varios tipos de antenas de recepción.



9.4.2 Barco

El barco utilizaba la misma antena en transmisión que en recepción.

El receptor de banda ancha (>12 kHz) estaba precedido de un preamplificador selectivo para las bandas de radiofrecuencia de 4 y 8 MHz atribuidas por la Administración francesa para las pruebas.



9.5 Conclusiones

- Los resultados experimentales muestran la importancia de instalar la estación costera cerca del mar a fin de minimizar el trayecto terrestre-marítimo de la señal.
- La utilización de polarización vertical ha demostrado ser muy importante.
- El tipo de antena utilizado es importante para favorecer la propagación por onda de superficie sobre el mar con un diagrama con directividad vertical lo más reducida posible a fin de atenuar la onda ionosférica.
- Las medidas de la onda de superficie sobre el mar confirman lo siguiente:
 - el nivel recibido disminuye cuando aumenta la frecuencia;
 - el nivel recibido es función inversa de la distancia;
 - el nivel recibido se atenúa notablemente en las partes terrestres del trayecto;
 - la evaluación de los enlaces radioeléctricos concuerda con los resultados publicados por el UIT-T, con diferencias de unos pocos dB;
 - la banda de coherencia resulta ser, durante la mayoría del tiempo, superior a 9 kHz;
 - la dispersión máxima es reducida;
 - la onda ionosférica por la capa E (de 90 a 100 km de altura) y/o por la capa F (de 200 km de altura en promedio) puede generar niveles de campo de señal superiores a los de la onda de superficie.

Todo ello destaca la importancia de realizar estudios sobre las antenas de transmisión y recepción de las estaciones costeras con diagramas de radiación vertical muy reducidos.

FIGURA 87
Antena de transmisión en Brest



M.1798-87

Anexo 5

Sistema de intercambio de datos de banda ancha en ondas decamétricas para el sistema de telecomunicaciones de punto a punto

1 Introducción

En el presente Anexo se describe la comunicación de punto a punto (PTP) para el intercambio de datos digitales costa a barco, barco a costa y barco a barco.

El sistema es aplicable a numerosos servicios, como el intercambio de datos PTP, los servicios de correo electrónico y los servicios de notificación de la posición del barco.

El sistema opera en las bandas marítimas en ondas decamétricas de 4-27,5 MHz en un canal de radiocomunicaciones con un ancho de banda de 10 kHz, proporcionando una velocidad de datos de hasta 51 kbit/s.

El sistema establece un enlace de comunicación mediante FSK y luego intercambia datos utilizando MDFO.

El sistema funciona en modo semidúplex con modulación MDFO.

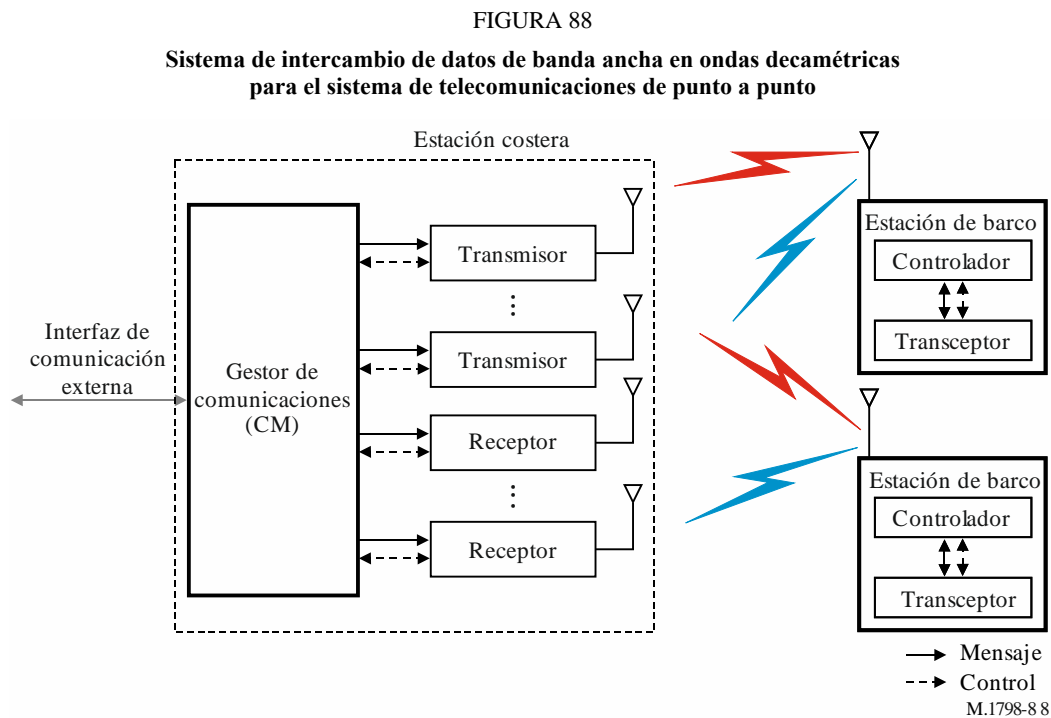
El sistema utiliza modulación y codificación adaptativas para optimizar la eficiencia espectral y el caudal en la banda marítima de ondas decamétricas.

2 Descripción general del sistema

El sistema consta de:

- la estación costera en ondas decamétricas;
- la estación de barco en ondas decamétricas;

- el gestor de comunicaciones (CM).



2.1 Estación costera

La estación costera se compone de transmisores y receptores separados.

La estación costera puede transmitir simultáneamente a varias frecuencias.

La estación costera utiliza la señal del sistema mundial de navegación por satélite (GNSS) como información de reloj de referencia.

2.2 Estación de barco

La estación de barco contiene el transmisor y el receptor de RF.

La estación de barco utiliza la señal GNSS para determinar la posición del barco.

2.3 Gestor de comunicaciones

El CM transmite o recibe mensajes o señales de control de transmisores y a receptores costeros.

El CM controla la comunicación de banda ancha en ondas decamétricas.

El CM puede comunicarse con usuarios externos a través de una interfaz de red.

3 Arquitectura del sistema

3.1 Transmisor costero

El transmisor costero:

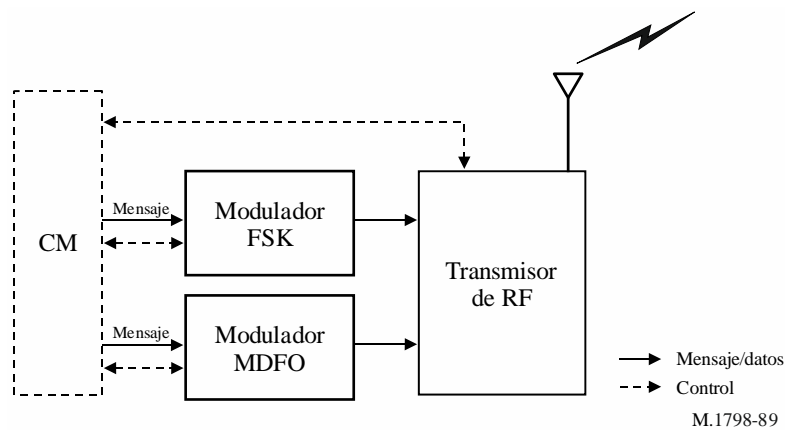
- recibe los mensajes del CM;
- traduce los mensajes a la señal FSK;
- traduce los mensajes a la señal MDFO;

- transmite las señales de RF a los barcos a través de las antenas;
- informa del estado de funcionamiento al CM.

Un transmisor costero se compone de:

- modulador FSK;
- modulador MDFO;
- transmisor de RF;
- antena de transmisión.

FIGURA 89
Transmisor costero



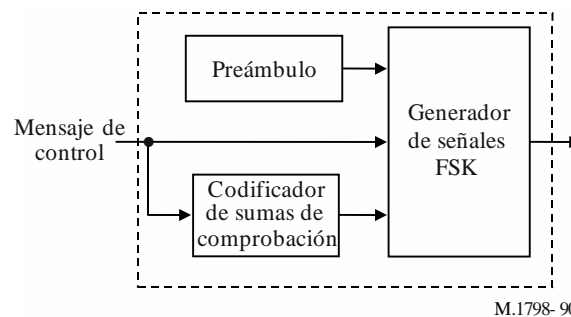
3.1.1 Modulador por desplazamiento de frecuencia

El modulador FSK se utiliza para establecer conexiones PTP.

El modulador FSK genera el preámbulo, el mensaje de control y la suma de comprobación.

El mensaje de control contiene información para establecer la conexión PTP.

FIGURA 90
Modulador por desplazamiento de frecuencia



3.1.1.1 Preámbulo

El preámbulo es un código de dos bytes de longitud.

El preámbulo se describe en el § 5.2.2.

3.1.1.2 Codificador de sumas de comprobación

El codificador de sumas de comprobación genera una palabra de un byte de longitud.

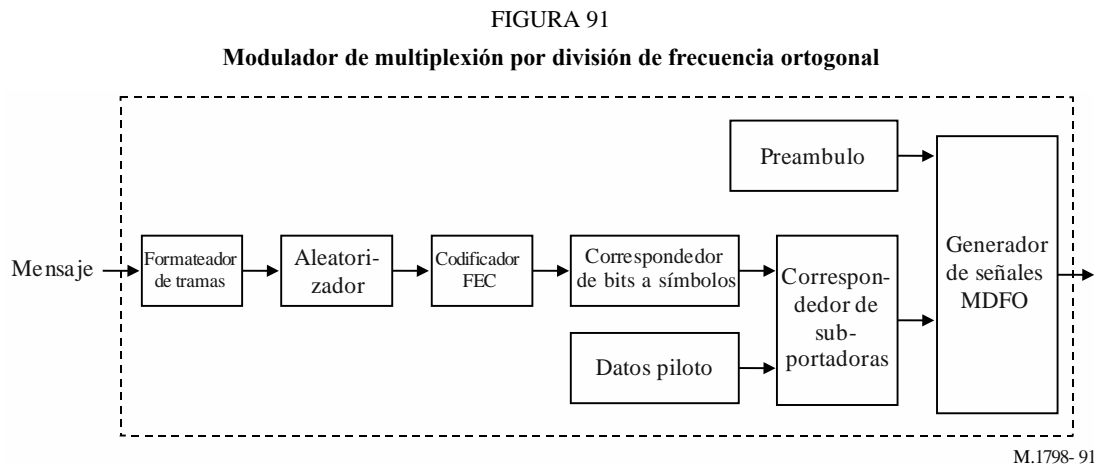
3.1.1.3 Generador de señales por desplazamiento de frecuencia

El generador de señales FSK se describe en el § 4.1.

3.1.2 Modulador de multiplexión por división de frecuencia ortogonal

El modulador MDFO genera el preámbulo, los mensajes, la paridad FEC y los datos piloto.

El modulador MDFO está formado por el preámbulo, el formateador de tramas, el aleatorizador, el codificador FEC, el correspondedor de bits a símbolos, los datos piloto, el correspondedor de subportadoras y el generador de señales MDFO.



3.1.2.1 Preámbulo

El preámbulo se utiliza como primer símbolo MDFO.

El preámbulo se describe en el § 4.2.6.

3.1.2.2 Formateador de tramas

El formateador de tramas genera una trama según las especificaciones descritas en los § 4.2.2, 5.3.2 y 5.3.3.

3.1.2.3 Aleatorizador

El aleatorizador ordena de modo aleatorio los datos de entrada para evitar una larga secuencia de 1 s y 0 s. El aleatorizador se describe en el § 4.2.3.

3.1.2.4 Codificador de corrección de errores en recepción

El esquema de corrección de errores determina la robustez de la codificación.

El sistema utiliza el código Reed-Solomon (RS), el código convolucional y el código turbo.

La FEC se describe en el § 4.2.5.

3.1.2.5 Correspondedor de bits a símbolos

La correspondencia de bits a símbolos se describe en el § 4.2.4.

3.1.2.6 Datos piloto

Los datos piloto se describen en el § 4.2.6.

3.1.2.7 Correspondedor de subportadoras

El correspondedor de subportadoras organiza las subportadoras MDFO según los flujos formateados y los datos piloto.

3.1.2.8 Generador de señales de multiplexión por división de frecuencia ortogonal

Un generador de señales MDFO crea la señal de banda de base MDFO según la salida del correspondedor de subportadoras.

El generador de señales MDFO se describe en detalle en el § 4.2.

3.1.3 Transmisor de radiofrecuencias

El transmisor de RF convierte las señales de banda de base en señales de RF de 4-27,5 MHz y las amplifica hasta alcanzar la potencia de transmisión deseada.

La potencia RF de salida del transmisor costero puede ajustarse hasta 1 kW RMS.

Las especificaciones del transmisor de RF se indican en el § 4.4.

3.2 Receptor costero

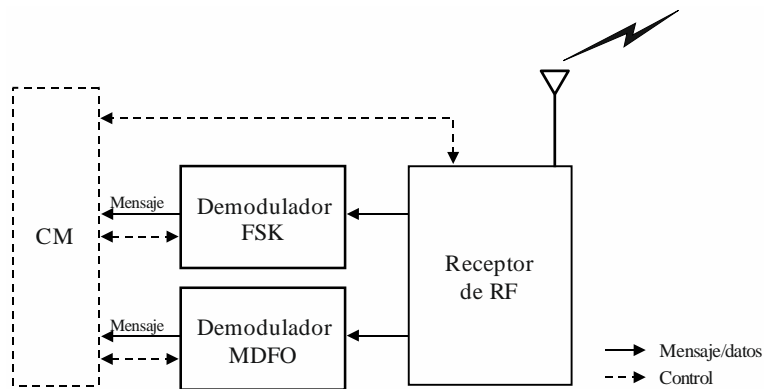
El receptor costero:

- recibe las señales RF de los barcos a través de las antenas;
- traduce las señales FSK a mensajes;
- traduce las señales MDFO a mensajes;
- transmite los mensajes al CM;
- supervisa el estado de funcionamiento e informa al CM.

Un receptor costero se compone de:

- demodulador FSK;
- demodulador MDFO;
- receptor RF;
- antena de recepción.

FIGURA 92
Receptor costero

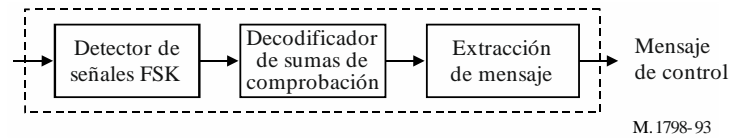


3.2.1 Demodulador por desplazamiento de frecuencia

El demodulador FSK detecta las señales FSK en las señales de RF recibidas y extrae los mensajes. El decodificador de sumas de comprobación verifica la integridad de los datos.

FIGURA 93

Diagrama de bloques funcional del demodulador por desplazamiento de frecuencia

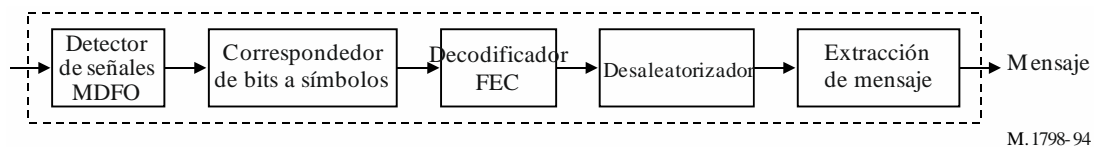


3.2.2 Demodulador de multiplexión por división de frecuencia ortogonal

El demodulador MDFO detecta las señales MDFO en las señales de RF recibidas y extrae los mensajes. El decodificador FEC recupera los datos originales.

FIGURA 94

Diagrama de bloques funcional del demodulador de multiplexión por división de frecuencia ortogonal



3.2.3 Receptor de radiofrecuencias

El receptor de RF convierte las señales de RF recibidas en señales de banda de base y las amplifica hasta el nivel deseado para el convertidor analógico-digital.

Las especificaciones del receptor de RF se indican en el § 4.5.

3.3 Estación de barco

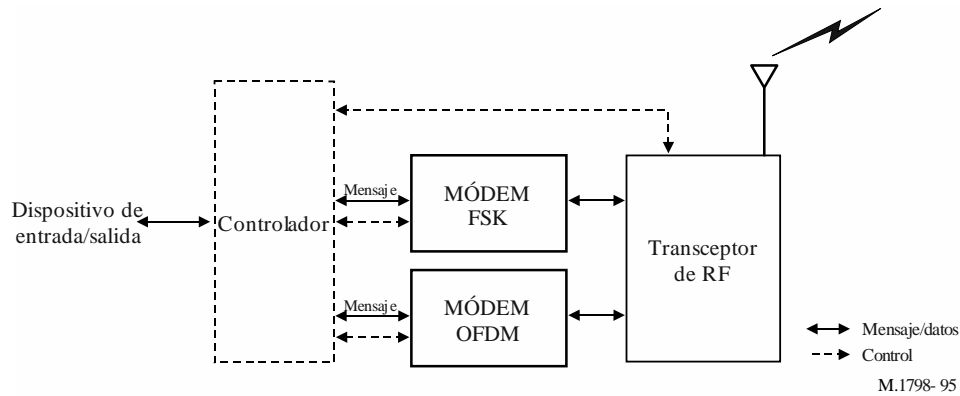
La estación de barco:

- recibe mensajes del dispositivo de entrada a través del controlador;
- traduce los mensajes a señales FSK o MDFO;
- transmite señales de RF a las estaciones costeras o a otras estaciones del barco a través de la antena;
- recibe señales de RF de las estaciones costeras o de otras estaciones del barco a través de la antena;
- traduce las señales FSK o MDFO a mensajes;
- transmite los mensajes al controlador;
- supervisa el estado de funcionamiento e informa al controlador.

Una estación de barco consta de:

- controlador;
- módem FSK;
- módem MDFO;
- transceptor de RF y antena.

FIGURA 95
Estación de barco



3.3.1 Controlador

Esta unidad recibe la siguiente información:

- mensajes de dispositivos externos;
- mensajes del demodulador FSK;
- mensajes del demodulador MDFO;
- señales de monitorización del transceptor del módem;
- señales de monitorización del transceptor de RF.

Esta unidad envía la siguiente información:

- mensajes a dispositivos de visualización externos;
- mensajes a dispositivos de almacenamiento externos;
- mensajes al modulador FSK;
- mensajes al modulador MDFO;
- señales de control al módem;
- señales de control al transceptor de RF.

La función de control del controlador es:

- comprobar la calidad del servicio (QoS);
- gestionar el horario;
- gestionar el horario de los paquetes;
- controlar los parámetros de FSK, MDFO y del transceptor de RF.

Esta unidad proporciona interfaces de datos externos con otros dispositivos.

3.3.2 Módem de modulación por desplazamiento de frecuencia

El módem FSK es el mismo que se especifica en los § 3.1.1 y 3.2.1.

3.3.3 Módem de multiplexión por división de frecuencia ortogonal

El módem MDFO es el mismo que se especifica en los § 3.1.2 y 3.2.2.

3.3.4 Transceptor de radiofrecuencias

El transceptor de RF convierte las señales de banda de base en señales de RF de y las amplifica hasta alcanzar la potencia de transmisión deseada. El receptor de RF convierte las señales de RF recibidas a la banda de base y las amplifica hasta el nivel deseado para el convertidor analógico-digital.

La potencia RF de salida del transmisor de barco puede ajustarse hasta 100 W RMS. Las especificaciones del transceptor de RF de barco se indican en el § 4.6.

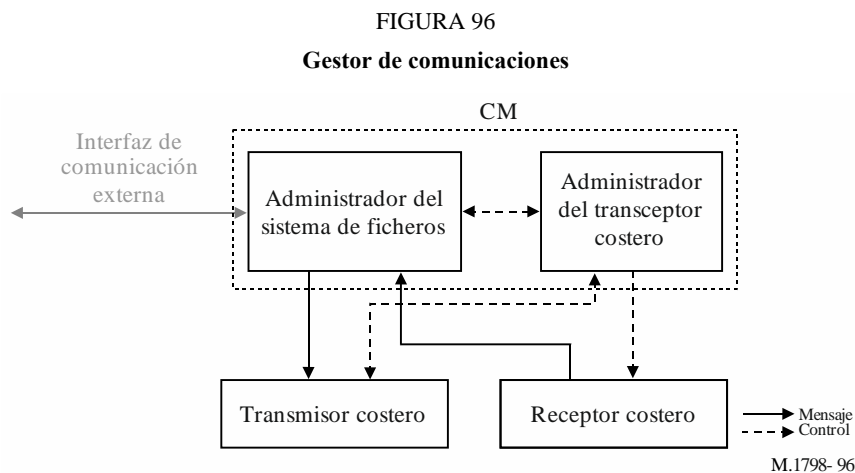
3.4 Gestor de comunicaciones

El CM proporciona las siguientes funciones:

- controla los parámetros de funcionamiento del transmisor costero y del receptor costero;
- gestiona el horario de comunicación;
- gestiona el horario de los paquetes de comunicación;
- supervisa el estado de funcionamiento y la calidad de la comunicación del transmisor costero y del receptor costero;
- intercambia información con usuarios externos.

El CM incluye:

- el administrador del sistema de ficheros;
- el administrador del transceptor costero.

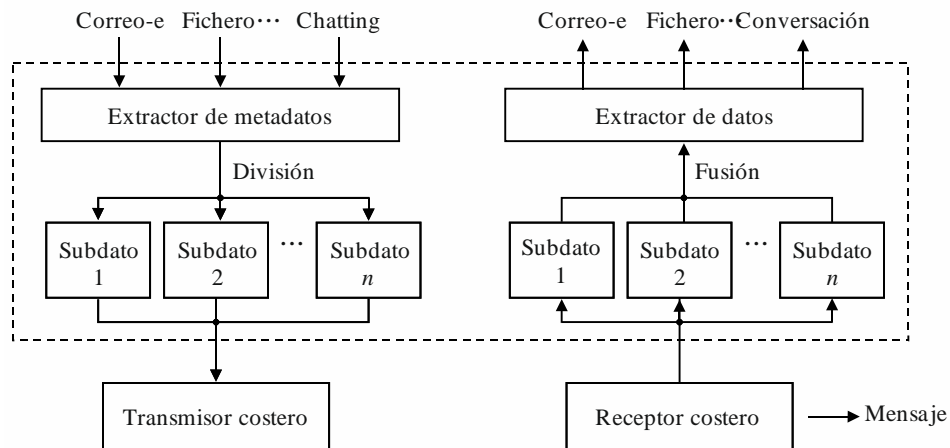


3.4.1 Administrador del sistema de ficheros

El administrador del sistema de ficheros:

- divide los metadatos en bloques de subdatos para su transmisión;
- fusiona los bloques de subdatos recibidos en los metadatos;
- envía mensajes al transmisor costero;
- recibe mensajes del receptor costero.

FIGURA 97
Administrador del sistema de ficheros



M.1798- 97

3.4.2 Administrador del transceptor costero

El administrador del transceptor costero supervisa las comunicaciones del siguiente modo:

- gestiona el protocolo de comunicación FSK;
- gestiona el horario de comunicación FSK;
- gestiona el horario de los paquetes FSK;
- gestiona el protocolo de comunicación MDFO;
- gestiona el horario de comunicación MDFO;
- gestiona el horario de los paquetes MDFO;
- transmite acuses de recibo;
- supervisa la QoS.

Además, controla los siguientes parámetros del transceptor:

- parámetros FSK (velocidad, tipo, etc.);
- parámetros MDFO (modulación, FEC, etc.);
- frecuencia de la portadora;
- potencia de transmisión;
- ganancia en recepción;
- conmutación del transceptor.

4 Características técnicas

4.1 Modulación por desplazamiento de frecuencia

4.1.1 Modulación

Los datos (mensaje de control) se transmiten mediante modulación FSK binaria.

La velocidad de transmisión de datos es de 100 bits/s.

El desplazamiento de frecuencia entre trabajo y reposo es de 170 Hz (con una frecuencia de trabajo de +85 Hz y una frecuencia de reposo de -85 Hz).

4.2 Modulación de multiplexión por división de frecuencia ortogonal

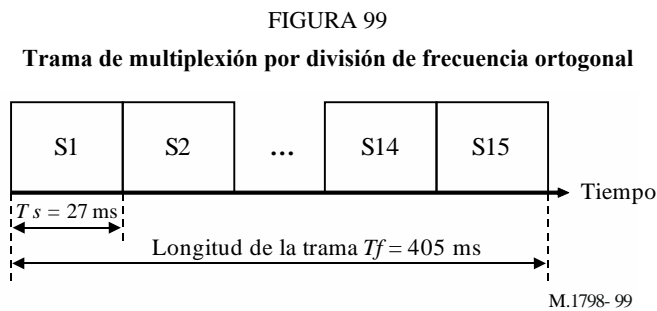
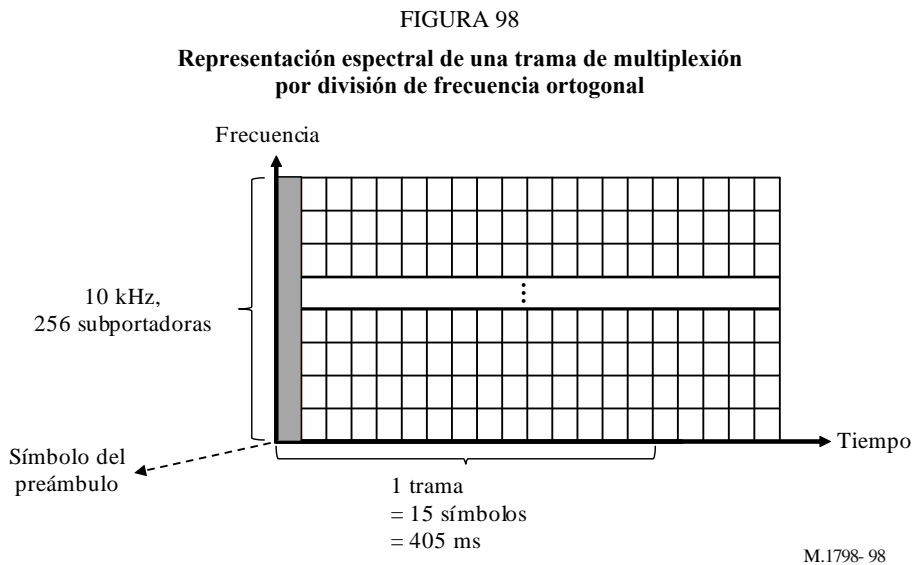
4.2.1 Introducción

La MDFO utiliza un gran número de subportadoras ortogonales cercanas ($41^{2/3}$ Hz) para que la transmisión de datos se realice con una elevada eficiencia espectral. Estas subportadoras están separadas en frecuencia ($F_u = 1/T_u$), donde T_u es la duración de un símbolo MDFO.

La duración del símbolo MDFO es $T_s = T_u + T_g$.

En cada símbolo MDFO se inserta un intervalo de guarda (T_g) para reducir el efecto de los trayectos múltiples, reduciendo así la interferencia entre símbolos.

Los símbolos MDFO se concatenan para constituir una trama MDFO.



4.2.2 Parámetros de multiplexión por división de frecuencia ortogonal

CUADRO 10

Parámetros de multiplexión por división de frecuencia ortogonal

| Parámetro | Especificación |
|---|---|
| Ancho de banda | 10 kHz |
| Número de subportadoras | 256 |
| Número de subportadoras de datos | 228 |
| Velocidad de muestreo de referencia (relación de sobremuestreo $\times 3$) | 32 kmuestras/s |
| Período de TRF (T_u) | 24 ms |
| Separación de subportadoras | 412/3 Hz |
| Intervalo de guarda (T_g) | 3 ms |
| Duración del símbolo ($T_s=T_u+T_g$) | 27 ms |
| Número de símbolos por trama (N_s) | 15 |
| Longitud de la trama (T_f) | 405 ms |
| Número de símbolos por trama corta | 2 |
| Longitud de la trama corta | 54 ms |
| Modulación | MAQ-4, MAQ-16, MAQ-64 |
| FEC | Código convolucional, código RS, código turbo |

4.2.3 Aleatorizador

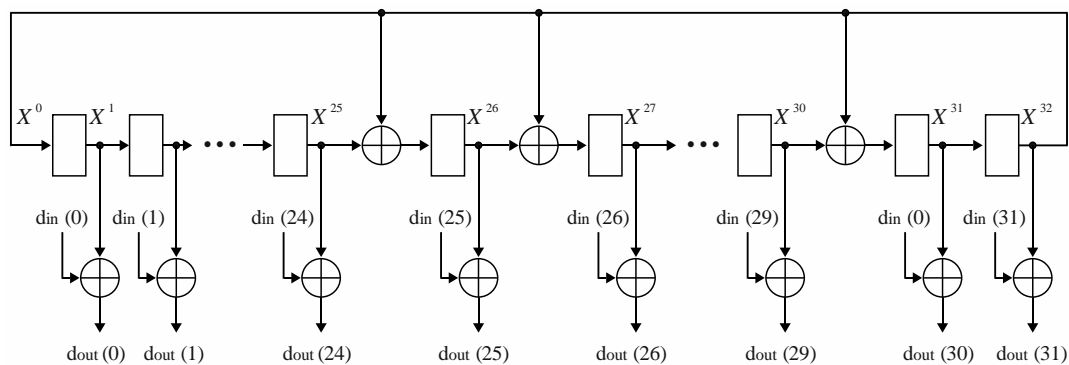
El aleatorizador utiliza la estructura del generador de CRC-32.

El aleatorizador genera datos de salida de 32 bits aplicando la operación XOR a la salida de 32 bits del registro con los datos de entrada de 32 bits.

El polinomio se representa como $x^{32}+x^{31}+x^{27}+x^{26}+1$.

Para implementar el aleatorizador, se utiliza un registro de desplazamiento de 32 bits.

FIGURA 100
Aleatorizador de palabras



NOTA – En un demodulador, los datos originales de 32 bits se generan aplicando la operación XOR a los datos recibidos de 32 bits con la salida de 32 bits del generador utilizado en el modulador. Por lo tanto, el circuito del desaleatorizador de palabras en un demodulador es el mismo que se muestra en la Fig. 100.

4.2.4 Modulación

Cada subportadora está modulada por una modulación de amplitud en cuadratura (MAQ), MAQ-16 o MAQ-64.

FIGURA 101

Constelación de modulación de amplitud en cuadratura de 4 estados

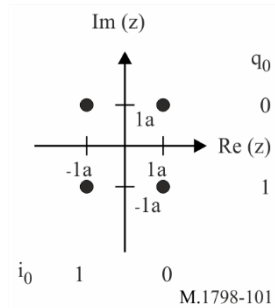


FIGURA 102

Constelación de modulación de amplitud en cuadratura de 16 estados

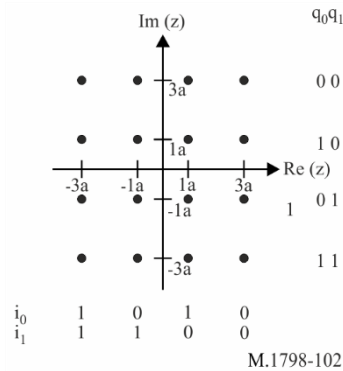
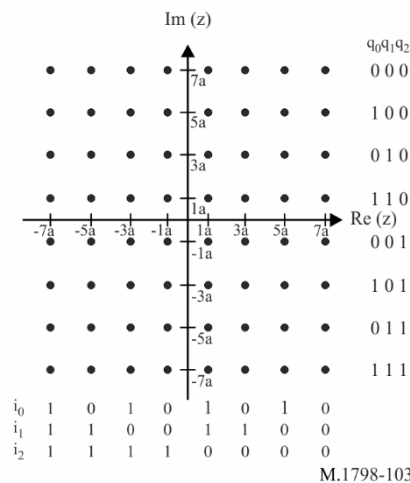


FIGURA 103

Constelación de modulación de amplitud en cuadratura de 64 estados



4.2.5 Corrección de errores en recepción

El esquema de corrección de errores depende de la robustez deseada de la codificación.

El sistema emplea el código RS y/o el código convolucional, o el código turbo.

CUADRO 11

Esquemas de corrección de errores en recepción

| Modo | Código externo | Código interno | |
|------|----------------|---------------------------------------|-----------------|
| 1 | RS (204,188) | - | |
| 2 | | Código convolucional (K = 7, r = 1/2) | Perforación 1/2 |
| 3 | | | Perforación 2/3 |
| 4 | | | Perforación 3/4 |
| 5 | | | Perforación 5/6 |
| 6 | | | Perforación 7/8 |
| 7 | - | Código turbo (duobinario, r = 1/2) | Perforación 1/2 |
| 8 | - | | Perforación 3/4 |

4.2.6 Sincronización

Para permitir una correcta demodulación de las subportadoras, la respuesta del canal radioeléctrico debe estar determinada para cada subportadora, siendo recomendable la ecualización. Por este motivo, algunos símbolos MDFO pueden transportar datos piloto.

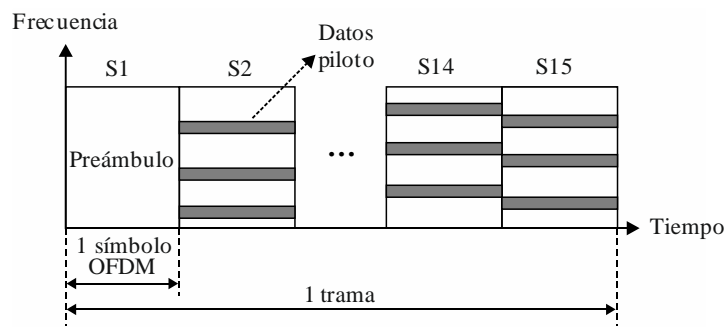
Los datos piloto permiten al receptor:

- estimar el desplazamiento de frecuencia;
- estimar el canal de transmisión radioeléctrica.

La cantidad de datos piloto depende de la robustez deseada de la señal.

FIGURA 104

Datos piloto en las señales de multiplexión por división de frecuencia



Los datos piloto se muestran en el Cuadro 12.

CUADRO 12

Datos piloto

| |
|---|
| -1+1j , 1-1j , -1-1j , 1+1j , 1-1j , -1+1j , -1+1j , -1-1j , 1-1j , 1+1j , 1-1j , 1+1j , -1+1j , 1-1j , -1+1j , -1-1j , -1+1j , -1+1j , 1+1j , 1-1j , 1+1j , 1+1j , 1+1j , 1+1j , 1+1j , 1-1j , 1-1j , 1-1j , 1-1j , 1-1j , -1-1j , -1+1j , -1-1j , 1+1j , 1+1j , 1+1j , -1+1j , 1+1j , 1-1j , 1+1j |
|---|

El primer símbolo de cada trama MDFO transmite el símbolo del preámbulo. El símbolo del preámbulo se utiliza para detectar la señal MDFO, estimar las características del canal y estimar el desplazamiento de la frecuencia de la portadora. El símbolo del preámbulo se muestra en el Cuadro 13.

CUADRO 13

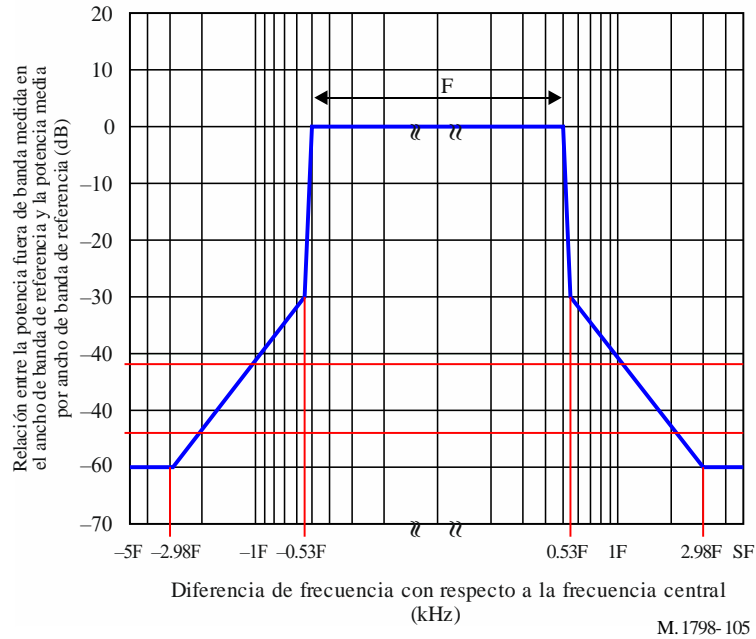
Símbolo del preámbulo

| |
|--|
| -1+1j , -1-1j , 1+1j , 1-1j , -1+1j , 1+1j , 1-1j , -1-1j , -1+1j , -1-1j , -1-1j , -1+1j , -1-1j , 1+1j , -1+1j , 1-1j , 1-1j , 1-1j , 1+1j , 1+1j , 1-1j , -1+1j , 1-1j , -1+1j , 1-1j , 1-1j , -1-1j , -1-1j , 1+1j , -1-1j , -1+1j , 1-1j , -1+1j , 1-1j , -1+1j , 1-1j , -1+1j , 1+1j , -1+1j , -1-1j , -1-1j , 1+1j , -1+1j , -1-1j , -1-1j , -1-1j , 1+1j , 1+1j , -1+1j , -1+1j , -1-1j , 1-1j , 1+1j , -1+1j , -1-1j , -1+1j , 1+1j , -1-1j , 1-1j , 1+1j , 1+1j , 1-1j , 1-1j , 1+1j , -1+1j , 1-1j , 1+1j , -1+1j , -1+1j , 1+1j , -1-1j , -1+1j , 1-1j , -1+1j , 1+1j , 1+1j , 1+1j , 1-1j , -1+1j , -1+1j , -1+1j , 1+1j , -1-1j , -1+1j , 1-1j , -1+1j , 1+1j , 1+1j , -1+1j , -1-1j , 1+1j , -1+1j , -1-1j , 1-1j , 1+1j , 1-1j , -1+1j , 1+1j , -1-1j , -1-1j , 1+1j , -1+1j , 1-1j , -1-1j , 1-1j , -1+1j , 1+1j , -1-1j , -1-1j , -1+1j , -1+1j , -1+1j , 1-1j , -1-1j , 1+1j , -1-1j , -1-1j , -1-1j , -1-1j , -1+1j , 1-1j , 1+1j , -1-1j , -1-1j , -1-1j , -1+1j , 1-1j , 1+1j , -1-1j , -1-1j , 1-1j , 1-1j , 1+1j , -1+1j , 1-1j , -1-1j , 1+1j , 1-1j , 1+1j , 1+1j , -1+1j , 1-1j , -1+1j , 1-1j , 1-1j , -1-1j , -1-1j , 1+1j , 1-1j , 1+1j , 1+1j , -1+1j , 1-1j , -1+1j , 1-1j , 1-1j , -1-1j , -1-1j , 1+1j , 1-1j , 1-1j , -1-1j , -1-1j , 1+1j , 1-1j , -1-1j , -1-1j |
|--|

4.2.7 Ocupación del espectro de la señal de radiofrecuencia

FIGURA 105

Ocupación del espectro de la señal de radiofrecuencia con ancho de banda $F = 10$ kHz



4.3 Velocidad de datos

En el ancho de banda de 10 kHz del canal, la velocidad máxima de datos en bruto es de unos 51 kbit/s.

4.4 Especificaciones del transmisor de la estación costera

CUADRO 14

Especificaciones del transmisor de la estación costera

| Parámetro | Especificación |
|--|--|
| Potencia de transmisión | Hasta 1 kW (RMS) |
| Banda de frecuencias | 4 MHz a 27,5 MHz |
| Tolerancia de frecuencia de la portadora | Dentro de $\pm 0,3$ ppm |
| Ocupación del espectro | Conforme con el requisito de la Fig. 105 |
| Emisión no esencial | ≥ 50 dBc, sin superar la potencia media absoluta de 50 mW (+17 dBm) |

4.5 Especificaciones del receptor de la estación costera

CUADRO 15

Especificaciones mínimas del receptor de la estación costera

| Parámetro | Especificación |
|----------------------------------|---|
| Banda de frecuencias | 4 MHz a 27,5 MHz |
| Protección de canales adyacentes | 20 dB (a ± 10 kHz) 25 dB (a ± 20 kHz) 35 dB (a ± 30 kHz) |
| Sensibilidad | Mejor que -95 dBm (BER = 0,05 después de la corrección de errores con una longitud de bloque de 1 000 bits, con un ancho de banda de ocupación de 10 kHz) |
| Rechazo de respuesta no esencial | ≥ 60 dB |
| Intermodulación | ≥ 50 dB |
| Bloqueo | ≥ 40 dB ($ f-f_c > 30$ kHz) |

4.6 Especificaciones del transceptor de la estación de barco

CUADRO 16

Especificaciones del transmisor de la estación de barco

| Parámetro | Especificación |
|-------------------------------------|---|
| Potencia de transmisión | Hasta 100 W (RMS) |
| Banda de frecuencias | 4 MHz a 27,5 MHz |
| Error de frecuencia de la portadora | Dentro de $\pm 0,3$ ppm |
| Ocupación del espectro | Conforme con el requisito de la Fig. 105 |
| Emisión no esencial | ≥ 43 dBc sin superar la potencia media absoluta de 50 mW (+17 dBm) |

CUADRO 17

Especificaciones mínimas del receptor de la estación de barco

| Parámetro | Especificación |
|----------------------------------|---|
| Banda de frecuencias | 4 MHz a 27,5 MHz |
| Protección de canales adyacentes | 20 dB (a ±10 kHz) 25 dB (a ±20 kHz) 35 dB (a ±30 kHz) |
| Sensibilidad | Mejor que -95 dBm (BER = 0,05 después de la corrección de errores con una longitud de bloque de 1 000 bits, con un ancho de banda de ocupación de 10 kHz) |
| Rechazo de respuesta no esencial | ≥ 60 dB |
| Intermodulación | ≥ 50 dB |
| Bloqueo | ≥ 40 dB |

5 Protocolo de comunicación

5.1 Características

El sistema consta de una etapa de establecimiento de enlace y una etapa de intercambio de datos para la comunicación PTP.

El sistema es semidúplex.

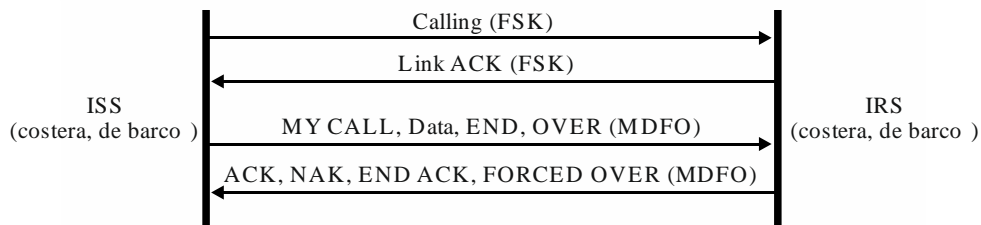
En la comunicación PTP, una estación transmisora de información (ISS) envía información y una estación receptora de información (IRS) recibe información y acusa recibo a la ISS.

La ISS y la IRS no distinguen entre estaciones costeras y estaciones de barco.

En la etapa de establecimiento de enlace se utiliza la modulación FSK.

En la etapa de comunicación de datos utiliza la modulación MDFO.

FIGURA 106
Protocolo de comunicación



M.1798- 106

5.2 Establecimiento de enlace mediante modulación por desplazamiento de frecuencia

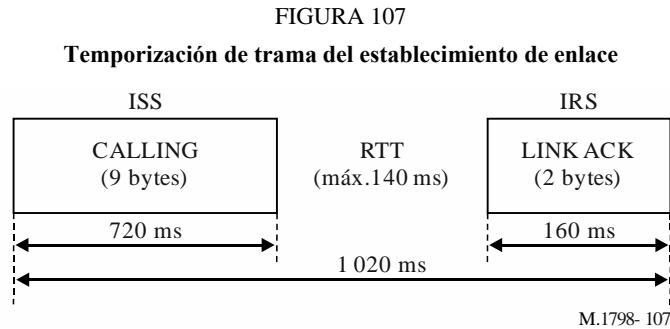
5.2.1 Temporización de trama

La temporización de trama de establecimiento de enlace es de 1 020 ms.

Una ISS reenvía el bloque CALLING cada 1 020 ms cuando la IRS no responde.

El bloque CALLING tiene una longitud de 720 ms y el bloque LINK ACK tiene una longitud de 160 ms.

Y el tiempo de ida y vuelta (RTT) máximo permitido es de 140 ms.



5.2.2 Formato de bloque

5.2.2.1 Bloque CALLING

La longitud de los datos del bloque CALLING es de 9 bytes.

Se utiliza un símbolo de preámbulo de dos bytes para detectar el bloque CALLING en la IRS.

SC1 – SC9 indican la MMSI de la IRS (la MMSI se define en la versión más reciente de la Recomendación UIT-R M.585).

La MMSI de la IRS se transmite en 4,5 bytes empaquetando dos dígitos de la MMSI por byte.

El parámetro RATE del cuarteto especifica el formato del enlace.

El parámetro TYPE de un solo byte se utiliza para especificar el formato de los datos de transmisión.

Se incluye una suma de comprobación de un solo byte para confirmar que la trama llamante se ha recibido sin errores.

FIGURA 108
Formato de bloque CALLING

| | | | | | | | | |
|--------------|--------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|------|----------------------|
| 1010 1100 | 0011 0101 | SC 1 SC 2 | SC 3 SC 4 | SC 5 SC 6 | SC 7 SC 8 | SC 9 RATE | TYPE | Suma de comprobación |
|--------------|--------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|------|----------------------|

Símbolo del preámbulo

M.1798- 108

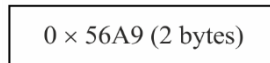
CUADRO 18
RATE y TYPE en bloque CALLING

| RATE | | TYPE | |
|-------|----------------------|-------|---------------|
| Valor | Modo de comunicación | Valor | Tipo de datos |
| 2 | FSK200 | 0 | Fichero |
| 3 | FSK100 | 1 | Imagen |
| 4 | DPSK600 | | |
| 5 | DPSK400 | | |
| 6 | DPSK200 | | |
| 8 | MDFO (N = 32, M = 4) | | |
| 14 | Anexo 5 | | |

5.2.2.2 Bloque de acuse de recibo LINK

Cuando la MMSI de un bloque CALLING recibido coincide, la IRS responde con un LINK ACK.

FIGURA 109
Formato de bloque de acuse de recibo LINK



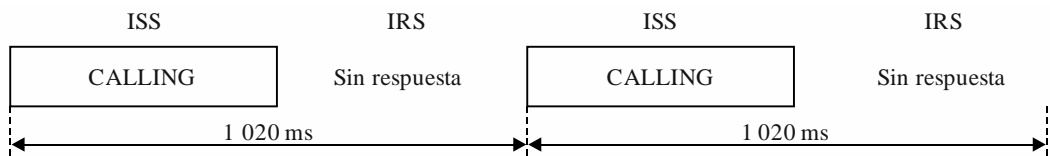
M.1798-109

5.2.3 Casos hipotéticos del protocolo

5.2.3.1 Caso hipotético 1

Si la ISS no recibe un LINK ACK, reenviará un bloque CALLING cada 1 020 ms.

FIGURA 110
Caso hipotético 1 del protocolo

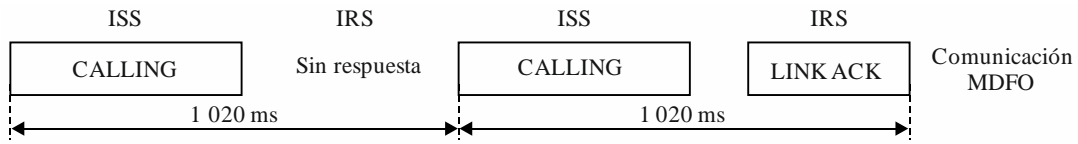


M.1798-110

5.2.3.2 Caso hipotético 2

Si la ISS recibe un LINK ACK, cambiará a la comunicación MDFO tras el establecimiento del enlace con una temporización de trama de 1 020 ms. La señal MDFO se transmite con 64-MAQ y el modo 7 de FEC (véase el Cuadro 11).

FIGURA 111
Caso hipotético 2 del protocolo



M.1798-111

5.3 Comunicación de datos mediante multiplexión por división de frecuencia ortogonal

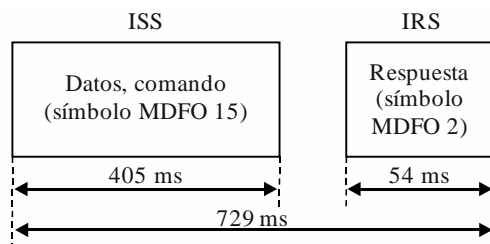
5.3.1 Temporización de trama

La temporización de trama de comunicación de datos es de 729 ms.

La ISS envía datos o un comando cada 729 ms.

La temporización de trama de la ISS es de 405 ms y la temporización de trama de la IRS es de 54 ms.

FIGURA 112
Temporización de trama de la comunicación de datos



M.1798-112

5.3.2 Formato de bloque de control de la estación transmisora de información

La ISS tiene tres mensajes de control: MYCALL, END y OVER.

5.3.2.1 Bloque de control MYCALL

El mensaje de control del bloque MYCALL es 0xE0.

La MMSI de la IRS se transmite en 4,5 bytes empaquetando dos dígitos de la MMSI por byte.

El resto del paquete se completa con patrones de relleno.

FIGURA 113
Formato de bloque de control MYCALL

| | | | |
|-------------------------------|----------------------------|---------------------------------|----------------------------|
| Preámbulo (símbolo MDFO 1) | Control (0xE0) (1 byte) | MMSI (9 dígitos) (4,5 bytes) | Patrón de relleno ('1010') |
| + FEC | | | |

M.1798-113

5.3.2.2 Bloque de control END

El mensaje de control del bloque END es 0x86.

El resto del paquete se completa con patrones de relleno.

El bloque de control END se utiliza para señalar el final del enlace.

FIGURA 114
Formato de bloque de control END

| | | |
|----------------------------------|----------------------------|----------------------------|
| Preámbulo (símbolo MDFO 1) | Control (0x86) (1 byte) | Patrón de relleno ('1010') |
| | + FEC | |

M.1798- 114

5.3.2.3 Bloque de control OVER

El mensaje de control del bloque OVER es 0x98.

El resto del paquete se completa con patrones de relleno.

El bloque de control OVER se utiliza para señalar una función de intercambio entre la ISS y la IRS.

FIGURA 115
Formato de bloque de control OVER

| | | |
|----------------------------------|----------------------------|----------------------------|
| Preámbulo (símbolo MDFO 1) | Control (0x98) (1 byte) | Patrón de relleno ('1010') |
| | + FEC | |

M.1798- 115

5.3.3 Formato de bloque de respuesta de la estación receptora de información

La IRS tiene cuatro mensajes de respuesta: ACK, NAK, END_ACK y FORCED_OVER.

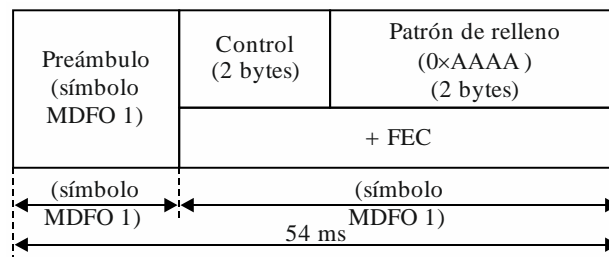
El bloque de respuesta de la IRS consta de un símbolo MDFO para el preámbulo y un símbolo MDFO para el mensaje de control.

5.3.3.1 Bloque de respuesta de acuse de recibo, END_ACK y FORCED_OVER

Los mensajes de control del bloque ACK, END_ACK y FORCED_OVER son 0x56A9, 0x956A y 0x6A95, respectivamente.

El resto del paquete se completa con patrones de relleno.

FIGURA 116
Formato de bloque de acuse de recibo, END_ACK y FORCED_OVER



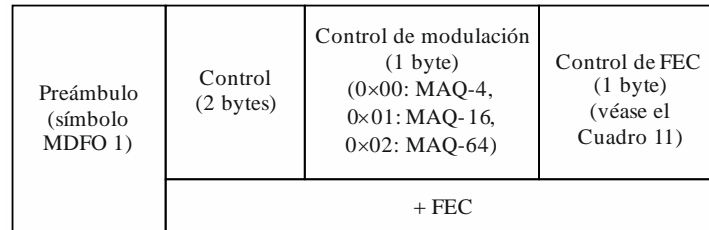
M.1798- 116

5.3.3.2 Bloque de respuesta sin acuse de recibo

El mensaje de control del bloque NAK es 0xA956.

Se envía un mensaje de control de modulación y FEC de dos bytes a la ISS para cambiar el esquema de modulación y/o de FEC.

FIGURA 117

Formato de bloque sin acuse de recibo

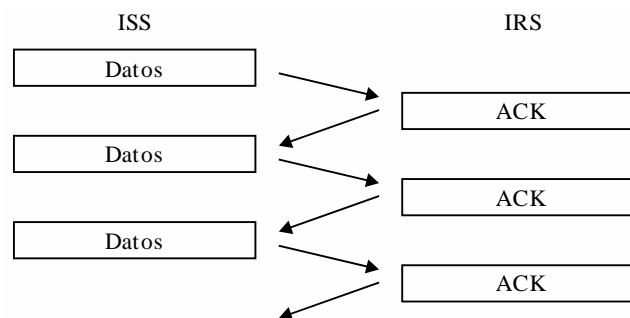
M.1798- 117

5.3.4 Casos hipotéticos del protocolo**5.3.4.1 Caso hipotético 1 de comunicación de datos**

Si la ISS recibe los datos sin ningún error, responderá con un ACK.

La ISS envía los siguientes datos después de recibir un ACK.

FIGURA 118

Caso hipotético 1 del protocolo de comunicación de datos

M.1798- 118

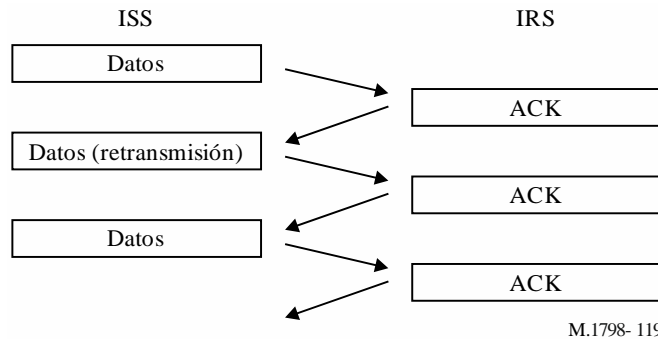
5.3.4.2 Caso hipotético 2 de comunicación de datos

Si la ISS recibe los datos sin errores, responderá con un ACK.

La ISS reenvía los datos si no recibe un ACK.

La IRS identifica los datos mediante un número de secuencia.

FIGURA 119
Caso hipotético 2 del protocolo de comunicación de datos



5.3.4.3 Caso hipotético 3 de comunicación de datos

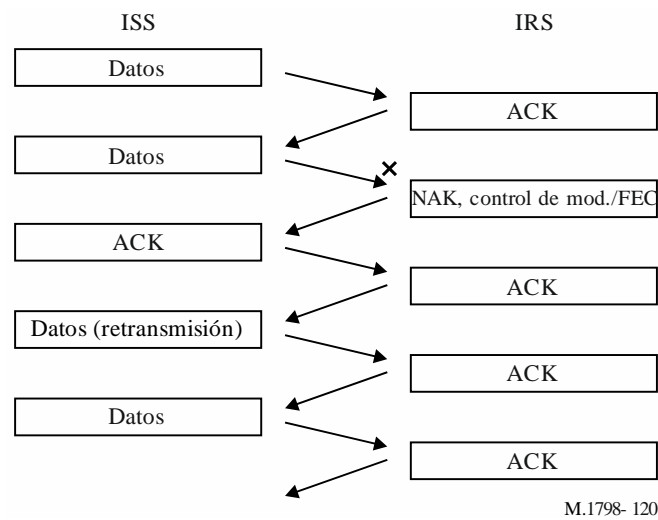
Si la IRS no recibe datos, responderá con un NAK y enviará al mismo tiempo un mensaje de control de modulación y de FEC.

La ISS responde con un ACK después de recibir un NAK.

La IRS responde con un ACK después de recibir un ACK.

Si la ISS recibe un ACK, reenviará los datos después de cambiar el esquema de modulación y de FEC.

FIGURA 120
Caso hipotético 3 del protocolo de comunicación de datos



5.3.4.4 Caso hipotético 4 de comunicación de datos

Si la IRS no recibe datos, responderá con un NAK y enviará al mismo tiempo un mensaje de control de modulación y de FEC.

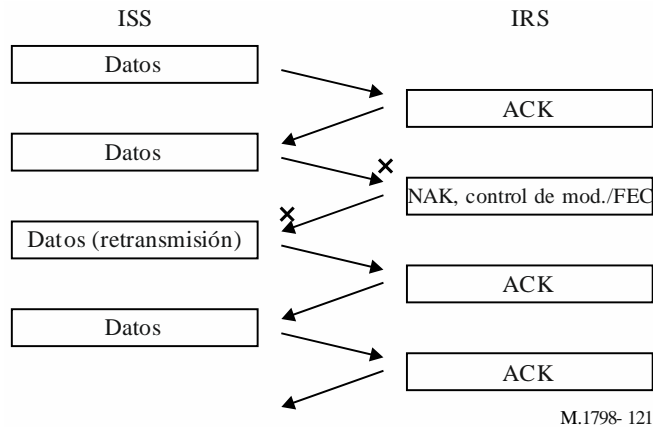
La ISS reenvía los datos si no recibe un NAK.

Si la ISS recibe los datos sin errores, responderá con un ACK.

Si la ISS recibe un ACK, enviará los siguientes datos sin cambiar el esquema de modulación y de FEC.

FIGURA 121

Caso hipotético 4 del protocolo de comunicación de datos



5.3.4.5 Caso hipotético 5 de comunicación de datos

Si la IRS no recibe datos, responderá con un NAK y enviará al mismo tiempo un mensaje de control de modulación y de FEC.

La ISS reenvía los datos si no recibe un NAK.

Si la IRS no recibe datos, responderá con un NAK y enviará al mismo tiempo mensajes de control de modulación y de FEC.

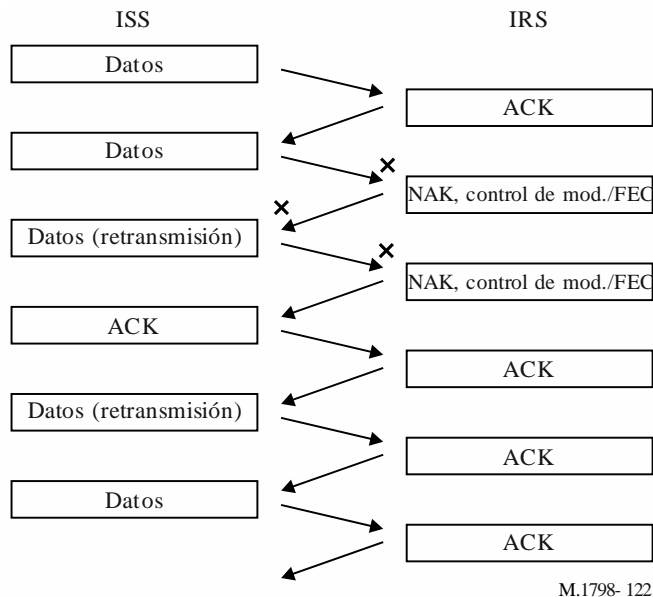
La ISS responde con un ACK después de recibir un NAK.

La IRS responde con un ACK después de recibir un ACK.

Si la ISS recibe un ACK, reenviará los datos después de cambiar el esquema de modulación y de FEC.

FIGURA 122

Caso hipotético 5 del protocolo de comunicación de datos

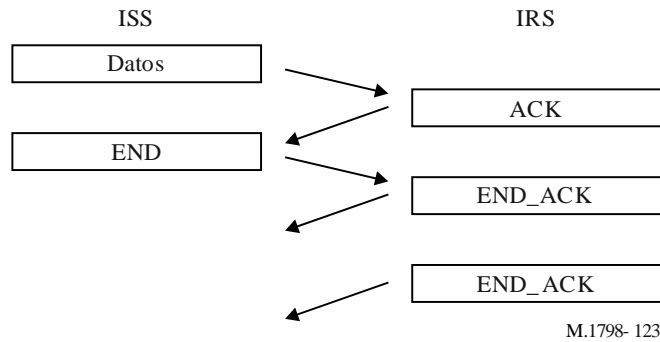


5.3.4.6 Caso hipotético END

Si la ISS recibe un mensaje de control END sin errores, responderá dos veces con un END_ACK.

FIGURA 123

Caso hipotético del protocolo END



5.3.4.7 Caso hipotético OVER

Si la IRS recibe un mensaje de control OVER sin errores, responderá con un ACK.

La ISS responde con un NAK después de recibir un ACK.

Si la IRS recibe un NAK, se convertirá en una ISS y enviará datos.

FIGURA 124

Caso hipotético del protocolo OVER

