

RECOMENDACIÓN UIT-R M.1798*

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

(2007)

Cometido

De acuerdo con la Resolución 351 (CMR-03), se solicita a la comunidad marítima que considere la utilización de nuevas tecnologías digitales en el servicio móvil marítimo (SMM) en las bandas de ondas hectométricas y decamétricas. La Resolución 351 (CMR-03) cita asimismo que la necesidad de usar nuevas tecnologías digitales en el SMM está creciendo rápidamente y que el uso de la nueva tecnología digital en frecuencias de ondas hectométricas y decamétricas atribuidas al SMM hará posible responder mejor a la creciente demanda de nuevos servicios marítimos. Se observa también que la CMR-03 modificó el Apéndice 17 del Reglamento de Radiocomunicaciones (RR) para permitir, a título voluntario, el uso de varios canales o bandas para pruebas iniciales y futura introducción de nuevas tecnologías digitales. Esta recomendación describe un radiosistema en ondas hectométricas/decamétricas y un protocolo de transferencia de datos en ondas decamétricas actualmente utilizado en el 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.

Se describe también un método para proveer interoperabilidad completamente transparente a los usuarios.

La Asamblea de Radiocomunicaciones de la UIT,

considerando

- a) que la Resolución 351 (CMR-03) invita al UIT-R a finalizar los estudios actualmente en curso:
 - para identificar las características técnicas necesarias a fin de facilitar el uso de sistemas digitales en las bandas de ondas hectométricas y decamétricas atribuidas al servicio móvil marítimo (SMM), teniendo en cuenta las Recomendaciones pertinentes del UIT-R;
 - para identificar el o los sistemas digitales que ha de utilizar el SMM en las bandas de ondas hectométricas/decamétricas;
- b) que la Organización Marítima Internacional (OMI) invitó a la UIT a elaborar una Recomendación que describa las características técnicas de esos sistemas (intercambio de datos en ondas decamétricas), teniendo en cuenta el *resuelve* 1 de la Resolución 351 (CMR-03);
- c) que ya funcionan en todo el mundo varios sistemas digitales de ondas decamétricas, y que es necesario especificar las características técnicas de los radiosistemas y de los equipos de ondas decamétricas para el intercambio de datos en ondas decamétricas y para el correo electrónico en frecuencias de los servicios móviles, incluidas las frecuencias del Apéndice 17 del Reglamento de Radiocomunicaciones (RR);

* Esta Recomendación debe señalarse a la atención de la Organización Marítima Internacional (OMI).

- d) que el sistema debería poder funcionar con los equipos radioeléctricos normalizados del Sistema Mundial de Socorro y Seguridad Marítimos (SMSSM) a bordo de los barcos;
- e) que ya hay 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 las frecuencias móviles por fuera del Apéndice 17 del RR (el uso de las frecuencias móviles fuera del Apéndice 17 del RR por el servicio móvil marítimo está en conformidad con las reglas de la UIT);
- f) 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;
- g) que un servicio de datos de alta velocidad en ondas decamétricas puede ser útil para gráficos de bajo nivel y para la actualización de sistemas de información y visualización de cartas electrónicas (SIVCE);
- h) que los servicios de datos en ondas decamétricas aumentarán la eficacia operacional y la seguridad marítima;
- j) 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;
- k) 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;
- l) que los servicios de datos en ondas decamétricas pueden necesitar anchura de banda mayores que 3 kHz;
- m) 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;
- n) que las ondas decamétricas pueden dar una cobertura mayor en las zonas de navegación árticas que las EGC de Inmarsat o NAVTEX a 518 kHz;
- o) que es necesario que haya interoperabilidad digital entre barcos;
- p) 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;
- q) 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 (MSI),

observando

1 que puede considerarse que las características de los servicios de datos en ondas decamétricas descritos en el Anexo 1 cumplen los requisitos necesarios para el intercambio de datos digitales y correo electrónico en el SMM¹,

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

recomienda

- 1 que los ejemplos de servicios de datos marítimos en ondas decamétricas, así como las características y protocolos de módem pertinentes que figuran en el Anexo 1, se utilicen en los sistemas de transmisión y recepción de datos en ondas decamétricas hacia y desde los barcos;
- 2 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);
- 3 que, a fin de mantener la interoperabilidad y compatibilidad entre barcos y con los equipos del SMSSM existentes, el sistema pueda implementar automáticamente las radiocomunicaciones de conformidad con las Recomendaciones UIT-R M.476-5 y UIT-R M.625-3, 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**Ejemplos de servicios de datos, características y protocolos de módem en el servicio marítimo en ondas decamétricas****1 Introducción**

Este Anexo describe los dos sistemas de correo electrónico en ondas decamétricas actualmente en uso:

Sistema 1: Protocolo de módem de servicios de datos en ondas decamétricas que utiliza multiplicación por división de frecuencias ortogonales (MDFO).

Sistema 2: Sistema de correo electrónico que utiliza el protocolo Pactor III, incluida la red de enlaces mundiales (GLN).

2 Interoperabilidad de sistemas**Barco a costa**

En el sentido barco a costa, la interoperabilidad es mantenida por el proveedor de servicio Internet (ISP) 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 distintivo llamada@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».

3 Ejemplo 1 – Protocolo de módem de servicios de datos en ondas decamétricas que utiliza multiplexión por división de frecuencia ortogonal (MDFO)

Sinopsis

Esta Recomendación describe la arquitectura de módem con multiplexión por división de frecuencia ortogonal (MDFO, *en inglés*: OFDM) 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 desmodulador. 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 onda decamétrica

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 MDFO

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

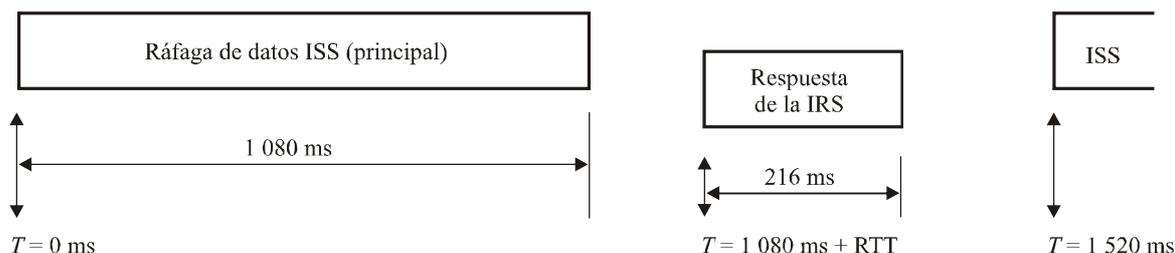
Todas las transmisiones MDFO utilizan la forma de onda de 32 portadoras ($N = 32$), 4 fases ($M = 4$) en donde la estación ISS envía un bloque de datos largo por portadora para un total de 32 bloques de datos por ráfaga. La estación IRS responde con una ráfaga corta de 32 portadoras ($N = 32$) y 4 fases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

Temporización de trama

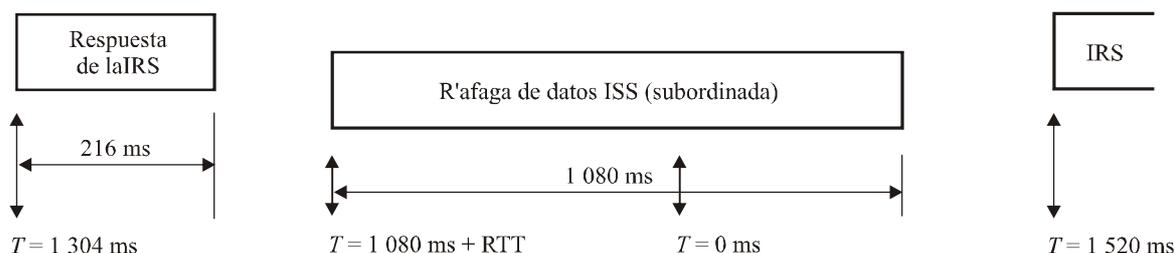
Como el TOR de la Recomendación UIT-R M.625, el MDFO es un protocolo semidúplex en el que una estación es la estación ISS y la otra es la estación IRS. Cuando se vinculan, el ciclo MDFO se fija a 1 520 ms; la ISS transmite una ráfaga de datos de 1 080 ms, y la IRS responde con una ráfaga de respuesta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

NOTA 1 – RTT es la propagación de ida y vuelta y tiempo de procesamiento en la estación SLAVE.

Temporización PRINCIPAL MDFO - ISS principal



Temporización PRINCIPAL MDFO - ISS subordinada



1798-00

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.

Formato de bloque ISS

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 ISS

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 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 descodificación 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 MDFO

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 decodificar 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

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 decodificar el bloque sin errores.

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

Bloque de control MDFO

SEQ_NR (11 bits)	11111 (5 bits)	CONTROL (1 bytes)	IDLE FILL PATTERN (9 bytes)	CRC (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	10000110	IDLE FILL PATTERN	CRC
----------------	----------	-------------------	-----

END CONTROL BLOCK

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

Ráfaga de adquisición MDFO

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 IRS

Cuando una estación es la IRS, recibe 32 bloques de datos de la estación ISS cada 1 520 ms, y responde con una señal ACK o 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.

ACK/NAK

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 tenemos 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, utilizamos el número de bloques consecutivos en que ningún bloque es descodificado 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

Funcionamiento MDFO

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, el cambio de velocidad del enlace, el fin del enlace y las operaciones de llamada del enlace.

Intercambio ISS-IRS

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 MDFO ISS

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 MDFO IRS

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 descodificado 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:

ISS

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

IRS

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)

ISS

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

IRS

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:

ISS

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

IRS

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)

ISS

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

IRS

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.

ISS

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

IRS

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.

ISS

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

IRS

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)

ISS

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

IRS

Portadora 1	NAK
Portadora 2	FORCED_OVER
Portadora 3	FORCED_OVER
Portadora 4	NAK

IRS

Portadora 1	NAK
Portadora 2	NAK
Portadora 3	NAK
Portadora 4	NAK

ISS

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

IRS

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.

Después de que la estación ISS recibe cuatro o más mensajes de respuesta END_ACK en el bloque corto, inmediatamente para 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, inmediatamente para la transmisión y regresa a STANDBY, aunque haya bloques de datos pendientes.

ISS

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

IRS

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)

ISS

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

IRS

Portadora 1	END_ACK
Portadora 2	END_ACK
Portadora 3	END_ACK
Portadora 4	END_ACK

IRS

Portadora 1	END_ACK
Portadora 2	END_ACK
Portadora 3	END_ACK
Portadora 4	END_ACK

Enlace MDFO 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 FSK100. 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 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])

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.

ISS IRS

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

ISS – MDFO (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

IRS – MDFO

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.

ISS IRS

<--- OVER OK

CS0

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

DPSK_ACQ

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

CS1

La ISS no puede decodificar 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

ISS – MDFO (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

IRS – MDFO

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 decodificar 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.

ISS IRS

<--- OVER OK

CS0

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

DPSK_ACQ

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

CS1

ISS – MDFO (cambio de ciclo a 2 672 ms)

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

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

La IRS no puede decodificar el bloque OFDM! Repetir CS1

Enviar ráfaga larga OFDM ($T = 2\ 672$ 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 OFDM ($T = 5\ 344$ ms) --->

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

IRS – MDFO

<--- Enviar ráfaga corta OFDM ($1\ 080$ 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

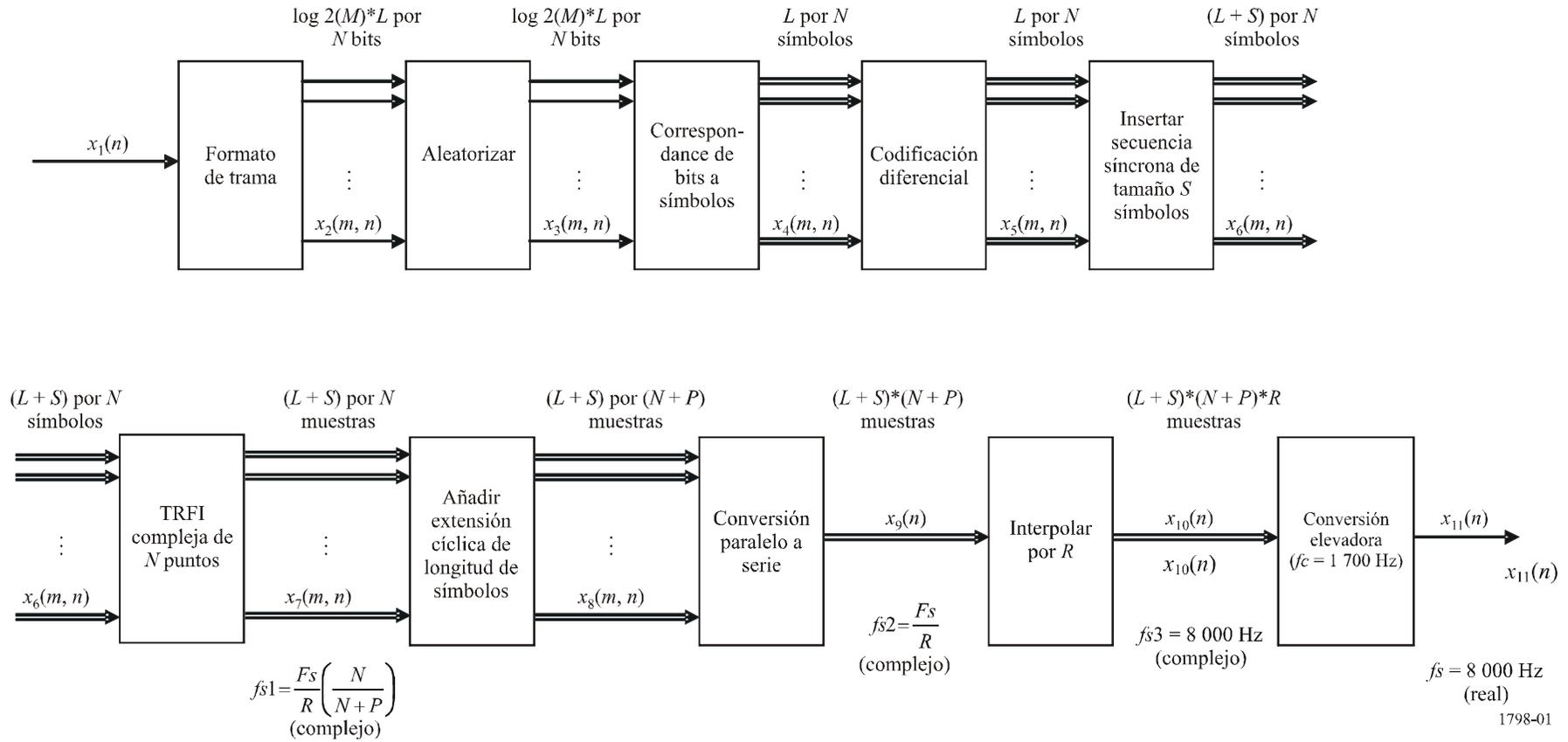
En la Fig. 1 se muestra la arquitectura del modulador. Varios de los parámetros enumerados en el Cuadro 1 se utilizan para definir el modulador. Primero se formatean los bits de información, $x_1(n)$, de longitud $\log_2(M)*L*N$, en N tramas, $x_2(m, n)$, tal como se indica en la Fig. 3 para $M = 4$. Cada uno de los N canales paralelos de longitud $\log_2(M)*L$ 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 en 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 por 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 $(L + S)*(N + P)$. La señal modulada es interpolada por R , resultando $(L + S)*(N + P)*R$ 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 TRFI
P	Longitud de extensión en muestras
M	Orden de 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)

FIGURA 1
Modulador MDFO



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 $N = 16, 32, \text{ ó } 64$ 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 CODEC audio se seleccionó de modo que satisfaga el criterio de Nyquist, y se fija a $F_s = 8$ kHz. La velocidad de interpolador se fija a $R = 3$, lo que da una velocidad de símbolos global de $8\,000/3 = 2\,666,66$ 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.

CUADRO 3

Parámetros de módem MDFO

	$M = 4$ $N = 32$
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

CUADRO 3 (Fin)

	$M = 4$ $N = 32$
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.520-2), 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.520-2. 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 (N)	Extensión (P)	Fases (M)	Canal de caudal bueno (bit/s)	Canal de caudal moderado (bit/s)	Canal de caudal pobre (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 $R_b = \log_2(M) * f_s / N = 83,33$ Hz. El número de bits en una trama es:

$$N_b = R_b T_f \quad (3)$$

y la probabilidad de error de trama es:

$$P_f = P_e N_b \quad (4)$$

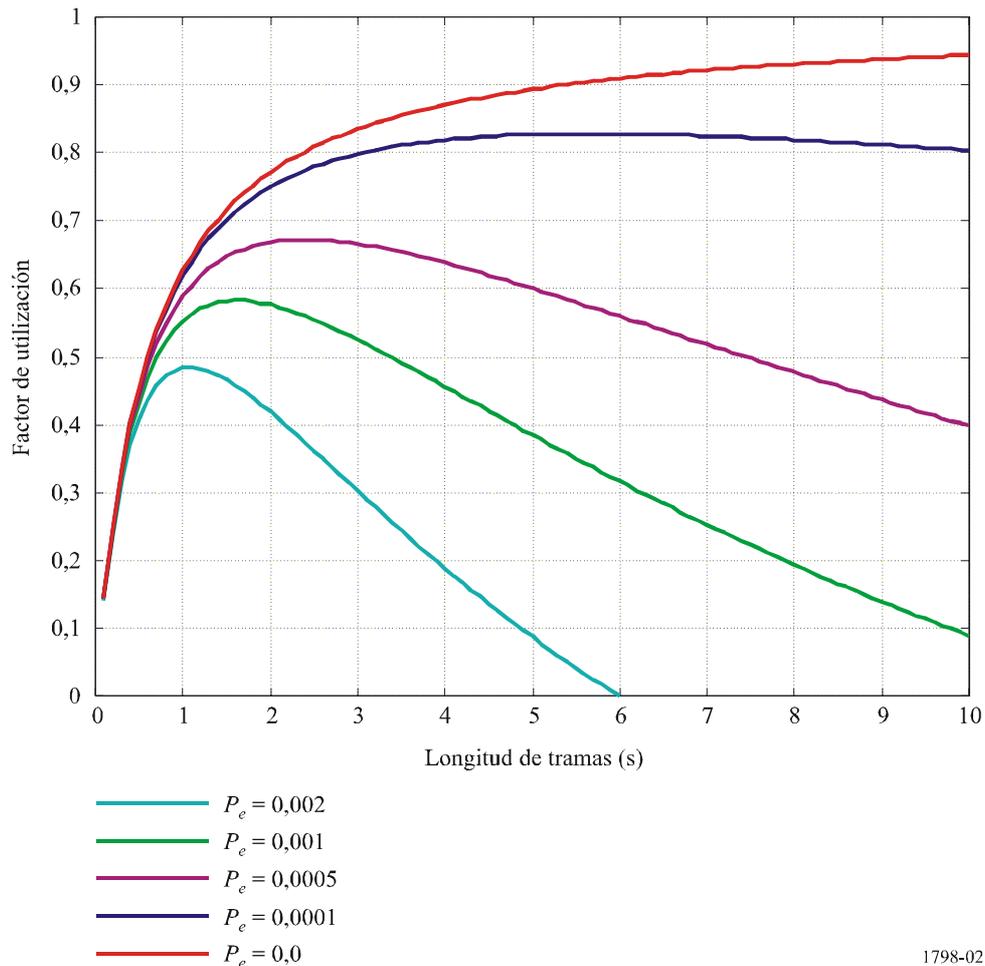
donde P_e es la probabilidad de un error de bit. El tiempo de retransmisión es:

$$T = T_f + T_a + \tau \quad (5)$$

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 ARQ MDFO

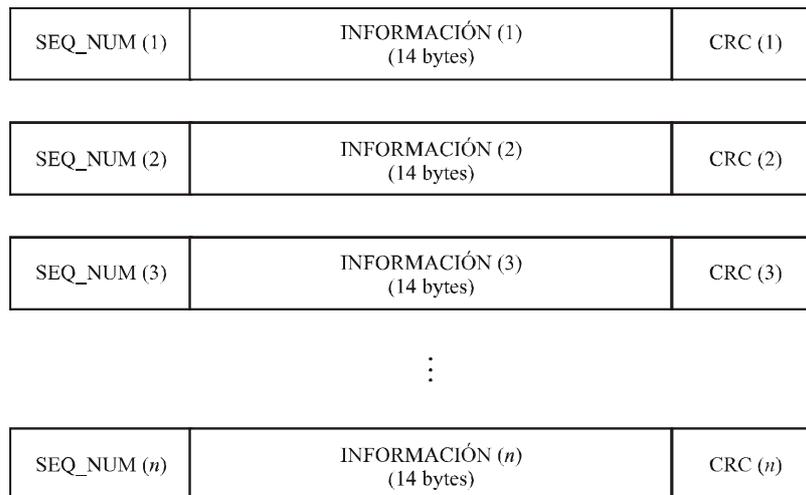


1798-02

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.

FIGURA 3
Estructura de trama para $M=4$



1798-03

Comprobación de redundancia cíclica (CRC)

Para verificar si la trama recibida tiene errores, se usa una comprobación de redundancia cíclica (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.

$$x^{16} + x^{12} + x^5 + 1 \tag{6}$$

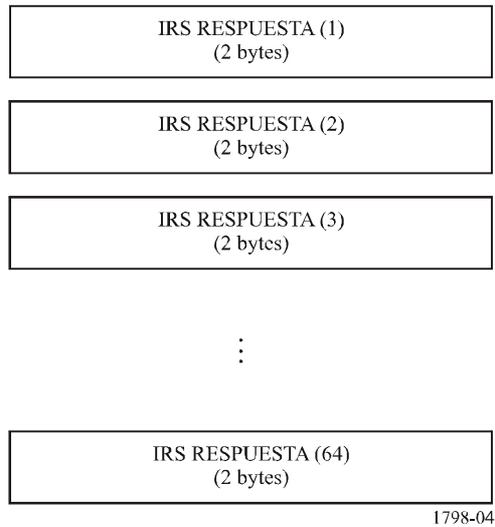
Números de secuencia

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.

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

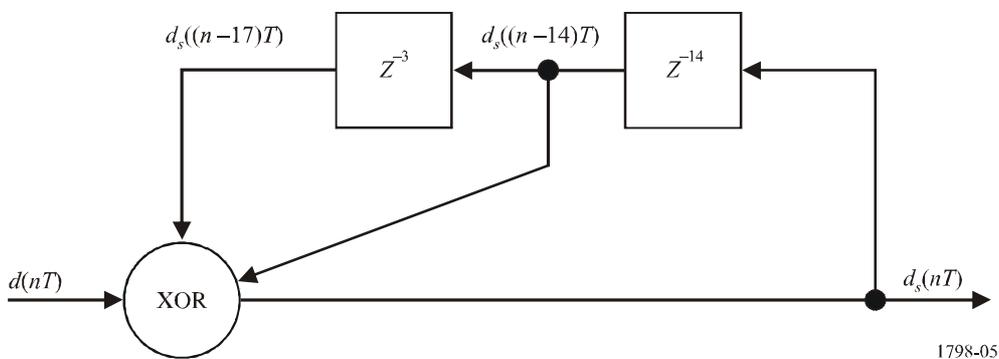
Cada una de las 64 tramas de cada ráfaga se aleatoriza para obtener dos efectos positivos. La aleatorización produce patrones de bits con propiedades estadísticas, lo que hace funcionar mejor los algoritmos de sincronización. Otro efecto de la aleatorización en la MDFO es la introducción de la aleatorización 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, 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.

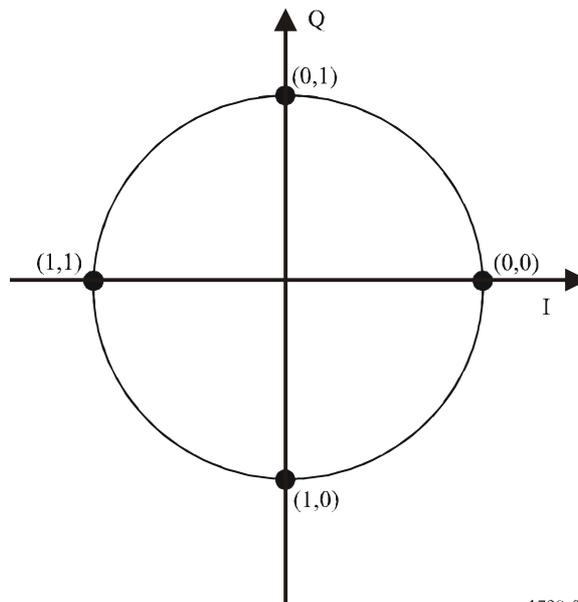
CUADRO 5

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 desmodulador, 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 desmodulador 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 (TRFI)

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:

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

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:

$$fs1 = \frac{Fs}{R} \left(\frac{N}{N+P} \right) \quad (10)$$

Extensión cíclica

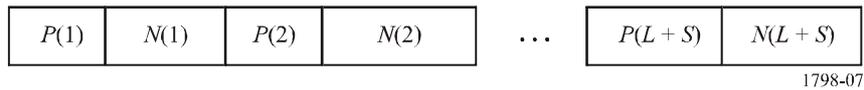
Para combatir los efectos multitrayecto en los canales de ondas decamétricas, la salida TRFI viene precedida por una extensión cíclica de longitud P que consta de las últimas P salidas de cada implementación de TRFI. Esto tiene por efecto mantener la condición ortogonal de la subportadora en presencia 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



1798-07

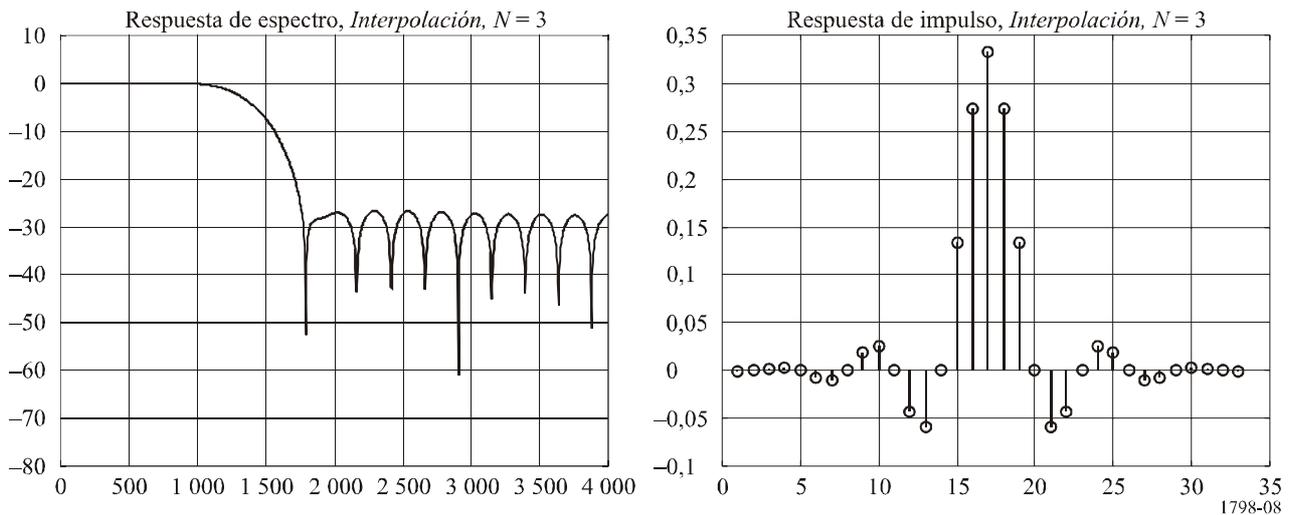
Cada $N + P$ bloque de muestras puede considerarse como un solo símbolo de banda ancha, teniendo cada muestra $L + S$ muestras.

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.

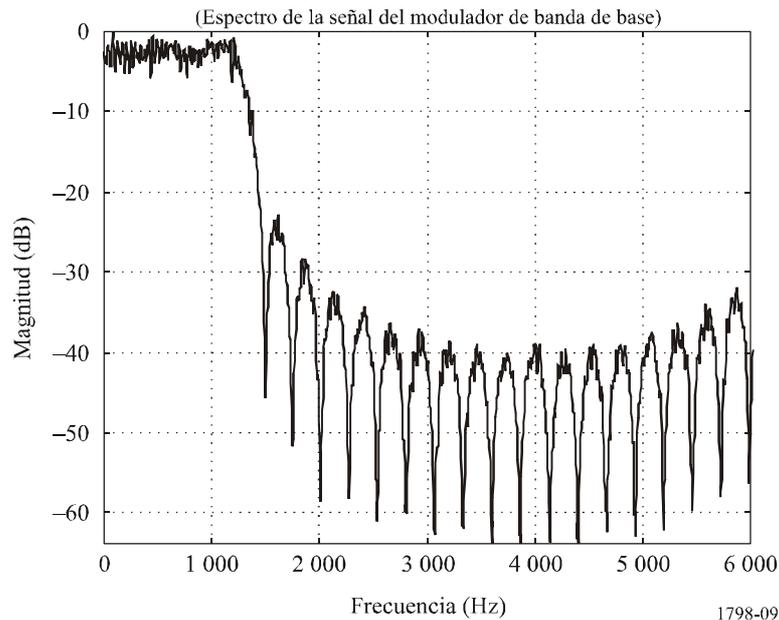
FIGURA 8

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 un espectro de la señal MDFO.

FIGURA 10

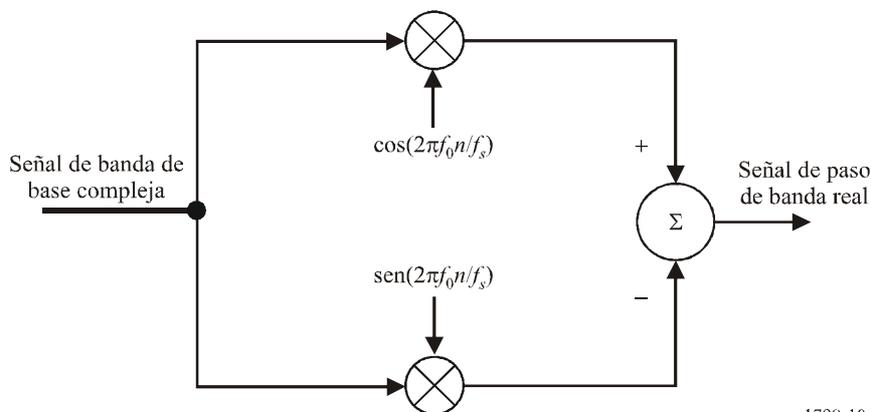
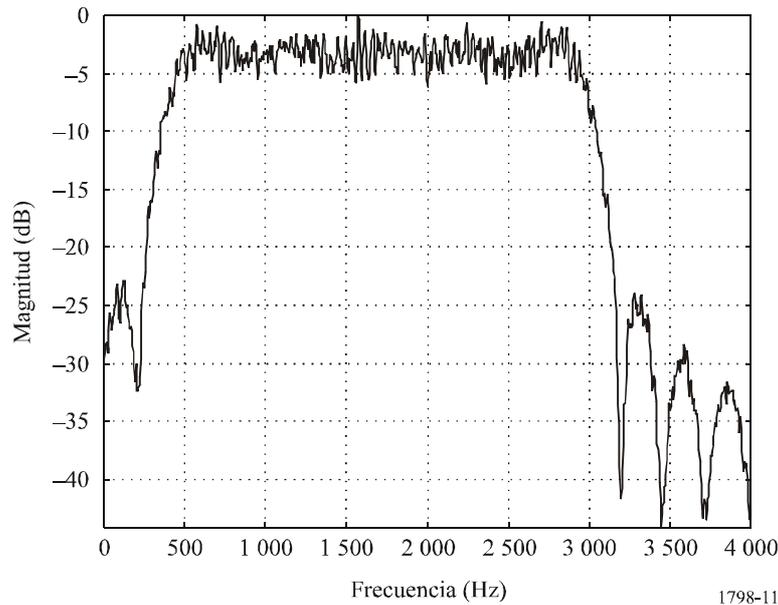
Convertidor elevador

FIGURA 11

Espectro de señal de modulator de paso de banda



1798-11

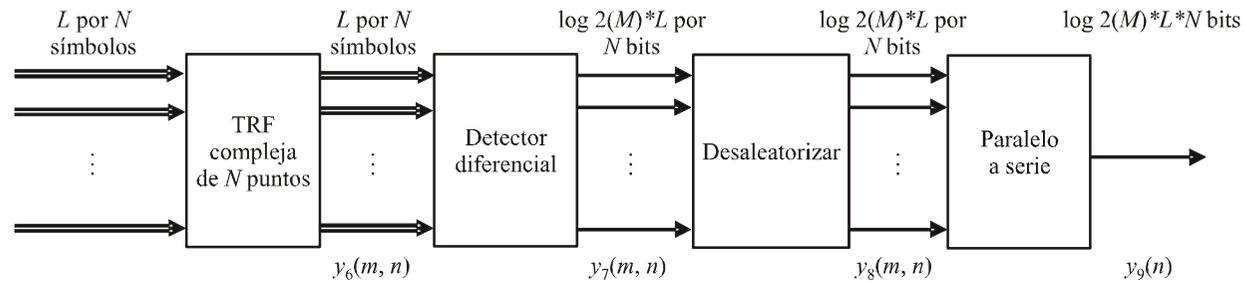
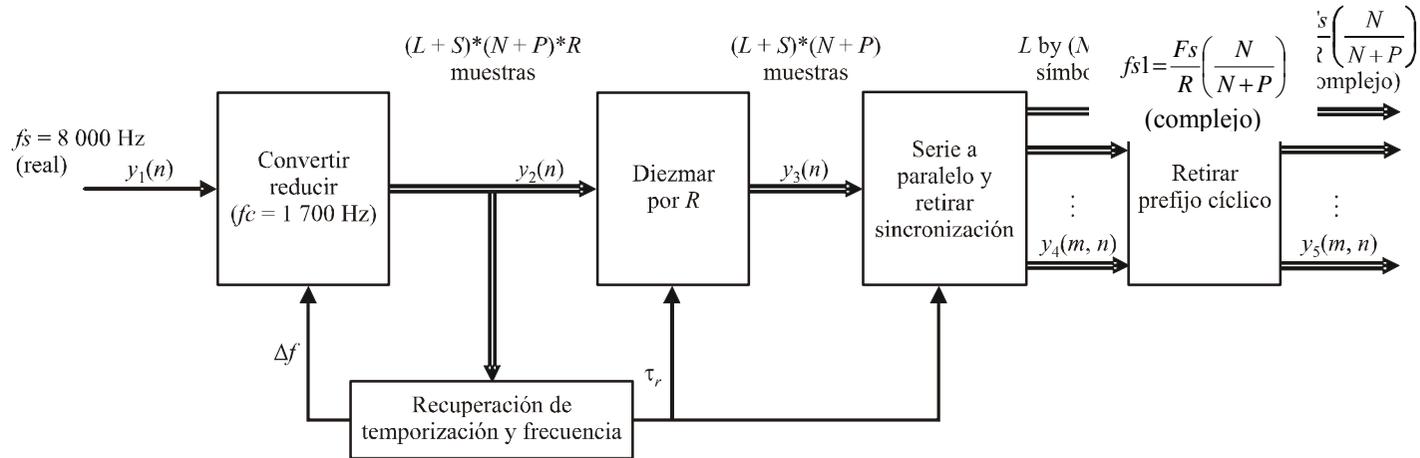
Desmodulador

En la Fig. 12 se ilustra la arquitectura del desmodulador. 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 reducida de 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 trasformada 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 desmodulador 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 modulator. Se desaleatorizan los bits utilizando el proceso inverso del empleado en el modulator, 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
Desmodulador MDPD



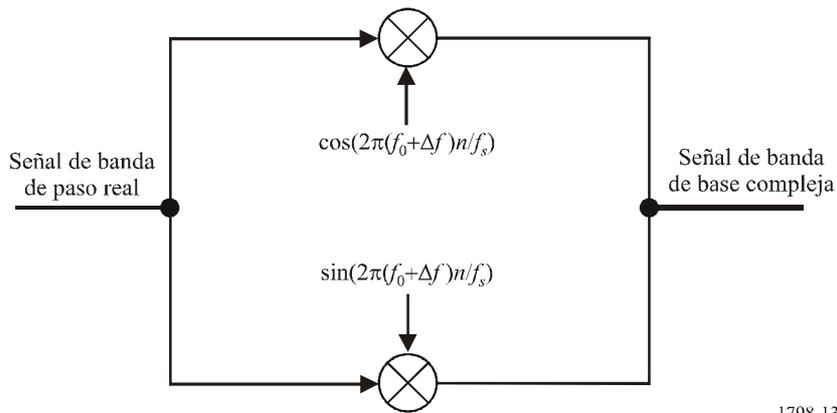
N : longitud TRFI
 P : longitud de extensión
 M : orden de MDP

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

Convertidor reductor

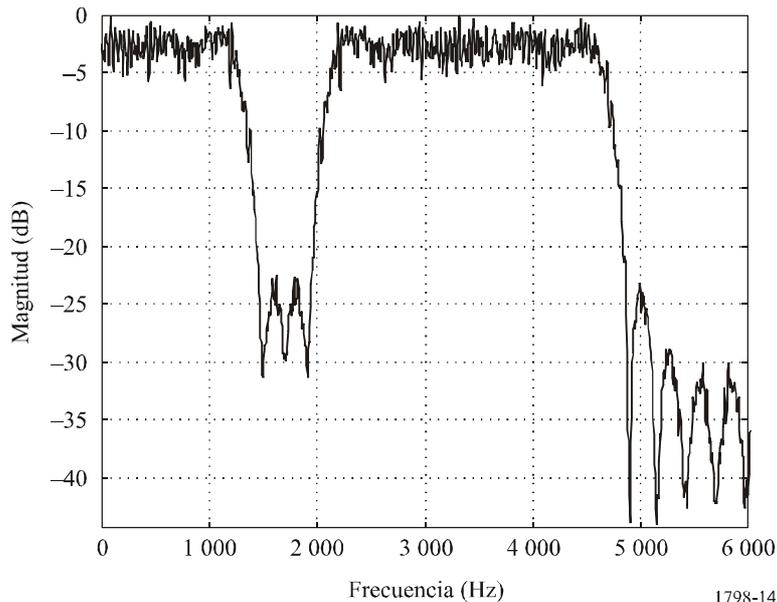
El convertidor reductor, ilustrado en la Fig. 13, efectúa la operación inversa del convertidor elevador del modulador, salvo que la frecuencia de la portadora se actualiza adaptativamente, basándose en la salida de los estimadores de recuperación de frecuencia de portadora. La entrada se mezcla con sinusoides 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 centrado en $2 \cdot f_0 = 3\,400$ Hz, que se retira en la siguiente etapa del procesamiento.

FIGURA 13
Convertidor reductor



1798-13

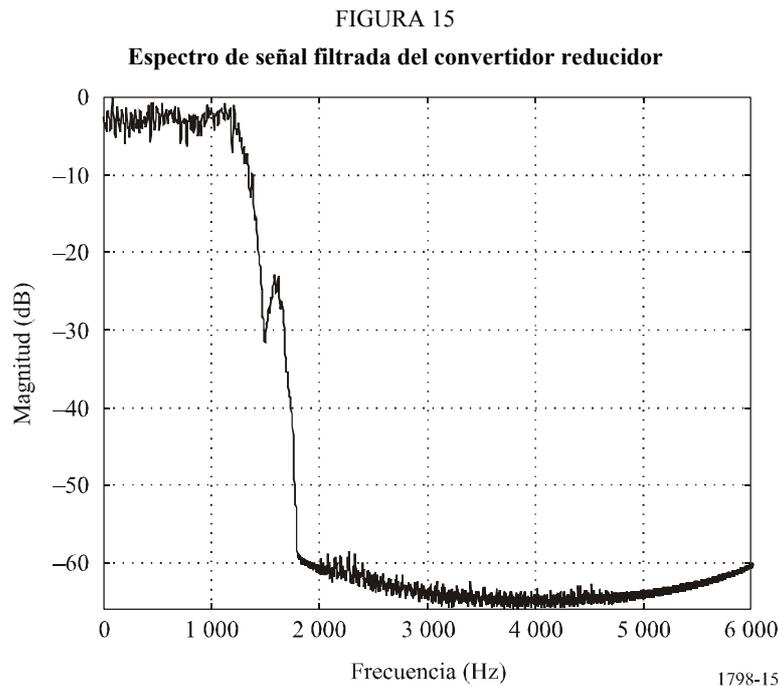
FIGURA 14
Espectro de señal de convertidor reductor



1798-14

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 desmodulador. 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 (SC). A continuación se presentan los resultados de los análisis para la degradación de la proporción de bits erróneos (BER) 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 .

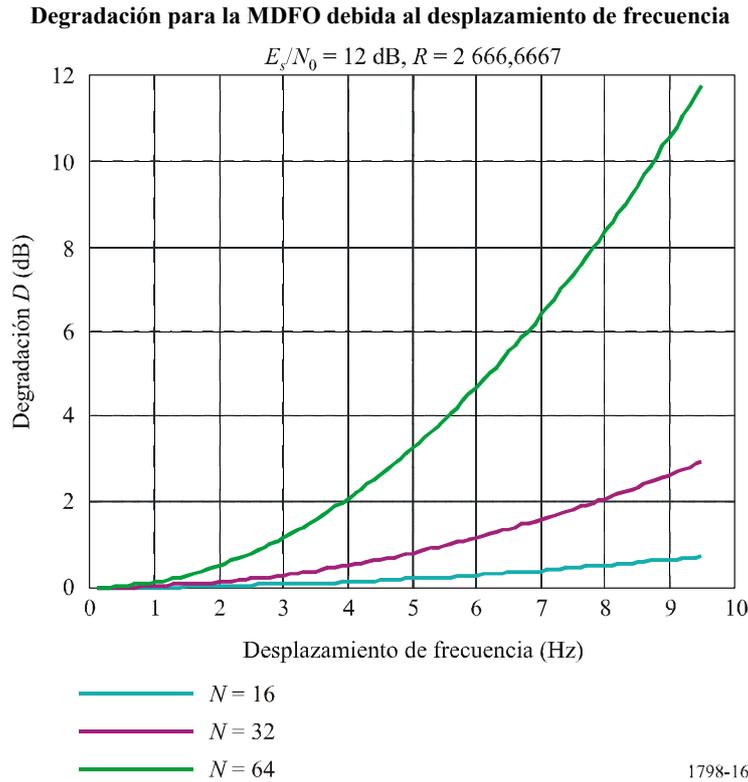
$$D \approx \left\{ \begin{array}{l} \frac{10}{\ln 10} \cdot \frac{11}{60} \left(4\pi N \frac{\beta}{R} \right) \frac{E_s}{N_0} \quad \text{OFDM} \\ \frac{10}{\ln 10} \cdot \frac{1}{60} \left(4\pi \frac{\beta}{R} \right) \frac{E_s}{N_0} \quad \text{SC} \end{array} \right. \quad (13)$$

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 QAM-M. Para este análisis la BER 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



Conversión serie a paralelo

Del diezmadador salen $(L + S) \cdot (N + P)$ 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 (TRF)

La TRF es la principal función de procesamiento en el desmodulador 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:

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + \Delta\varphi_k \tag{17}$$

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.

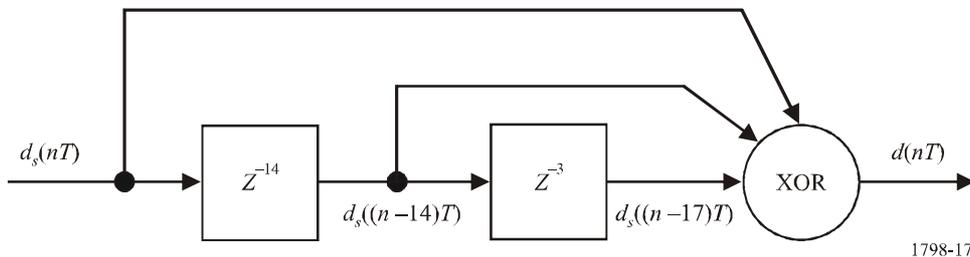
Desaleatorizador

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

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

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



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 CRC

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

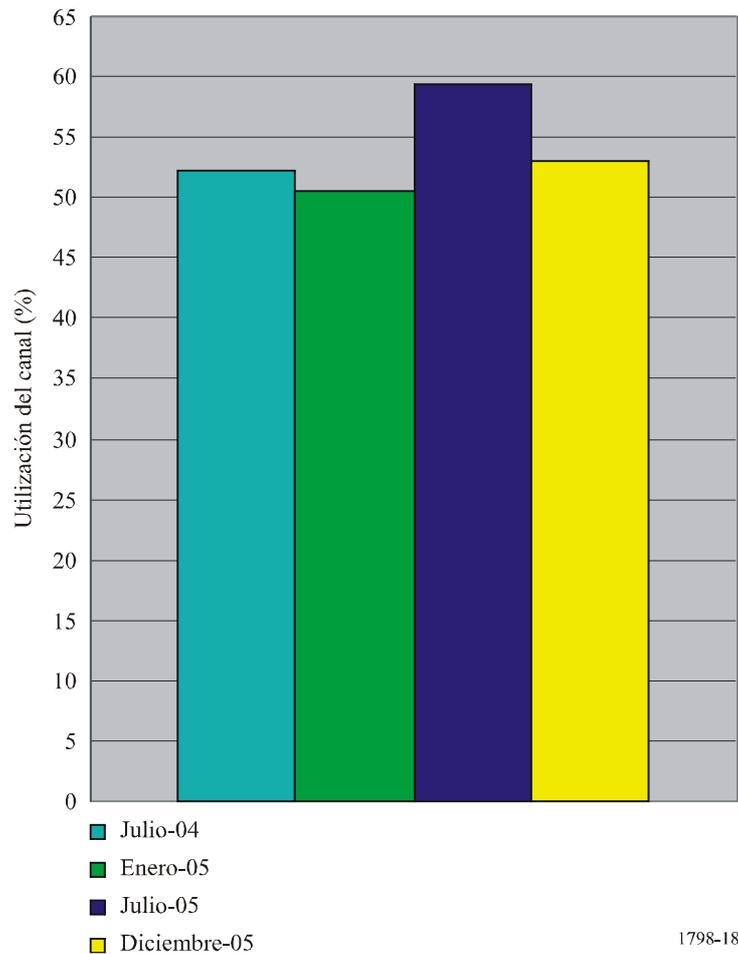
En una red de comunicaciones mundial con varios cientos de canales, más de dos docenas de estaciones y varios miles de barcos que generan un alto volumen de datos, es sumamente importante disponer de un sistema eficaz de selección de frecuencia. La norma ALE Mil comúnmente utilizada sería totalmente 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
Por ciento de utilización de canal



4 Ejemplo 2 – Sistema de correo electrónico que utiliza el protocolo PACTOR III, incluido el sistema empleado por la red de enlaces mundiales (GLN)

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. Se adjunta a este documento una descripción del protocolo.

Protocolo de comunicación T-BUS

El sistema utiliza el protocolo de comunicación T-BUS a fin de controlar los radioequipos 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; se adjunta una descripción del protocolo de comunicación Skanti (véase el Anexo 3).

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 (IDBE)

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.

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

4.1.1 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 el protocolo 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 el PACTOR-I y el PACTOR-II fueron desarrollados para funcionar en una anchura de banda de 500 Hz, el PACTOR-III está diseñado específicamente para el mercado comercial a fin de proveer un caudal mayor y una mayor robustez utilizando un canal SSB completo. 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.

4.1.2 Niveles de velocidad y anchura de banda

Dependiendo de las condiciones de propagación, el PACTOR-III utiliza 6 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 (SL)

	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

4.1.3 Modulación, codificación y velocidades de datos

La modulación aplicada es, ya sea 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 descodificar con el descodificador de velocidad 1/2. El descodificador 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 descodificación. 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 descodificador de una sola velocidad de código (en nuestro caso un descodificador 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 descodificador 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).

FIGURA 20
Parámetros de los diferentes niveles de velocidad (SL)

SL	Modulation	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-4D	7	1/2	2 800	1 186,1	3,8
5	MDP-4D	7	3/4	3 200	2 039,5	5,2
6	MDP-4D	7	8/9	3 600	2 722,1	5,7

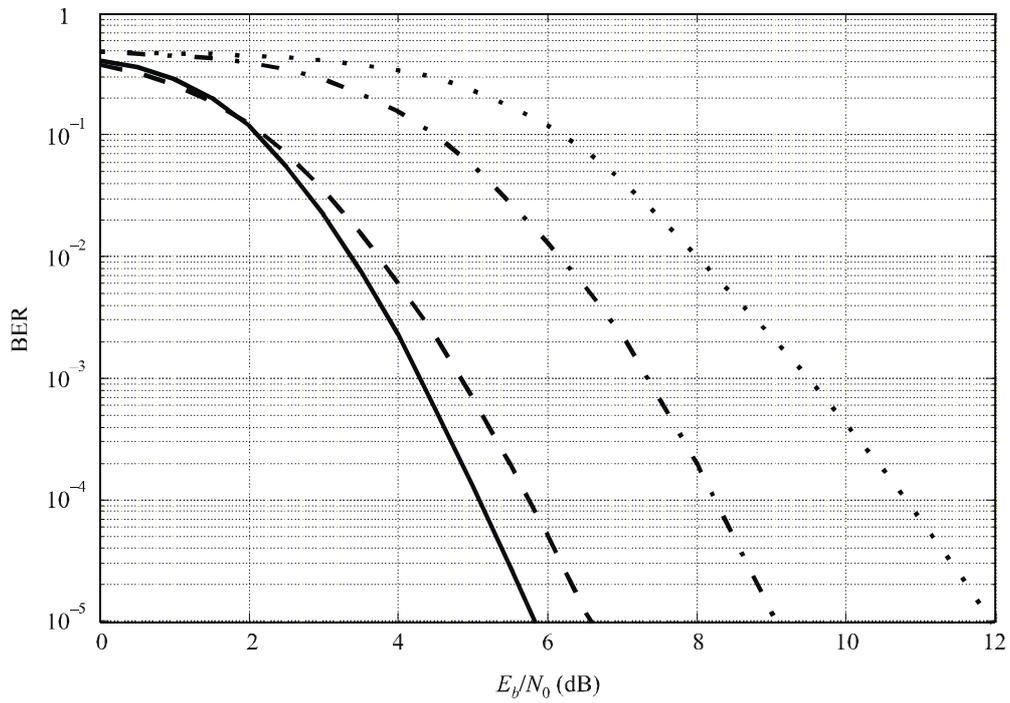
1798-20

Las Fig. 21 y Fig. 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.

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

BER para los diferentes niveles de velocidad (SL)
con relación a la energía por bit

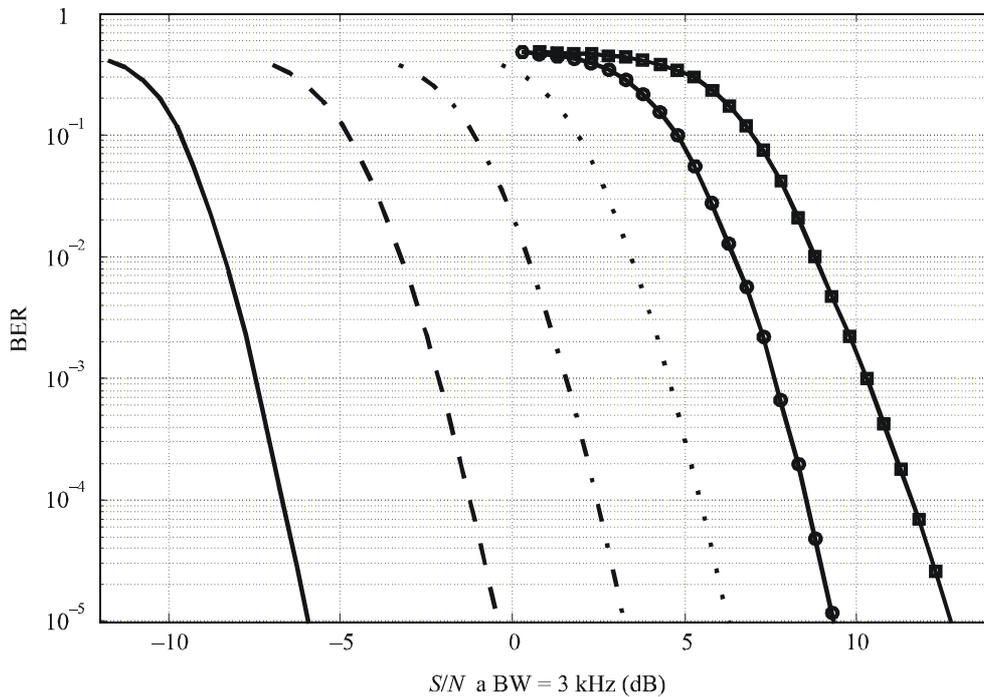


- SL1
- - - SL2/SL3/SL4
- · - SL5
- · · SL6

1798-21

FIGURA 22

BER para los diferentes niveles de velocidad
con respecto a la S/N del canal



1798-22

4.1.4 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 (ALC), 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 (DRM), 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 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 DFE óptimo con el modo monoportadora (no puede utilizarse un ecualizador MLSE óptimo porque la respuesta de impulsos 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 DFE 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.

4.1.5 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).

4.1.6 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

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	0xblc8	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

1798-24

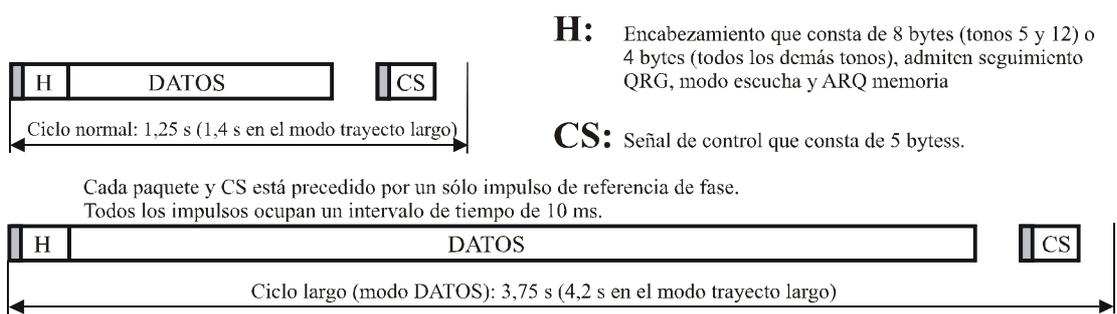
Los encabezamientos están seguidos por campos de datos que transfieren la información de usuario. En los seis niveles de velocidad diferentes, 5, 23, 59, 122, 212, y 284 bytes de carga útil se transfieren en el ciclo corto y 36, 116, 276, 556, 956, y 1 276 bytes de carga útil en el ciclo largo, respectivamente. Después del desentrelazado y descodificación 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.

FIGURA 25

Funcionamiento ARQ del PACTOR-III



H: Encabezamiento que consta de 8 bytes (tonos 5 y 12) o 4 bytes (todos los demás tonos), admiten seguimiento QRG, modo escucha y ARQ memoria

CS: Señal de control que consta de 5 bytes.

Cada paquete y CS está precedido por un sólo impulso de referencia de fase.
 Todos los impulsos ocupan un intervalo de tiempo de 10 ms.

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

4.1.7 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 llanos. 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.

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 logable depende mucho más del tipo de texto que la distribución de caracteres simples. Por tanto, hemos escogido un método ligeramente modificado que

denominamos 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 llano, 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 «AAAAAAA» se transfiere utilizando un código de pasada de 3 bytes «0x1D 0x41 0x68».

4.1.8 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.

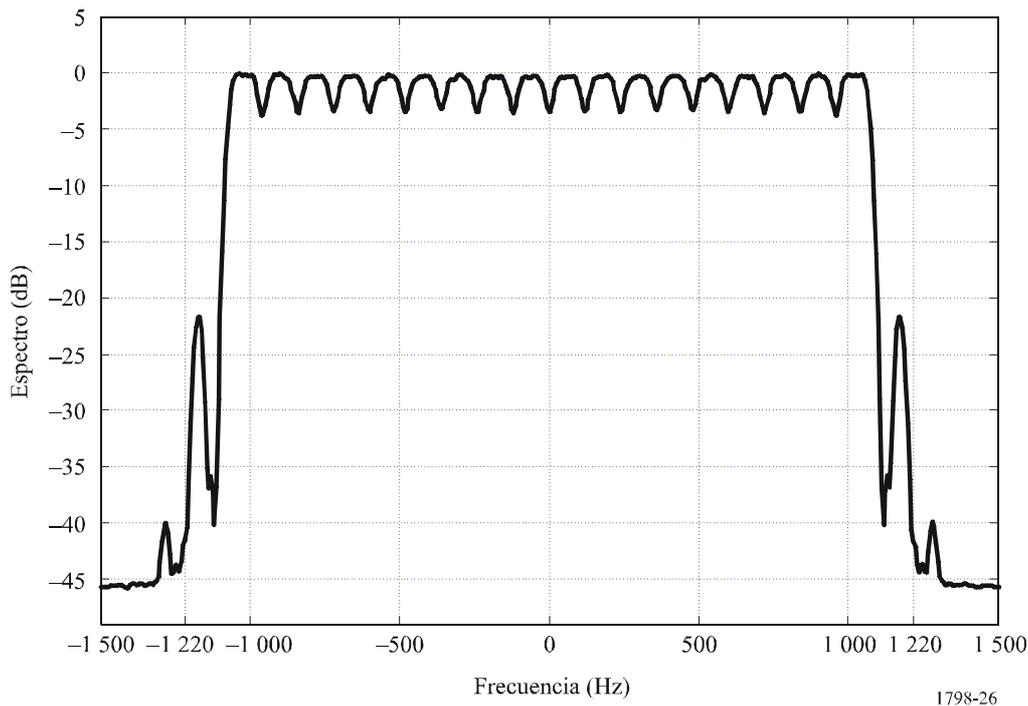
Además, ha de tomarse en consideración que, debido a los diferentes parámetros de «tonos» posibles relativos al modo MDF utilizado para el establecimiento inicial del enlace, puede ocurrir un desplazamiento de la frecuencia central de la señal con la conmutación automática al PACTOR-III. Por consiguiente, deben comprobarse cuidadosamente los parámetros 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 parámetros 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.

4.1.9 Mediciones de la calidad de funcionamiento

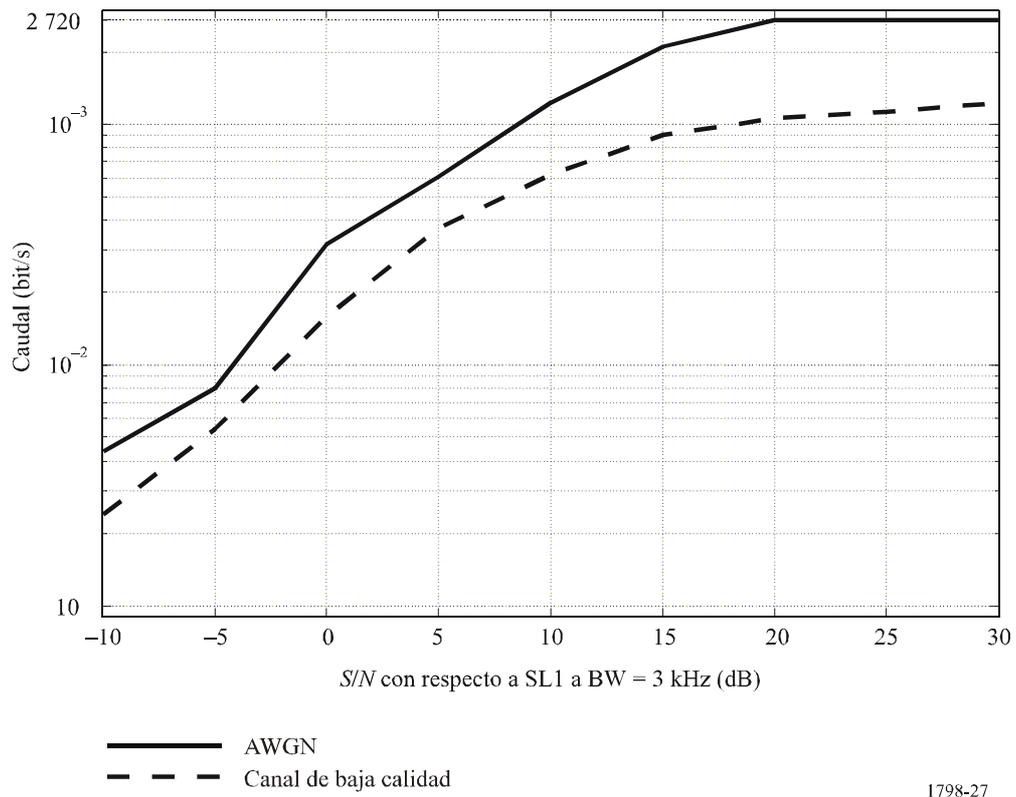
La calidad de funcionamiento de los modos ARQ con diferentes niveles de velocidad depende fuertemente de la implementación del protocolo ARQ y de la selección automática de un nivel de velocidad apropiado para las condiciones de un canal determinado. El PACTOR-III comprende la ARQ de memoria para suavizar 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 AWGN y un canal de baja calidad. La S/N se evalúa con relación a la potencia de salida RMS 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 (SL6) con 18 tonos activos



1798-26

FIGURA 27
Caudal del PACTOR-III



1798-27

FIGURA 28
BER para los diferentes niveles de velocidad (SL)
con respecto a la energía por bit

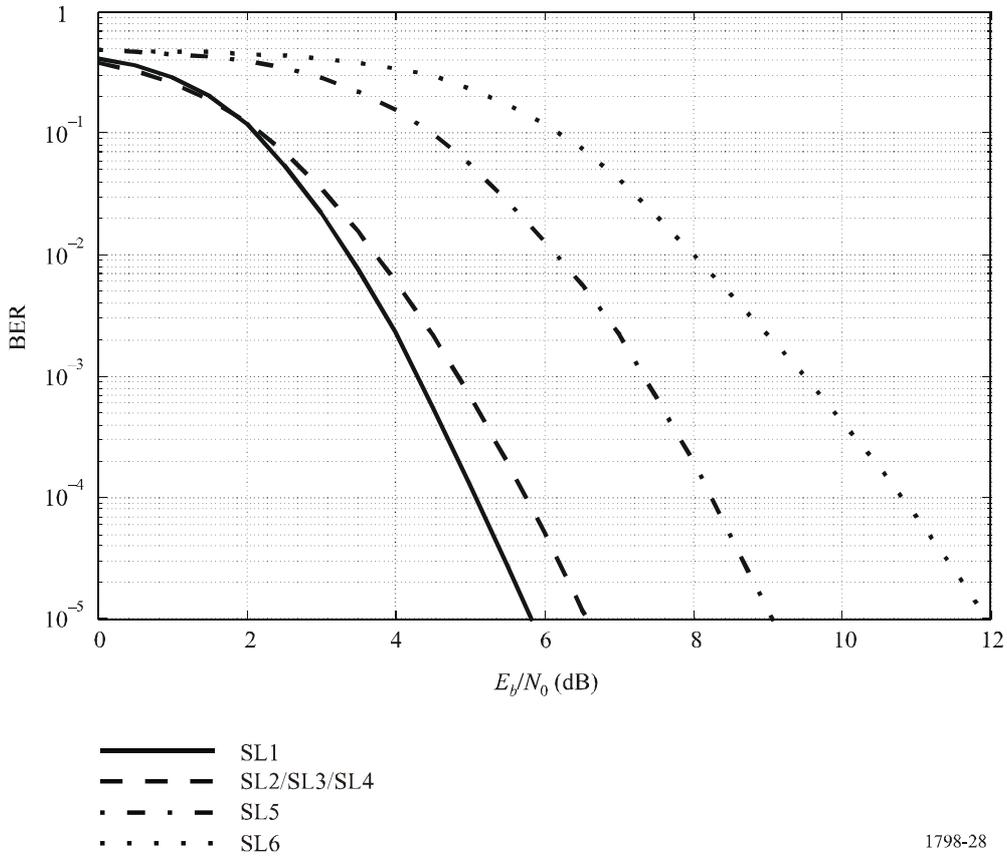
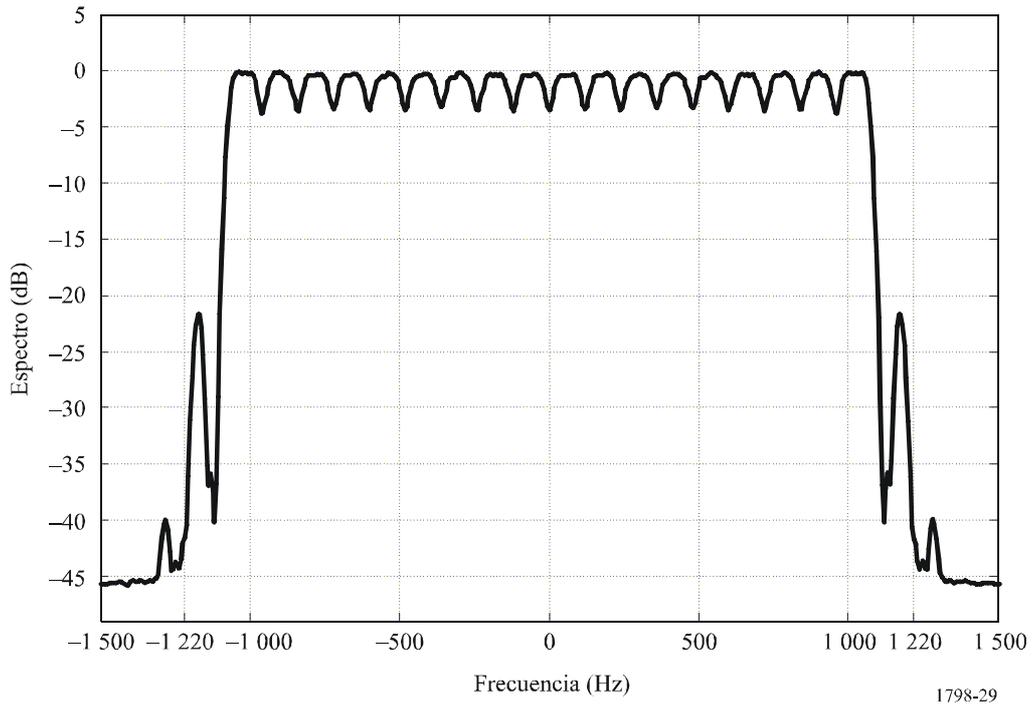


FIGURA 29
Espectro de una señal PACTOR-III al nivel de
velocidad 6 (SL6) con los 18 tonos activos



4.2 Protocolo de comunicación típico (T-BUS)

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:

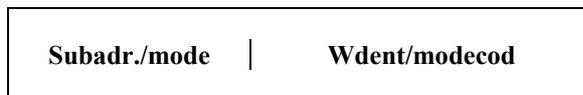
Palabra de dirección



Direcciones reservadas:

- C2h: Receptor
- C3h: Transmisor
- FFh: Radiodifusión

Palabra de instrucción



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}

Palabra de estado

Err		Dirección de terminal distante
-----	--	---------------------------------------

Err: Estado de retorno de error

Formato de mensaje:

Un mensaje consta de una palabra de dirección seguida de una palabra de instrucción y posibles palabras de datos correspondientes.

Ejemplo: TX 19.1201 MHz en modo télex

- C3h
- 14h
- 19h
- 12h
- 01h
- 00h

4.3 Red de enlaces mundiales (GLN)

Visión general

La GLN es una red de estaciones radio costeras (CRS) que cooperan y que ofrecen acceso de datos para el servicio móvil marítimo. Debido a la creciente demanda de transferencia por correo electrónico y de acceso Internet en los barcos y al uso de creciente de IDBE y télex radio, estas estaciones radio ofrecen ahora servicios de datos en onda corta.

Estructura organizativa

Todas las CRS son explotadas por compañías independientes. Estas compañías se han unido para formar la GLN. Utilizan tecnología común y modulación común. Las CRS están en libertad de ofrecer sus propios servicios adicionales, dependiendo de las necesidades locales. Si, por motivos políticos, militares u otros, la conexión al centro de control de red (NCC) falla, cada estación puede funcionar independientemente. En esos casos, las CRS pueden ofrecer también comunicaciones de larga distancia fuera de las redes de comunicación principales.

Estructura técnica

La GLN se basa en el denominado puente IP Pactor (PIB). El PIB permite establecer conexiones de datos transparentes basándose en el protocolo TCP/IP por canales radio 2k4 en todas las bandas de ondas hectométricas y decamétricas marítimas. El PIB puede utilizarse para cualquier tipo de servicios de datos con una velocidad de transferencia máxima de hasta 5 600 bit/s comprimida. Todos los servidores de red funcionan con un sistema operativo Linux y paquetes de software adicionales que garantizan una alta calidad de funcionamiento a prueba de fallos.

NCC

El NCC funciona en virtud de un acuerdo con las CRS. Es responsable de las bases de datos, de la contabilidad, de las copias de seguridad, de la seguridad de los datos y de su desarrollo. El NCC funciona también como servidor de correo electrónico para pequeñas estaciones que no disponen de su propia infraestructura de datos. El NCC ofrece servicios de datos básicos tales como información meteorológica, compresión en línea de correo electrónico, correo por la web, seguimiento y correo electrónico para las tripulaciones a todos los clientes de la red GLN.

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, albergamiento 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 dúplex. 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 (SES)

La aplicación que debe unirse a la red GLN debe ser reenviada a una CRS. Esta aplicación permite al SES 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

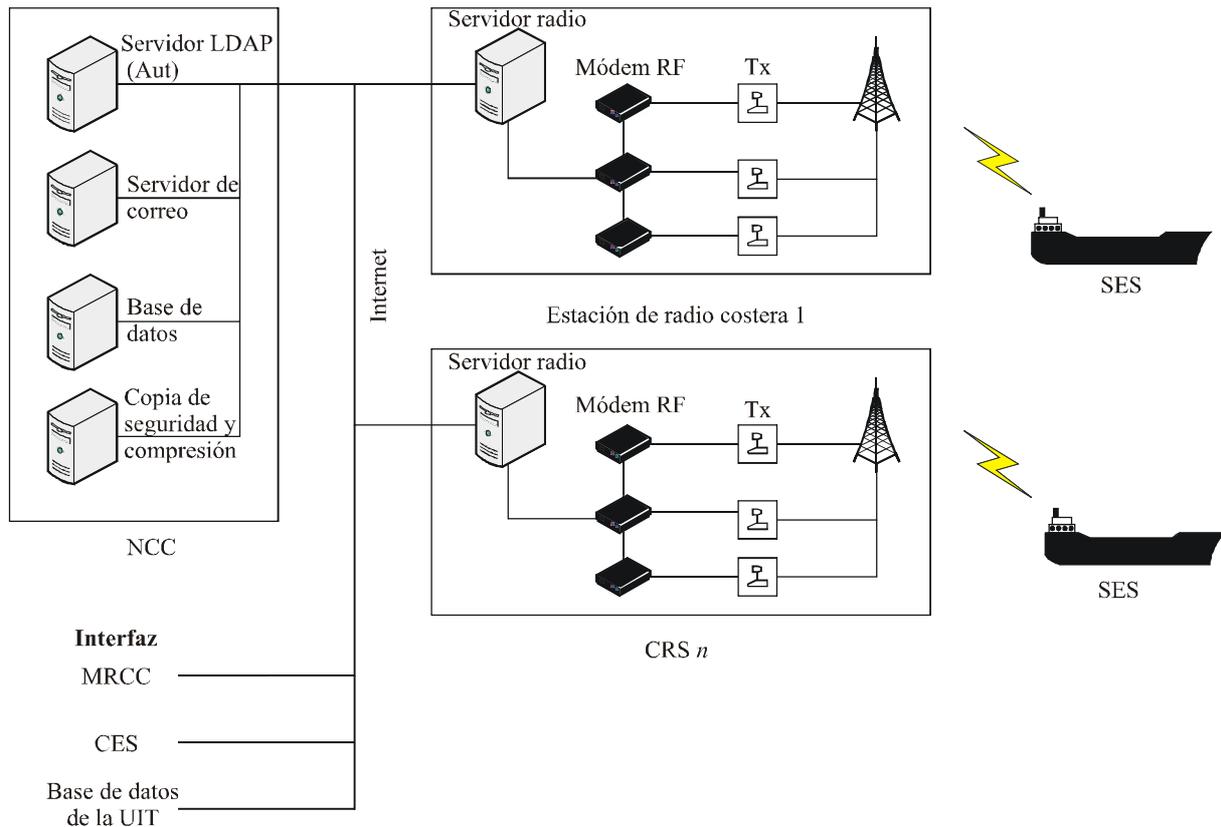
Debido al empleo de tecnología Internet estándar en cualquier parte de la red, la red GLN está abierta a cualquier servicio opcional tal como transferencia de datos telemétricos, comunicaciones de conversación con otras redes, transferencias de posición, así como comunicaciones de barco a barco y de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



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

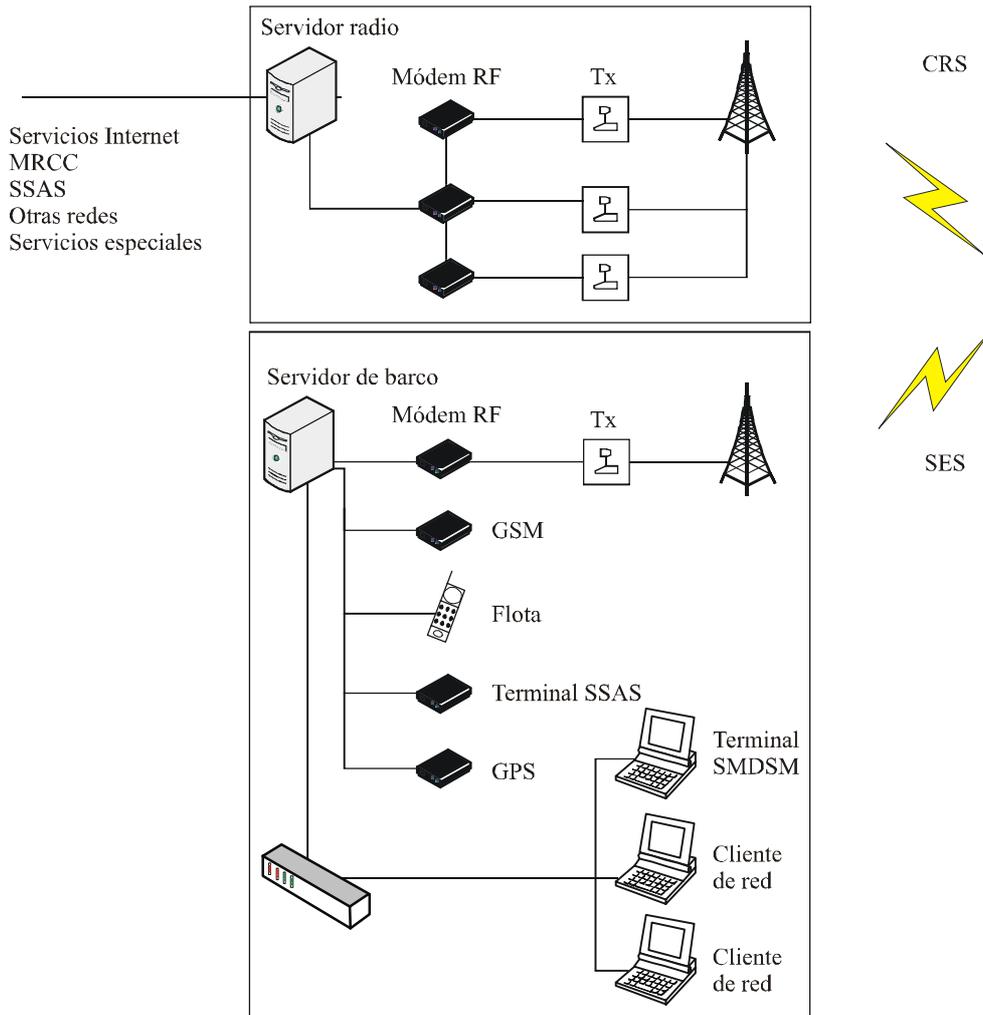
Se pueden implementar hasta 255 cuentas de correo electrónico por barco. Pueden cargarse a la empresa del barco o la tripulación puede pagar mediante tarjeta de crédito directamente a la CRS.

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 MN.

FIGURA 32
Estaciones radio de la GLN en todo el mundo
(agosto de 2006)



1798-32

Emplazamientos (agosto de 2006, sujeto a cambios)

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

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