

Unión Internacional de Telecomunicaciones

**UIT-T**

SECTOR DE NORMALIZACIÓN  
DE LAS TELECOMUNICACIONES  
DE LA UIT

**G.9955**

(12/2011)

SERIE G: SISTEMAS Y MEDIOS DE TRANSMISIÓN,  
SISTEMAS Y REDES DIGITALES

Redes de acceso – Redes internas

---

**Transceptores de comunicación de banda  
estrecha por la red de suministro eléctrico  
con multiplexación por división ortogonal de  
frecuencia – Especificación de la capa física**

Recomendación UIT-T G.9955



RECOMENDACIONES UIT-T DE LA SERIE G  
**SISTEMAS Y MEDIOS DE TRANSMISIÓN, SISTEMAS Y REDES DIGITALES**

CONEXIONES Y CIRCUITOS TELEFÓNICOS INTERNACIONALES	G.100–G.199
CARACTERÍSTICAS GENERALES COMUNES A TODOS LOS SISTEMAS ANALÓGICOS DE PORTADORAS	G.200–G.299
CARACTERÍSTICAS INDIVIDUALES DE LOS SISTEMAS TELEFÓNICOS INTERNACIONALES DE PORTADORAS EN LÍNEAS METÁLICAS	G.300–G.399
CARACTERÍSTICAS GENERALES DE LOS SISTEMAS TELEFÓNICOS INTERNACIONALES EN RADIOENLACES O POR SATELITE E INTERCONEXIÓN CON LOS SISTEMAS EN LÍNEAS METÁLICAS	G.400–G.449
COORDINACIÓN DE LA RADIOTELEFONÍA Y LA TELEFONÍA EN LÍNEA	G.450–G.499
CARACTERÍSTICAS DE LOS MEDIOS DE TRANSMISIÓN Y DE LOS SISTEMAS ÓPTICOS	G.600–G.699
EQUIPOS TERMINALES DIGITALES	G.700–G.799
REDES DIGITALES	G.800–G.899
SECCIONES DIGITALES Y SISTEMAS DIGITALES DE LÍNEA	G.900–G.999
CALIDAD DE SERVICIO Y DE TRANSMISIÓN MULTIMEDIOS – ASPECTOS GENÉRICOS Y ASPECTOS RELACIONADOS AL USUARIO	G.1000–G.1999
CARACTERÍSTICAS DE LOS MEDIOS DE TRANSMISIÓN	G.6000–G.6999
DATOS SOBRE CAPA DE TRANSPORTE – ASPECTOS GENÉRICOS	G.7000–G.7999
ASPECTOS RELATIVOS A LOS PROTOCOLOS EN MODO PAQUETE SOBRE LA CAPA DE TRANSPORTE	G.8000–G.8999
REDES DE ACCESO	G.9000–G.9999
Redes de acceso metálicas	G.9700–G.9799
Sistemas de línea óptica para las redes locales y de acceso	G.9800–G.9899
<b>Redes internas</b>	<b>G.9900–G.9999</b>

*Para más información, véase la Lista de Recomendaciones del UIT-T.*

## Recomendación UIT-T G.9955

### Transceptores de comunicación de banda estrecha por la red de suministro eléctrico con multiplexación por división ortogonal de frecuencia – Especificación de la capa física

#### Resumen

En la Recomendación UIT-T G.9955 se especifica la capa física para los transceptores de comunicación de banda estrecha por la red de suministro eléctrico con multiplexación por división ortogonal de frecuencia (MDFO), para comunicaciones a través de líneas de corriente alterna y continua a frecuencias inferiores a 500 kHz. Esta Recomendación permite las comunicaciones en interiores y exteriores por líneas de baja y media tensión, mediante transformadores de baja a media tensión y transformadores de media a baja tensión, en comunicaciones tanto urbanas como rurales de larga distancia. En esta Recomendación se contemplan aplicaciones entre redes eléctricas y medidores, infraestructuras de medición avanzada (IMA) y otras aplicaciones de redes inteligentes tales como la carga de vehículos eléctricos, la domótica y las comunicaciones por redes de área doméstica.

La presente versión comprende la Recomendación UIT-T G.9955 (12/2011) junto con su Enmienda 1.

#### Historia

Edición	Recomendación	Aprobación	Comisión de Estudio	ID único*
1.0	ITU-T G.9955	2011-12-16	15	<a href="http://handle.itu.int/11.1002/1000/11324">11.1002/1000/11324</a>
1.1	ITU-T G.9955 (2011) Amd. 1	2012-09-21	15	<a href="http://handle.itu.int/11.1002/1000/11684">11.1002/1000/11684</a>

\* Para acceder a la Recomendación, sírvase digitar el URL <http://handle.itu.int/> en el campo de dirección del navegador, seguido por el identificador único de la Recomendación. Por ejemplo, <http://handle.itu.int/11.1002/1000/11830-en>.

## PREFACIO

La Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) es el organismo especializado de las Naciones Unidas en el campo de las telecomunicaciones y de las tecnologías de la información y la comunicación. El Sector de Normalización de las Telecomunicaciones de la UIT (UIT-T) es un órgano permanente de la UIT. Este órgano estudia los aspectos técnicos, de explotación y tarifarios y publica Recomendaciones sobre los mismos, con miras a la normalización de las telecomunicaciones en el plano mundial.

La Asamblea Mundial de Normalización de las Telecomunicaciones (AMNT), que se celebra cada cuatro años, establece los temas que han de estudiar las Comisiones de Estudio del UIT-T, que a su vez producen Recomendaciones sobre dichos temas.

La aprobación de Recomendaciones por los Miembros del UIT-T es el objeto del procedimiento establecido en la Resolución 1 de la AMNT.

En ciertos sectores de la tecnología de la información que corresponden a la esfera de competencia del UIT-T, se preparan las normas necesarias en colaboración con la ISO y la CEI.

## NOTA

En esta Recomendación, la expresión "Administración" se utiliza para designar, en forma abreviada, tanto una administración de telecomunicaciones como una empresa de explotación reconocida de telecomunicaciones.

La observancia de esta Recomendación es voluntaria. Ahora bien, la Recomendación puede contener ciertas disposiciones obligatorias (para asegurar, por ejemplo, la aplicabilidad o la interoperabilidad), por lo que la observancia se consigue con el cumplimiento exacto y puntual de todas las disposiciones obligatorias. La obligatoriedad de un elemento preceptivo o requisito se expresa mediante las frases "tener que, haber de, hay que + infinitivo" o el verbo principal en tiempo futuro simple de mandato, en modo afirmativo o negativo. El hecho de que se utilice esta formulación no entraña que la observancia se imponga a ninguna de las partes.

## PROPIEDAD INTELECTUAL

La UIT señala a la atención la posibilidad de que la utilización o aplicación de la presente Recomendación suponga el empleo de un derecho de propiedad intelectual reivindicado. La UIT no adopta ninguna posición en cuanto a la demostración, validez o aplicabilidad de los derechos de propiedad intelectual reivindicados, ya sea por los miembros de la UIT o por terceros ajenos al proceso de elaboración de Recomendaciones.

En la fecha de aprobación de la presente Recomendación, la UIT ha recibido notificación de propiedad intelectual, protegida por patente, que puede ser necesaria para aplicar esta Recomendación. Sin embargo, debe señalarse a los usuarios que puede que esta información no se encuentre totalmente actualizada al respecto, por lo que se les insta encarecidamente a consultar la base de datos sobre patentes de la TSB en la dirección <http://www.itu.int/ITU-T/ipr/>.

© UIT 2014

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

# ÍNDICE

	<b>Página</b>
1 Alcance .....	1
2 Referencias .....	1
3 Definiciones .....	1
4 Siglas y abreviaturas .....	5
5 Arquitectura de red y modelos de referencia .....	7
5.1 Arquitectura de red y topología .....	7
5.2 Modelos de referencia .....	13
6 Convenios .....	17
6.1 Convenio sobre el orden de los bits .....	17
7 Especificación de la capa física (PHY) .....	18
7.1 Modelo funcional de PHY .....	18
7.2 Subcapa de codificación física (PCS) .....	19
7.3 Subcapa de anexo al medio físico (PMA) .....	28
7.4 Subcapa dependiente del medio físico (PMD) .....	40
7.5 Especificación de la banda de frecuencias .....	57
7.6 Máscara PSD de transmisión .....	60
7.7 Especificación eléctrica .....	61
7.8 Primitivas de datos, gestión y control de PHY .....	64
Anexo A – Especificación G3-PLC PHY para la banda CENELEC A .....	75
A.1 Alcance .....	75
A.2 Acrónimos .....	75
A.3 Introducción .....	76
A.4 Descripción general .....	77
A.5 Especificación de la capa física .....	78
A.6 Especificaciones eléctricas del transmisor .....	98
A.7 Primitivas PHY .....	103
Apéndice A.I – G3-PLC: Ejemplos de codificación y decodificación .....	111
Anexo B – PRIME comunicaciones por líneas de energía eléctrica PHY .....	112
B.1 Introducción .....	112
B.2 Descripción general .....	116
B.3 Capa física .....	117
Apéndice B-I – PRIME: Ejemplos de CRC .....	143
Anexo C – PRIME: Cálculo de EVM .....	144
C.1 Definiciones de EVM y SNR .....	144
Apéndice C-I – PRIME: Matrices de intercalado .....	145
Anexo D – Modo de funcionamiento relativo a vehículos eléctricos .....	147
D.1 Generalidades .....	147

	<b>Página</b>
D.2 Protocolo de repliegue.....	147
Anexo E – Ampliación de FCC a G3-PLC del Anexo A.....	148
E.1 Ampliación de FCC a G3-PLC del Anexo A.....	148
Anexo F – Requisitos para las bandas de frecuencias y perturbaciones electromagnéticas....	160
Anexo G – Método de medición de la gama de frecuencias por la cual un dispositivo transmisor detecta una señal de otro dispositivo en la gama de frecuencias 125 kHz-140 kHz.....	161
Anexo H – Método de medición de la distribución espectral de la señalización de un dispositivo de transmisión en la gama de frecuencias 125 kHz-140 kHz.....	162
Anexo J – Métodos de medición (3 kHz a 30 MHz).....	163
J.1 Red eléctrica artificial.....	163
Anexo K – Métodos de medición de la potencia perturbadora (30 MHz a 1 GHz).....	164
K.1 Generalidades.....	164
K.2 Procedimiento de medición.....	164
K.3 Dispositivos con equipos auxiliares conectados al final de un cable distinto del cable de alimentación principal.....	165
Anexo L – Características de atenuación del instrumento de medición por encima de 150 kHz.....	166
Anexo M – Modo extremadamente robusto.....	167
M.1 Utilización de los campos PFH en el ERM.....	167
M.2 Ampliaciones ERM de la funcionalidad PMA.....	167
M.3 Ampliaciones ERM de la funcionalidad PMD.....	168
Apéndice I – Diseño de una red artificial para mostrar el funcionamiento del sistema de señalización.....	171
Apéndice II – Ejemplos y casos de utilización de topologías de red UIT-T G.9955.....	173
II.1 Ejemplos de topologías y casos de instalación de UAN.....	173

## Recomendación UIT-T G.9955

### Transceptores de comunicación de banda estrecha por la red de suministro eléctrico con multiplexación por división ortogonal de frecuencia – Especificación de la capa física

#### 1 Alcance

En la Recomendación UIT-T G.9955 se especifica la capa física para los transceptores de comunicación de banda estrecha por la red de suministro eléctrico con multiplexación por división ortogonal de frecuencia (MDFO), para comunicaciones a través de líneas de corriente alterna y continua a frecuencias inferiores a 500 kHz. Esta Recomendación permite las comunicaciones en interiores y exteriores por líneas de baja y media tensión, mediante transformadores de baja a media tensión y transformadores de media a baja tensión, en comunicaciones tanto urbanas como rurales de larga distancia. En esta Recomendación se contemplan aplicaciones entre redes eléctricas y medidores, infraestructuras de medición avanzada (IMA) y otras aplicaciones de redes inteligentes tales como la carga de vehículos eléctricos, la domótica y las comunicaciones por redes de área doméstica.

#### 2 Referencias

Las siguientes Recomendaciones del UIT-T y otras referencias contienen disposiciones que, mediante su referencia en este texto, constituyen disposiciones de la presente Recomendación. Al efectuar esta publicación, estaban en vigor las ediciones indicadas. Todas las Recomendaciones y otras referencias son objeto de revisiones por lo que se preconiza que los usuarios de esta Recomendación investiguen la posibilidad de aplicar las ediciones más recientes de las Recomendaciones y otras referencias citadas a continuación. Se publica periódicamente una lista de las Recomendaciones UIT-T actualmente vigentes. En esta Recomendación, la referencia a un documento, en tanto que autónomo, no le otorga el rango de una Recomendación.

- [UIT-T G.9956] Recomendación UIT-T G.9956 (2011), *Transceptores de comunicación de banda estrecha por la red de suministro eléctrico con multiplexación por división ortogonal de frecuencia – Especificación de la capa de enlace de datos*.
- [CISPR 16-1] IEC CISPR 16-1 (1993), *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods. Part 1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus*.
- [CISPR 16-2] IEC CISPR 16-2 (1996), *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods. Part 2: Methods of measurement of disturbances and immunity*.
- [EN50065-1] CENELEC EN 50065-1 (2011), *Signalling on low-voltage electrical installations in the frequency range 3 kHz to 148,5 kHz – Part 1: General requirements, frequency bands and electromagnetic disturbances*.

#### 3 Definiciones

En la presente Recomendación se definen los siguientes términos:

**3.1 banda (*bandplan*):** Gama específica del espectro de frecuencias definida por una frecuencia inferior y una superior.

**3.2 banda base (*baseband*):** Banda de frecuencias definida por una frecuencia de conversión (up-convert)  $F_{UC} = 0$  y una frecuencia de aumento (*up-shift*)  $F_{US} = F_{SC} \times N/2$  (véase el Cuadro 7-27).

**3.3 banda CENELEC (*CENELEC band*):** Banda de frecuencias comprendida entre 3 kHz y 148,5 kHz y autorizada para las comunicaciones por línea eléctrica en el Anexo F. Se definen cuatro bandas CENELEC: A: 3-95 kHz, B: 95-125 kHz, C: 125-140 kHz y D: 140-148,5 kHz.

**3.4 banda FCC (*FCC band*):** Banda de frecuencias comprendidas entre 9 kHz y 490 kHz, autorizada para las comunicaciones por la línea eléctrica.

**3.5 calidad del servicio (QoS) (*quality of service*):** Conjunto de requisitos de calidad en las comunicaciones por la red.

**3.6 canal (*channel*):** Trayecto de transmisión entre nodos. Un canal se considera un trayecto de transmisión. Lógicamente, un canal es un ejemplar de medio de comunicación utilizado para transmitir datos entre dos o más nodos.

**3.7 caudal (*throughput*):** Volumen de datos transferido desde la interfaz A de un nodo de origen hasta la interfaz A de un nodo de destino durante un determinado intervalo de tiempo, y que se expresa en número de bits por segundo.

**3.8 datos (*data*):** Bits o bytes que circulan por el medio o por un punto de referencia y que transportan información. Los datos engloban datos de usuario (aplicación) y cualquier otra información auxiliar (encabezamiento, por ejemplo, para el control, la gestión, etc.). No se consideran datos los bits o bytes que, por sí mismos, no transmiten información alguna, tales como los preámbulos.

**3.9 detección de portadora (CRS) (*carrier sense*):** Generado por el receptor, CRS indica que el medio está ocupado, es decir, que otro nodo está transmitiendo por el medio una trama PHY, una secuencia de tramas PHY o una señal especial (por ejemplo, INUSE, PR). CRS puede consistir en una señal de detección de portadora física o un indicador de detección de portadora virtual.

- La detección de portadora física se genera analizando las señales físicas presentes en el medio.
- La detección de portadora virtual se basa en la información relativa a la duración de la trama PHY o de la secuencia de tramas PHY obtenida a partir del encabezamiento de la trama o comunicada al nodo por otros mecanismos (por ejemplo, en otra trama).

**3.10 difusión (*broadcast*):** Tipo de comunicación en la que un nodo envía simultáneamente la misma trama a todos los demás nodos de la red residencial o del dominio.

**3.11 dominio (*domain*):** Parte de una red residencial UIT-T G.9955 que consta de un maestro del dominio y todos los nodos registrados con ese mismo maestro de dominio. En el contexto de la presente Recomendación, cuando se utiliza el término 'dominio' sin adjetivos cabe entender un 'dominio UIT-T G.9955', mientras que 'dominio ajeno' significa 'dominio distinto del UIT-T G.9955'.

**3.12 dominio ajeno (*alien domain*):** Todo grupo de nodos distintos de los UIT-T G.9955 conectados al mismo medio o a uno diferente (alámbrico o inalámbrico) que funcionan muy cerca unos de otros. Estos dominios pueden utilizarse como troncales para la red UIT-T G.9955 o como redes independientes. Quedan fuera del alcance de la presente Recomendación la función puente L3 con una red ajena y la coordinación con dominios ajenos para evitar interferencia mutua.

**3.13 encabezamiento de codificación (*coding overhead*):** Parte del encabezamiento que se utiliza para transportar la redundancia de codificación (por ejemplo, los bits de redundancia de la CRC, verificación de la redundancia cíclica).

**3.14 encabezamiento de transmisión (*transmission overhead*):** Parte del encabezamiento utilizado para dar soporte a la transmisión por la línea (por ejemplo, muestras del prefijo cíclico, espacios entre tramas y periodos de silencio).

**3.15 función mod(a,b):** Función que devuelve el resto cuando  $a$  se divide por  $b$ .



- 3.16 función redondeo a la unidad inferior (x) (*floor*):** Función que devuelve el valor entero mínimo inferior o igual a  $x$ .
- 3.17 función redondeo a la unidad superior (x) (*ceiling*):** Función que devuelve el valor entero mínimo mayor o igual a  $x$ .
- 3.18 ID del dominio (*domain ID*):** Identificador inequívoco del dominio.
- 3.19 ID del nodo (*node ID*):** Identificador inequívoco que se atribuye a un nodo en un dominio.
- 3.20 infraestructura de medición avanzada (*advanced metering infrastructure, AMI*):** Medio primario que utiliza el servicio público de suministros para interactuar con los contadores situados en los locales del cliente. Además de la lectura básica del contador, la AMI ofrece comunicaciones bidireccionales que permiten recabar y analizar el consumo de energía, e interactuar con dispositivos avanzados tales como los contadores de electricidad, gas, calefacción y agua, a través de diversos medios de comunicación.
- 3.21 interfaz física (*physical interface*):** Interfaz definida mediante las propiedades físicas de las señales utilizadas para representar la transferencia de información. La interfaz física se define mediante parámetros de la señal, tales como potencia (densidad de potencia espectral), temporización y tipo de conector.
- 3.22 interfaz lógica (funcional) (*logical (functional) interface*):** Interfaz en la que se definen los atributos semánticos, sintácticos y simbólicos de los flujos de información. Las interfaces lógicas no definen las propiedades físicas de las señales empleadas para representar la información. Quedan definidas por un conjunto de primitivas.
- 3.23 intervalo de guarda (GI) (*guard interval*):** Intervalo de tiempo para mitigar la corrupción de datos transportados por los símbolos, debida a la ISI de los símbolos precedentes. En esta Recomendación, el intervalo de guarda consiste en un prefijo cíclico.
- 3.24 latencia (*latency*):** Tiempo que transcurre desde el instante en que se transmite el último bit de una trama a través del punto de referencia asignado de la pila del protocolo del transmisor, hasta el instante en el que toda la trama llega al punto de referencia asignado de la pila del protocolo del receptor. Se supone que la latencia media y máxima se calcula a partir del 99-ésimo percentil de todas las mediciones de latencia. Si se ha requerido la retransmisión para una trama, el tiempo de retransmisión cuenta como parte de la latencia para los puntos de referencia del protocolo situados por encima de MAC.
- 3.25 maestro del dominio (DM) (*domain master*):** Nodo que gestiona (coordina) todos los demás nodos del mismo dominio. El maestro del dominio es un nodo con capacidades de gestión ampliadas que permiten formar, controlar y efectuar el mantenimiento de los nodos que pertenecen a su dominio.
- 3.26 maestro global (GM) (*global master*):** Función que coordina dominios diferentes de la misma red (por ejemplo, recursos de comunicación, establecimiento de prioridades, políticas de los maestros de dominio y migración de interferencia). El GM también puede transportar funciones de gestión iniciadas por el sistema de gestión remoto. La especificación detallada de esta función y de su utilización se estudiará ulteriormente.
- 3.27 medio (*medium*):** Infraestructura alámbrica que permite la conexión física entre nodos. Los nodos conectados al mismo medio pueden comunicarse por la capa física y pueden interferirse entre sí, a menos que utilicen señales ortogonales (por ejemplo, diferentes bandas de frecuencias o periodos de tiempo distintos).
- 3.28 multidifusión (*multicast*):** Tipo de comunicación en el que un nodo envía simultáneamente la misma trama a más de un nodo de la red.
- 3.29 nodo (*node*):** Todo dispositivo de red que dispone de un tranceptor UIT-T G.9955. En el contexto de la presente Recomendación, cuando se utiliza el término 'nodo' sin adjetivos cabe

entender un 'nodo UIT-T G.9955', mientras que el término 'nodo ajeno' se refiere a un 'nodo distinto a UIT-T G.9955'. Los términos 'nodo' y 'nodo ajeno' pueden calificarse con otros adjetivos (por ejemplo, 'de retransmisión').

**3.30 nodo de extremo (*end-node*):** Nodo que no constituye un maestro del dominio; excepto el maestro del dominio, todos los nodos del dominio son nodos de extremo.

**3.31 primitivas (*primitives*):** Variables y funciones utilizadas para definir interfaces lógicas y puntos de referencia.

**3.32 puente con un dominio/red ajeno (*bridge to alien domain/network*):** Dispositivo que realiza la función puente L2 o L3, para interconectar un dominio UIT-T G.9955 con un dominio ajeno (o red ajena). La creación de puentes con dominios/redes ajenos queda fuera del alcance de la presente Recomendación.

**3.33 puente entre dominios (IDB) (*inter-domain bridge*):** Función puente que interconecta nodos de dos dominios diferentes.

**3.34 puente entre redes (INB) (*inter-network bridge*):** Función puente que interconecta nodos de dos redes UIT-T G.9955 diferentes.

**3.35 punto de referencia (*reference point*):** Posición en un flujo de señal, ya sea lógica o física, que sirve de punto común para observar y/o medir el flujo de la señal.

**3.36 red (*network*):** Dos o más nodos que se comunican entre sí directamente o a través de un nodo de retransmisión en la capa física, o bien a través de un puente entre dominios por encima de la capa física.

**3.37 red de acceso del servicio público de suministros (UAN) (*utility access network*):** Red de comunicaciones por la línea eléctrica controlada por el servicio público de suministros a través de las líneas de distribución de electricidad de dicho servicio, y que ofrece comunicaciones entre el servicio público de suministros y los dispositivos controlados por dicho servicio y la infraestructura de red en los locales del cliente.

**3.38 red de área residencial (HAN) (*home area network*):** Red situada en los locales del cliente que interconecta los dispositivos de éste para la gestión de energía y comunicaciones con el servicio público de suministros.

**3.39 separación entre subportadoras (*subcarrier spacing*):** Diferencia entre las frecuencias de cualesquiera dos subportadoras OFDM adyacentes.

**3.40 símbolo (símbolo OFDM) (*symbol (OFDM symbol)*):** Unidad de tiempo fija de una señal OFDM. El símbolo OFDM consta de múltiples subportadoras o señales sinusoidales. Cada subportadora puede modularse mediante un cierto número de bits de datos y transportarse durante un tiempo establecido denominado periodo de símbolos.

**3.41 subcanal (subcanal OFDM) (*sub-channel (OFDM sub-channel)*):** Elemento fundamental de la tecnología de modulación OFDM. El modulador OFDM divide la anchura de banda del canal en un conjunto de subcanales no solapados.

**3.42 subportadora (subportadora OFDM) (*subcarrier (OFDM subcarrier)*):** Frecuencia central de cada subcanal OFDM con la que se modulan los bits para su transmisión por el subcanal.

**3.43 trama de símbolos (*symbol frame*):** Trama compuesta de bits de un mismo periodo de símbolos OFDM. Las tramas de símbolos se intercambian en el punto de referencia  $\delta$  entre las subcapas PMA y PMD de la capa física (PHY).

**3.44 unidifusión (*unicast*):** Tipo de comunicación en la que un nodo envía la trama solamente a otro nodo.

**3.45 velocidad de datos (*data rate*):** Número de elementos de datos (bits, bytes o tramas) comunicados (transmitidos) por unidad de tiempo, en promedio. Dependiendo del elemento de datos, se utiliza la velocidad binaria, la velocidad de bytes o la velocidad de símbolos de datos. La unidad de tiempo que se suele utilizar para la velocidad de datos es de 1 segundo.

**3.46 velocidad de símbolos (*symbol rate*):** Velocidad, expresada en símbolos por segundo, a la que se transmiten los símbolos OFDM por un nodo hacia un medio. La velocidad de símbolos se calcula exclusivamente para periodos de tiempo de transmisión continua.

**3.47 velocidad neta de datos (*net data rate*):** Velocidad de datos en la interfaz A del modelo de referencia del transceptor.

#### 4 Siglas y abreviaturas

En la presente Recomendación se utilizan las siguientes siglas y abreviaturas:

AC	Corriente alterna ( <i>alternating current</i> )
ACK	Acuse de recibo ( <i>acknowledgement</i> )
AE	Entidad de la aplicación ( <i>application entity</i> )
AFE	Interfaz analógica ( <i>analogue front end</i> )
AMI	Infraestructura de medición avanzada ( <i>advanced metering infrastructure</i> )
AMM	Gestión de medición automática ( <i>automated meter management</i> )
APC	Convergencia de protocolos de aplicación ( <i>application protocol convergence</i> )
BAT	Tabla de atribución de bits ( <i>bit allocation table</i> )
BER	Tasa de errores en los bits ( <i>bit error rate</i> )
BPSK	Modulación binaria por desplazamiento de fase ( <i>binary phase shift keying</i> )
CENELEC	Comité Europeo de Normalización Electrotécnica ( <i>European Committee for Electrotechnical Standardization</i> )
CP	Locales del cliente ( <i>customer premise</i> )
CRC	Verificación de la redundancia cíclica ( <i>cyclic redundancy check</i> )
DLL	Capa de enlace de datos ( <i>data link layer</i> )
DM	Maestro del dominio ( <i>domain master</i> )
EMS	Sistema de gestión de energía ( <i>energy management system</i> )
ESI	Interfaz del servicio de suministro eléctrico ( <i>energy service interface</i> )
EV	Vehículo eléctrico ( <i>electrical vehicle</i> )
EVCF	Sistema de carga de vehículos eléctricos ( <i>electrical vehicle charging facility</i> )
EVSE	Equipo de alimentación del vehículo eléctrico ( <i>electrical vehicle supply equipment</i> )
FCS	Secuencia de verificación de tramas ( <i>frame check sequence</i> )
FEC	Corrección de errores en recepción ( <i>forward error correction</i> )
FFT	Transformada rápida de Fourier ( <i>fast fourier transform</i> )
GF	Campo finito (o campo de Galois) ( <i>galois field</i> )
GI	Intervalo de guarda ( <i>guard interval</i> )
GM	Maestro global ( <i>global master</i> )

HAN	Red de área residencial ( <i>home area network</i> )
HCS	Secuencia de verificación del encabezamiento ( <i>header check sequence</i> )
IDB	Puente entre dominios ( <i>inter-domain bridge</i> )
CEI	Comisión Electrotécnica Internacional ( <i>International Electrotechnical Committee</i> )
IEEE	Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos ( <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> )
IFFT	Transformada rápida inversa de Fourier ( <i>inverse fast Fourier transform</i> )
INB	Puente entre redes ( <i>inter-network bridge</i> )
ISI	Interferencia entre símbolos ( <i>inter-symbol interference</i> )
LISN	Red de estabilización de la impedancia en la línea ( <i>line impedance stabilization network</i> )
LSB	Bit menos significativo ( <i>least significant bit</i> )
LLC	Control lógico del enlace ( <i>logical link control</i> )
MAC	Control de acceso al medio ( <i>medium access control</i> )
MDI	Interfaz dependiente del medio ( <i>medium-dependent interface</i> )
MIB	Base de información de gestión ( <i>management information base</i> )
MPDU	Unidad de datos del protocolo MAC ( <i>MAC protocol data unit</i> )
MSB	Bit más significativo ( <i>most significant bit</i> )
MSDU	Unidad de datos del servicio MAC ( <i>MAC service data unit</i> )
OFDM	Multiplexación por división de frecuencia ortogonal ( <i>orthogonal frequency division multiplexing</i> )
PCS	Subcapa de codificación física ( <i>physical coding sub-layer</i> )
PEV	Vehículo eléctrico con enchufe de alimentación ( <i>plug-in electrical vehicle</i> )
PFH	Encabezamiento de trama PHY ( <i>PHY frame header</i> )
PHY	Capa física ( <i>physical layer</i> )
PLC	Comunicaciones por la línea eléctrica ( <i>power line communications</i> )
PMA	Anexo al medio físico ( <i>physical medium attachment</i> )
PMD	Dependiente del medio físico ( <i>physical medium dependent</i> )
PMI	Interfaz independiente del medio físico ( <i>physical medium-independent interface</i> )
PPM	Partes por millón ( <i>parts per million</i> )
PSD	Densidad espectral de potencia ( <i>power spectral density</i> )
PSDU	Unidad de datos del servicio PHY ( <i>PHY service data unit</i> )
PST	Termostato inteligente programable ( <i>programmable smart thermostat</i> )
QoS	Calidad del servicio ( <i>quality of service</i> )
RCM	Modo de comunicación robusto ( <i>robust communication mode</i> )
RMS	Valor eficaz ( <i>root mean square</i> )
RS	Reed-Solomon ( <i>Reed-Solomon</i> )
RX	Receptor ( <i>receiver</i> )

SNR	Relación señal-ruido ( <i>signal to noise ratio</i> )
TX	Transmisor ( <i>transmitter</i> )
UAN	Red de acceso del servicio público de suministros ( <i>utility access network</i> )

## 5 Arquitectura de red y modelos de referencia

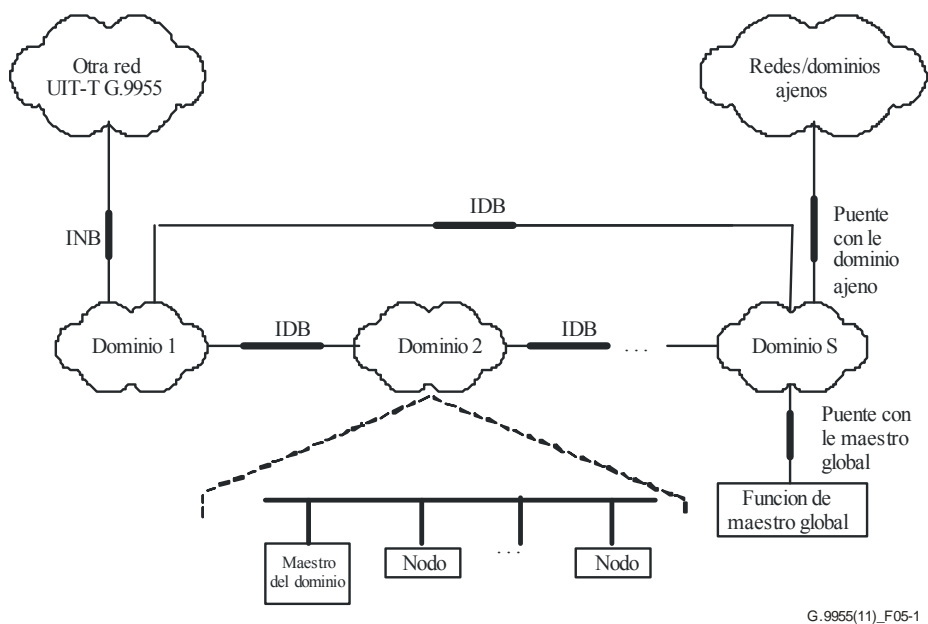
### 5.1 Arquitectura de red y topología

#### 5.1.1 Principios básicos de la red UIT-T G.9955

A continuación se describen los principios básicos de la arquitectura de red UIT-T G.9955:

- 1) La red se divide en dominios:
  - La división de la red física en dominios es lógica; no se requiere la separación física, de modo que los dominios pueden solaparse total o parcialmente, es decir, algunos nodos de un dominio pueden comunicarse directamente (por la capa física) con ciertos nodos de otro dominio.
  - La red física puede tener hasta  $N$  dominios.
  - Cada dominio se identifica mediante un ID de dominio que es único en la red.
  - Los nodos de diferentes dominios pueden comunicarse entre sí a través de puentes entre dominios (IDB). Las funciones IDB están atribuidas a uno o varios nodos dedicados a realizar dichas funciones.
  - Aparte de los dominios UIT-T G.9955, la red puede incluir dominios ajenos. La conexión entre dominios UIT-T G.9955 y dominios ajenos se efectúa mediante puentes L3.
  - El maestro global (GM) coordina el funcionamiento de los diferentes dominios en la misma red. La función del GM está atribuida a uno de los nodos de uno de los dominios de la red.
- 2) El dominio es un conjunto de nodos conectado al mismo medio:
  - Uno de los nodos del dominio actúa de maestro del dominio.
  - Cada dominio consta de hasta  $M$  nodos (incluido el maestro del dominio).
  - Cada nodo del dominio se identifica mediante un ID de nodo que es único dentro del dominio.
  - Todos los nodos indican que pertenecen al mismo dominio mediante la utilización del mismo ID del dominio. Cada nodo sólo puede pertenecer a un dominio.
  - Los nodos de un mismo dominio pueden comunicarse entre sí directamente o a través de otros nodos del mismo dominio, denominados nodos de retransmisión. Los dominios en los que no todos los nodos pueden comunicarse entre sí directamente se denominan "parcialmente conectados".
- 3) Los nodos de redes UIT-T G.9955 diferentes:
  - Pueden comunicar por medio de los puentes entre redes (INB). La función INB es una función puente L3 atribuida a uno o varios nodos de los dominios de red dedicados a esa función.

En la Figura 5-1 se muestra la arquitectura de red genérica de la red UIT-T G.9955.



G.9955(11)\_F05-1

**Figura 5-1 – Arquitectura de red genérica**

Las reglas de funcionamiento del dominio, los tipos de comunicación dentro del dominio y las funcionalidades del maestro del dominio y de los nodos extremo quedan fuera del alcance de la presente Recomendación y se describen en la cláusula 5.1.3 de UIT-T G.9956. Una red basada en UIT-T G.9955 admite una topología en malla, en la que cada nodo puede comunicar con cualquier otro directamente o por medio de uno o varios nodos de retransmisión, o bien a través de nodos de retransmisión e IDB. De esta manera se puede emplear cualquier tipo de topología de red, por ejemplo, topología en estrella, arborescente, de múltiples árboles y otras. El número máximo de dominios  $N$  y el número máximo de nodos por dominio  $M$  depende del tipo particular de red.

Los dominios ajenos y los puentes con dominios ajenos quedan fuera del alcance de la presente Recomendación. En la Recomendación UIT-T G.9956 se definen todos los mecanismos necesarios para dar soporte a la funcionalidad IDB e INB y al intercambio de la información pertinente.

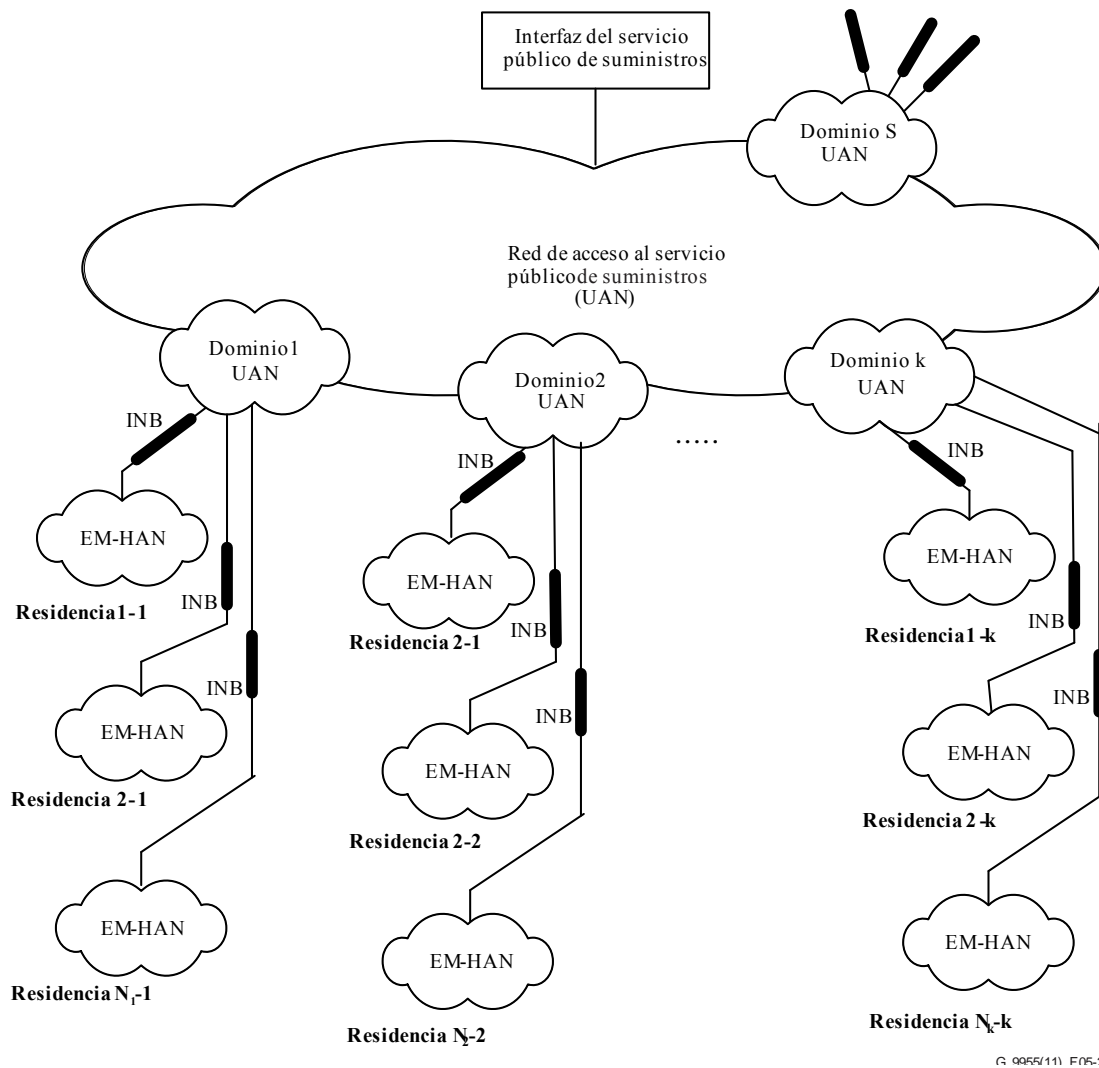
Esta Recomendación se limita a la capa física de los transceptores UIT-T G.9955 con capacidad para funcionar como nodos de extremo, con capacidades ampliadas (por ejemplo, maestro del dominio, nodo de retransmisión o combinaciones de éstos) o sin esas capacidades.

### 5.1.2 Arquitectura y topología de la red de gestión de energía

En la Figura 5-2 se muestra un ejemplo de modelo arquitectónico de red EM. Consta de la interfaz del servicio público de suministros, la red de acceso al servicio público de suministros (UAN) multidominio y las redes residenciales de gestión de energía (EM-HAN) en los locales del cliente (CP). Cada EM-HAN consta de uno o varios dominios (que no se muestra en la Figura 5-2 – para mayor información sobre la arquitectura EM-HAN, véase la cláusula 5.1.2.2).

Los dominios de UAN integran todos los dispositivos que son propiedad y pertenecen físicamente a UAN (por ejemplo, contadores), mientras que HAN incluye todos los dispositivos que son propiedad del cliente y algunos que son del servicio público de suministros que guardan relación con la gestión de energía (por ejemplo, electrodomésticos, PST, EVSE) que residen en CP. En este ejemplo, cada HAN está conectado a UAN por medio de INB; la función INB se ejerce en una interfaz del servicio de energía (ESI).

NOTA – Este modelo arquitectónico se muestra exclusivamente a título de referencia y en modo alguno excluye la posibilidad de utilizar transceptores UIT-T G.9955 para otras configuraciones de red.



**Figura 5-2 – Arquitectura de red EM genérica**

### 5.1.2.1 Arquitectura UAN genérica

La UAN está dividida en dominios lógicos. Cada dominio está relacionado con un conjunto particular de nodos basados en UIT-T G.9955 conectados al mismo medio (normalmente, la línea eléctrica). Cada nodo sólo puede pertenecer a un dominio (lo que no excluye que un dispositivo físico integrado por varios nodos lógicos pertenezca a diferentes dominios).

Todos los nodos de un dominio UAN están controlados por el maestro del dominio; los otros nodos se denominan nodos de extremo.

Los nodos del mismo dominio UAN pueden comunicarse entre sí directamente o a través de otros nodos del mismo dominio (nodos de retransmisión). Los dominios de UAN pueden estar solapados: los nodos de dominios solapados pueden "ver" las transmisiones de los demás y, por consiguiente, pueden interferirse unos a otros.

Los dominios UAN pueden estar conectados entre sí por uno o varios IDB (véase el ejemplo en la Figura 5-5) lo que permite a los nodos de cada dominio conectarse al menos con la interfaz del servicio público de suministros. Los nodos de diferentes dominios UAN pueden comunicarse entre sí utilizando uno o varios IDB. La función de GM de UAN coordina el funcionamiento de todos los dominios UAN (recursos, prioridades, características operativas) a través de los correspondientes maestros de dominio. Esta función de gestión de alto nivel la ejerce uno de los nodos de UAN.

NOTA – La UAN tiene normalmente una estructura arborescente (véase la Figura II.3 del Apéndice II) y dispone de funciones interfaz con el servicio público de suministros, como la de maestro global de UAN. Cada CP dispone de uno o más nodos, incluido el nodo que actúa de ESI para la conexión entre UAN y EM-HAN.

Aparte de los dominios UIT-T G.9955, una UAN puede incluir también dominios ajenos. Estos dominios se crean mediante tecnologías diferentes de las de UIT-T G.9955, ya sean alámbricas o inalámbricas. Puede crearse un puente entre los dominios UAN ajenos y los dominios UIT-T G.9955 utilizando puentes L3. La especificación de los puestos con dominios UAN ajenos queda fuera del alcance de la presente Recomendación.

### **5.1.2.2 Arquitectura HAN genérica**

La EM-HAN (en adelante denominada "HAN") está dividida en dominios lógicos. Cada dominio estará relacionado con un determinado conjunto de nodos UIT-T G.9955. Cada nodo sólo puede pertenecer a un dominio. Los nodos del mismo dominio HAN se comunican a través del medio en el que se ha creado el dominio. Los nodos de diferentes dominios HAN se comunican entre sí a través de IDB. La red HAN se conecta a UAN (en caso necesario) a través de un INB que forma parte de la pasarela entre HAN y UAN. La interfaz entre UAN y HAN se denomina ESI.

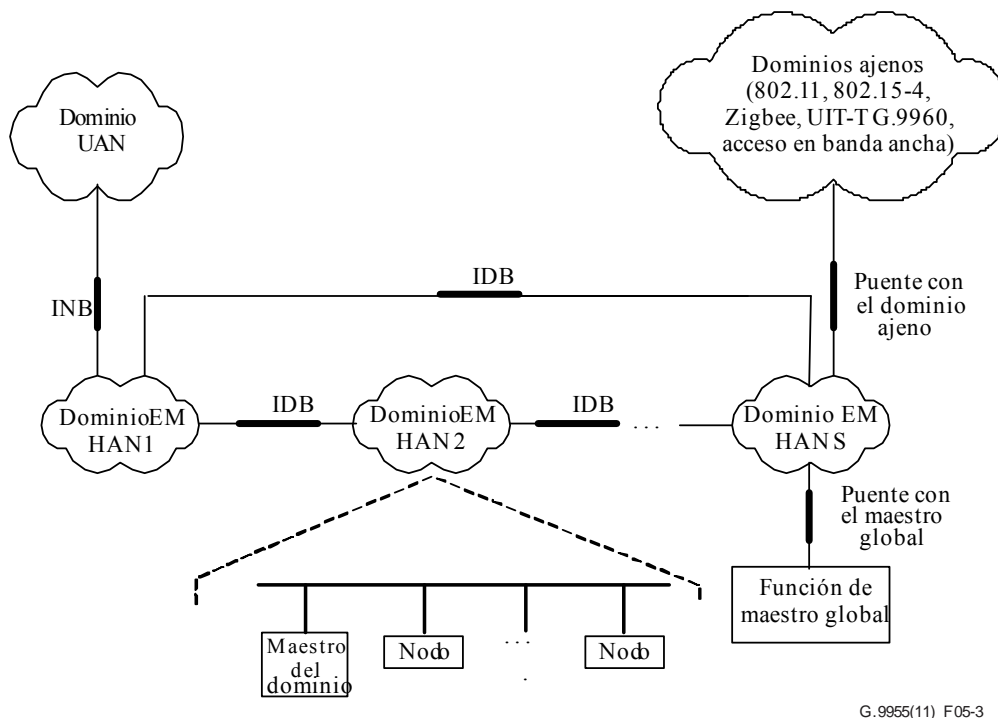
Los dominios de HAN se crean utilizando cables dentro de la residencia, por lo general cables eléctricos, aunque también pueden emplearse otros tipos de medios cableados. Uno de los dispositivos del dominio HAN es el maestro del dominio, mientras que todos los demás nodos se denominan nodos de extremo. Los dominios de HAN pueden estar solapados: los nodos de dominios solapados pueden "ver" las transmisiones de los demás y pueden interferirse unos a otros.

Aparte de los dominios UIT-T G.9955, la HAN puede incluir también dominios ajenos. Estos dominios se crean mediante medios alámbricos o inalámbricos dentro de la residencia. Puede crearse un puente entre los dominios HAN ajenos y los dominios UIT-T G.9955 utilizando puentes L3. La especificación de los puentes con dominios HAN ajenos queda fuera del alcance de la presente Recomendación.

Cuando sea necesario coordinar dominios de HAN (recursos, prioridades, características operativas), dicha coordinación la llevará a cabo la función de GM de uno de los nodos, que consiste en una función de gestión de alto nivel que también pueden integrar funciones pertinentes iniciadas por un sistema de gestión remoto.

En la Figura 5-3 se describe la arquitectura genérica de HAN, formada por dominios UIT-T G.9955 y dominios ajenos.



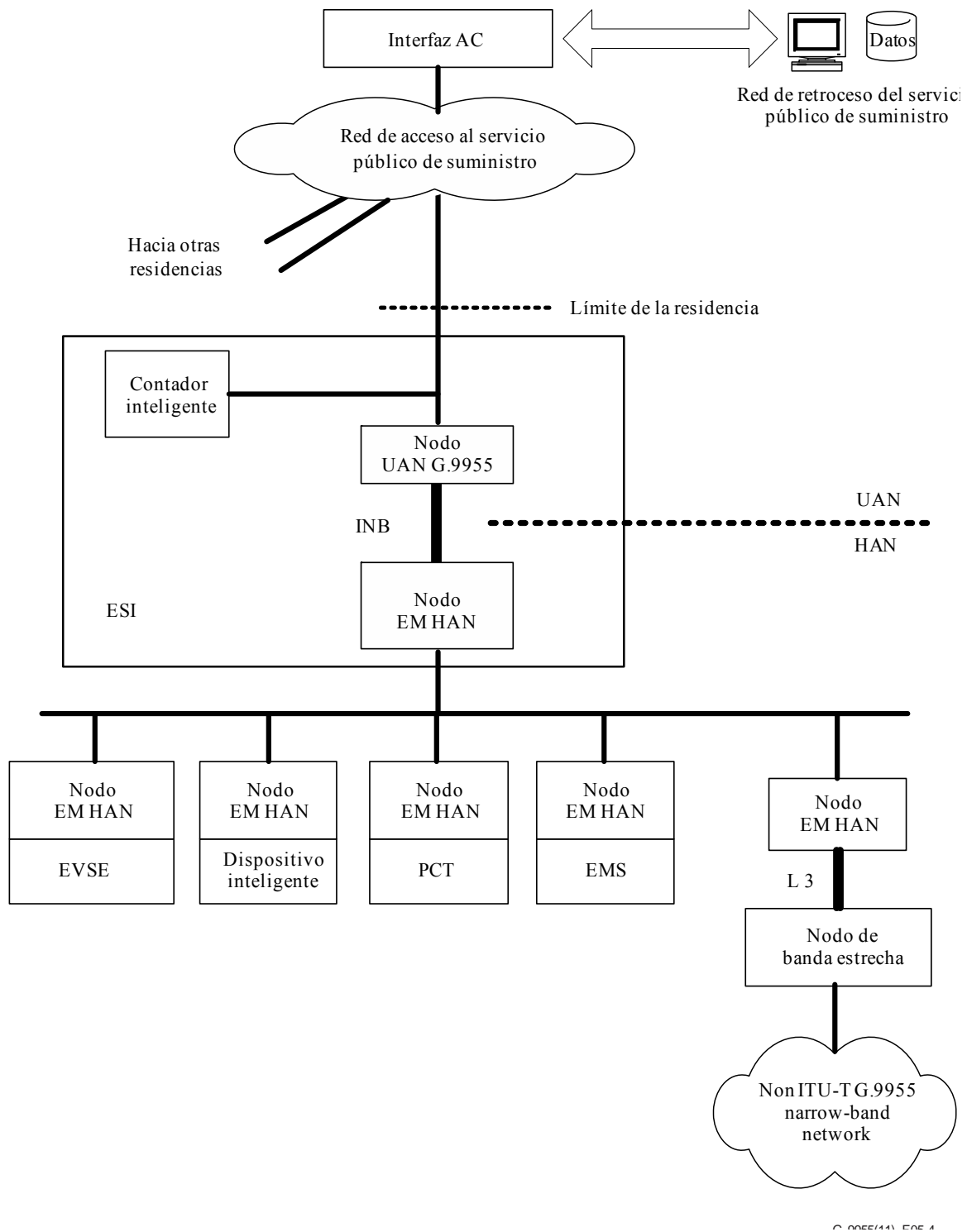


**Figura 5-3 – Arquitectura genérica de EM-HAN**

NOTA 1 – No es necesario utilizar todos los IDB que aparecen en la Figura 5-3. Dependiendo de la aplicación, los dominios pueden conectarse en serie o en estrella, o utilizando cualquier otra topología de conexión. La conexión entre dominios por múltiples rutas será objeto de un estudio ulterior.

NOTA 2 – También son nodos de extremo de HAN los que funcionan en el sistema residencial de carga de vehículos eléctricos (EVCF), tanto en su parte estacionaria, el equipo de alimentación del vehículo eléctrico (EVSE), como en el vehículo eléctrico con enchufe de alimentación (PEV).

En la Figura 5-4 se muestra un ejemplo de HAN con un dominio UIT-T G.9955 y un dominio ajeno. Los nodos del dominio UIT-T G.9955 constan de uno instalado en un EVSE y otro para conectar un sistema residencial de gestión de energía (EMS). El dominio ajeno se comunica con el dominio UIT-T G.9955 a través de un puente L3 IDB.



**Figura 5-4 – Ejemplo de diagrama funcional de EM-HAN conectada al servicio público de suministro**

### 5.1.2.3 Coexistencia con otras redes PLC

A continuación se definen dos mecanismos que permiten la coexistencia de UIT-T G.9955 con otras redes PLC que funcionan en la misma gama de frecuencias:

- Mecanismo de coexistencia por distribución en frecuencia (FD) – Este mecanismo permite suprimir la interferencia causada por UIT-T G.9955 en una o varias bandas de frecuencias mediante el uso de bandas UIT-T G.9955 no solapadas (véase la cláusula 7.5). Al utilizar las diferentes bandas de forma flexible, se brinda la oportunidad de separar sistemas operativos que funcionan por el mismo medio en bandas no solapadas. El mecanismo por

FD puede permitir la coexistencia con sistemas FSK/PSK PLC de banda estrecha y sistemas PLC de banda ancha.

- Mecanismo de coexistencia por aplicación del filtro de banda eliminada a las frecuencias (*notch*) – Este mecanismo permite suprimir la interferencia causada por UIT-T G.9955 en una gama de frecuencias (relativamente estrecha) mediante la aplicación del filtro de banda eliminada a una o más subportadoras (véase la cláusula 7.6.1). Al aplicar dicho filtro a las frecuencias, se posibilita la coexistencia de UIT-T G.9955 con los sistemas FSK/PSK de banda estrecha vigentes que funcionan en la misma banda de frecuencias.
- Mecanismo de coexistencia basado en el preámbulo – UIT-T G.9955 se servirá de este mecanismo a fin de compartir el medio de forma justa con otras tecnologías PLC que funcionan en la misma banda de frecuencias (y utilizan este mecanismo). La definición del mecanismo de coexistencia basado en el preámbulo requiere estudios adicionales. Este mecanismo facilita asimismo la coexistencia entre las aplicaciones UIT-T G.9955 que emplean diferentes bandas solapadas.

El hecho de que los mecanismos de coexistencia antes mencionados puedan aplicarse de forma simultánea permite la cohabitación de UIT-T G.9955 con múltiples tecnologías PLC que funcionan en el mismo medio.

## **5.2 Modelos de referencia**

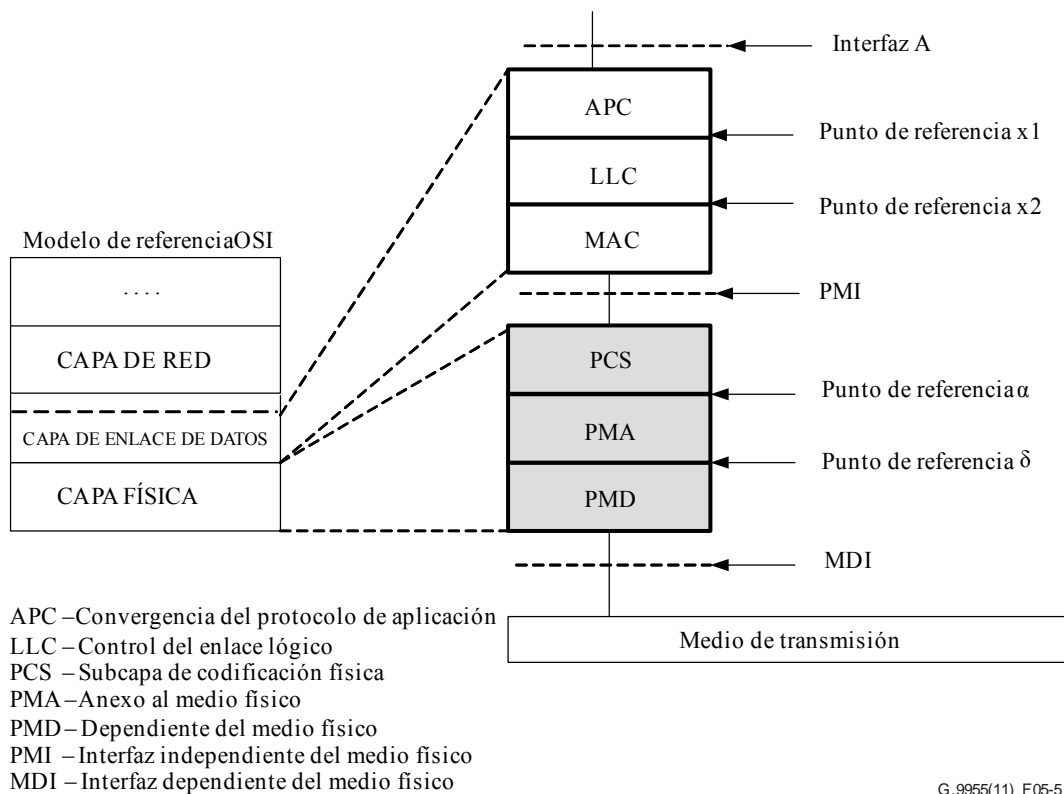
### **5.2.1 Modelo de referencia del protocolo de un transceptor**

En la Figura 5-5 se muestra el modelo de referencia del protocolo de un transceptor. Consta de tres puntos de referencia principales: la interfaz de aplicación (interfaz A), la interfaz independiente del medio físico (PMI) y la interfaz dependiente del medio (MDI). En la capa de enlace de datos se definen dos puntos de referencia intermedios,  $x_1$  y  $x_2$ , y en la capa PHY otros dos puntos de referencia intermedios,  $\alpha$  y  $\delta$ , como ilustra la Figura 5-5. En la presente Recomendación se define la parte sombreada del modelo de referencia; mientras que la parte sin sombreado se define en la Recomendación UIT-T G.9956.

La MDI es una interfaz física definida mediante las señales físicas que se transmiten por un medio y la conexión mecánica al medio (véase la cláusula 5.2.2.3).

La interfaz PMI es independiente del medio y de la aplicación. La interfaz A es específica del protocolo de la capa de red (capa 3) (por ejemplo, Ethernet, IP). Tanto la PMI como la interfaz A se definen como interfaces funcionales, mediante conjuntos de primitivas que se intercambian a través de la interfaz.

Todos los puntos de referencia intermedios son independientes del medio y se definen como interfaces funcionales (lógicas) en términos de primitivas lógicas que se intercambian a través de estos puntos de referencia.



**Figura 5-5 – Modelo de referencia del protocolo de un transceptor UIT-T G.9955**

La subcapa de convergencia del protocolo de aplicación (APC) proporciona una interfaz con la capa de red (capa 3), también denominada entidad de aplicación (AE), que funciona con un protocolo específico de la aplicación, por ejemplo IP. La APC también realiza la adaptación de la velocidad binaria entre AE y el transceptor.

La subcapa de control del enlace lógico (LLC) coordina la transmisión de nodos de acuerdo con reglas de funcionamiento en el dominio. En particular, es responsable de establecer, gestionar, reconfigurar y terminar todas las conexiones del nodo con los demás nodos del dominio. La subcapa LLC también se encarga de las restricciones en materia de calidad del servicio (QoS) definidas para las conexiones que tiene establecidas.

La subcapa de control de acceso al medio (MAC) controla el acceso del nodo al medio utilizando protocolos de acceso al medio definidos en la cláusula 7.4 de la Recomendación.

La subcapa de codificación física (PCS) realiza la adaptación de la velocidad binaria (control del flujo de datos) entre las capas MAC y PHY, encapsula las MPDU de transmisión en la trama PHY y añade el encabezamiento de control y gestión de PHY.

La subcapa de anexo al medio físico (PMA) efectúa la codificación para la corrección de errores en recepción y el entrelazado del contenido de la capa PHY (encabezamiento y cabida útil) para la transmisión por el medio.

La subcapa dependiente del medio físico (PMD) modula las tramas PHY para la transmisión por el medio utilizando la modulación por división de frecuencia ortogonal (OFDM). En el sentido de recepción, la subcapa PMD demodula las tramas PHY que recibe del medio.

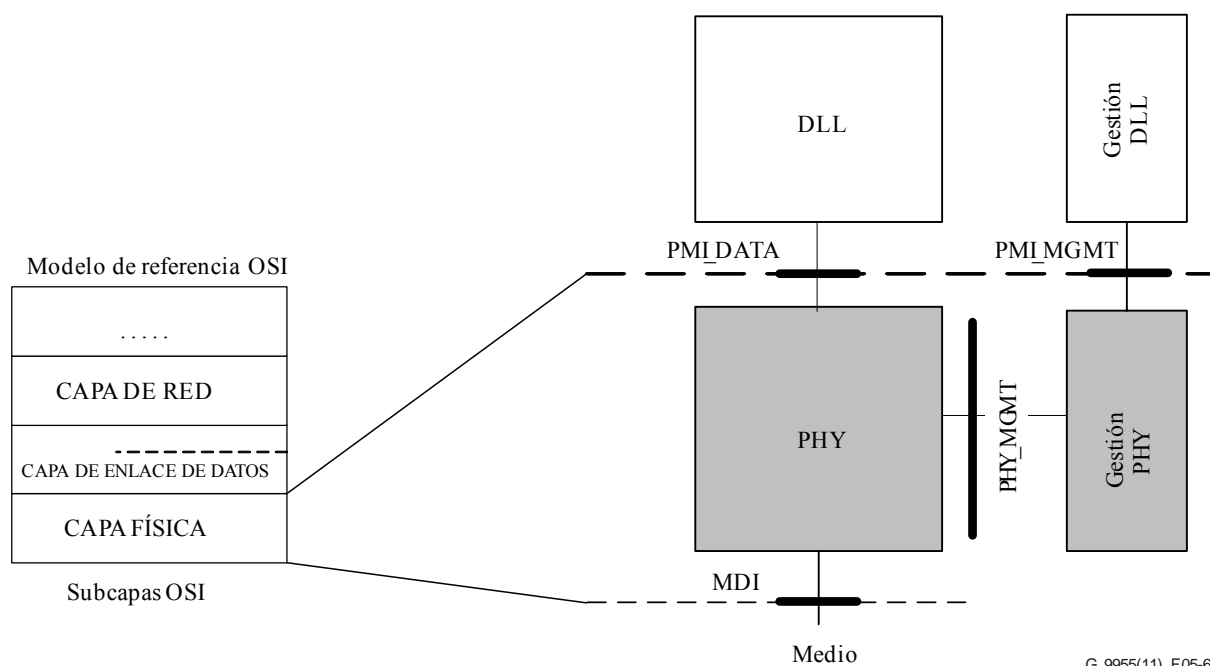
La funcionalidad de las capas DLL y PHY es la misma para cualquier tipo de medio (por ejemplo, cables de baja tensión (LV) y de media tensión (MV) de acceso al servicio público de suministros, cables de la línea eléctrica en la residencia, cables de teléfono en la residencia, o similares) o cualquier aplicación, aunque sus parámetros pueden ser específicos del medio o de la aplicación. Con una adecuada configuración de parámetros (determinada por las funciones de gestión del

transceptor), es posible configurar uno o todos los nodos del dominio para adaptarlos al tipo de medio o a la aplicación en concreto.

La división en funciones de datos y de gestión no aparece en la Figura 5-5 pero se describe en la cláusula 5.2.2.

## 5.2.2 Descripción funcional de las interfaces

Esta cláusula contiene la descripción funcional de las interfaces del transceptor UIT-T G.9955 (puntos de referencia) basadas en el modelo de referencia del protocolo representado en la Figura 5-6. En esta Recomendación se definen las interfaces que se muestran en la Figura 5-6.



**Figura 5-6 – Puntos de referencia del transceptor relacionados con PHY**

El modelo representado en la Figura 5-6 muestra las interfaces relacionadas con el trayecto de datos de aplicación (PMI\_DATA y MDI), el trayecto de datos de gestión (PMI\_MGMT) y las interfaces de gestión entre los planes de datos y de gestión de la PHY (PHY\_MGMT). Todas las interfaces se especifican como puntos de referencia mediante flujos de primitivas que intercambian las entidades correspondientes. Esta descripción no implica ninguna realización en concreto de las interfaces del transceptor.

### 5.2.2.1 Interfaz independiente del medio físico (PMI)

La interfaz PMI se describe mediante primitivas que intercambian las capas DLL y PHY y que se indican en el Cuadro 5-1; el sentido del flujo de cada primitiva indica la entidad que origina la primitiva. Tanto las primitivas de datos de transmisión como las de recepción se intercambian mediante unidades de datos del protocolo MAC (MPDU). Las primitivas PMI\_DATA y PMI\_MGMT se definen en detalle en la cláusula 7.8.

**Cuadro 5-1 – Descripción de primitivas PMI**

Primitiva	Sentido	Descripción
<b>Primitivas de datos de la interfaz PMI</b>		
PMI_DATA.REQ	DLL → PHY	DLL solicita a PHY que transmita una MPDU o una trama ACK
PMI_DATA.CNF	PHY → DLL	Estado de la transmisión de tramas PHY (transmisión completa, incompleta, fallida)
PMI_DATA.IND	PHY → DLL	La trama recibida se pasa de PHY a DLL
<b>Primitivas de gestión y control de la interfaz PMI</b>		
PMI_MGMT.REQ	DLL → PHY	Parámetros de transmisión y configuración declarados por DLL
PMI_MGMT.CNF	PHY → DLL	Confirma los parámetros de transmisión y configuración declarados por DLL (aceptados o rechazados)
PMI_MGMT.IND	PHY → DLL	Parámetros de transmisión de la cabida útil de la trama recibida y característica del canal notificadas por PHY
PMI_MGMT.RES	DLL → PHY	Acusa recibo de los parámetro de transmisión de la trama recibida y las características del canal notificados por PHY
NOTA – Las primitivas que figuran en este cuadro se presentan exclusivamente a título descriptivo y no implican ninguna realización específica.		

### 5.2.2.2 Interfaz dependiente del medio (MDI)

Las características funcionales de la interfaz MDI se describen mediante dos flujos de señal:

- Señal transmitida (TX DATA): es el flujo de tramas PHY transmitidas al medio.
- Señal recibida (RX DATA): es el flujo de tramas PHY recibida del medio.

Las características eléctricas de la interfaz MDI se describen en la cláusula 7.7.

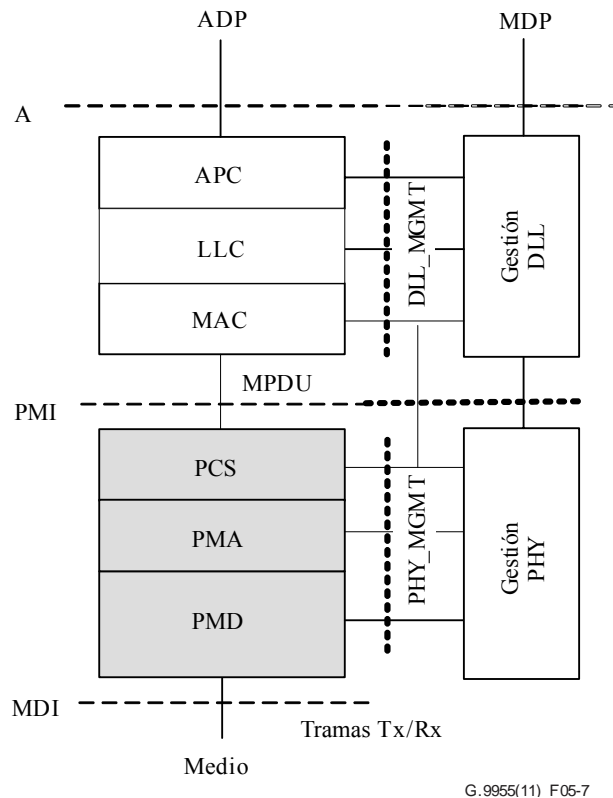
### 5.2.2.3 Interfaces homólogas entre los trayectos de datos y gestión

#### 5.2.2.3.1 Punto de referencia PHY\_MGMT

Este punto de referencia define las primitivas de control y gestión relacionadas con todas las subcapas de PHY (PCS, PMA, PMD), como muestra la Figura 5-5. Estas primitivas (PCS\_MGMT, PMA\_MGMT, y PMD\_MGMT) se muestran en el modelo funcional DLL, cláusula 7.1, y se definen en la cláusula 7.8.

### 5.2.3 Modelo funcional del transceptor

En la Figura 5-7 se representa el modelo funcional de un transceptor. Comprende nodos sin capacidades ampliadas y nodos con capacidades ampliadas, tales como el maestro del dominio. En esta Recomendación sólo se describe la parte sombreada del modelo funcional; la parte sin sombreado se trata en UIT-T G.9956.



**Figura 5-7 – Modelo funcional del transceptor UIT-T G.9955**

En la cláusula 7.1 se describe en detalle el modelo funcional de la capa PHY.

## 6 Convenios

### 6.1 Convenio sobre el orden de los bits

Los bloques de datos formados por varios octetos se ordenarán por número de octeto en orden ascendente: 'octeto 0' para el primer octeto, 'octeto 1' para el segundo y así sucesivamente. Si el bloque de datos está segmentado en varios campos, el tamaño de cada campo se expresará en bits. El campo no tiene por qué tener un número entero de octetos. La ubicación de cada campo dentro del bloque de datos se describirá del modo siguiente:

- Los octetos de un bloque de datos de  $N$  octetos se ordenan de 0 (primer octeto) a  $N-1$  (último octeto).
- El bloque se divide en grupos no solapados de octetos. Cada grupo contiene un número entero de octetos consecutivos, enumerados de  $J$  a  $J+V-1$ , siendo  $V$  el tamaño del grupo, y se describen mediante una cadena de bits siendo el 'bit 0', el LSB (bit menos significativo) del octeto con el número más pequeño ( $J$ ), y el 'bit ( $8 \times V-1$ )', el MSB (bit más significativo) del octeto con el número más grande ( $J+V-1$ ).
- Cada grupo se divide en uno o más campos, de modo que los límites de cada campo quedan determinados por el LSB y el MSB de los bits del grupo que contiene ese campo.

Todo bloque de datos o parte del mismo deberá pasar por la pila del protocolo, comenzando por el octeto de número más pequeño, es decir, el octeto 0 será el primero del bloque en pasar. Dentro de cada grupo de octetos, pasará en primer lugar el LSB (bit 0) de cada octeto.

En el Cuadro 6-1 se muestra un ejemplo de una descripción de los campos utilizados en la presente Recomendación. La columna 'Octeto' representa el número de octeto de un grupo de octetos al que

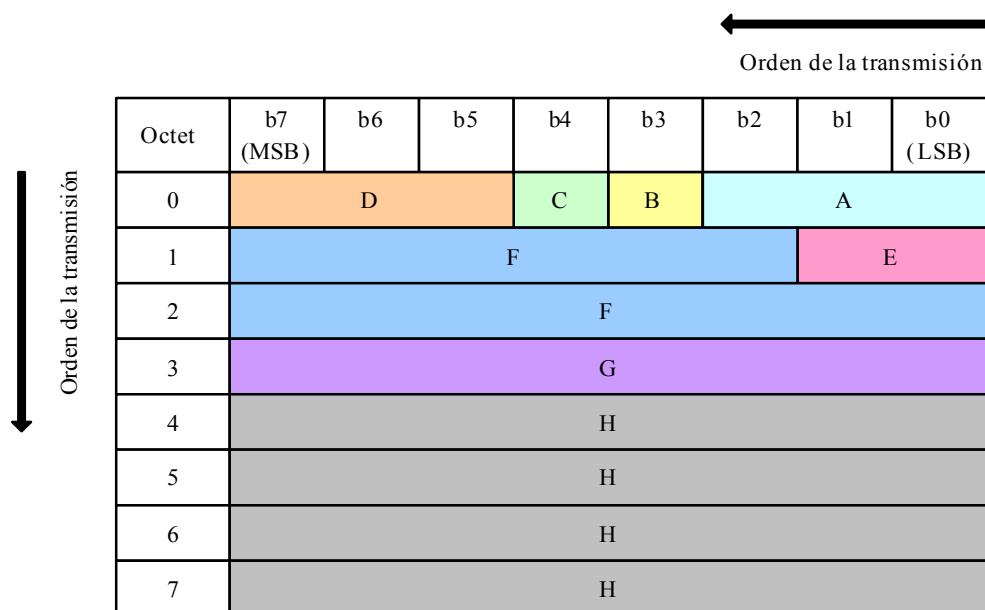
pertenece un determinado campo, y la columna 'Bits' representa la posición del bit dentro de ese grupo de octetos. En este ejemplo hay 4 grupos de octetos:

- Grupo 1 = Octeto 0, campos A, B, C y D.
- Grupo 2 = Octetos 1 y 2, campos E y F.
- Grupo 3 = Octeto 3, campo G.
- Grupo 4 = Octetos 4 a 7, campo H.

La Figura 6-1 ilustra el mapeado de estos campos en los correspondientes octetos de acuerdo con el ejemplo descrito en el Cuadro 6-1.

**Cuadro 6-1 – Ejemplo de descripción de campo**

Campo	Octeto	Bits	Descripción
A	0	[2:0]	...
B	0	[3]	...
C	0	[4]	...
D	0	[7:5]	...
E	1	[1:0]	...
F	1-2	[15:2]	...
G	3	[7:0]	...
H	4-7	[31:0]	...



G.9955(11) F06-1

**Figura 6-1 – Ejemplo de correspondencia de campos con grupos de octetos**

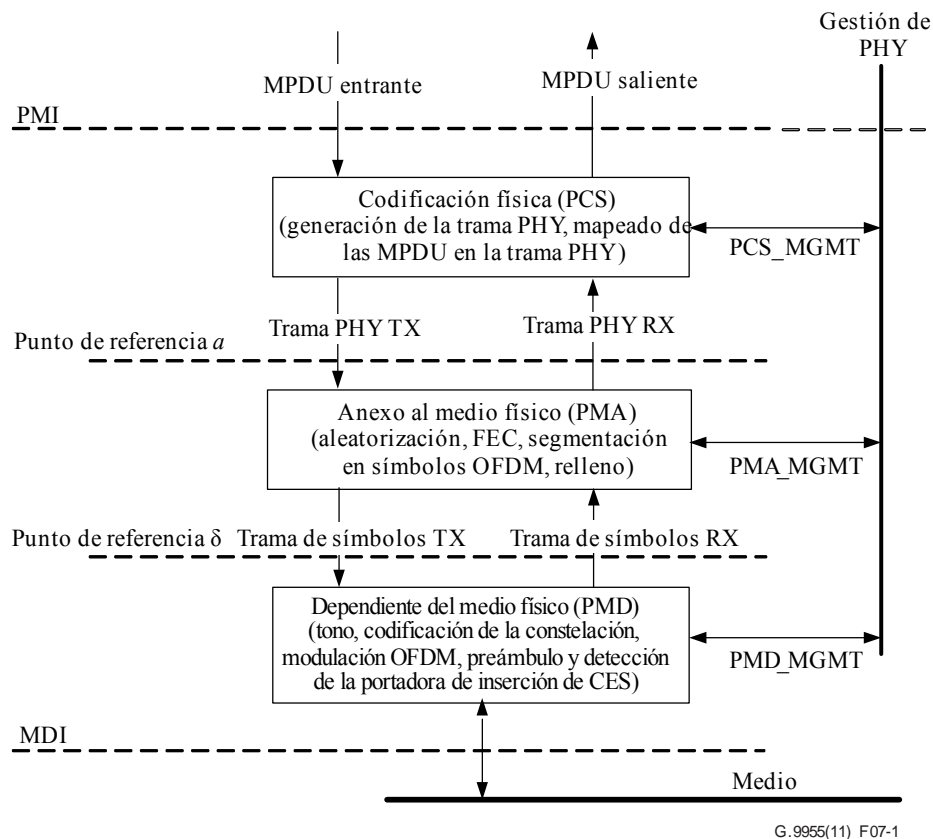
## 7 Especificación de la capa física (PHY)

### 7.1 Modelo funcional de PHY

En la Figura 7-1 se presenta el modelo funcional de PHY. PMI y MDI son, respectivamente, dos puntos de demarcación de referencia entre PHY y MAC y entre PHY y el medio de transmisión. Los puntos de referencia internos  $\delta$  y  $\alpha$  muestran una separación entre PMD y PMA y entre PCS y



PMA, respectivamente. Las primitivas de datos y las primitivas de gestión en el punto de referencia PMI y en el punto de referencia MDI se definen en las cláusulas 7.8.1 y 7.8.2, respectivamente. Las primitivas del punto de referencia MDI se definen en la cláusula 7.7.



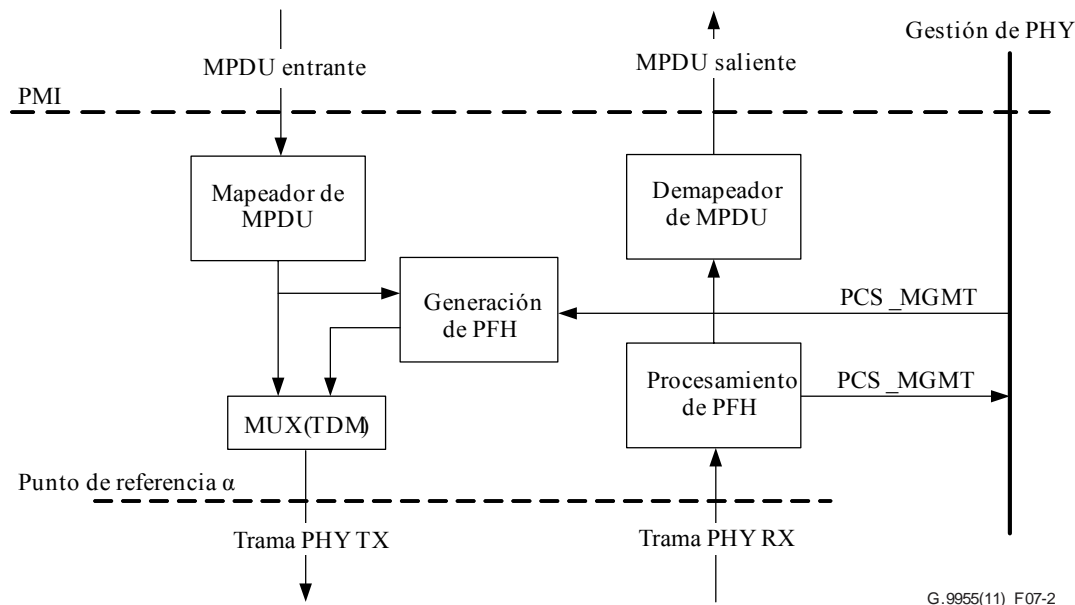
**Figura 7-1 – Modelo funcional de PHY**

En el sentido de la transmisión, los datos entran en PHY desde MAC a través de PMI por bloques de bits denominados unidades de datos del protocolo MAC (MPDU). Las MPDU entrantes se mapean en la trama PHY creada en PCS, se aleatorizan y se codifican en PMA, se modulan en PMD y se transmiten por el medio utilizando la modulación OFDM con los parámetros pertinentes. En PMD, se añaden un preámbulo y símbolos de estimación de canal (CES) para ayudar en la sincronización y en la estimación de canal en el receptor.

En el sentido de la recepción, las tramas que entran al medio a través de MDI se demodulan y decodifican. Las MPDU recuperadas se transmiten a MAC a través de PMI. El encabezamiento de trama PHY (PFH) recuperado se procesa en PHY para extraer los parámetros de trama pertinentes especificados en la cláusula 7.2.3.

## 7.2 Subcapa de codificación física (PCS)

En la Figura 7-2 se presenta el modelo funcional de PCS. Su finalidad es describir de una manera más detallada el bloque funcional PCS que se muestra en la Figura 7-1.



**Figura 7-2 – Modelo funcional de PCS**

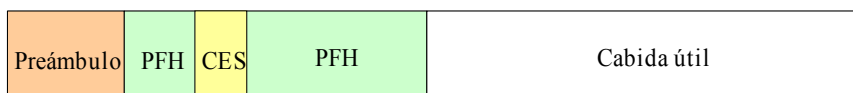
En el sentido de la transmisión, la MPDU entrante se mapea en un campo de cabida útil de una trama PHY (véase la cláusula 7.2.1), tal y como se describe en la cláusula 7.2.2. Además, se genera y se añade PFH para formar una trama PHY TX. La trama PHY TX se envía a través de un punto de referencia  $\alpha$  para seguir su procesamiento en PMA.

En el sentido de la recepción, el encabezamiento y la cabida útil de la trama PHY decodificada se procesan y la MPDU transmitida originalmente se recupera del campo de cabida útil de la trama PHY recibida (trama PHY RX) y se envían a PMI. La información de control pertinente contenida en PFH se procesa y se envía a la entidad de gestión PHY, Figura 7-2.

Las primitivas de gestión de PCS (PCS\_MGMT) se definen en la cláusula 7.8.2.

### 7.2.1 Formato de la trama PHY

En la Figura 7-3 se presenta el formato de la trama PHY. La trama PHY contiene un preámbulo, un PFH, símbolos de estimación de canal (CES) y la cabida útil. El preámbulo y CES se añaden a la trama PHY en PMD. PFH y la cabida útil se generan y formatean en PCS. El preámbulo y CES no contienen datos y solamente se utilizan para la sincronización y la estimación de canal inicial. La estructura del preámbulo y sus parámetros se especifican en la cláusula 7.4.5; en el caso de CES, los parámetros se definen en la cláusula 7.4.6.



G.9955(11)\_F07-3

**Figura 7-3 – Formato de trama PHY**

Todos los elementos de la trama PHY (preámbulo, PFH, CES y cabida útil) se componen de un número entero de símbolos OFDM.

El número de símbolos de PFH depende del plan de banda aplicado, tal y como se indica en el Cuadro 7-16. Todos los símbolos en PFH para un plan de banda concreto se transmiten por medio de un conjunto predefinido de parámetros de codificación y modulación, tal y como se define en las cláusulas 7.3.2.3, 7.4.2.5 y 7.4.7.

La longitud de la cabida útil puede variar de una trama a otra; la cabida útil también puede tener una longitud de cero. Para la cabida útil, pueden utilizarse distintos parámetros de codificación y modulación (incluido el número de repeticiones, el enmascaramiento de tonos y la carga de bits) en distintas tramas PHY, en función de las características de canal y ruido del medio. Los parámetros de codificación y modulación de la cabida útil se definen en PFH, tal y como se indica en la cláusula 7.2.3.2.

Las tramas PHY se dividen en varios tipos, en función de su finalidad. El tipo de trama PHY se indica en PFH. Los tipos de tramas PHY especificados en esta Recomendación se resumen en el Cuadro 7-1. El formato de la trama PHY de cada uno de estos tipos se define en la cláusula 7.2.3.1.

**Cuadro 7-1 – Tipos de tramas PHY**

<b>Tipo de trama</b>	<b>Cabida útil</b>	<b>Descripción</b>
Tipo de trama 1	√	Trama PHY con un campo de cabida útil con datos de usuario o datos de gestión
Tipo de trama 2	√	Reservado por UIT-T (Nota)
Tipo de trama 3	Ninguna	Trama PHY sin campo de cabida útil
Tipo de trama 4	√	Reservado por UIT-T (Nota)
<p>NOTA – A la recepción de una trama cuyo tipo esté definido como "reservado" (es decir, una trama de tipo 2 ó 4) a los efectos de la revisión actual de la Recomendación, un nodo:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>– descartará la trama PHY recibida;</li> <li>– aplicará las reglas de acceso al medio a partir del valor del campo "Duración" indicado en PFH (tal y como se especifica en la cláusula 7.2.3.2.2).</li> </ul>		

### 7.2.2 Mapeado MPDU

MPDU pasan a PHY como una secuencia ordenada de bytes, y cada byte se procesa como un tren ordenado de bits, de LSB a MSB. El primer bit de MPDU será el primer bit transmitido de la cabida útil.

Los únicos tamaños válidos de MPDU son aquellos que encajan con la representación del Cuadro 7-5. DLL se encargará de rellenar MPDU para coincidir con los valores válidos que se indican en el Cuadro 7-5, de conformidad con la cláusula 8.1.3.1 de UIT-T G.9956. Se desestimarán MPDU entrantes con valores inválidos.

### 7.2.3 Encabezamiento de trama PHY (PFH)

PFH tiene una longitud de  $PHY_H$  bits y consta de una parte común y de una parte variable. La parte común contiene campos comunes a todos los tipos de tramas PHY. La parte variable contiene campos específicos para cada tipo de trama PHY. El tipo de trama PHY se indica en el campo FT. Una secuencia de verificación del encabezamiento (HCS) de 12 bits protege el contenido de PFH. El formato de PFH se define en el Cuadro 7-2. El tamaño del campo variable depende del plan de banda, tal y como se especifica en el Cuadro 7-2.

**Cuadro 7-2– Formato PFH**

Campo	Número de bits	Descripción	Comentario
FT	2	Tipo de trama	Parte común
FTSF	Variable	Campo específico en función del tipo de trama	En los planes de banda FCC y FCC-2, el campo FTSP tiene 60 bits En los planes de banda CENELEC y FCC-1, el campo FTSP tiene 28 bits
HCS	12	Secuencia de verificación del encabezamiento (12 bits)	Parte común

El orden de los bits y los bytes de PFH se detalla en la cláusula 7.2.3.3.

### 7.2.3.1 Campos de la parte común

#### 7.2.3.1.1 Tipo de trama (FT)

El campo Tipo de trama (FT) es un campo de 2 bits que indica el tipo de trama PHY, tal y como se indica en el Cuadro 7-3.

**Cuadro 7-3 – Codificación del campo FT**

Tipo de trama	Valor
Tipo de trama 1	00
Tipo de trama 2	01
Tipo de trama 3	10
Tipo de trama 4	11

#### 7.2.3.1.2 Secuencia de verificación del encabezamiento (HCS)

El campo HCS se emplea para la verificación de PFH. HCS es una verificación por redundancia cíclica (CRC) de 12 bits y deberá computarse en todos los campos de PFH siguiendo su orden de transmisión, empezando con LSB del primer campo de PFH (FT) y terminando con MSB del último campo de FTSF.

HCS se calculará utilizando el siguiente polinomio generador de grado 12:

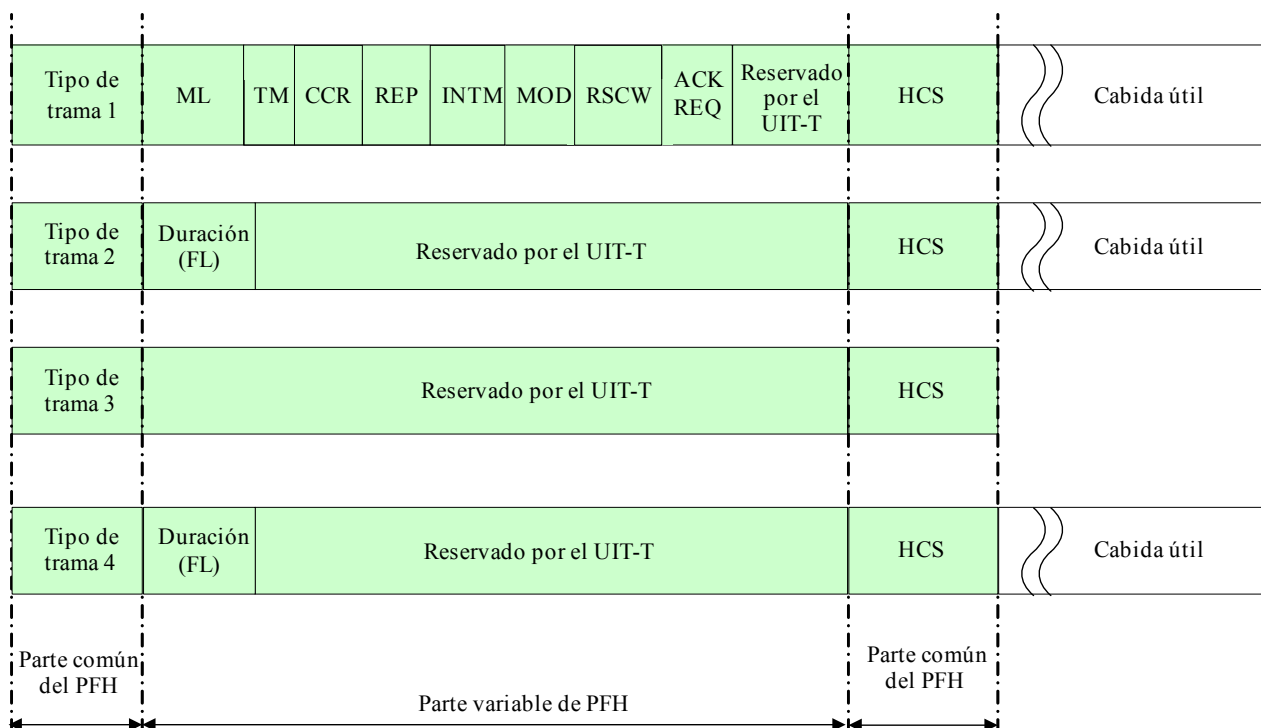
$$G(x) = x^{12} + x^{11} + x^3 + x^2 + x + 1.$$

El valor de HCS será el resto que se obtiene después de multiplicar el contenido de los campos de cálculo de HCS (tratado como un polinomio, donde el primer bit introducido se asocia al grado más elevado,  $x^{\text{PHY}_H - 13}$ ,  $\text{PHY}_H$  es la longitud del PFH en bits y el último bit introducido se asocia a  $x^0$ ) multiplicado por  $x^{12}$  y, a continuación, aplicarle la función XOR-ed con un valor de todos uno ( $0\text{FFF}_{16}$ ) y dividirlo por  $G(x)$ .

El campo HCS se transmitirá empezando por el coeficiente del término de orden más alto (por ejemplo, con  $x^{11}$ ).

### 7.2.3.2 Campos de la parte variable

El contenido de la parte variable de PFH depende del valor del campo Tipo de trama (FT) y será tal y como se muestra en la Figura 7-4 y se describe con más detalle en el Cuadro 7-4.



G.9955(11) F07-4

**Figura 7-4 – Contenido de PFH en función del campo Tipo de Trama**

**Cuadro 7-4 – Campos que conforman la parte variable de PFH**

Campo	Número de bits		Descripción	Referencia
	CENELEC, FCC-1	FCC, FCC-2		
Longitud MPDU (ML)	8	8	Indica la longitud de la cabida útil en bytes, expresada mediante una escala logarítmica.	Cláusula 7.2.3.2.1
Duración (FL)	7	10	Indica la duración de la secuencia de la trama PHY expresada en símbolos OFDM.	Cláusula 7.2.3.2.2
Enmascaramiento de tono (TM)	8	40	Define el enmascaramiento de tono utilizado para transmitir la cabida útil.	Cláusula 7.2.3.2.3
Tamaño de palabra de código RS (RSCW)	1	1	Indica el valor máximo del tamaño de palabra de código RS que se utilizará en la codificación de la cabida útil.	Cláusula 7.2.3.2.4
Velocidad CC (CCR)	1	1	Indica la velocidad de codificación del código convolucional que se utiliza para transmitir la cabida útil.	Cláusula 7.2.3.2.5
Repeticiones (REP)	3	3	Indica el número de repeticiones utilizadas para transmitir la cabida útil.	Cláusula 7.2.3.2.6
Modo de intercalado (INTM)	1	1	Indica el modo de intercalado utilizado para transmitir la cabida útil.	Cláusula 7.2.3.2.7
Modulación (MOD)	2	2	Indica la modulación utilizada para transmitir la cabida útil.	Cláusula 7.2.3.2.8

**Cuadro 7-4 – Campos que conforman la parte variable de PFH**

Campo	Número de bits		Descripción	Referencia
	CENELEC, FCC-1	FCC, FCC-2		
Petición de acuse de recibo (ACK REQ)	2	2	Indica si el receptor debería responder con un ACK para indicar el estado de recepción de MPDU.	Cláusula 7.2.3.2.9
Reservado por el UIT-T	En función del FT	En función del FT	Bits reservados para su utilización futura por parte del UIT-T.	Cláusula 7.2.3.2.10

**7.2.3.2.1 Longitud MPDU (ML)**

Este campo de 8 bits indica el número de bytes en MPDU. La representación del número de bytes se basa en un mapeado entre el valor entero sin signo del campo ML y el tamaño MPDU en bytes, tal y como se muestra en el Cuadro 7-5.

**Cuadro 7-5 –Mapeado del campo ML con el tamaño de MPDU**

A partir de un valor $ML_{10}$	Hasta un valor $ML_{10}$	MPDU mapeado [bytes]
0	63	$ML_{10} + 1$
64	127	$65 + 2 \times (ML_{10} - 64)$
128	191	$193 + 8 \times (ML_{10} - 128)$
192	255	$697 + 16 \times (ML_{10} - 192)$
NOTA – $ML_{10}$ es una representación decimal del campo ML.		

**7.2.3.2.2 Duración (FL)**

Este campo de 7 bits/10 bits que contiene un número entero sin signo indica la duración de la secuencia de la trama PHY, excluida la duración de PFH y del preámbulo de la trama transmitida, representada en múltiplos de  $K_{Dur}$  símbolos OFDM, tal y como se especifica en el Cuadro 7-6.

NOTA 1 – La duración del preámbulo y del PFH es la misma para todas las tramas transmitidas por nodos del mismo dominio (véase la cláusula 7.8).

NOTA 2 – La duración indicada en el campo FL se calcula desde el principio del primer símbolo de la trama transmitida hasta el final del último símbolo de la última trama presente en la secuencia de tramas (el último símbolo de la trama ACK, si así se requiere). En la cláusula 8.3.3.1 de UIT-T G.9956 figuran más detalles al respecto.

Este campo se utiliza solamente con las tramas de tipo 2 y 4.

**Cuadro 7-6 – Valor  $K_{Dur}$  por plan de banda**

Banda	$K_{Dur}$
CENELEC	4
FCC-1	8
FCC, FCC-2	1

**7.2.3.2.3 Enmascaramiento de tono (TM)**

Este campo de 8 bits/40 bits es un mapa de bits que indica si un grupo de subportadoras determinado está activo (es decir, si pertenece al conjunto ASC) o inactivo (es decir, si pertenece al

conjunto ISC), con arreglo a la cláusula 7.4.2.1. La banda actual está dividida en grupos de G tonos, en función del plan de banda aplicado, tal y como se especifica en la cláusula 7.4.2.4, y cada bit del mapa de bits TM indicará si los G tonos consecutivos están activos (el bit respectivo en el campo TM equivale a 1) o inactivos (el bit respectivo en el campo TM equivale a 0). LSB del campo TM corresponde al primer grupo de subportadoras (con los índices más bajos).

El tamaño de este campo TM y el valor de G para distintos planes de banda será el que se especifica en los Cuadros 7-4 y 7-7, respectivamente.

**Cuadro 7-7 – Valores de G para distintos planes de banda**

Banda	$K_{Dur}$
CENELEC A	4 (Nota)
CENELEC B	2
CENELEC CD	2
FCC-1	4
FCC, FCC-2	4
NOTA – Los parámetros del enmascaramiento de tono correspondientes al último tono (#33) serán iguales al valor en bit $b_7$ (es decir, enmascarado si se establece en 0, y no enmascarado si se establece en 1).	

Para indicar la utilización de BAT de Tipo 0, BAT de Tipo 1 y BAT de Tipo 5, todos los números del campo TM serán ceros, y se fijará el valor del campo MOD en 00 para indicar la utilización de BAT de Tipo 0, en 01 para indicar la utilización de BAT de Tipo 1, en 10 para indicar la utilización de BAT de Tipo 5 y en 11 para indicar la utilización de BAT de Tipo 7.

#### 7.2.3.2.4 Tamaño de palabra de código RS (RSCW)

Este campo de 1-bit indica el valor que debe utilizarse como tamaño máximo de la palabra de código RS máximo para dividir MPDU en palabras de código (según se especifica en la cláusula 7.3.3).

Si se utiliza el tamaño máximo de 239 bytes de la palabra de código RS, el valor de este campo se establecerá en 0.

Si se utiliza el tamaño máximo de 128 bytes de la palabra de código RS, el valor de este campo se establecerá en 1.

#### 7.2.3.2.5 Velocidad CC (CCR)

Este campo de 1 bit indica si se utiliza una velocidad CC de 1/2 o de 2/3 para la codificación convolucional en la cabida útil.

Si se utiliza una velocidad CC de 1/2, el valor de este campo se establecerá en 0.

Si se utiliza una velocidad CC de 2/3, el valor de este campo se establecerá en 1.

#### 7.2.3.2.6 Repeticiones (REP)

Este campo de 3 bits indica el número de repeticiones que se utilizan en la cabida útil (el valor de R para la codificación de la cabida útil se especifica en la cláusula 7.3.3).

En el Cuadro 7-8 se muestra el mapeado de los valores de campo para los valores del parámetro R de FRE.

**Cuadro 7-8 – Codificación del campo REP**

Valor del campo REP	Parámetro R de FRE
000	1
001	2
010	4
011	6
100	12
101-111	Reservado por el UIT-T

#### **7.2.3.2.7 Modo de intercalado (INTM)**

Este campo de 1-bit indica si se utiliza el modo de intercalado IoF o el IoAC en la cabida útil.

Si se utiliza el modo IoF, el valor de este campo se establecerá en 0.

Si se utiliza el modo IoAC, el valor de este campo se establecerá en 1.

#### **7.2.3.2.8 Modulación (MOD)**

Este campo de 2 bits indica la modulación que se utiliza para transmitir la cabida útil, según se especifica en la cláusula 7.4.3.

En el Cuadro 7-9 se muestra el mapeado de los valores de campo para la modulación que se emplean en la transmisión de la cabida útil.

**Cuadro 7-9 – Codificación del campo MOD**

Valor del campo MOD	Modulación utilizada
00	1 Bit
01	2 Bits
10	3 Bits
11	4 Bits

#### **7.2.3.2.9 Petición de acuse de recibo (ACK REQ)**

Este campo de 2 bits indica al receptor si el transmisor requiere su respuesta con una trama ACK e indica el tipo de trama ACK como sigue:

- 00 – no se requiere ninguna trama ACK.
- 10 – se requiere una trama Imm-ACK regular
- 01 – se requiere una trama Imm-ACK ampliada
- 11 – reservado por el UIT-T.

En la cláusula 8.3.3.1.1 de UIT-T G.9956 se definen los formatos de las tramas Imm-ACK regular y ampliada.

#### **7.2.3.2.10 Reservado por el UIT-T**

Los bits reservados por el UIT-T serán objeto de estudios ulteriores. El transmisor fijará dichos bits en cero y el receptor los ignorará.

El tamaño del campo en bits depende del tipo de trama.

#### **7.2.3.3 Ordenación de los bits y de los bytes de PFH**

En los Cuadros 7-10 a 7-13 se muestra la ordenación de los bits y de los bytes de PFH (por tipo de trama y plan de banda).



**Cuadro 7-10 – Ordenación de bits y bytes del PFH para el tipo de trama 1**

<b>Campo</b>	<b>CENELEC, FCC-1</b>	<b>FCC, FCC-2</b>	<b>Descripción</b>
	<b>Bits</b>	<b>Bits</b>	
FT	[1:0]	[1:0]	Cláusula 7.2.3.1.1
ML	[9:2]	[9:2]	Cláusula 7.2.3.2.1
TM	[17:10]	[49:10]	Cláusula 7.2.3.2.3
RSCW	[18]	[50]	Cláusula 7.2.3.2.4
CCR	[19]	[51]	Cláusula 7.2.3.2.5
REP	[22:20]	[54:52]	Cláusula 7.2.3.2.6
INTM	[23]	[55]	Cláusula 7.2.3.2.7
MOD	[25:24]	[57:56]	Cláusula 7.2.3.2.8
ACK REQ	[26]	[58]	Cláusula 7.2.3.2.9
Reservado por el UIT-T	[29:27]	[61:59]	Cláusula 7.2.3.2.10
HCS	[41:30]	[73:62]	Cláusula 7.2.3.1.2

**Cuadro 7-11 – Ordenación de bits y bytes del PFH para el tipo de trama 2**

<b>Campo</b>	<b>CENELEC, FCC-1</b>	<b>FCC, FCC-2</b>	<b>Descripción</b>
	<b>Bits</b>	<b>Bits</b>	
FT	[1:0]	[1:0]	Cláusula 7.2.3.1.1
FL	[8:2]	[11:2]	Cláusula 7.2.3.2.2
Reservados por el UIT-T	[29:9]	[61:12]	Cláusula 7.2.3.2.10
HCS	[41:30]	[73:62]	Cláusula 7.2.3.1.2

**Cuadro 7-12 – Ordenación de bits y bytes del PFH para el tipo de trama 3**

<b>Campo</b>	<b>CENELEC, FCC-1</b>	<b>FCC, FCC-2</b>	<b>Descripción</b>
	<b>Bits</b>	<b>Bits</b>	
FT	[1:0]	[1:0]	Cláusula 7.2.3.1.1
Reservado por el UIT-T	[29:2]	[61:2]	Cláusula 7.2.3.2.10
HCS	[41:30]	[73:62]	Cláusula 7.2.3.1.2

**Cuadro 7-13 – Ordenación de bits y bytes del PFH para el tipo de trama 4**

<b>Campo</b>	<b>CENELEC, FCC-1</b>	<b>FCC, FCC-2</b>	<b>Descripción</b>
	<b>Bits</b>	<b>Bits</b>	
FT	[1:0]	[1:0]	Cláusula 7.2.3.1.1
FL	[8:2]	[11:2]	Cláusula 7.2.3.2.2
Reservado por el UIT-T	[29:9]	[61:12]	Cláusula 7.2.3.2.10
HCS	[41:30]	[73:62]	Cláusula 7.2.3.1.2

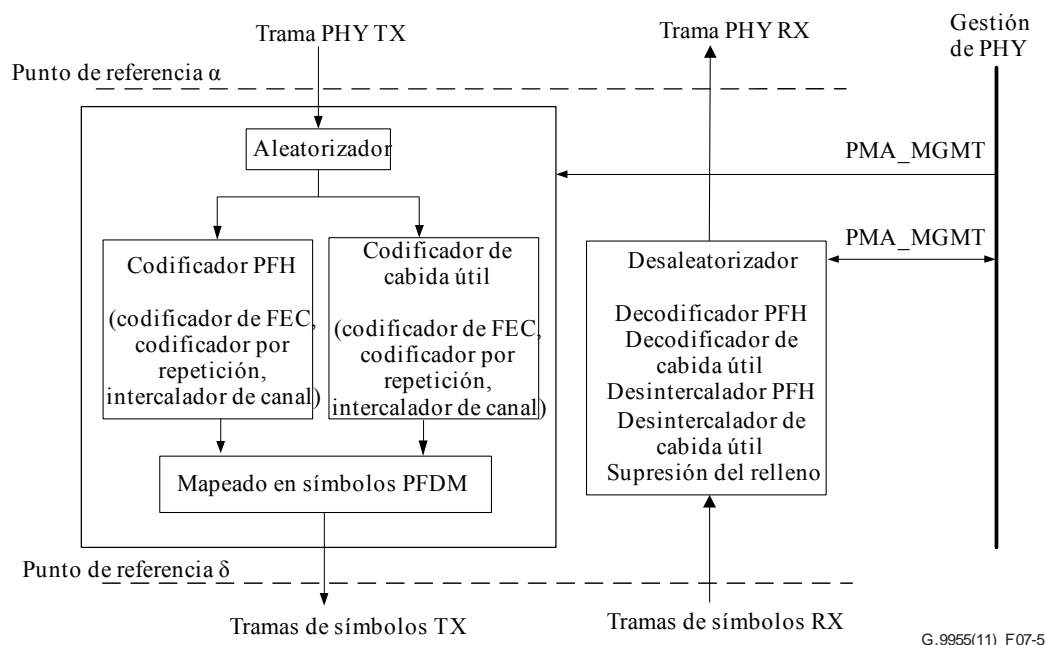
### 7.3 Subcapa de anexo al medio físico (PMA)

En la Figura 7-5 se presenta el modelo funcional de PMA. Su propósito es describir de una manera más detallada el bloque funcional PMA que se presenta en la Figura 7-1.

En el sentido de transmisión, el PFH y la cabida útil de la trama PHY entrante en el punto de referencia  $\alpha$  tienen un formato acorde con lo que se indica en la cláusula 7.2.1. Tanto los bits PFH como los bits de la cabida útil de la trama entrante se aleatorizan según se indica en la cláusula 7.3.1. Además, los bits PFH de la trama de entrada se codifican según se indica en la cláusula 7.3.4. Los bits de la cabida útil se codifican según se indica en la cláusula 7.3.3. Los parámetros del codificador de la cabida útil los controla la entidad de gestión PHY (primitivas PMA\_MGMT). A fin de facilitar la interoperabilidad, los parámetros del codificador PFH están predefinidos para cada plan de banda concreto.

Tras la codificación, PFH y la cabida útil se mapean en un número entero de tramas de símbolos, según se indica en la cláusula 7.3.6. Las tramas de símbolos de PFH resultantes y la cabida útil se envían a PMD (en el punto de referencia  $\delta$ ) para su modulación y transmisión por el medio.

En el sentido de recepción, se efectúan en las tramas de símbolos recibidas todas las operaciones inversas de decodificación y de desaleatorización necesarias. PFH y la cabida útil recuperados se envían al punto de referencia  $\alpha$  para seguir su procesamiento en PCS.

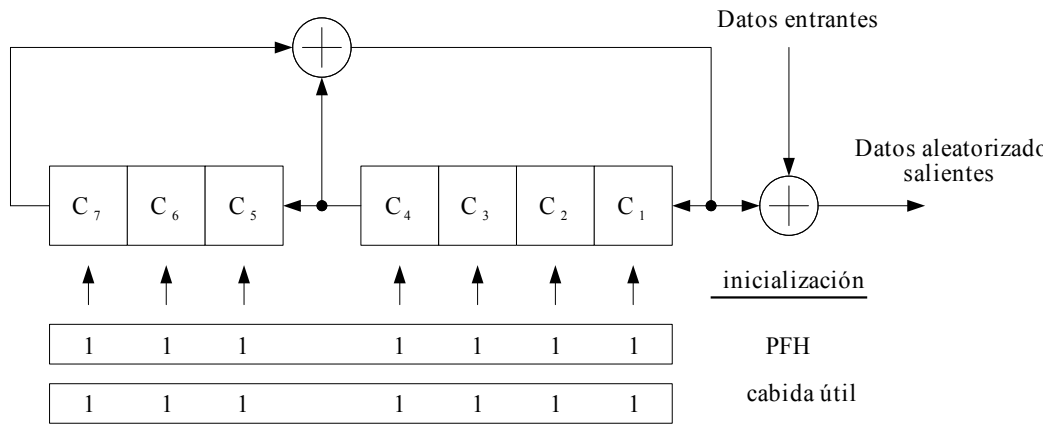


**Figura 7-5 – Modelo funcional de PMA**

Las primitivas de gestión de PMA (PMA\_MGMT) se definen en la cláusula 7.8.2.3.

#### 7.3.1 Aleatorizador

Todos los bits de datos, desde el primer bit de PFH hasta el último bit de la cabida útil, se aleatorizarán mediante una secuencia pseudoaleatoria generada por el registro de desplazamiento con realimentación lineal (LFSR) con el polinomio  $p(x) = x^7 + x^4 + 1$ , tal y como se muestra en la Figura 7-6.



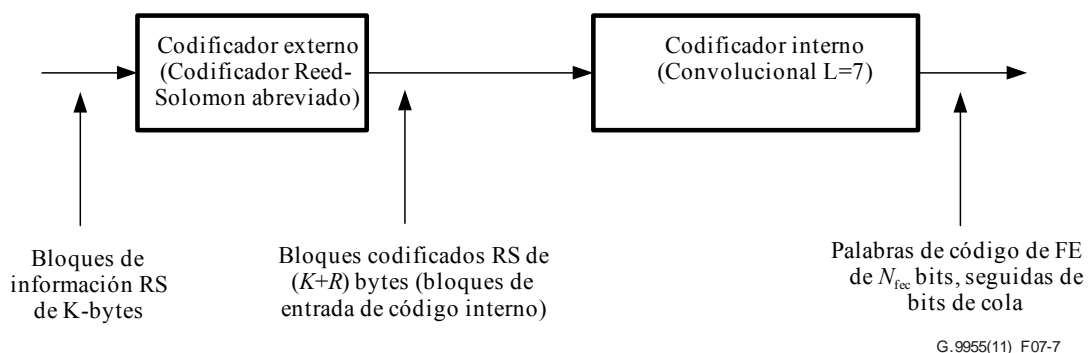
**Figura 7-6 – Aleatorizador**

LFSR se inicializará en el primer bit de PFH con un vector de inicialización igual a 0x7F (donde LSB corresponde a  $C_1$ ); esta inicialización se utiliza para la aleatorización de los datos PFH. Inmediatamente después de que el aleatorizador haya leído el último bit de PFH y antes de proceder a la lectura del primer bit de la cabida útil, se llevará a cabo una segunda inicialización para los datos de la cabida útil. El vector de inicialización para la segunda inicialización se fijará en 0x7F.

### 7.3.2 Codificador de FEC

En la Figura 7-7 se muestra el codificador de FEC. Consta de un codificador convolucional interno y de un codificador Reed Solomon (RS) externo. Los parámetros del codificador de FEC son:

- el número de bloques de información RS entrantes,  $m \geq 1$ ;
- el número de bytes,  $K$ , en los bloques de información RS entrantes;
- el número de bytes de control de paridad RS,  $R$ ;
- el número de bits que entran en el codificador interno,  $k_i$ ;
- la velocidad de codificación interna,  $r_i$ .
- el número de bits de salida,  $N_{FEC}$ , (el tamaño de la palabra de código de FEC depende de la velocidad de codificación global).



**Figura 7-7 – Codificador de FEC**

El MPDU entrante se dividirá, en primer lugar, en bloques de información RS. El número de bloques de información RS,  $m$ , depende del tamaño de MPDU y viene determinado por la primitiva PMI\_DATA\_REQ (véase la cláusula 7.8.1.1). El tamaño de cada bloque de información,  $K_l$ , donde  $l = 1, 2, \dots, m$ , será un número entero de bytes y se calculará para el valor dado de  $m$  como sigue:

- El tamaño del primer bloque de información RS será de 16 bytes (el tamaño de MPH, véase la cláusula 8.1.3.1.1 de UIT T G.9956);
- El siguiente bloque de información RS,  $m_1$ , será del tamaño de  $K_L = \text{floor}[(N_{MPDU} - 16)/(m - 1)] + 1$  bytes, donde  $m_1 = \text{mod}[(N_{MPDU} - 16)/(K_L - 1)]$  y  $N_{MPDU}$  es el tamaño de MPDU en bytes;
- Los bloques de información  $m - m_1 - 1$  restantes serán del tamaño de  $K_S = K_L - 1$  bytes.

Los valores válidos de los demás parámetros de FEC para la cabida útil y PFH se especifican en los Cuadros 7-14 y 7-15, respectivamente. Las  $m$  palabras de código de FEC resultantes, seguidas de bits de cola generados por el codificador interno, se concatenarán en un bloque de palabra de código de FEC. El orden de las palabras de código de FEC en el bloque de palabra código de FEC (en la salida del codificador de FEC) será el mismo que el de los bloques de información RS correspondientes en la entrada del codificador de FEC.

PFH se codificará como una sola palabra de código. La codificación de la trama Imm-ACK ampliada requiere estudios adicionales.

### 7.3.2.1 Codificador Reed-Solomon

El código de salida utilizará un código Reed-Solomon normalizado en bytes. El bloque RS codificado contendrá  $N = K + R$  bytes, incluidos R bytes de verificación  $c_0, c_1, \dots, c_{R-2}, c_{R-1}$  añadidos a los  $K$  bytes  $m_0, m_1, \dots, m_{K-2}, m_{K-1}$  del bloque de información de entrada. Los bytes de verificación se calcularán a partir de los bytes de información utilizando la ecuación:

$$C(D) = M(D)D^R \text{ mod } G(D)$$

donde:

$M(D) = m_0D^{K-1} \oplus m_1D^{K-2} \oplus \dots \oplus m_{K-2}D \oplus m_{K-1}$  es el polinomio que representa el bloque de entrada,

$C(D) = c_0D^{R-1} \oplus c_1D^{R-2} \oplus \dots \oplus c_{R-2}D \oplus c_{R-1}$  es el polinomio de verificación, y

$G(D) = \prod_{i=1}^R (D \oplus \alpha^i)$  es el polinomio generador del código RS.

El polinomio  $C(D)$  es el resto que se obtiene de dividir  $M(D)D^R$  por  $G(D)$ . La operación aritmética se efectuará en el Campo de Galois GF(256), donde  $\alpha$  es un elemento primitivo que satisface el polinomio binario primitivo  $x^8 \oplus x^4 \oplus x^3 \oplus x^2 \oplus 1$ . Los bits ( $d_7, d_6, \dots, d_1, d_0$ ) de un byte de datos  $D$  son identificados por el elemento del Campo de Galois .

De acuerdo con las definiciones anteriores, un bloque de entrada de  $(255-R)$  bytes puede corregir hasta  $t = R/2$  bytes erróneos. Un código corrector de errores  $t$  para todos los bloques de entrada de tamaño menor se obtendrá mediante el procedimiento siguiente:

- se sustituye el bloque de entrada añadiendo ceros al tamaño  $255-2t$ ;
- se calculan los bytes de paridad  $2t$  como se describió anteriormente;
- se forma el bloque de salida añadiendo los bytes de paridad  $2t$  al bloque de entrada.

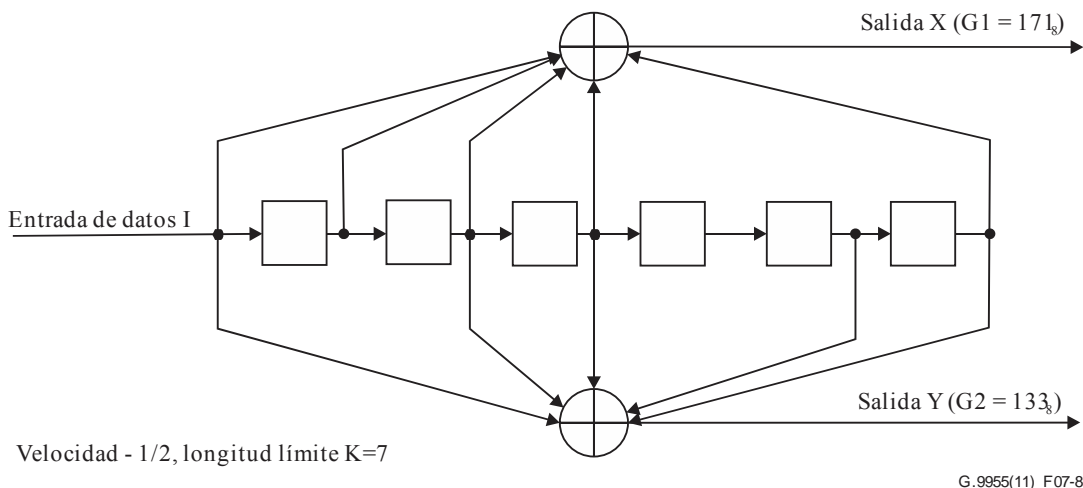
El valor máximo de  $t$  no superará 8 y el tamaño máximo del bloque de entrada no superará los 239 bytes. El tamaño del bloque de salida podrá configurarse para aceptar cualquier valor entero perteneciente a la gama de 25 bytes a 255 bytes, ambos incluidos. En bloques de entrada de menos de 25 bytes, se evitará el codificador RS. En el Cuadro 7-7 se definen los valores válidos de la capacidad de corrección de errores,  $t = R/2$ , para bloques de entrada de distintos tamaños.

### 7.3.2.2 Codificador convolucional

Cada bloque de información RS codificado por el codificador externo se convertirá a un tren binario (LSB primero) para formar un bloque de entrada interno de  $k_1 = 8 \times (K + R)$  bits. Los bloques de entrada internos se concatenarán en el mismo orden que los bloques de información RS correspondientes en la entrada del codificador de FEC. Al último bloque interno se le añadirán seis ceros (bits de cola). Los bloques internos concatenados se introducirán en el codificador convolucional interno que se muestra en la Figura 7-8. El codificador convolucional interno tendrá una velocidad de código matriz de  $1/2$  y una longitud límite de  $L = 7$ , y polinomios generadores de código  $G1 = 1111001_2 = 171_8$  y  $G2 = 1011011_2 = 133_8$ . El codificador convolucional se pondrá a cero antes de que entre en el codificador el primer bit del primer bloque interno. Los seis ceros añadidos al último bloque interno entrante permiten vaciar el codificador.

Para una velocidad de código matriz  $r_1 = 1/2$ , todos los bits X e Y generados por el codificador (véase la Figura 7-8) saldrán en el siguiente orden:  $X_0Y_0X_1Y_1..X_kY_k \dots$

Para una velocidad de código de  $r_1 = 2/3$ , la perforación de los bits salientes del codificador convolucional se aplicarán siguiendo el patrón  $[1 \ 1; 0 \ 1]$ , es decir, una de cada dos X resultantes se perforará para ordenar el tren binario de salida de la manera siguiente:  $X_0Y_0Y_1X_2Y_2Y_3..X_{2k}Y_{2k}Y_{2k+1} \dots$



**Figura 7-8 – Codificador de código convolucional interno**

Los bits de salida del codificador interno correspondientes a un mismo bloque de entrada interno forman la palabra de código de FEC de salida. La longitud de la palabra de código de FEC puede calcularse como sigue:  $N_{FEC} = k_1/r_1$  bits.

### 7.3.2.3 Parámetros de codificación de FEC

El resumen de los parámetros válidos de codificación de FEC se especifica en el Cuadro 7-14.

**Cuadro 7-14 – Valores válidos de los parámetros de codificación de FEC de la cabida útil**

Tamaño del bloque de información RS $K$ , en bytes	Velocidad de codificación interna válida, $r_1$	Verificación de la paridad RS $R = 2r$ , en bytes
$\leq 25$	1/2, 2/3	0
26-50	1/2, 2/3	4
51-75	1/2, 2/3	8
76-100	1/2, 2/3	12
101-239	1/2, 2/3	16

El tamaño de la palabra de código de FEC de salida,  $N_{FEC}$ , para los valores indicados de  $K$ ,  $r_1$ , y  $R$  que se presenta en el Cuadro 7-14 puede calcularse como sigue:  $N_{FEC} = (8 \times (K+R))/r_1$  bits.

Para PFH, se evitará el codificador externo. El tamaño del bloque del codificador interno será de  $k_1 = PHY_H$  bits (véase la cláusula 7.2.3) y la velocidad de codificación será de 1/2, tal y como se presenta en el Cuadro 7-15. El tamaño de la palabra de código de FEC de salida es de  $(k_1 + 6)/r_1$  bits.

**Cuadro 7-15 – Valores válidos de los parámetros de codificación de FEC PFH**

Bandas	Bloque de entrada en el codificador interno, $k_1$ , en bits	Velocidad de codificación interna, $r_1$
CENELEC, FCC-1	42	1/2
FCC, FCC-2	74	1/2

El número total de bits en un bloque de palabra de código de FEC correspondiente a  $m$  bloques de información de entrada puede calcularse de la siguiente forma:

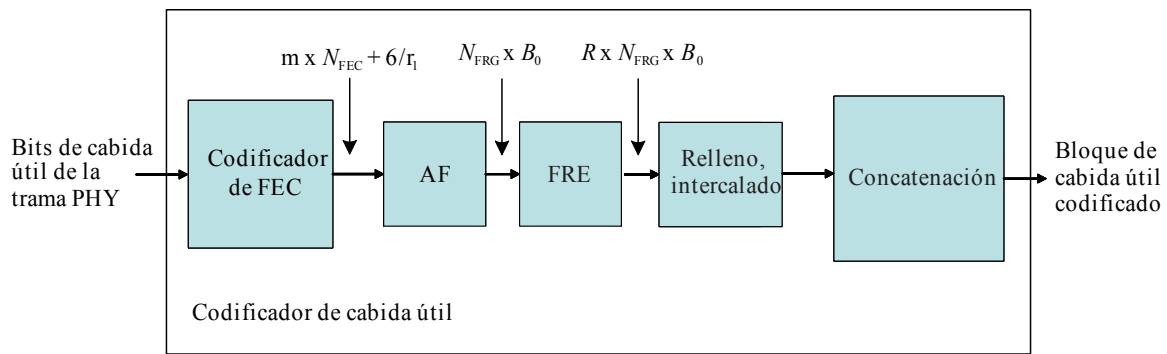
$$N_{FECB} = 6/r_1 + \sum_{l=1}^m N_{FEC,l} = \left[ 6 + 8 \times \sum_{l=1}^m (K_l + R) \right] / r_1$$

NOTA – La velocidad global de codificación del codificador de FEC puede calcularse como sigue:

$$r = \left[ 8 \times \sum_{l=1}^m K_l \right] / N_{FECB}$$

### 7.3.3 Codificador de cabida útil

En la Figura 7-9 se muestra el diagrama funcional del codificador de cabida útil. Contiene un codificador de FEC, un bloque de agregación y fragmentación (AF), un codificador por repetición de fragmentos (FRE) y un intercalador. FRE tiene como finalidad apoyar un modo de comunicación robusto (RCM) y se evita en el modo de funcionamiento normal (sin repeticiones).

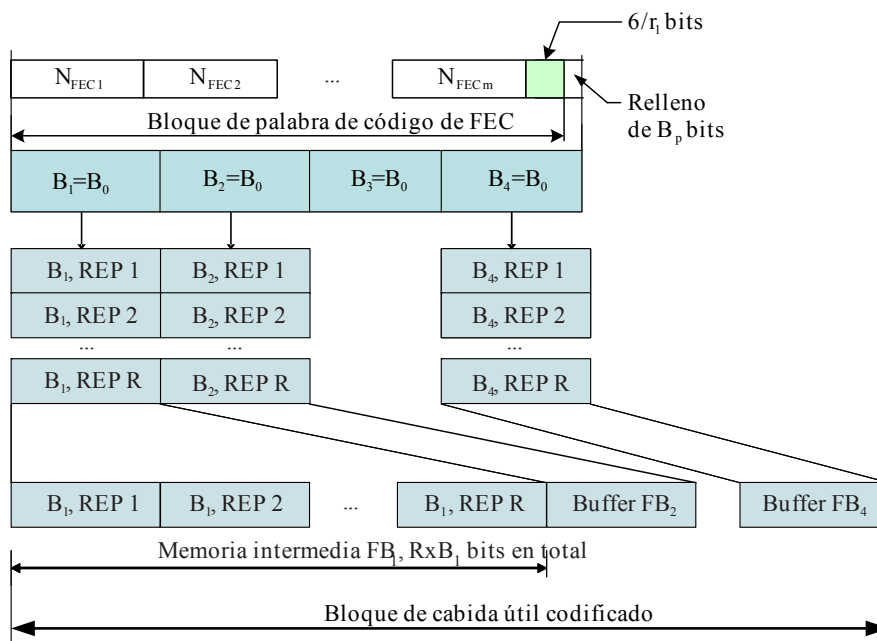


G.9955(11)\_F07-9

**Figura 7-9 – Diagrama funcional del codificador de cabida útil**

Los bits de cabida útil de la trama PHY entrantes se dividirán en bloques secuenciales de información,  $m$ , de  $K_l$  bytes cada uno, donde  $l = 1, 2, \dots, m$ , y el codificador de FEC codificará cada bloque de información, tal y como se describe en la cláusula 7.3.2. Los valores válidos de los parámetros de FEC  $K$ ,  $R$ , y  $r_l$ , y el tamaño del bloque codificado  $N_{FEC}$  se muestran en la cláusula 7.3.2.3. El orden de los bytes de cada bloque de información será el mismo que en el MPDU correspondiente.

AF recupera en primer lugar el bloque de la palabra de código de FEC de  $N_{FECB}$  bits generado por FEC para la cabida útil codificada. Además, el bloque de palabra de código de FEC se divide en fragmentos del mismo tamaño, cada uno de ellos de  $B_0$  bits (por ejemplo,  $B_1 - B_4$  en la Figura 7-10). El número de fragmentos es  $N_{frg} = \text{ceiling}(N_{FECB}/B_0)$ . Para obtener un número entero de fragmentos, se rellenará el bloque de palabra de código de FEC con un máximo de  $B_p = B_0 \times N_{frg} - N_{FECB}$  bits.



G.9955(11) F07-10

**Figura 7-10 – Generación del bloque de cabida útil codificado (caso  $N_{frg} = 4$ , no se muestra el desplazamiento cíclico, intercalado y relleno de fragmentos en modo IoAC)**

El valor de  $B_0$  se calculará como un número divisor entero del número total de bits del bloque de palabra de código de FEC y luego se incrementará para que encaje con un número entero de símbolos. Ese número será el máximo divisor, de un valor menor o igual al mínimo de:

- El número total de bits de entrada,  $N_{\text{FECB}}$ , en el bloque de palabra de código de FEC;
- El número total de bits,  $N_{\text{ZC}}$ , cargados en los símbolos que abarcan al menos 10 ms en el caso de las líneas AC de 50 Hz y al menos 8,33 ms en el caso de las líneas AC de 60 Hz o de las líneas sin AC;
- El tamaño máximo de fragmento de  $B_{\text{max}} = 3\,072$  bits.

El número de bits utilizado para que  $B_0$  encaje en un número entero de símbolos no superará el número de bits cargados en un símbolo ( $k_p$ ) menos 1.

De acuerdo con las definiciones anteriores, puede calcularse el tamaño del fragmento,  $B_0$ , y el número de bits de relleno,  $B_p$ , utilizando los pasos siguientes:

- determínese el límite superior del tamaño del fragmento:  $P = \min(N_{\text{FECB}}, N_{\text{ZC}}, B_{\text{max}})$ ;
- determínese el número de fragmentos:  $N_{\text{frg}} = \text{ceiling}(N_{\text{FECB}}/P)$ ;
- determínese el tamaño del fragmento:  $B_0' = \text{ceiling}(N_{\text{FECB}}/N_{\text{frg}})$ ;  $B_0 = k_p \times \text{ceiling}(B_0'/k_p)$ ;
- determínese el número de bits de relleno  $B_p = B_0 \times N_{\text{frg}} - N_{\text{FECB}}$ ,

donde  $k_p$  es el número de bits cargados en un símbolo. Los bits de relleno,  $B_p$ , se generarán mediante la extracción continua del MSB del registro de desplazamiento con realimentación lineal (LFSR) que se muestra en la Figura 7-17, hasta completar el relleno. El polinomio generador se ajustará a lo estipulado en la cláusula 7.4.2.6. La inicialización de LFSR será todo unos, como se muestra en la Figura 7-17, antes de que se extraiga el primer bit de relleno. El número de bits de relleno será inferior a  $N_{\text{frg}} \times k_p$ .

FRE ofrece repeticiones de fragmentos con la velocidad de repetición de  $R$ . Cada fragmento se copiará  $R$  veces y todas las copias se concatenarán en la memoria intermedia de fragmentos, FB, de modo que el primer bit de cada copia siga al último bit de la copia anterior, véase la Figura 7-10. El tamaño total de FB es de  $B_0 \times R$  bits. FRE apoyará los valores  $R = 1, 2, 4, 6, 12$  (el valor de  $R = 1$  corresponde al modo de funcionamiento normal). Si  $R = 1$ , un FB, en consecuencia, contendrá un único fragmento de  $B_0$  bits.

Todos los fragmentos y sus copias de cada FB se intercalarán. El método de intercalado y los parámetros de los intercaladores se definen en la cláusula 7.3.5 y son idénticos para todos los valores válidos de  $R$ . Se definen dos modos de intercalado:

- Intercalado por fragmento (IoF);
- Intercalado por ciclo AC (IoAC).

El modo de intercalado se indica en PFH, según se indica en la cláusula 7.2.3.2.7, y su elección quedará a la discreción del transmisor. En ambos modos, para cada fragmento, y antes del intercalado, los bits de cada copia de fragmento, empezando por la segunda copia ("Rep 2" en la Figura 7-10), se desplazarán cíclicamente un número de bits  $M = \text{ceiling}(B_0/R_T)$  en relación con la copia anterior y en dirección del LSB al MSB, es decir, la copia "Rep( $d+1$ )" se desplazará un número de bits  $d \times M$  en relación con la copia "Rep 1", de manera que el LSB de la copia "Rep 1" tenga el número de bits ( $d \times M$ ) en la copia "Rep( $d+1$ )". El valor de  $R_T \geq R$  es el número total de repeticiones, incluido el relleno; depende del modo de intercalado.

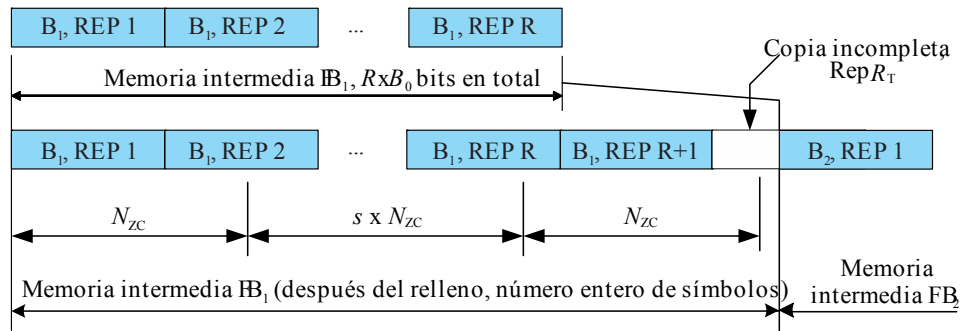
En el modo IoF, cada fragmento de FB se intercalará por separado. Después de intercalar todas las copias del fragmento, se hará pasar FB para la concatenación. El valor de  $R_T$  será igual a  $R$ .

En el modo IoAC, cada FB (con  $R$  copias del fragmento) se rellenará hasta llegar al número entero de símbolos más cercano que sea igual o superior al número entero más cercano de  $N_{\text{ZC}}$ , Figura 7-11. El relleno se generará mediante la repetición cíclica de los bits de ese mismo FB,



empezando por el primer bit: el primer bit de dicho relleno seguirá al último bit de FB y será la repetición del primer bit del mismo FB.

Además, todas las copias del fragmento, tanto la original como las que han sido rellenas, se intercalarán según se indica en la cláusula 7.3.5 para el intercalado de la cabida útil. El número total de copias intercaladas es  $R_T = \text{ceiling}(\text{ceiling}((B_0 \times R)/N_{ZC}) \times N_{ZC}/B_0)$ . A partir de la última copia, solamente se tomarán del intercalador los símbolos que llenan el FB relleno, tal y como se muestra en la Figura 7-11. Después de intercalar todas las copias del fragmento, se pasará el FB relleno para su concatenación.



G.9955(11)\_F07-11

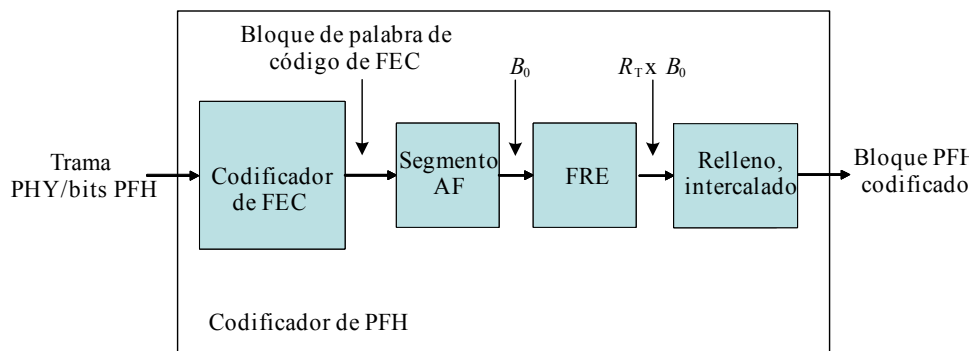
**Figura 7-11 – Relleno de FB en el modo IoAC**

Los FB procesados como se ha descrito anteriormente se concatenarán en un bloque de cabida útil codificado, en el mismo orden que los fragmentos de origen, tal y como se muestra en la Figura 7-10.

El bloque de cabida útil codificado se pasa para su mapeado en tramas de símbolos (véase la cláusula 7.3.6).

### 7.3.4 Codificador de PFH

En la Figura 7-12 se muestra el diagrama funcional de codificador de PFH, en el que todos los bloques funcionales funcionan según se describe en la cláusula 7.3.3.



G.9955(11)\_F07-12

**Figura 7-12 – Diagrama funcional del codificador de PFH**

Los bits de PFH se introducirán en el codificador de PFH FEC siguiendo el orden original y se codificarán según se indica en la cláusula 7.3.2. Los parámetros del codificador de PFH FEC serán los que se especifica en la cláusula 7.3.2.3, Cuadro 7-15. El bloque de código de palabra de FEC en la salida del codificador de FEC contiene una palabra de código de FEC de  $2 \times (\text{PHY}_H + 6)$  bits de longitud, donde  $\text{PHY}_H$  es tal como se define en la cláusula 7.2.3. En la Figura 7-13 se muestra la generación de un bloque PFH codificado. El valor de  $B_0$  será igual al bloque de palabra código de

FEC. El número de repeticiones,  $R_T$ , depende del plan de banda utilizado y viene determinado por el número de símbolos para transportar PFH,  $NS_H$ , y se calcularán como sigue:  $R_T = \text{ceiling}((NS_H \times k_H)/B_0)$ , donde  $k_H$  es el número de bits cargados en un símbolo. Para cada plan de banda se definen dos valores de  $NS_H$ : normal y robusto, según se muestra en el Cuadro 7-16. La primitiva PMI\_MGMT.REQ (véase la cláusula 7.8.2.1) determina el valor concreto de  $NS_H$ .

**Cuadro 7-16 – Número de símbolos en PFH codificado para corrientes a 50 Hz y 60 Hz**

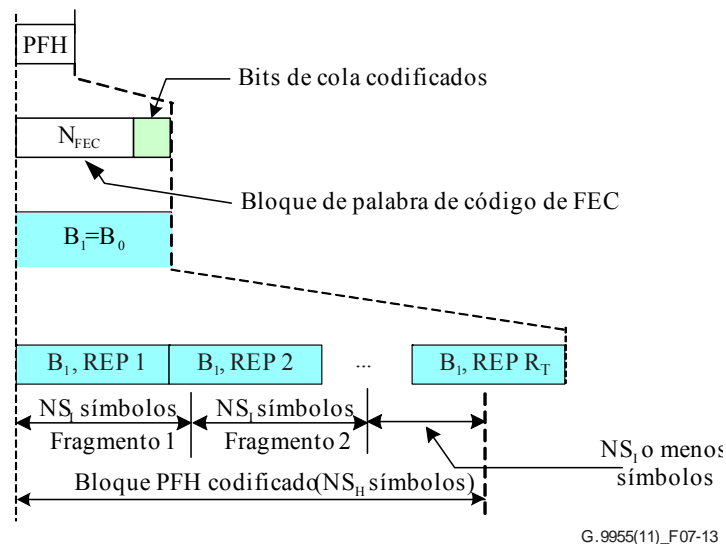
Plan de banda	Número de símbolos, NSH		
	Normal	Robusto	
	50 Hz, 60 Hz	50 Hz	60 Hz
CENELEC A	15	30	25
CENELEC B	30	45	50
CENELEC CD	45	45	50
FCC	8	30	25
FCC-1	19	30	25
FCC-2	10	30	25

El bloque de bits  $B_0$  se copiará  $R_T$  veces y las copias se concatenarán en orden numérico y se dividirán en fragmentos de  $NS_I$  símbolos, empezando por el primer símbolo de la primera copia, tal y como se muestra en la Figura 7-13. El tamaño del fragmento se fijará como sigue:

$$NS_I = \min(\text{floor}(B_{\text{max}}/k_H), \text{ceiling}(N_{ZC}/k_H), NS_{H\_Normal}),$$

donde los valores  $B_{\text{max}}$  y  $N_{ZC}$  serán tal y como se definen en la cláusula 7.3.3 y  $NS_{H\_Normal}$  representa el valor normal de  $NS_H$  y será tal y como se define en el Cuadro 7-16. El número total de fragmentos será  $R_F = \text{ceiling}(NS_H/NS_I)$ . Si el número de bits en  $R_T$  copias es insuficiente para completar un número entero de fragmentos, el último fragmento se completará añadiendo más copias del bloque  $B_0$ .

Cada fragmento, empezando por el segundo ("Fragmento 2" en la Figura 7-13), se desplazará cíclicamente un número de bits  $M = \text{ceiling}((NS_I \times k_H)/R_F)$  en relación con la copia anterior, tal y como se indica en la cláusula 7.3.3. Después del desplazamiento cíclico, todos los fragmentos se intercalarán según se señala en la cláusula 7.3.5, para el intercalador de PFH. Si el último fragmento está incompleto, el intercalador sólo leerá los bits de los primeros símbolos necesarios para alcanzar el tamaño  $NS_H$  del bloque PFH codificado, tal y como se muestra en la Figura 7-13.



**Figura 7-13 – Generación del bloque PFH codificado**

### 7.3.5 Intercalador de canal

El intercalador de canal intercala un bloque de  $B_1$  bits (véanse las cláusulas 7.3.3 y 7.3.4), a partir del número de subportadoras por trama de símbolos que son bits cargados, representado en la presente cláusula por  $m$ . En el caso de la cabida útil, estas subportadoras son las identificadas en el campo TM del PFH, a excepción de las subportadoras de los grupos PMSC, RMSC (a menos que se utilice un BAT de Tipo 0) y PSC. En el caso de PFH, todas estas subportadoras pertenecen al grupo RMSC y al grupo SSC, a excepción de las del grupo PSC (véanse las cláusulas 7.4.2.2 y 7.4.2.5).

Para el codificador de cabida útil  $B_1 = B_0$ , para el codificador de PFH  $B_1 = NS_1 \times k_H$ . El intercalador solamente se define para valores de  $B_1$  que sean múltiplos de  $m$ , es decir,  $n = B_1 / m$  es un número entero. Los bits de entrada  $B_1$  se inscribirán en la matriz de permutación con  $n$  filas y  $m$  columnas. La introducción de los bits en la matriz se efectuará utilizando la ecuación *infra*:

$$q = \text{floor}(p / (k \times m))$$

$$r = \text{mod}(p, k \times m)$$

$$i = \text{floor}(r, k)$$

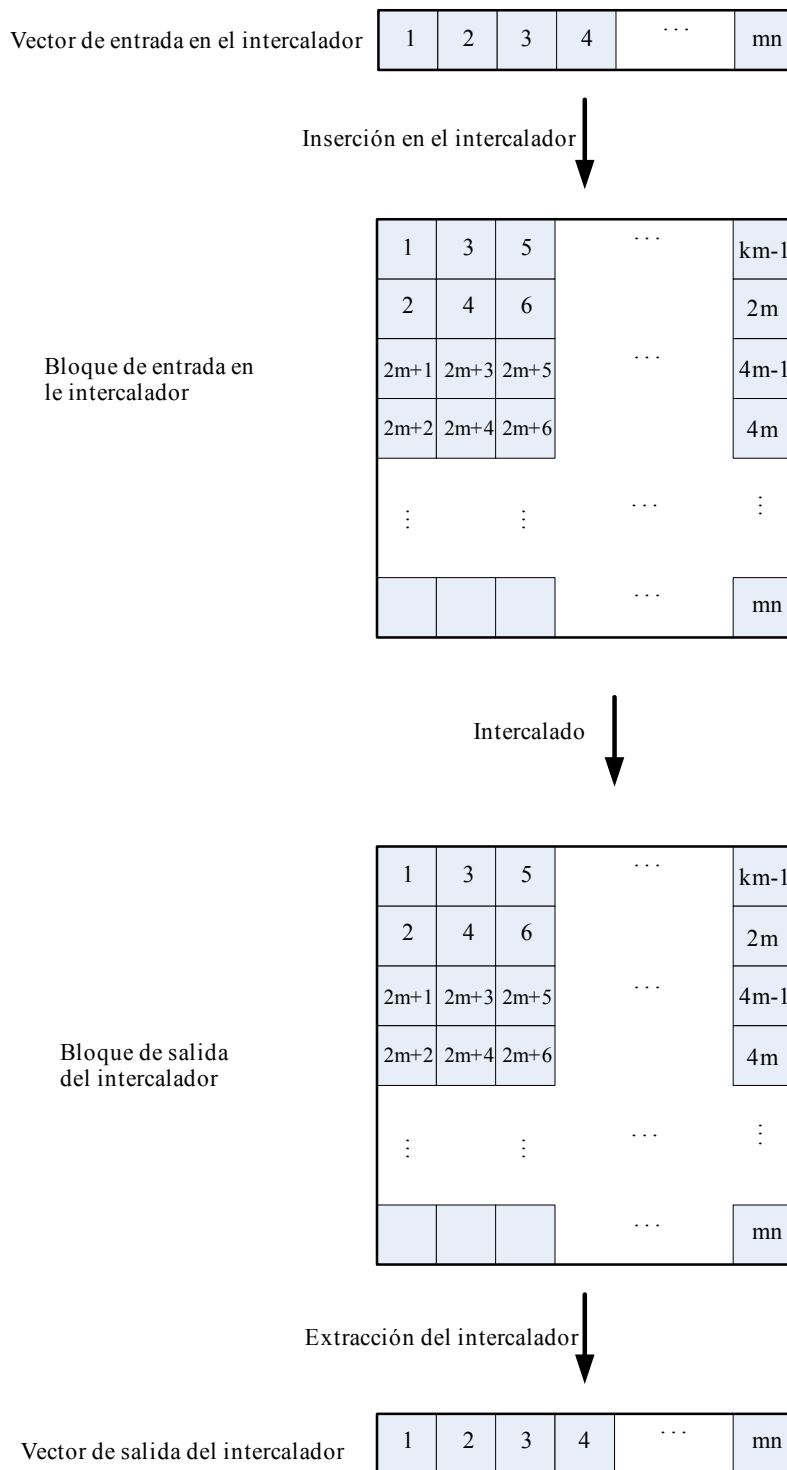
$$j = k \times q + \text{mod}(r, k)$$

donde:  $p$  es el número secuencial del bit en la secuencia de entrada (vector de entrada), en la gama de 0 a  $B_1-1$ ;

$k$  es la modulación utilizada ( $k = 1$  para una modulación de 1 bit,  $k = 2$  para una modulación de 2 bits, etc.);

$i$  es el índice de la columna y  $j$  es el índice de la fila en la matriz de permutación en la gama de 0 a  $m-1$  y de 0 a  $n-1$ , respectivamente ( $m$  columnas por  $n$  filas).

La Figura 7-14 muestra la inserción de los bits en una matriz cuando las ecuaciones se utilizan con un valor de  $k = 2$ . Cada celda de la figura representa un bit. El número de la celda indica la posición del bit en la secuencia de bits de entrada (vector de entrada) y en la secuencia de bits de salida (vector de salida), respectivamente.



G.9955(11) E07.14

**Figura 7-14 – Orden de escritura de entrada y lectura de salida de la matriz de permutación**

Las entradas de la matriz  $n \times m$  se permutarán. La relación entre los índices de bits de entrada y de salida se determinará a partir de las siguientes ecuaciones: para el bit con posición original  $(i, j)$ , siendo  $i = 0, 1, \dots, m - 1$  y  $j = 0, 1, \dots, n - 1$ , la posición del bit intercalado  $(I, J)$  será:

$$J = (j \times n_j + i \times n_i) \bmod n$$

$$I = (i \times m_i + J \times m_j) \bmod m,$$

donde  $m_i, m_j, n_i,$  y  $n_j$  se eligen en función de los valores de  $m$  y  $n$ , a condición de que

$$m_i, m_j, n_i, n_j > 2$$

$$GCD(m_i, m) = GCD(m_j, m) = GCD(n_i, n) = GCD(n_j, n) = 1,$$

siendo GCD el máximo común divisor (*greatest common divisor*).

Los valores de  $n_i$ ,  $n_j$  y  $m_i$ ,  $m_j$  se computarán como sigue: Para un valor dado de  $n$ , todos los números coprimos de  $n$  a excepción del 1 y el 2 se ordenarán en orden ascendente; así,  $n_i$  será el primer elemento coprimo por encima de  $n/2$  en dicho conjunto de números coprimos y  $n_j$  será el elemento siguiente a  $n_i$ . Para calcular  $m_i$  y  $m_j$ , para un valor dado de  $m$ , se aplicarán los mismos pasos.

A continuación presentamos un ejemplo de selección de números coprimos para  $n = 8$ ,  $m = 10$ :

- Para  $n = 8$ , los números coprimos de 8, a excepción del 1 y el 2, son: 3,5,7.  
El primer número coprimo por encima de  $n/2$  es 5, de modo que  $n_i = 5$ ; el siguiente número coprimo es 7, de modo que  $n_j = 7$ ;
- Para  $m = 10$ , los números coprimos de 10, a excepción del 1 y el 2, son: 3, 7, 9.  
El primer número coprimo por encima de  $m/2$  es 7, de modo que  $m_i = 7$ ; el siguiente número coprimo es 9, de modo que  $m_j = 9$ ;

Tras la permutación, la extracción de los bits de la matriz de permutación se realizará en el mismo orden en que fueron introducidos en la matriz. En la Figura 7-14 se muestra un ejemplo para la modulación de 2 bits ( $k=2$ ).

### 7.3.6 Mapeado en tramas de símbolos

El bloque de cabida útil codificado resultante del codificador de cabida útil y el bloque PFH codificado resultando del codificador de PFH se mapearán en tramas de símbolos. El número de bits en la trama de símbolos será igual a  $k_P$  en el caso de las tramas de símbolos de cabida útil y a  $k_H$  en el caso de tramas de símbolos PFH. Las tramas de símbolos de cabida útil y de PFH se enviarán a PMD, tal y como se indica en la Figura 7-5.

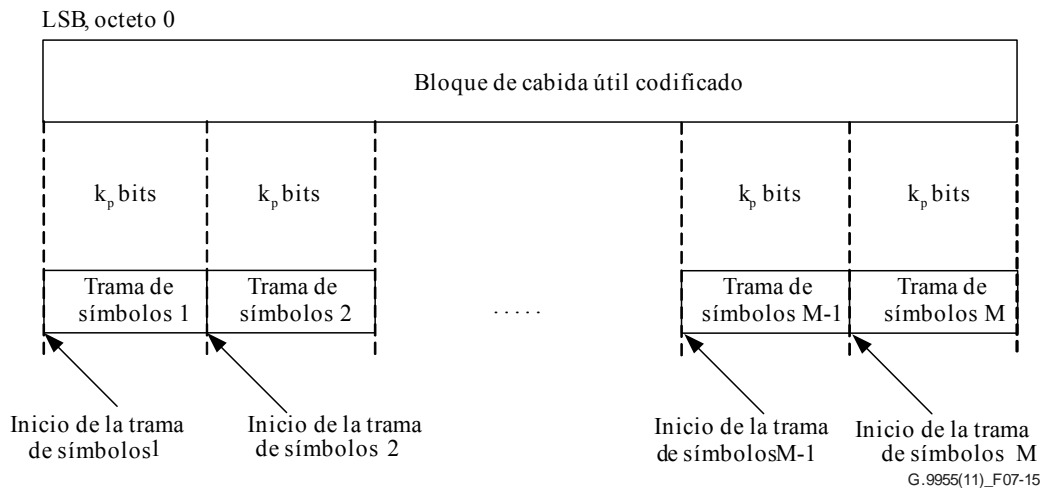
#### 7.3.6.1 Mapeado de la cabida útil

El bloque de cabida útil codificado se mapeará en una o más tramas de símbolos. El número de tramas de símbolos,  $M$ , será igual al número mínimo necesario para dar cabida a todos los bits del bloque de cabida útil codificado, tal y como se define en la cláusula 7.3.3.

NOTA – El número de bits en el bloque de cabida útil codificado siempre es un múltiplo de  $k_P$ .

La primera trama de símbolos contendrá los primeros bits  $k_P$  del bloque de cabida útil codificado, la segunda trama contendrá el segundo grupo  $k_P$  de bits del bloque de cabida útil codificado, y así sucesivamente, hasta llegar a la última trama de símbolos necesaria para dar cabida al bloque de cabida útil codificado.

En la Figura 7-15 se presenta el procedimiento de mapeado de la cabida útil, y muestra asimismo la convención para el inicio de la trama de símbolos que se usará en adelante a título de referencia (la primera trama empieza en LSB del octeto 0 de la cabida útil, la segunda trama empieza en el bit con el número  $(k_P + 1)$  del bloque de cabida útil y así sucesivamente).



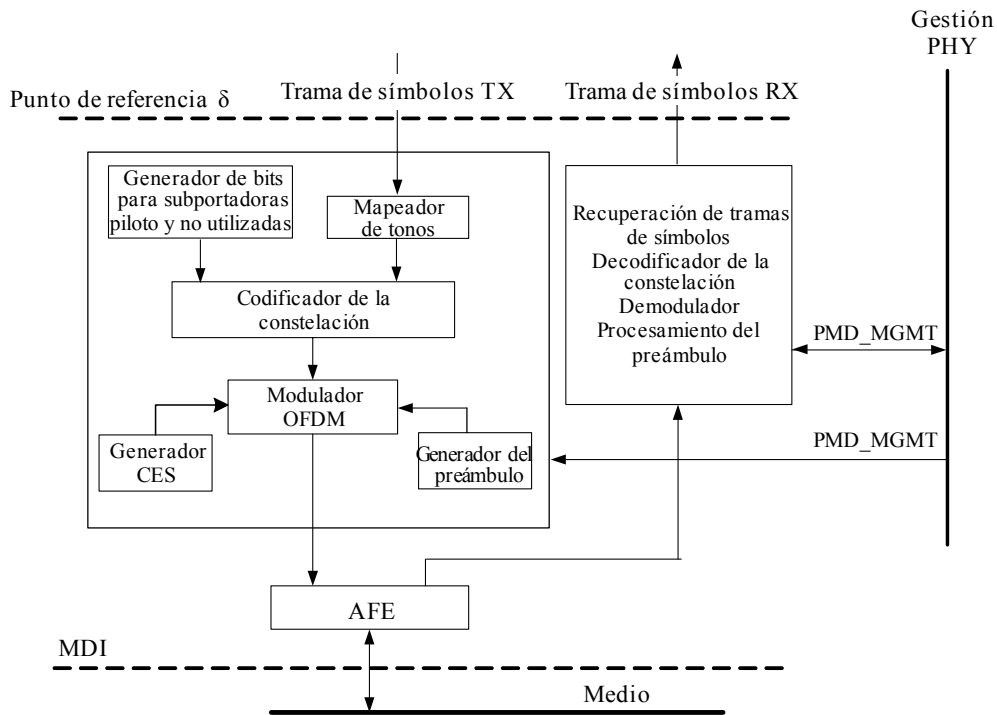
**Figura 7-15 – Mapeado de la cabida útil**

### 7.3.6.2 Mapeado PFH

El bloque PFH codificado se segmentará en una o más tramas de símbolos utilizando la misma convención que en el caso del bloque de cabida útil (el número de bits en el bloque PFH codificado es un número entero de  $k_H$ , véase la cláusula 7.3.4).

## 7.4 Subcapa dependiente del medio físico (PMD)

En la Figura 7-16 se presenta el modelo funcional de PMD. En el sentido de transmisión, el mapeador de tonos divide las tramas de símbolos entrantes del PFH y la cabida útil en grupos de bits y asocia cada grupo de bits a una subportadora específica en la que habrá que cargar dicho grupo, según se indica en la cláusula 7.4.2. El codificador de constelación convierte cada grupo de bits entrantes en un número complejo que representa el punto de constelación para esa subportadora. El proceso de mapeado de la constelación se describe en la cláusula 7.4.3. Unas secuencias de bits pseudoaleatorias, descritas en las cláusulas 7.4.2.6 y 7.4.2.7 respectivamente, modulan las subportadoras y las subportadoras piloto no utilizadas.



G.9955(11) F07-16

**Figura 7-16 – Modelo funcional de PMD**

El modulador OFDM (véase la cláusula 7.4.4) convierte el tren de entrada de los  $N$  números complejos en un tren de  $N$  muestras complejas en el dominio del tiempo. Después de añadir el preámbulo y CES, la señal transmitida se envía al medio a través de la interfaz analógica (AFE). La primitiva de gestión de PHY `PMD.MGMT.REQs` determina los parámetros del preámbulo, definidos en la cláusula 7.4.5.

En el sentido de recepción, las tramas procedentes del medio se demodulan y decodifican. Las tramas de símbolos recuperadas se transmiten a PMA a través del punto de referencia  $\delta$ . El preámbulo y CES se procesan y los resultados del procesamiento se envían a la entidad de gestión PHY.

Las primitivas de gestión de PMD (`PMD_MGMT`) se definen en la cláusula 7.8.2.4.

#### 7.4.1 Separación e indexación de subportadoras

La separación de subportadora  $F_{SC}$  es la separación de frecuencias entre dos subportadoras adyacentes cualesquiera. En el Cuadro 7-6 se presentan los valores válidos para la separación de las subportadoras.

El índice de subportadora  $i$  corresponde al orden de subportadoras en frecuencia: la subportadora con el índice  $i$  se centrará en la frecuencia  $f = F_{US} - (N/2 - i) \times F_{SC}$ . La gama del índice  $i$  va de 0 a  $N-1$ . El índice de subportadora también se conoce como número de subportadora.

Algunas subportadoras no pueden utilizarse para la transmisión de datos. Algunas de estas subportadoras no utilizadas pueden desconectarse. De esta función se ocupa el enmascaramiento de subportadora (véase la cláusula 7.6.1).

NOTA – Las subportadoras específicas que se emplean para la transmisión de datos entre dos nodos concretos pueden depender de características del canal, como por ejemplo la atenuación del bucle y el ruido, y de los requisitos específicos relativos a la utilización del espectro, como por ejemplo el control de potencia por ranuras de bandas de frecuencias concretas para compartir el medio con otros servicios.

## 7.4.2 Mapeador de tonos

El mapeador de tonos divide las tramas de símbolos entrantes del PFH y de la cabida útil en grupos de bits, de acuerdo con la tabla de atribución de bits (BAT) utilizada, y asocia estos grupos de bits a subportadoras concretas en las que se cargarán estos grupos de bits. Esta información se transmite al codificador de la constelación.

### 7.4.2.1 Resumen de los tipos de subportadoras

A efectos del mapeado de tonos, se definen los tipos siguientes de subportadoras.

- 1) Las subportadoras enmascaradas (MSC) son aquellas en las que no se permiten las transmisiones, es decir, que habrá que fijar en cero la ganancia de esta subportadora (véase la cláusula 7.4.3.3). Existen dos tipos de MSC:
  - Subportadoras enmascaradas permanentemente (PMSC) – subportadoras en las que está prohibido realizar transmisiones en cualquier región. Los bits de datos no se mapearán en PMSC.
  - Subportadoras enmascaradas regionalmente (RMSC) – subportadoras en las que está prohibido realizar transmisiones en algunas regiones y que sin embargo sí está permitido realizarlas en otras regiones y con determinados fines. La lista de RMSC depende de la región, del fin o de ambos elementos.

El número de MSC,  $\#MSC = \#PMSC + \#RMSC$ .

- 2) Las subportadoras soportadas (SSC) son aquellas en las que se permiten las transmisiones bajo las restricciones que establece la máscara PSD pertinente. Existen tres tipos de SSC:
  - Subportadoras activas (ASC) – subportadoras que son bits cargados ( $b \geq 1$ ) para la transmisión de datos. ASC están sujetas a la escala y al mapeado de la constelación, según se describe en la cláusula 7.4.3. Los bits de datos se mapearán en ASC tal y como se describe en la cláusula 7.4.2.2.
  - Subportadoras inactivas (ISC) – subportadoras que son bits cargados pseudoaleatorios en lugar de bits de datos. ISC pueden emplearse para llevar a cabo mediciones o con otros fines auxiliares. La modulación de ISC se define en la cláusula 7.4.2.6.  
NOTA– Utilizar una potencia de transmisión de cero con ISC proporciona un enmascaramiento de tono para cada conexión en lugar del enmascaramiento estático que ofrece el grupo MSC.
  - Subportadoras piloto (PSC) – subportadoras que transmiten pilotos en lugar de bits de datos. PSC pueden utilizarse para recuperación de la temporización, estimación de canales u otros fines auxiliares. La modulación de PSC se define en la cláusula 7.4.2.7.

El número de SSC,  $\#SSC = \#ASC + \#ISC + \#PSC$ . Las SSC están sujetas a la conformación de la potencia de transmisión mediante la aplicación de un factor de escala de ganancia (véase la cláusula 7.4.3.3).

Todas las subportadoras pertenecen al grupo MSC o al SSC. Es decir,  $\#MSC + \#SSC = N$ .

### 7.4.2.2 Tabla de atribución de bits (BAT)

Una BAT que asocia los índices de subportadora al número de bits que deben cargarse en la subportadora define el mapeado de tonos. Los índices de subportadora en BAT se presentarán en orden ascendente, de menor a mayor. Los bits de la trama de símbolos TX se cargarán en las subportadoras, según se indica en la cláusula 7.4.3, siguiendo el orden de los índices de subportadora en BAT.

BAT utilizada por el nodo para transmitir una trama PHY concreta se notificarán al nodo o nodos receptores en PFH, tal y como se describe en la cláusula 7.2.3.2.2. Pueden definirse un máximo de 16 BAT, con unos valores BAT ID comprendidos entre 0 y 15. La asignación de BAT ID se realizará de acuerdo con la descripción que aparece en el Cuadro 7-17.



**Cuadro 7-17 – Asignación de BAT\_ID**

BAT_ID	Tipo de BAT	Referencia
0	Tipo 0	Cláusula 7.4.2.2.1
1	Tipo 1	
2	Tipo 2	
3	Tipo 3	
4	Tipo 4	
5	Tipo 5	
6	Tipo 6	
7	Tipo 7	
8-15	Reservado por el UIT-T para otros BAT	

Todo nodo deberá apoyar al menos BAT de los tipos 0, 1, 2, 4, 5, 6 y 7.

#### **7.4.2.2.1 BAT predefinidas**

Las BAT siguientes están predefinidas:

- 1) BAT de Tipo 0: carga uniforme de 2 bits en todas las subportadoras a excepción de los grupos PMSC y PSC.
- 2) BAT de Tipo 1: carga uniforme de 2 bits en todas las subportadoras a excepción de los grupos PMSC, PSC y RMSC (es decir, en todas las subportadoras del grupo SSC a excepción del PSC).
- 3) BAT de Tipo 2: carga uniforme de 2 bits en un grupo ASC concreto.
- 4) BAT de Tipo 3: carga uniforme de 3 bits en un grupo ASC concreto.
- 5) BAT de Tipo 4: carga uniforme de 4 bits en un grupo ASC concreto.
- 6) BAT de Tipo 5: carga uniforme de 1 bit en todas las subportadoras a excepción de los grupos PMSC, PSC y RMSC (es decir, en todas las subportadoras del grupo SSC a excepción de PSC).
- 7) BAT de Tipo 6: carga uniforme de 1 bit en un grupo ASC concreto.
- 8) BAT de Tipo 7: carga uniforme de 1 bit en todas las subportadoras a excepción de los grupos PMSC y PSC.

NOTA – BAT de los Tipos 0, 1, 5 y 7 pueden utilizarse cuando se desconocen las características del canal (es decir, cuando se carece de información sobre la posibilidad de cargar bits en una subportadora concreta). Si SNR no alcanza el nivel mínimo para ofrecer una detección fiable de cargas de 1 bit y 2 bits, debería utilizarse la codificación por repetición tal y como se define en la cláusula 7.3.3.

El grupo SAC concreto que debe usarse junto con BAT de los Tipos 2, 4 y 6 se definirá como una máscara subportadora concreta asociada al canal de comunicación utilizando el campo TM de PFH, mientras que el número total de bits cargados por símbolo también puede derivarse de los campos TM y MOD de PFH, tal y como se define en la cláusula 7.2.3.2.2.

#### **7.4.2.3 Mapeado en función del transmisor y en función del receptor**

Se definen dos tipos de mapeado de tonos: mapeado en función del transmisor y mapeado en función del receptor. En el caso del mapeado en función del transmisor, el transmisor define BAT y será, por lo tanto, una BAT predefinida o se comunicará a todos los nodos de destino mediante el protocolo de comunicación de BAT antes de la transmisión. En el caso del mapeado en función del receptor, el receptor del nodo de destino determina BAT y la comunica al transmisor. El transmisor determina el tipo de mapeado. Si un transmisor decide utilizar un mapeado en función del receptor,

el receptor comunica BAT al transmisor como parte del protocolo de estimación de canal definido en la cláusula 8.5.4 de UIT-T G.9956.

#### 7.4.2.4 Agrupación de subportadoras

Mediante la agrupación de subportadoras, todo el plan de banda utilizado se divide en grupos de subportadoras consecutivas, con  $G$  subportadoras en cada grupo. El valor de  $G = 1$  corresponde a la ausencia de agrupación. Si se recurre a la agrupación ( $G > 1$ ), todas las subportadoras del mismo grupo usarán los mismos valores de carga de bits y de ganancia. Los valores válidos de  $G$  son 2, 4, y 8 subportadoras; los valores admisibles dependen del plan de banda y se definen en la cláusula 7.2.3.2.3.

El primer grupo incluirá  $G$  subportadoras en orden ascendente de los índices de subportadora, a partir del índice más bajo del plan de banda utilizado, tal y como se define en la cláusula 7.5. El segundo grupo comprende  $G$  subportadoras en orden ascendente de los índices de subportadora, a partir del índice más bajo que, a su vez, es más alto que los índices del primer grupo, y así sucesivamente. Si un grupo incluye subportadoras enmascaradas (por ejemplo, PMSC o RMSC) o pertenecientes al grupo PSC, o supera el índice superior de subportadora del plan de banda, el nodo aplicará la carga de bits y la ganancia asignada a este grupo solamente a las subportadoras activas. En el Cuadro 7-7 se define el índice de grupo predeterminado,  $G$ , para cada plan de banda concreto. La utilización de más de un valor (predeterminado) de  $G$  para una banda en particular requiere estudios adicionales.

#### 7.4.2.5 Mapeados especiales

##### 7.4.2.5.1 Mapeado de tonos para PFH

PFH utilizará una carga uniforme de 2 bits por subportadora en todas las subportadoras a excepción del grupo PMSC y del grupo PSC (BAT de Tipo 0).

##### 7.4.2.5.2 Mapeado de tonos para RCM

La transmisión de la cabida útil en el modo de comunicación robusto (RCM) utilizará una carga uniforme de 2 bits por subportadora (BAT de Tipo 0 o BAT de Tipo 1).

##### 7.4.2.5.3 Asignación de subportadoras piloto

Se asignarán las PSC en todos los símbolos de PFH y en todos los símbolos de cabida útil de la trama PHY. A cada símbolo de PFH y de la cabida útil se le asignará el mismo número de PSC.

Para la asignación de las PSC, los índices de subportadora de un símbolo se enumerarán de forma secuencial a lo largo de todas las subportadoras del grupo SSC, a excepción de las del grupo ISC, de 0 (subportadora con la frecuencia más baja) a  $M-1$  (subportadora con la frecuencia más alta), siendo  $M$  igual a la diferencia entre el número de SSC y el número de ISC.

El número de PSC en un símbolo,  $p$ , se calculará como sigue:

$$p = \left. \begin{cases} \text{floor}(M/n), & \text{if } \text{mod}(M,n) < k \\ \text{ceiling}(M/n), & \text{if } \text{mod}(M,n) \geq k \end{cases} \right\}$$

donde:

$n$  es el número de subportadoras entre PSC adyacentes (separación de PSC);  $n$  tendrá un valor de 12 para todos los planes de banda;

$k$  es un desplazamiento del índice entre índices de PSC de símbolos adyacentes y deberá fijarse en 3.

Los índices de PSC en un símbolo con un número secuencial  $j$ ,  $j = 1, 2, \dots, s$ , asignado con  $p$  PSC, será igual a:

$$d_x = \text{mod}(\text{mod}(M, n) + (j - 1) \times k + (x - 1) \times n, M), \text{ para } x = 1, \dots, p.$$

donde  $\{d_x\}$  es el conjunto de índices de PSC tomado del grupo de subportadoras  $M$  definido *supra*, siendo el primer índice de subportadora del símbolo igual a 0. El valor de  $j = 1$  corresponde al primer símbolo de PFH, y el valor  $j = s$  corresponde al último símbolo de la cabida útil.

En el Cuadro 7-18 se muestra un ejemplo de los valores de  $d_x$  para el conjunto de parámetros:  $M = 36$  y  $n = 12$  (que corresponden a:  $\text{mod}(M, n) = 0$  y  $p = 3$ ) para los primeros 6 símbolos OFDM.

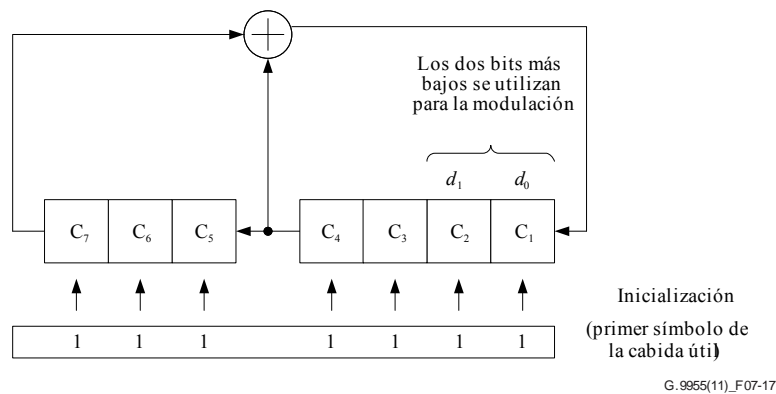
**Cuadro 7-18 – Valores de  $d_x$  para 6 símbolos OFDM, utilizando  $M = 36$  y  $n = 12$**

x	Símbolo (j)	Posición del tono piloto ( $d_x$ )
1	1	0
2	1	12
3	1	24
1	2	3
2	2	15
3	2	27
1	3	6
2	3	18
3	3	30
1	4	9
2	4	21
3	4	33
1	5	12
2	5	24
3	5	0
1	6	15
2	6	27
3	6	3

#### 7.4.2.6 Modulación de subportadoras inactivas

Las subportadoras inactivas (ISC) se cargarán con una secuencia binaria pseudoaleatoria (PRBS) definida por el generador LFSR con el polinomio  $p(x) = x^7 + x^4 + 1$  que se muestra en la Figura 7-17. El generador LFSR se inicializará al principio del primer símbolo OFDM de cabida útil con un valor igual a 0x7F (bit  $C_1$  en la Figura 7-17 es LSB).

LFSR avanzará en dos bits por cada subportadora inactiva de cada símbolo de la cabida útil.



**Figura 7-17 – LFSR para modulación de subportadoras inactivas**

La modulación de ISC empezará a partir del primer símbolo OFDM de la cabida útil, y cada subportadora del grupo ISC se modulará con los dos bits que sean LSB de LFSR,  $d_0$ , y  $d_1$  (tal y como se presenta en la Figura 7-17), utilizando el mapeado de la constelación de 2 bits definido en la cláusula 7.4.3.

Los bits de LFSR se cargarán en subportadoras del grupo ISC siguiendo el orden ascendente de los índices de subportadora, según la indexación de subportadoras definida en la cláusula 7.4.1. La modulación de subportadoras empezará en ISC con el índice más bajo del primer símbolo de la cabida útil y seguirá, en el orden ascendente de los índices de subportadora, hasta llegar a ISC con el índice más alto del primer símbolo de la cabida útil, antes de continuar con ISC con el índice más bajo del segundo símbolo de la cabida útil y seguir en el orden ascendente de los índices hasta llegar a ISC con el índice más alto del segundo símbolo de la cabida útil, y así sucesivamente, hasta llegar a ISC con el índice más alto del último símbolo de la cabida útil.

#### 7.4.2.7 Modulación de subportadoras piloto

Las subportadoras piloto se modularán con una modulación de 2 bits cuyos bits se generarán utilizando un LFSR inicializado con todos unos al principio de PFH, antes de transmitir el primer PSC. El polinomio generador será según se indica en la cláusula 7.4.2.6.

La modulación de PSC empezará a partir del primer símbolo del PFH, y cada subportadora del conjunto PSC se modulará con los dos bits que sean LSB de LFSR,  $d_0$ , y  $d_1$  (tal y como se presentan en la Figura 7-17), utilizando el mapeado de la constelación de 2 bits definido en la cláusula 7.4.3.

#### 7.4.3 Codificador de la constelación

El codificador de la constelación divide la trama de símbolos (del PFH o de la cabida útil, véase la cláusula 7.3.6) en grupos secuenciales de bits  $\{d_{b-1}, d_{b-2}, \dots, d_0\}$  y mapea cada grupo en la subportadora correspondiente. El número de bits en cada grupo y el orden de las subportadoras lo determina BAT, según se indica en la cláusula 7.4.2.2.

Los grupos de bits para la codificación se tomarán de la trama de símbolos en orden secuencial, empezando por el primer bit de la trama de símbolos (bit  $d_0$  del primer grupo) y terminando con el último bit de la trama de símbolos (bit  $d_{b-1}$  del último grupo). Los grupos se cargarán en subportadoras en el orden en que han sido tomados de la trama de símbolos, siguiendo el orden ascendente de los índices de subportadora (es decir, empezando por ASC con el índice más bajo y acabando con ASC con el índice más alto, pasando secuencialmente por todos los índices de subportadora definidos en BAT). La asignación de bits para subportadoras no cargadas (ISC y PSC) se define en las cláusulas 7.4.2.6 y 7.4.2.7.

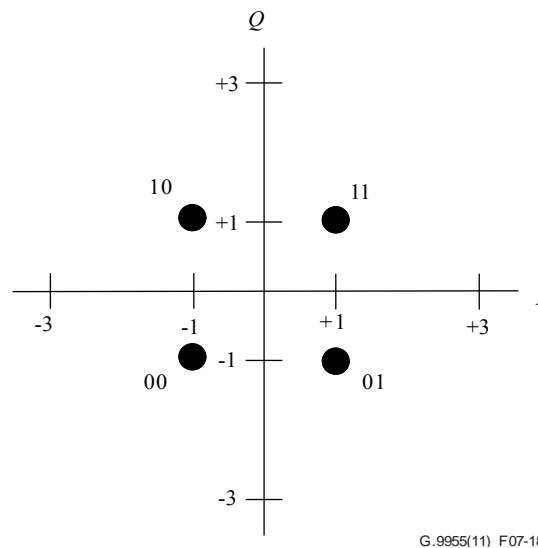
El mapeado de la constelación asocia todo grupo de bits que han de cargarse en una subportadora a los valores de  $I$  (componente en fase) y  $Q$  (componente en cuadratura) de un punto de constelación. Todo grupo entrante de  $b$  bits  $\{d_{b-1}, d_{b-2}, \dots, d_0\}$  se asociará con valores específicos de  $I$  y  $Q$

computados según la descripción que figura en la presente cláusula. El resultado de un codificador de constelación para una subportadora  $i$  se representa mediante un número complejo  $Z_i$  y se envía al modulador (véase la cláusula 7.4.4).  $Z_i$  deriva de  $I_i$  y  $Q_i$ , según se indica en la cláusula 7.4.3.3.

### 7.4.3.1 Constelaciones para un número par de bits

Si el número de bits,  $b$ , cargados en una subportadora es par (es decir, 2 o 4), se utilizarán las constelaciones de forma cuadrada que se describen en la presente cláusula. El apoyo de la constelación de 2 bits es obligatorio tanto en el transmisor como en el receptor. El apoyo de la constelación de 4 bits es obligatorio en el transmisor y optativo en el receptor.

El mapeado de la constelación para  $b = 2$  será tal y como se indica en la Figura 7-18 y se describe en el Cuadro 7-19.

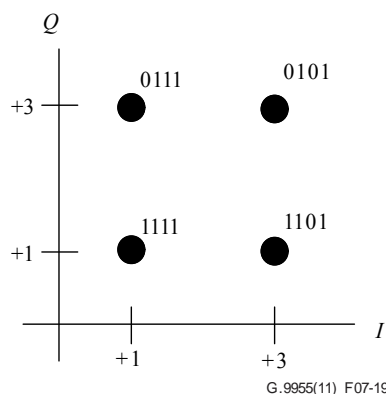


**Figura 7-18 – Mapeado de la constelación para  $b = 2$  ( $d_1d_0$ )**

**Cuadro 7-19 – Mapeado para  $b = 2$  (QPSK)**

Bit $d_0$	$I$	Bit $d_1$	$Q$
0	-1	0	-1
1	1	1	1

El mapeado de la constelación para  $b = 4$  será tal y como se indica en el Cuadro 7-20. En la Figura 7-19 se presenta el primer cuadrante del mapeado.



**Figura 7-19 – Mapeado de la constelación para  $b = 4$  ( $d_3d_2d_1d_0$ , primer cuadrante)**

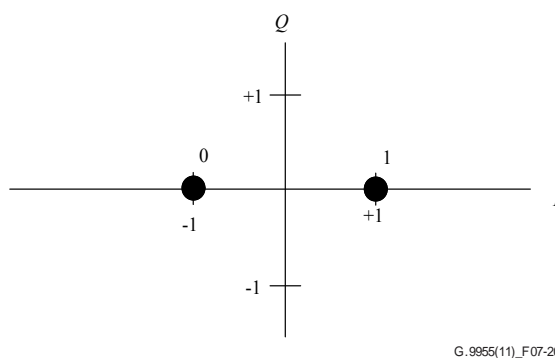
**Cuadro 7-20 – Mapeado para  $b = 4$  (16-QAM)**

Bits [ $d_1d_0$ ]	$I$	Bit [ $d_3d_2$ ]	$Q$
00	-3	00	-3
10	-1	10	-1
11	1	11	1
01	3	01	3

### 7.4.3.2 Constelaciones para un número impar de bits

Si el número de bits,  $b$ , cargados en la subportadora es impar (es decir, 1 ó 3) se utilizarán las constelaciones con mapeados que se describen en la presente cláusula. El apoyo de la constelación de 1 bit es obligatorio tanto en el transmisor como en el receptor. El apoyo de la constelación de 3 bits es obligatorio en el transmisor y optativo en el receptor.

El mapeado de la constelación para  $b = 1$  será tal y como se indica en la Figura 7-20 y el Cuadro 7-21.



**Figura 7-20 – Mapeado de la constelación para  $b = 1$  ( $d_0$ )**

**Cuadro 7-21 – Mapeado para  $b = 1$  (BPSK)**

Bit $d_0$	$I$
0	-1
1	1

El mapeado de la constelación para  $b = 3$  será objeto de estudio ulterior.

### 7.4.3.3 Escala de las constelaciones

Todo punto de constelación ( $I_i, Q_i$ ) para una subportadora  $i$ , correspondiente al valor complejo  $I_i + jQ_i$  en la salida del codificador de la constelación, se adaptará mediante un factor de escala de ganancia  $g$  y un factor de normalización de potencia  $\chi(b)$ , donde  $b$  denota el número de bits cargados en una subportadora. La salida del codificador de constelación  $Z_i$  será:

$$Z_i = g \times \chi(b) \times (I_i + jQ_i)$$

#### 7.4.3.3.1 Normalización de potencia

La escala de normalización de potencia abarca a todas las constelaciones, con independencia de su tamaño, que tengan la misma potencia de transmisión media. La escala de normalización de potencia requerida,  $\chi(b)$ , para una subportadora cargada con  $b$  bits depende solamente del valor de  $b$  y se fijará como se indica en el Cuadro 7-22.

**Cuadro 7-22 – Factor de normalización de potencia**

Número de bits cargados ( $b$ )	$\chi(b)$ (escala lineal)
1	1
2	
3	Para su estudio ulterior
4	

#### 7.4.3.3.2 Escala de ganancia

La escala de ganancia  $g$  permite la conformación de la potencia mediante la aplicación de una potencia media en diferentes subportadoras. La potencia de transmisión media de una subportadora concreta se controla a través del establecimiento de un factor de ganancia adecuado. Todas las tramas estarán sujetas a las siguientes normas:

- las subportadoras con los mismos índices de todos los símbolos de preámbulo y todos los símbolos de estimación de canal (CES) tendrán el mismo factor de ganancia;
- las subportadoras con los mismos índices de todos los símbolos de PFH tendrán el mismo factor de ganancia;
- Subportadoras con los mismos índices de todos los símbolos de cabida útil tendrán el mismo factor de ganancia.

Además, el factor de ganancia de las subportadoras del mismo símbolo de preámbulo, encabezamiento y cabida útil será conforme a las normas definidas en el Cuadro 7-23.

**Cuadro 7-23 – Factor de ganancia de los diferentes grupos de subportadoras**

Caso	ASC	PSC	ISC	MSC
Preámbulo y CES	$GN_0 \times GB_P$	n.a.	n.a.	0
Encabezamiento	$GN_0 \times GB_H$	$GN_0 \times GB_H$	n.a.	0
Cabida útil	$GN_0$	$GN_0$	0 a $GN_0$	0
NOTA 1 – $GN_0$ equivale a la ganancia nominal y GB al aumento de ganancia.				
NOTA 2 – La selección del factor de ganancia de ISC en la gama asignada depende del fabricante.				

La ganancia nominal (ganancia de la cabida útil)  $GN_0$  y el aumento de ganancia  $GB_P$  (del preámbulo) y  $GB_H$  (del PFH) relativo a la ganancia de la cabida útil  $GN_0$  se regularán de forma que se respeten los límites de potencia de transmisión definidos en la cláusula 7.7 durante preámbulo, el PFH y la cabida útil.

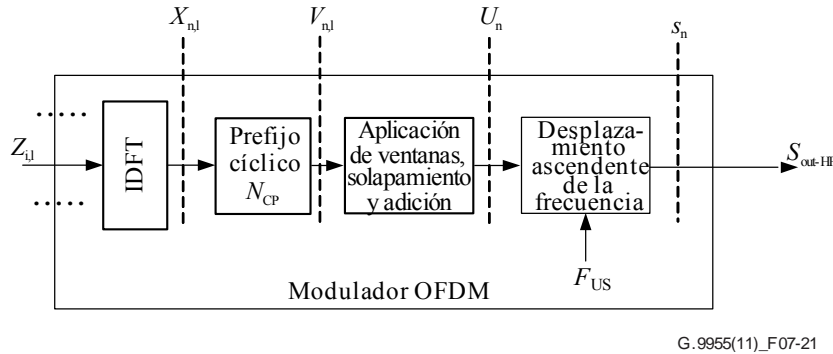
Los valores máximos de  $GB_P$  y  $GB_H$  requieren estudios adicionales, sin embargo, no excederán de 1,41 (aumento de 3 dB). GB tiene un valor predeterminado de 1 (sin aumento en el preámbulo y el encabezamiento).

Por defecto, la ganancia nominal,  $GN_0$ , es la misma para todas las subportadoras. La utilización de diferentes valores de  $GN_0$  para subportadoras con distintos índices (conformación del espectro) requiere estudios adicionales.

#### 7.4.4 Modulador OFDM

El modulador OFDM se compone de las siguientes partes principales: IDFT, extensión cíclica, disposición en ventana, superposición y adición, y desplazamiento ascendente de la frecuencia. La señal que entra en el modulador en el  $l$ -ésimo símbolo OFDM en la trama actual para una subportadora única con índice  $i$  es un valor complejo  $Z_{i,l}$  generado por el codificador de

constelación, según se indica en la cláusula 7.4.3 (para los símbolos de PFH y de la cabida útil), o por el generador de preámbulos, tal y como se indica en la cláusula 7.4.5 (para símbolos del preámbulo), o por el generador CES, tal y como se indica en la cláusula 7.4.6 (para los símbolos CES). Las muestras en el dominio temporal generadas por IDFT, después de añadir el prefijo cíclico y la disposición en ventanas, ven su frecuencia desplazada en sentido ascendente por efecto de la función  $F_{US}$ . En la Figura 7-21 se presenta el diagrama funcional del modulador OFDM.



**Figura 7-21 – Diagrama funcional del modulador OFDM**

El diagrama funcional presentado y otras figuras presentadas en la presente cláusula no entrañan ninguna aplicación en concreto. Todos los aspectos del procesamiento de señales utilizados en el modulador se ajustarán a las ecuaciones y a las descripciones textuales.

#### 7.4.4.1 IDFT

La IDFT convierte el tren de  $N$  números complejos,  $Z_{i,l}$  en su entrada en el tren de  $N$  muestras complejas del dominio de tiempo,  $x_{n,l}$ . Los valores de entrada representan los  $N$  bloques de datos mapeados, donde el  $i$ -ésimo bloque de datos representa el valor complejo,  $Z_{i,l}$ , de la  $i$ -ésima subportadora modulada de la señal OFDM, donde  $i = 0, 1, \dots, N - 1$  es el índice de subportadora y  $l$  es el número secuencial del símbolo OFDM dentro de la trama presente, excluido el preámbulo. La conversión se realizará con la siguiente ecuación:

$$x_{n,l} = \sum_{i=0}^{N-1} \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot i \frac{n}{N}\right) \cdot Z_{i,l} \quad \text{for } n = 0 \text{ to } N - 1, \quad l = 0 \text{ to } M_F - 1$$

donde  $M_F$  denota el número total de símbolos OFDM de la trama presente, excluidos los símbolos del preámbulo, y el valor de  $N$  representa el número máximo de subportadoras moduladas posible en el espectro OFDM, y será 128 ó 256 (véase el Cuadro 7-27). El valor de  $Z_{i,l}$  para todas las subportadoras enmascaradas se pondrá a 0. En el caso de las subportadoras no enmascaradas con índices  $i < N$  (procedentes de los conjuntos de subportadoras ISC y PSC), los correspondientes valores de  $Z_{i,l}$  se generarán como se describe en las cláusulas 7.4.2.6 y 7.4.2.7, respectivamente.

#### 7.4.4.2 Extensión cíclica y símbolo OFDM

La extensión cíclica ofrece un intervalo de guarda entre símbolos OFDM adyacentes, previsto para proteger contra la interferencia entre símbolos (ISI).

El intervalo de guarda del  $l$ -ésimo símbolo OFDM de la trama se introducirá anexando las últimas muestras  $N_{CP}(l)$  de la salida IDTF (denominado prefijo cíclico) al inicio de sus muestras  $N$  de salida, como se indica en la Figura 7-22. El orden de las muestras en el símbolo será el siguiente:

- La primera muestra del símbolo es la muestra  $N - N_{CP}(l)$  de salida IDTF.
- La última muestra del prefijo cíclico es la muestra  $N - 1$  de salida IDTF; la siguiente muestra es la muestra 0 de salida IDTF.



El  $l$ -ésimo símbolo OFDM está formado por  $N$  muestras IDFT y  $N_{CP}(l)$  muestras de extensión cíclica en total:

$$N_W(l) = N + N_{CP}(l) \text{ [muestras]}$$

Tras la extensión cíclica descrita, las muestras del dominio de tiempo en el punto de referencia  $v_{n,l}$  de la Figura 7-17 deberán ser conformes con la siguiente ecuación:

$$v_{n,l} = x_{n-N_{CP}(l),l} = \sum_{i=0}^{N-1} Z_{i,l} \times \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot i \frac{n - N_{CP}(l)}{N}\right) \quad \text{para } n = 0 \text{ a } N_W(l) - 1 = N + N_{CP}(l) - 1$$

El número de muestras IDFT,  $N$ , y el número de muestras en ventana,  $\beta$ , será idéntico para todos los símbolos de la misma trama PHY.

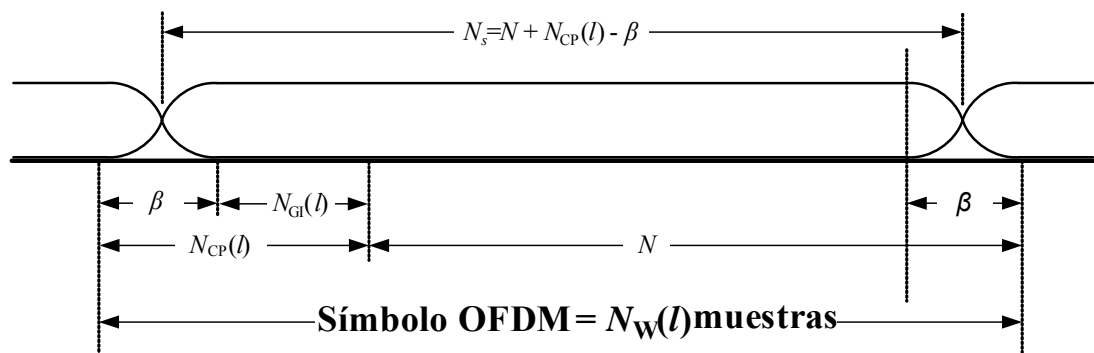
#### 7.4.4.3 Temporización de símbolo

La trama PHY está formada por un preámbulo seguido de un número entero,  $M_F$ , de símbolos OFDM. El primer símbolo después del preámbulo (el primer símbolo de la PFH) tendrá el número de símbolo 0, y el último símbolo de la trama tendrá el número de símbolo  $M_F - 1$ . La posición temporal de cada símbolo en la trama está definida por el número de muestra. La primera muestra del símbolo con número de símbolo 0 tendrá el número de muestra  $M(0) = N_{pr} - \beta$ , donde  $N_{pr}$  es el número de muestras del preámbulo. El número de la primera muestra del  $l$ -ésimo símbolo ( $l = 1, 2, \dots, M_F - 1$ ) de la trama será:

$$M(l) = N_{pr} - \beta + \sum_{k=0}^{l-1} N_S(k)$$

donde  $N_S(k) = N + N_{CP}(k) - \beta$  y  $N_S(k)$  son distintos para los símbolos del PFH y la cabida útil, como se describe en la cláusula 7.4.7.

#### 7.4.4.4 Aplicación de ventanas, solapamiento y adición



G.9955(11)\_F076-22

**Figura 7-22 – Estructura de un símbolo OFDM**

Las primeras muestras  $\beta$  del prefijo cíclico y las últimas muestras  $\beta$  de la salida IDFT se utilizarán para conformar la envolvente de la señal transmitida (aplicación de ventana). La función ventana facilita la conformación PSD: permite la drástica caída de la PSD utilizada para crear cortes profundos de espectro y se reduce la PSD fuera de banda. El número de muestras a las que se aplica la ventana,  $\beta$ , será idéntico para todos los símbolos de la cabida útil, los símbolos PFH, CES, y los símbolos del preámbulo de la misma trama.

Las muestras a que se aplica la ventana de símbolos adyacentes se solaparán, como se muestra en la Figura 7-22. El valor de  $N_{CP}(l) - \beta = N_{GI}(l)$  forma el intervalo de guarda. El número de muestras en el  $l$ -ésimo símbolo OFDM es, por tanto,  $N_S(l) = N + N_{CP}(l) - \beta$ .

Una vez aplicada la ventana, el solapamiento y la adición, las muestras del dominio de tiempo en el punto de referencia  $u_n$  de la Figura 7-22 serán conformes con la siguiente ecuación:

$$u_n = u_n^{(pr)} + \sum_{l=0}^{M_F-1} w(n - M(l), l) \times v_{n-M(l),l} \quad \text{para } n = 0 \text{ a } M(M_F - 1) + N_W(M_F - 1) - 1$$

donde  $u_n^{(pr)}$  es la  $n$ -ésima muestra del preámbulo, como se define en la cláusula 7.4.5 (la señal  $u_n^{(pr)}$  ya incluye la aplicación de la ventana), y  $w(n, l)$  es la función ventana definida en  $N_W(l)$  muestras del símbolo OFDM, de la siguiente manera:

$$w(n, l) = \begin{cases} w_\beta(n) & 0 \leq n < \beta \\ 1 & \beta \leq n < N_W(l) - \beta \\ w_\beta(N_W(l) - 1 - n) & N_W(l) - \beta \leq n < N_W(l) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

donde  $w_\beta(n)$  es la función que describe la sección de caída de la ventana. La función de caída,  $w_\beta(n)$ , dependerá del fabricante, aunque habrá de conformarse a las siguientes normas:

- $w_\beta(n) + w_\beta(\beta - n - 1) = 1$  para  $0 \leq n < \beta$ .
- $0 \leq w_\beta(n) \leq 1$ .

El periodo de símbolo,  $T_{OFDM}$ , para un valor determinado de  $N_{CP}$  y  $\beta$  se calculará, respectivamente, de la siguiente manera:

$$T_{OFDM} = \frac{N + N_{CP} - \beta}{N \times F_{SC}}$$

#### 7.4.4.5 Aumento de frecuencia

El aumento de frecuencia desplaza el espectro de la señal de transmisión aumentándolo en hasta  $F_{US}$ . El valor de  $F_{US}$  será múltiplo de la frecuencia de subportadora,  $F_{SC}$ :

$$F_{US} = m \times F_{SC}$$

donde  $m$  es un entero y  $m \geq N/2$ . Los valores válidos de  $m$  se especifican en la cláusula 7.4.7 y el Cuadro 7-27.

Los componentes reales e imaginarios de la señal tras el aumento de frecuencia (punto de referencia  $s_n$  en la Figura 7-21) serán los siguientes:

$$s_n = u_{n/p} \times \exp\left(j \frac{2\pi mn}{Np}\right) = \text{Re}(s_n) + j \text{Im}(s_n) \quad \text{para } n = 0 \text{ a } [M(M_F - 1) + N_W(M_F - 1)] \times p - 1;$$

$$\text{Re}(s_n) = \text{Re}(u_{n/p}) \cos\left(\frac{2\pi mn}{Np}\right) - \text{Im}(u_{n/p}) \text{sen}\left(\frac{2\pi mn}{Np}\right)$$

$$\text{Im}(s_n) = \text{Re}(u_{n/p}) \text{sen}\left(\frac{2\pi mn}{Np}\right) + \text{Im}(u_{n/p}) \cos\left(\frac{2\pi mn}{Np}\right)$$

donde  $u_{n/p}$  es  $u_n$  tras la interpolación con el factor  $p$ . El factor de interpolación,  $p$ , depende del fabricante y será igual o superior a 2.

NOTA 1 – El valor mínimo de  $p$  suficiente para evitar distorsiones depende de la relación entre la frecuencia aumentada,  $F_{US}$ , y la anchura de banda de la señal de transmisión,  $BW = N \times F_{SC}$ . Se supone que se incluye un filtro de paso bajo adecuado para reducir la formación de imágenes.

NOTA 2 – La fase del aumento se inicializará a cero en la primera muestra del preámbulo y se incrementará

en  $\frac{2\pi m}{Np}$  por cada muestra (tras la interpolación).

#### 7.4.4.6 Señal de salida

La señal de salida del modulador será el componente real de  $s_n$ :

$$S_{out-HF} = \text{Re}(s_n)$$

#### 7.4.5 Preámbulo

##### 7.4.5.1 Estructura general del preámbulo

El preámbulo se anexará al inicio de todas las tramas PHY, como se define en la cláusula 7.2.1. El objetivo es ayudar al receptor a detectar la presencia de la trama, sincronizar los límites de las tramas y adquirir los parámetros de capa física, como la estimación de canal y el alineamiento de símbolos OFDM. El preámbulo deberá cumplir los mismos límites de señal de transmisión que los símbolos PFH y de cabida útil de la trama PHY, como se define en la cláusula 7.7.

En el Cuadro 7-24 se presenta la estructura general del preámbulo UIT-T G.9955. El preámbulo está formado por dos secciones. Cada sección,  $I$  ( $I = 1, 2$ ), está formada por  $N_I$  repeticiones de un símbolo OFDM,  $S_I$ , empleando todas las subportadoras del conjunto SSC (con separación de subportadora  $F_{SC}$ ). Se aplicará una ventana a cada sección del preámbulo a fin de ajustarse a los límites de señal de transmisión utilizando el mecanismo de aplicación de ventana definido en la cláusula 7.4.4.4. La estructura general del preámbulo se muestra en la Figura 7-26, y los parámetros  $N_1$  y  $N_2$  pertinentes se definen en el Cuadro 7-24.

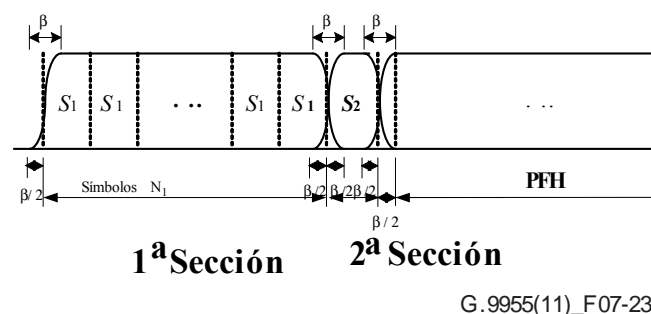
**Cuadro 7-24 – Estructura del preámbulo**

Parámetro	1ª sección	2ª sección
Número de símbolos ( $N_I$ )	$N_1$ (Nota 1)	$N_2 = I$
Separación de subportadora	$F_{SC}$	$F_{SC}$
Tipo de símbolo ( $S_I$ )	$S_1$	$S_2 = -S_1$ (Nota 2)

NOTA 1 – Los valores válidos de  $N_1$  son 8 y  $(8 + \text{ceiling}[(AC\_Cycle/4)/T_{OFDM}])$ , donde  $AC\_Cycle = 20$  ms para la corriente a 50 Hz y de 16,67 ms para la corriente a 60 Hz. Quedan en estudio otros valores válidos para  $N_1$ . Las primitivas  $PMD\_MGMT.REQ$  determinan el valor de  $N_1$  que se ha de utilizar (véase la cláusula 7.8.2.4).

NOTA 2 – El símbolo OFDM de la segunda sección será una forma de onda de dominio de tiempo invertida del símbolo utilizado en la primera sección.

En la Figura 7-23 se muestra la forma de onda del preámbulo UIT-T G.9955.



**Figura 7-23 – Estructura del preámbulo ( $N_2 = 1$ )**

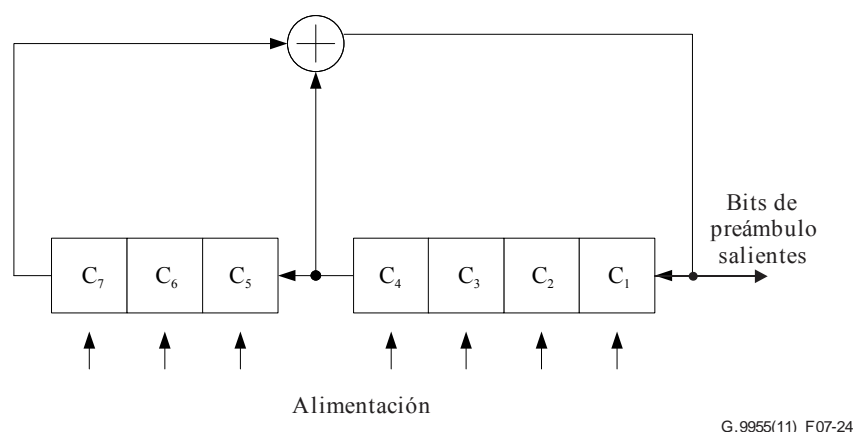
##### 7.4.5.2 Generación del preámbulo

El método de generación del preámbulo que se describe en esta cláusula es aplicable a todas las bandas de frecuencias.

### 7.4.5.2.1 Generación de símbolos del dominio de frecuencia

El generador de preámbulo creará valores  $Z_i$  complejos para cada subportadora,  $i$ , en la gama de  $i = 0$  a  $i = N - 1$ . Estos valores se modularán en las correspondientes subportadoras de los símbolos del preámbulo, de conformidad con la máscara de subportadora pertinente (es decir, se modularán en todas las subportadoras a excepción de las PMSC y RMSC, que se enmascararán), como se define en la cláusula 7.4.4.

Los valores de  $Z_i$  se generarán con un codificador de constelación para una constelación de 2 bits, como se define en la cláusula 7.4.3.1, alimentado por un generador de secuencia binaria pseudoaleatoria (PRBS), como se muestra en la Figura 7-24.



**Figura 7-24 – Generador PRBS**

El generador PRBS se inicializará al principio de cada símbolo con una alimentación. El valor por defecto de la alimentación se especificará en el Cuadro 7-25. En la Figura 7-24,  $C_1$  es el LSB de la alimentación. Quedan en estudio otros valores para la alimentación.

**Cuadro 7-25 – Valor por defecto de la alimentación de la PRBS que genera el preámbulo**

Banda	Valor de la alimentación
CENELEC A	29 <sub>16</sub>
CENELEC B	23 <sub>16</sub>
CENELEC CD	50 <sub>16</sub>
FCC	4C <sub>16</sub>
FCC-1	63 <sub>16</sub>
FCC-2	0E <sub>16</sub>

El generador PRBS utilizará el polinomio  $g(x) = x^7 + x^4 + 1$ . La PRBS se aumentará en 2 bits en cada subportadora (enmascarada o no; el aumento de la PRBS en el índice de subportadora,  $k$ , será de  $2k+2$ ). Los bits salientes del generador PRBS serán los bits de entrada del codificador de constelación,  $\{d_0, d_1\}$ , donde  $d_0$  corresponde a  $C_1$  y  $d_1$  corresponde a  $C_2$  del generador PRBS. Los bits se asignarán a las subportadoras en orden ascendente de su índice, a partir del índice  $i = 0$ .

### 7.4.5.2.2 Generación de símbolos del dominio de tiempo

Para formar una sección de un preámbulo, el símbolo de preámbulo de salida se repetirá  $N_I$  veces.

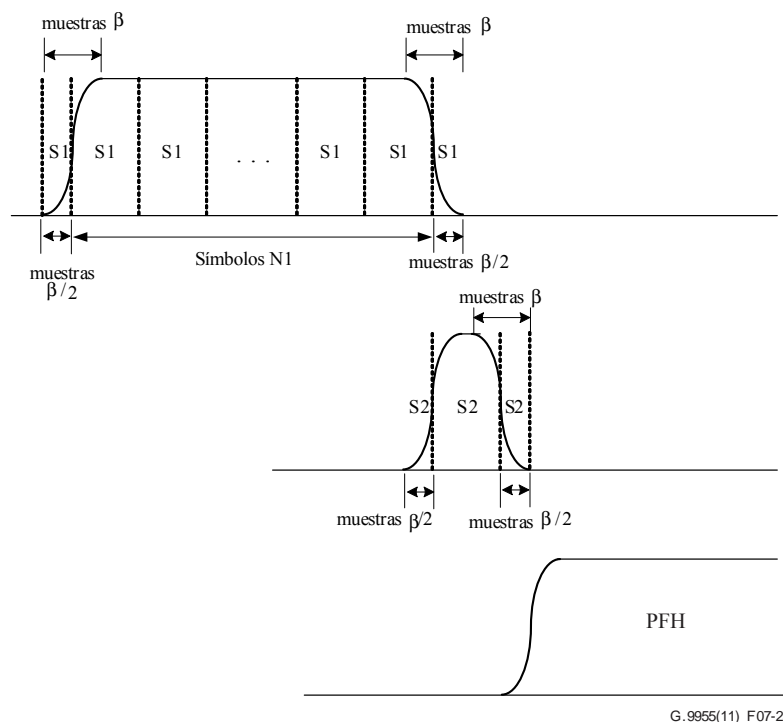
A las primera y segunda secciones del preámbulo se les aplicará una ventana, un solapamiento y una adición, como se explica a continuación:

- 1) Primera sección:

- a) El primer símbolo de la primera sección se extiende cíclicamente anexándole al principio las últimas muestras  $\beta/2$  del símbolo  $S_1$ .
  - b) El último símbolo de la primera sección se extiende cíclicamente anexándole al final las primeras muestras  $\beta/2$  del símbolo  $S_1$ .
  - c) A la primera y la última muestras  $\beta$  de la primera sección extendida se les aplica una función ventana  $w_\beta(n)$  y  $w_\beta(\beta-n-1)$ , respectivamente.
- 2) Segunda sección:
- a) El símbolo de la segunda sección se extiende cíclicamente anexándole al principio las últimas muestras  $\beta/2$  del símbolo  $S_2$  y se vuelven a extender cíclicamente anexándole al final las primeras muestras  $\beta/2$  del símbolo  $S_2$ .
  - b) A la primera y la última muestra  $\beta$  de la segunda sección extendida se les aplica una función ventana  $w_\beta(n)$  y  $w_\beta(\beta-n-1)$ , respectivamente.
- 3) Solapamiento y adición:
- a) Las muestras  $\beta$  a las que se ha aplicado una ventana al final de la primera sección y al principio de la segunda sección se solapan y adicionan.
  - b) Las muestras  $\beta$  a las que se ha aplicado una ventana al final de la segunda sección se solapan y adicionan con las muestras  $\beta$  a las que se ha aplicado una ventana al inicio de PFH, como se describe en la cláusula 7.4.4.4.

La función ventana de conformación  $w_\beta(n)$  será conforme con las normas especificadas en la cláusula 7.4.4.4.

El ensamblaje de los símbolos OFDM en el preámbulo se muestra en la Figura 7-25.



**Figura 7-25 – Generación del preámbulo del dominio de tiempo**

El número total  $N_{pr}$  de muestras en el preámbulo puede calcularse de la siguiente manera:

$$N_{pr} = \beta + N_1 \times N + N_2 \times N = \beta + N \times (N_1 + 1)$$

#### 7.4.6 Símbolos de estimación de canal

Los símbolos de estimación de canal (CES) se transmitirán utilizando el tipo 0 de BAT. Los parámetros de modulación de CES serán idénticos a los de los símbolos PFH, como se define en la cláusula 7.4.6. La aplicación de ventanas será igual a la que se utiliza para los símbolos PFH.

Los CES se transmitirán después de  $N_{OCES}$  símbolos PFH, utilizando los mismos niveles de señal que los símbolos del preámbulo, y se ajustarán a los límites de señal de transmisión definidos en la cláusula 7.7. El valor de  $N_{OCES}$  depende de la banda y será el definido en el Cuadro 7-26. Si el número de símbolos en el PFH (véase el Cuadro 7-16) es inferior al valor de  $N_{OCES}$  que Figura en el Cuadro 7-26, los símbolos CES seguirán al PFH.

**Cuadro 7-26 – Valor de desplazamiento CES para distintas bandas**

Banda	$N_{OCES}$
CENELEC A, B, CD (50 Hz)	7
CENELEC A, B, CD (60 Hz)	6
FCC, FCC-1, FCC-2 (50 Hz)	15
FCC, FCC-1, FCC-2 (60 Hz)	13
NOTA – 50 Hz y 60 Hz son las frecuencias de la corriente eléctrica.	

Los bits cargados en CES se generarán utilizando el generador PRBS definido en la cláusula 7.4.5.2.1. El generador PRBS se inicializará al principio de cada CES con la misma alimentación que la utilizada para los símbolos S1 y S2 del preámbulo. El primer CES será igual a S2, mientras que el segundo CES será una copia invertida del primer CES, es decir,  $-S2 = S1$ .

#### 7.4.7 Parámetros de control de PMD

En el Cuadro 7-27 se enumeran los valores válidos de los parámetros de control del modulador OFDM que se describe en la cláusula 7.4.4. Esta lista es un superconjunto de todos los parámetros utilizados en los distintos planes de banda. En la cláusula 7.5 se presenta una lista de valores válidos de los parámetros de modulación, y sus combinaciones válidas para cada banda.

**Cuadro 7-27 – Parámetros de control OFDM válidos**

Notación	Parámetro	Valor o gama de valores válidos
$N$	Número de subportadoras	$2^k$ , $k = 7, 8$
$F_{SC}$	Separación de subportadora [kHz]	$15,625/n$ , $n = 5, 10$
$N_{GI-CES}$	Intervalo de guarda de CES [muestras]	0
$N_{GI-HD}$	Intervalo de guarda del PFH [muestras]	0
$N_{GI-PL}$	Intervalo de guarda de la cabida útil [muestras]	$(12/128)*N$ , $(24/128)*N$
$\beta$	Tamaño de ventana [muestras]	Cualquier entero entre 0 y $N/16$
$F_{US}$	Aumento de frecuencia, [kHz]	$N/2 \times F_{SC}$
NOTA – El intervalo de guarda y el tamaño de ventana se expresan en muestras a velocidad Nyquist.		

En el Cuadro 7-28 se presentan los parámetros secundarios del modulador OFDM.

**Cuadro 7-28 – Parámetros secundarios del modulador**

Notación	Parámetro	Definición
$BW$	Anchura de banda total [Hz]	$BW = N \times F_{SC}$
$N_W$	Número total de muestras en un símbolo OFDM	$N_W = N + N_{CP}$
$T_{OFDM}$	Periodo de símbolos [s]	$T_{OFDM} = \frac{N + N_{CP} - \beta}{N \times F_{SC}}$
$N_{GI}$	Intervalo de guarda	$N_{GI} = N_{CP} - \beta$
$f_s$	Reloj de transmisión	$f_s = N \times F_{SC}$

## 7.5 Especificación de la banda de frecuencias

A fin de cumplir con los requisitos de la presente Recomendación, es obligatorio soportar al menos una de las bandas CENELEC y al menos una de las bandas FCC.

### 7.5.1 Banda CENELEC

Cuando se utilice la banda CENELEC (3 kHz – 148,5 kHz), un nodo utilizará los parámetros de control especificados en el Cuadro 7-29 (véase la cláusula 7.4.7).

**Cuadro 7-29 – Parámetros de control del modulador OFDM para la banda CENELEC**

Notación	Valor
$N$	128
$F_{SC}$	1,5625 kHz
$N_{GI-PL}$	12 – 1, mapeado de 2 bits 24 – 3, mapeado de 4 bits
$N_{GI-HD}$	0
$N_{GI-CES}$	0
$\beta$	8
$F_{US}$	$64 \times F_{SC}$

La banda CENELEC se divide en subbandas, que forman las bandas A, B y CD descritas en esta cláusula.

#### 7.5.1.1 Banda CENELEC-A

Los parámetros para la banda CENELEC-A se definen en el Cuadro 7-30.

**Cuadro 7-30 – Parámetros para la banda CENELEC-A**

Notación	Valor	Nota
$F_{START}$	35,9375 kHz	Frecuencia más baja de la banda CENELEC-A (subportadora número 23)
$F_{END}$	90,625 kHz	Frecuencia más alta de la banda CENELEC-A (subportadora número 58)
Índices de PMSC	0 a 22, 59 a 127	Cláusula 7.4.2.1

### 7.5.1.2 Banda CENELEC-B

Los parámetros para la banda CENELEC-B se definen en el Cuadro 7-31.

**Cuadro 7-31 – Parámetros para la banda CENELEC-B**

Notación	Valor	Nota
$F_{START}$	98,4375 kHz	Frecuencia más baja de la banda CENELEC-B (subportadora número 63)
$F_{END}$	120,3125 kHz	Frecuencia más alta de la banda CENELEC-B (subportadora número 77)
Índices de PMSC	0 a 62, 78 a 127	Cláusula 7.4.2.1

### 7.5.1.3 Banda CENELEC-CD

Los parámetros para la banda CENELEC-CD se definen en el Cuadro 7-32.

**Cuadro 7-32 – Parámetros para la banda CENELEC-CD**

Notación	Valor	Nota
$F_{START}$	125 kHz	Frecuencia más baja de la banda CENELEC-CD (subportadora número 80)
$F_{END}$	143,75 kHz	Frecuencia más alta de la banda CENELEC-CD (subportadora número 92)
Índices de PMSC	0 a 79, 93 a 127	Cláusula 7.4.2.1

### 7.5.2 Banda FCC

Cuando se utilice la banda FCC (9 kHz – 490 kHz), un nodo utilizará los parámetros de control especificados en el Cuadro 7-33 (véase la cláusula 7.4.7).

**Cuadro 7-33 – Parámetros de control del modulador OFDM para la banda FCC**

Notación	Valor
$N$	256
$F_{SC}$	3,125 kHz
$N_{GI}$	24 – 1, mapeado de 2 bits 48 – 3, mapeado de 4 bits
$N_{GI-HD}$	0
$N_{GI-CES}$	0
$\beta$	16
$F_{US}$	$128 \times F_{SC}$

En esta cláusula se describen las bandas FCC, FCC-1 y FCC-2 dentro de la banda FCC. Quedan en estudio otras bandas dentro de la banda FCC.



### 7.5.2.1 Banda FCC

En el Cuadro 7-34 se definen los parámetros para la banda FCC.

**Cuadro 7-34 – Parámetros para la banda FCC**

Notación	Valor	Nota
$F_{START}$	34,375 kHz	Frecuencia más baja de la banda FCC (subportadora número 11)
$F_{END}$	478,125 kHz	Frecuencia más alta de la banda FCC (subportadora número 153)
Índices de PMSC	0 a 10, 154 a 255	Cláusula 7.4.2.1

### 7.5.2.2 Banda FCC-1

Los parámetros para la banda FCC-1 se definen en el Cuadro 7-35.

**Cuadro 7-35 – Parámetros para la banda FCC-1**

Notación	Valor	Nota
$F_{START}$	34,375 kHz	Frecuencia más baja de la banda FCC (subportadora número 11)
$F_{END}$	137,5 kHz	Frecuencia más alta de la banda FCC (subportadora número 44)
Índices de PMSC	0 a 10, 45 a 255	Cláusula 7.4.2.1

### 7.5.2.3 Banda FCC-2

Los parámetros para la banda FCC-2 se definen en el Cuadro 7-36.

**Cuadro 7-36 – Parámetros para la banda FCC-2**

Notación	Valor	Nota
$F_{START}$	150 kHz	Frecuencia más baja de la banda FCC (subportadora número 48)
$F_{END}$	478,125 kHz	Frecuencia más alta de la banda FCC (subportadora número 153)
Índices de PMSC	0 a 47, 154 a 255	Cláusula 7.4.2.1

## 7.6 Máscara PSD de transmisión

### 7.6.1 Aplicación de filtro de banda eliminada

La presente Recomendación soporta la aplicación de filtros de banda eliminada con fines reglamentarios y de coexistencia. El filtro se aplicará a todos los componentes de la trama PHY (preámbulo, PFH, CES y cabida útil) y a todas las tramas PHY transmitidas en el dominio.

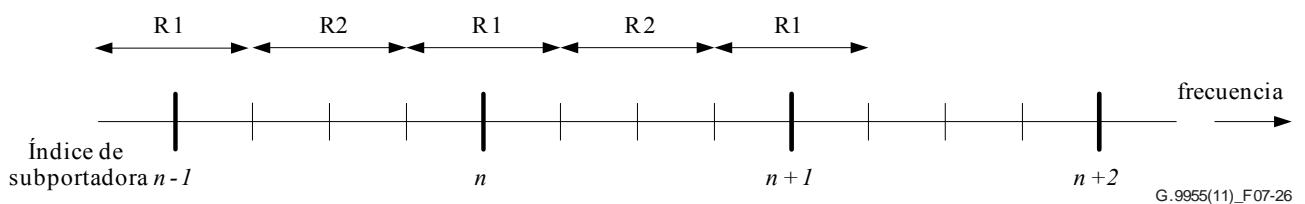
Si el filtro de banda eliminada se aplica enmascarando subportadoras, las subportadoras enmascaradas se determinarán siguiendo las siguientes reglas:

- Una región de frecuencias entre dos subportadoras consecutivas ( $F_{SC}$ ) se divide en cuatro secciones con idéntico espaciamiento, que posteriormente se agrupan en dos regiones

iguales: R1 alrededor de cada subportadora y R2 en medio de dos subportadoras, como se muestra en la Figura 7-26.

- Si la banda filtrada coincide con la región R1 de una subportadora, esta subportadora y las dos subportadoras adyacentes estarán enmascaradas (es decir, en total tres subportadoras, cuyos índices son  $n - 1$ ,  $n$  y  $n + 1$ , se enmascararán si la frecuencia filtrada coincide con la región R1 que contiene la subportadora  $n$ ).
- Si la banda filtrada coincide con la región R2, las dos subportadoras más cercanas por ambos lados estarán enmascaradas (es decir, en total cuatro subportadoras, cuyos índices son  $n - 1$ ,  $n$ ,  $n + 1$  y  $n + 2$ , se enmascararán si la banda filtrada coincide con la región R2 entre las subportadoras  $n$  y  $n + 1$ ).

NOTA – En función de la posición relativa de la frecuencia a que se ha de aplicar el filtro con respecto a las subportadoras, puede variar el número de subportadoras enmascaradas, pero la banda filtrada está al menos a  $(7 \times F_{SC}/4)$  kHz de la subportadora más próxima no enmascarada.



**Figura 7-26 – Aplicación de filtro de banda eliminada**

## 7.7 Especificación eléctrica

### 7.7.1 Requisitos de tolerancia de frecuencias del reloj de sistema

La tolerancia de frecuencias del reloj de sistema del nodo no superará  $\pm 50$  ppm.

Las frecuencias de las subportadoras y la temporización de símbolos se derivarán de este mismo oscilador de reloj de sistema y, por consiguiente, tendrán la misma tolerancia.

### 7.7.2 Límites de la señal de transmisión

Los métodos y aparatos de medición utilizados para los detectores de cuasi-cresta, cresta y media serán los definidos en [CISPR 16-1].

#### 7.7.2.1 Bandas CENELEC

En todas las bandas CENELEC especificadas en la cláusula 7.5.1, los transceptores UIT-T G.9955 se ajustarán a los límites de la señal de transmisión dentro de banda y fuera de banda especificados en el Anexo F. Estos límites se cumplirán cuando se carguen en la red eléctrica artificial (AMN) normalizada que se especifica en la Figura F.2 del Anexo F, conectada como se indica en la cláusula F.1 para dispositivos monofásicos, y en la Figura F.4 para dispositivos trifásicos.

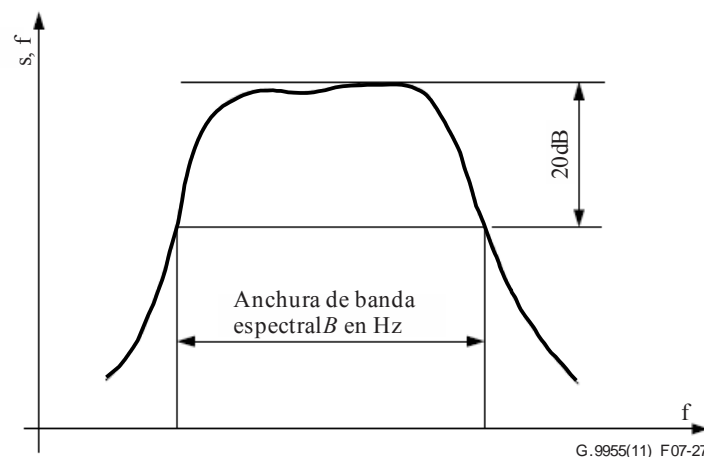
#### 7.7.2.2 Bandas FCC

En todas las bandas FCC especificadas en la cláusula 7.5.2 se observarán los siguientes límites:

- 1) La intensidad de la señal de salida medida con un detector de cresta en una anchura de banda de 200 Hz no superará, en ninguna porción de la banda de frecuencias, los 120 dB( $\mu$ V), cuando se cargue en una red de terminación normalizada (TN).
- 2) La intensidad de la señal de salida medida con un detector de cresta en toda la banda, cuando se cargue en una TN normalizada, no rebasará los 134 dB( $\mu$ V) en FCC-1 y no rebasará los 137 dB( $\mu$ V) en FCC y FCC-2. Quedan en estudio los límites de la señal de transmisión más altos para las líneas de media tensión (MV).

- 3) La intensidad de la señal de salida medida fuera de la anchura de banda espectral de la banda no rebasará los siguientes valores:
- En la gama de frecuencias entre 9 kHz y 150 kHz, el límite de la intensidad de la señal de salida medida con un detector de cuasi-cresta con una anchura de banda de resolución de 200 Hz decrecerá linealmente en función del logaritmo de frecuencia de 89 dB (µV) a 9 kHz hasta 66 dB (µV) a 150 kHz.
  - En la gama de frecuencias entre 150 kHz y 535 kHz, el límite de la intensidad de la señal de salida medida con un detector de cuasi-cresta con una anchura de banda de resolución de 9 kHz decrecerá linealmente en función del logaritmo de frecuencia de 66 dB (µV) a 150 kHz hasta 60 dB (µV) a 535 kHz.

La definición de anchura de banda espectral se ajustará a la Figura 7-27.



**Figura 7-27 – Medición de la anchura de banda espectral**

Quedan en estudio otros límites de la señal de transmisión. Las conexiones del transceptor UIT-T G.9955 a una TN para verificar los límites de la señal de transmisión monofase y bifase requieren estudios adicionales.

#### 7.7.2.3 Bandas de frecuencias con filtro de banda eliminada

La intensidad de la señal de salida medida con un detector de cuasi-cresta con una anchura de banda de 200 Hz no superará en ninguna porción de la banda filtrada los 70 dB (µV), cuando se cargue en una red de terminación normalizada (TN).

#### 7.7.2.4 Red de terminación normalizada FCC

La red de terminación normalizada, TN, se utilizará exclusivamente para verificar los límites de la señal de transmisión. La impedancia de la TN se formará como una carga resistiva de 50 Ohm conectada en paralelo con una inductancia de 50 µH en una red de estabilización de impedancia de línea (LISN) FCC.

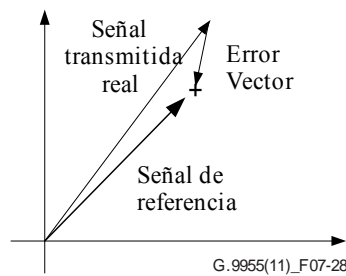
Quedan en estudio otros tipos de red de terminación.

#### 7.7.3 Límites de la magnitud del vector de error

La desviación de la señal de transmisión real con respecto al punto de constelación correspondiente se estimará con la magnitud del vector de error (EVM), que se calcula de la siguiente manera:

$$EVM = 10 \log \left( \frac{\text{error\_vector\_RMS}}{\text{reference\_signal}} \right)^2$$

En la Figura 7-28 se muestra la interpretación de los componentes EVM para un punto de constelación.



**Figura 7-28 – Interpretación de EVM**

Se determinará EVM para los primeros 12 símbolos de la cabida útil de la trama transmitida utilizando el siguiente procedimiento:

- 1) Se calcula el error rms entre los puntos de constelación realmente transmitidos y los puntos de constelación ideales para cada símbolo como la suma de las distancias euclidianas al cuadrado entre los dos puntos de constelación mencionados en todas las subportadoras del símbolo (se debe estimar y corregir la deriva PPM entre el transmisor y el dispositivo de muestreo):

$$\text{error\_rms}_i = \sum_{c=0}^K \text{abs}\{A_{ic} \times \exp[j\Phi_{ic}] - B_{ic} \times \exp[j\Theta_{ic}]\}^2$$

donde:

$K$  es el número de ASC en el símbolo, numerados de  $c = 0, 1, \dots, K$ ;

$A_{ic}$  y  $\Phi_{ic}$  son la multitud y la fase del punto de constelación realmente transmitido;

$B_{ic}$  y  $\Theta_{ic}$  son la multitud y la fase del punto de constelación ideal.

- 2) Se calcula el error rms total como la suma de los errores rms de 12 símbolos de cabida útil individuales, numerados de 0 a 11:

$$\text{total\_error\_rms} = \sum_{i=0}^{11} \text{error\_rms}_i$$

- 3) Se calcula el rms de cada símbolo transmitido:

$$\text{Tx\_rms}_i = \sum_{c=0}^K A_{ic}^2$$

y el rms total de los 12 símbolos transmitidos, con la fórmula:

$$\text{total\_Tx\_rms} = \sum_{i=0}^{11} \text{Tx\_rms}_i$$

- 4) Se calcula EVM como la relación entre el error rms total y total\_Tx\_rms, expresado en dB:

$$\text{EVM} = 10 \times \log(\text{total\_error\_rms} / \text{total\_Tx\_rms})$$

El valor de EVM no rebasará los valores indicados en el Cuadro 7-37.

**Cuadro 7-37 – Valores EVM máximos permitidos**

Modulación	EVM, dB (Nota)
1 y 2 bits	-15
3 y 4 bits	-19
NOTA – Todos los niveles de potencia de transmisión aplicados deben ajustarse a estos requisitos EVM.	

Los valores EVM especificados en el Cuadro 7-37 se lograrán cuando el dispositivo se cargue en la impedancia de terminación normalizada, como se define en las cláusulas 7.7.2.1 y 7.7.2.4 para las bandas CENELEC y FCC, respectivamente.

Con la modulación con 3 y 4 bits, es posible que los niveles de potencia de transmisión con que se cumplen estos límites sean inferiores a los necesarios con la modulación con 1 y 2 bits.

## 7.8 Primitivas de datos, gestión y control de PHY

En esta cláusula se describen detalladamente los puntos de referencia de PHY, definidos en la cláusula 5.2.2 (PMI\_DATA, PMI\_MGMT y PHY\_MGMT).

### 7.8.1 Primitivas de datos de interfaz PMI

Las siguientes primitivas de datos se definen en el punto de referencia PMI\_DATA:

**Cuadro 7-38 – Primitivas de datos PHY**

Categoría	Primitiva	Sentido	Descripción
PMI_DATA	PMI_DATA.REQ	DLL → PHY	DLL solicita a PHY que transmita una MPDU
	PMI_DATA.CNF	PHY → DLL	PHY informa a DLL de la situación de la transmisión de la MPDU (transmisión completa, incompleta, fallida)
	PMI_DATA.IND	PHY → DLL	PHY remite a DLL datos de la MPDU recibida

#### 7.8.1.1 PMI\_DATA.REQ

DLL envía esta primitiva para solicitar la transmisión de MPDU. Los atributos de la primitiva se definen en el Cuadro 7-39.

**Cuadro 7-39 – Atributos de la primitiva PMI\_DATA.REQ**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
Longitud MPDU	Entero	0x00-0x6A9	Número de bytes contenidos en MPDU que ha de transmitir PHY.
MPDU	Conjunto de bytes	Cualquiera	Conjunto de bytes que forman MPDU que ha de transmitir PHY.
Número de palabras de código de información	Entero	1-32	Número de bloques de información RS en MPDU, <i>m</i> (Nota)
NOTA – El tamaño del bloque de información RS será conforme a lo definido en la cláusula 7.3.2.			

PHY debe iniciar la transmisión a más tardar  $0,1 * T_{TS}$  después de que MAC emita la primitiva PMI\_DATA.REQ. En la cláusula 8.1.4 de [UIT-T G.9956] se define  $T_{TS}$ .

### 7.8.1.2 PMI\_DATA.CNF

Esta primitiva informa de la situación de la transmisión de MPDU a una PHY homóloga. En el Cuadro 7-40 se definen los atributos de esta primitiva.

**Cuadro 7-40 – Atributos de la primitiva PMI\_DATA.CNF**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
Situación de transmisión MPDU	Entero	0-3	Situación de MPDU cuya transmisión se ha solicitado: 0 – Transmitido con éxito (PHY está listo para aceptar la siguiente trama que se ha de transmitir) 1 – No transmitido (ocupado transmitiendo una trama, Nota 1) 2 – Transmisión fallida (PHY está recibiendo una trama o se está preparando para recibir una trama, Nota 1) 3 – Transmisión fallida (MPDU de tamaño no válido)
NOTA – Si DLL envía una PMI_DATA.REQ cuando PMI_DATA.CNF = 1, 2, PHY puede ignorar la primitiva PMI_DATA.REQ y descartar la MPDU cuya transmisión se solicita.			

### 7.8.1.3 PMI\_DATA.IND

Esta primitiva indica la transferencia de una MPDU recibida de PHY a DLL. Los atributos de esta primitiva se definen en el Cuadro 7-41.

**Cuadro 7-41 – Atributos de la primitiva PMI\_DATA.IND**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
Longitud MPDU	Entero	0x00-0x6A9	Número de bytes contenidos en la MPDU recibida por PHY.
MPDU	Conjunto de bytes	n.d.	Conjunto de bytes que forma la MPDU recibida por PHY.
Error MPDU	Mapa de bits	32 bits	Esta primitiva indica los errores detectados en los bloques de información RS, $m$ , de la MPDU recibida: 0 – PHY no detecta errores en la palabra de código 1 – PHY detecta un error en el $k$ -ésimo bloque de información RS de la MPDU recibida. El primer bit del mapa de bits corresponderá al primer bloque de información RS, y el $m$ -ésimo bit del mapa de bits corresponderá al último bloque de información RS de la MPDU recibida.

### 7.8.2 Primitivas de gestión y control de la interfaz PMI y de PHY

Las primitivas de gestión y control en los puntos de referencia PMI\_MGMT y PHY\_MGMT se definen en el Cuadro 7-42.

**Cuadro 7-42 – Primitivas de gestión y control de PHY**

<b>Categoría</b>	<b>Primitiva</b>	<b>Descripción</b>
PMI_MGMT	PMI_MGMT.REQ	DLL solicita a PHY que aplique unos parámetros particulares o lleve a cabo unas funciones concretas
	PMI_MGMT.CNF	PHY confirma los parámetros y funciones solicitados por DLL
	PMI_MGMT.IND	PHY indica a DLL su estado, el estado del medio y los parámetros particulares de la trama recibida
	PMI_MGMT.RES	DLL acusa recibo a PHY de la información relativa a su estado, el estado del medio y los parámetros particulares de la trama recibida
PHY_MGMT.REQ	PCS_MGMT.REQ	La entidad de gestión de PHY solicita que se apliquen unos parámetros particulares de PCS, PMA y PMD para las tramas de transmisión
	PMA_MGMT.REQ	
	PMD_MGMT.REQ	
PHY_MGMT.CNF	PCS_MGMT.CNF	Las subcapas de PHY (PCS, PMA, PMD) confirman los parámetros aplicados para la trama de transmisión
	PMA_MGMT.CNF	
	PMD_MGMT.CNF	
PHY_MGMT.IND	PCS_MGMT.IND	Las subcapas de PHY (PCS, PMA, PMD) informan a la entidad de gestión de PHY acerca de los parámetros particulares de la trama recibida y las características del canal adquirido
	PMA_MGMT.IND	
	PMD_MGMT.IND	
PHY_MGMT.RES	PCS_MGMT.RES	La entidad de gestión de DLL acusa recibo de los parámetros de la trama recibida y las características del canal comunicados por las subcapas de PHY (PSC, PMA, PMD)
	PMA_MGMT.RES	
	PMD_MGMT.RES	

### **7.8.2.1 Primitivas PMI\_MGMT**

#### **7.8.2.1.1 PMI\_MGMT.REQ**

Esta primitiva solicita a PHY que adopte un estado concreto (que active o desactive el receptor), aplique parámetros particulares y lleve a cabo funciones específicas confirmadas por DLL. Los atributos de la primitiva se definen en el Cuadro 7-43.

**Cuadro 7-43 – Atributos de la primitiva PMI\_MGMT.REQ**

<b>Nombre</b>	<b>Tipo</b>	<b>Gama válida</b>	<b>Descripción</b>
RxEnbl	Entero	0, 1	Solicita la activación/desactivación del receptor: 0 – el receptor está activado 1 – el receptor está desactivado NOTA – El receptor permanecerá desactivado cuando el nodo transmita una trama. El nodo no transmitirá cuando esta primitiva se ajuste a 0.
Solicita la detección de portadora física	Entero	0-3	Solicita a PHY la detección de portadora física: 0 – Ninguna petición 1 – Solicita la detección de portadora UIT-T G.9955 2 – Solicita la detección de portadora distinta de UIT-T G.9955 (véase la cláusula 5.1.2.3, "Mecanismo de coexistencia basado en el preámbulo"); 3 – Solicita la detección de portadoras tanto UIT-T G.9955 como distinta de UIT-T G.9955.
Solicita ACK	Entero	0-3	Solicita un ACK para la trama de transmisor: 0 – Ninguna solicitud 1 – Solicitud de ACK ordinario 2 – Solicitud de ACK ampliado 3 – Reservado por el UIT-T
Tipo de datos ACK	Entero	0-3	Tipo de datos ACK para la trama transmitida (véase la cláusula 8.3.3.1.1 de UIT-T G.9956): 0 – Acuse de recibo a MS-MPDU 1 – Acuse de recibo a SS-MPDU 2 – Acuse de recibo ampliado 3 – Reservado por el UIT-T
TP-PR	Gama de bits	Véase la cláusula 8.3.3.1.1.1 de [UIT-T G.9956]	Contenido del informe parcial de TP que debe transmitir el nodo utilizando el formato definido en la cláusula 8.3.3.1.1.1
Datos ACK	Gama de bits	Véase la cláusula 8.3.3.1.1 de [UIT-T G.9956]	Conjunto de bits que conforma los parámetros relacionados con ACK que debe transmitir PHY en la trama Imm-ACK (véase la cláusula 8.3.3.1.1 de UIT-T G.9956)
Parámetros PHY	Véase 7.8.2.2	Véase 7.8.2.2	Atributos de la primitiva PHY_MGMT.REQ confirmados por la entidad de gestión de DLL y definidos en las cláusulas 7.8.2.2.1 (PCS), 7.8.2.3.1 (PMA) y 7.8.2.4.1 (PMD)

### 7.8.2.1.2 PMI\_MGMT.CNF

Esta primitiva confirma el estado, los parámetros y las funciones de PHY en respuesta a PMI\_MGMT.REQ. Los atributos de la primitiva se definen en el Cuadro 7-44.



**Cuadro 7-44 – Atributos de la primitiva PMI\_MGMT.CNF**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
Estado del receptor	Entero	0-2	Confirma el estado del receptor: 0 – el receptor está activado 1 – el receptor está desactivado 2 – el receptor está ocupado NOTA – El estado "ocupado" indica que el receptor se halla en proceso de recepción de una trama y no puede responder a la solicitud de desactivación.
Estado de la transmisión ACK	Entero	0-1	0 – Transmitido (PHY está en condiciones de aceptar la siguiente trama para la transmisión) 1 – No transmitido (ocupado transmitiendo la trama ACK)
Estado de los parámetros de PHY	Gama de enteros	0, 1	Atributos de la primitiva PHY_MGMT.CNF que indican si los parámetros de PHY confirmados por la entidad de gestión de DLL y definidos en las cláusulas 7.8.2.2.2 (PCS), 7.8.2.3.2 (PMA) y 7.8.2.4.2 (PMD) han sido aceptados o denegados: 0: solicitud aceptada 1: solicitud denegada

**7.8.2.1.3 PMI\_MGMT.IND**

Esta primitiva indica a la entidad de gestión de DLL el estado de PHY y del medio, así como los parámetros de la trama recibida. En el Cuadro 7-45 se definen los atributos de la primitiva.

**Cuadro 7-45 – Atributos de la primitiva PMI\_MGMT.IND**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
Detección de portadora física	Entero	0-3	Véanse los atributos de la detección de portadora física de la primitiva PMD_MGMT.IND en el Cuadro 7-54
Petición de ACK	Entero	0-3	Véanse los atributos de la solicitud de ACK de la primitiva PCS_MGMT.IND en el Cuadro 7-48
Tipo de datos ACK	Entero	0-3	Véanse los atributos del tipo de datos ACK de la primitiva PCS_MGMT.IND en el Cuadro 7-48
Datos ACK	Gama de bits	Véase la cláusula 8.3.3.1.1 de [UIT-T G.9956]	Véanse los atributos de los datos ACK de la primitiva PCS_MGMT.IND en el Cuadro 7-48
TP-PR	Gama de bits	Véase la cláusula 8.3.3.1.1 de [UIT-T G.9956]	Véanse los atributos de TP-PR de la primitiva PCS_MGMT.IND en el Cuadro 7-48
Parámetros de PHY	Véase la cláusula 7.8.2.2	Véase 7.8.2.2	Atributos de la primitiva PHY_MGMT.IND transmitidos por la trama recibida para su envío a la entidad de gestión de DLL y definidos en las cláusulas 7.8.2.2.3 (PCS), 7.8.2.3.3 (PMA) y 7.8.2.4.3 (PMD)

#### 7.8.2.1.4 PMI\_MGMT.RES

Esta primitiva requiere estudios adicionales.

#### 7.8.2.2 Primitivas PCS\_MGMT

##### 7.8.2.2.1 PCS\_MGMT.REQ

Esta primitiva pide a PCS que utilice parámetros concretos para la transmisión de tramas. Los atributos de esta primitiva se definen en el Cuadro 7-46.

**Cuadro 7-46 – Atributos de la primitiva PCS\_MGMT.REQ**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
Tipo de trama	Entero	1-4	Tipo de la trama PHY transmitida
Datos PFH	Véanse la cláusulas 7.2.1 y 8.3.3.1.1 de [UIT-T G.9956 ]	Véanse las cláusulas 7.2.1 y 8.3.3.1.1 de [UIT-T G.9956]	Los parámetros PFH de la trama transmitida se definen en: – la cláusula 7.8.1, relativa a la trama Imm-ACK; – la cláusula 7.8.3, relativa a PMA; y – la cláusula 7.8.4, relativa a PMD

##### 7.8.2.2.2 PCS\_MGMT.CNF

Esta primitiva confirma los parámetros concretos utilizados por PCS para la transmisión de tramas. Los atributos de la primitiva se definen en el Cuadro 7-47.

Si PHY no puede ajustarse a un atributo concreto de PCS\_MGMT.REQ, pondrá esta primitiva a uno, lo que significa que se deniega la solicitud (y no se transmitirá la trama). En caso contrario, el valor de la primitiva PCS\_MGMT.CNF se pondrá a cero.

**Cuadro 7-47 – Atributos de la primitiva PCS\_MGMT.CNF**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
Situación	Entero	0,1	0: éxito 1: solicitud denegada

##### 7.8.2.2.3 PCS\_MGMT.IND

Esta primitiva proporciona a la gestión de PHY parámetros particulares de la trama recibida derivados del PFH recibido. En el Cuadro 7-48 se definen los atributos de la primitiva.

**Cuadro 7-48 – Atributos de la primitiva PCS\_MGMT.IND**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
Sentido de la portadora virtual	Entero	0-1024	Indica el número de símbolos de la cabida útil de la secuencia de trama durante los cuales el medio estará ocupado (válido únicamente para los tipos de trama 2 y 4 de UIT-T G.9955)
Tipo de trama (Nota)	Entero	1-4	Tipo de la trama PHY recibida
Situación de recepción PFH	Entero	0-2	Situación de PFH de la trama recibida: 0 – Correcto 1 – Error HCS 2 – Contenido no válido

**Cuadro 7-48 – Atributos de la primitiva PCS\_MGMT.IND**

<b>Nombre</b>	<b>Tipo</b>	<b>Gama válida</b>	<b>Descripción</b>
Tamaño de la MPDU	Entero	0-255	Número de bytes de la MPDU de la trama recibida
Modulación de cabida útil	Entero	2-4	Número de bits por subportadora utilizados para la modulación de la cabida útil de la trama recibida
Repeticiones de cabida útil	Entero	1-12	Número de repeticiones en la cabida útil de la trama recibida
Modo de entrelazado de cabida útil	Entero	0, 1	Modo de entrelazado de la trama recibida: 0 – IoAC 1 – IoF
Tamaño de la palabra de código RS	Entero	0, 1	Número máximo de bytes de la palabra de código RS en la cabida útil de la trama recibida 0 – 239 1 – 128
Velocidad de código interno	Entero	0, 1	Indica la velocidad de código del codificador convolucional: 0 – 1/2 1 – 2/3
Máscara de tono	Conjunto de bits	1 <sub>16</sub> -FF <sub>16</sub> (CENELEC, FCC-1) 1 <sub>16</sub> -FFFFFFFF <sub>16</sub> (FCC, FCC-2)	Indica la máscara de tono utilizada para transmitir la cabida útil de la trama recibida
Solicitud ACK	Entero	0, 3	Indica si se solicita acuse de recibo de la trama recibida: 0 – ACK no solicitado 1 – Imm-ACK ordinario solicitado 2 – Imm-ACK ampliado solicitado 3 – Reservado por el UIT-T
Tipo de datos ACK	Entero	0-3	Tipo de datos ACK de la trama Imm-ACK recibida (véase la cláusula 8.3.3.1.1 de [UIT-T G.9956]): 0 – Acuse de recibo a MS-MPDU 1 – Acuse de recibo a SS-MPDU 2 – Acuse de recibo ampliado 3 – Reservado por el UIT-T
Datos ACK	Gama de bits	Véase la cláusula 8.3.3.1.1 de [UIT-T G.9956]	Datos ACK transmitidos por la trama Imm-ACK recibida (véase la cláusula 8.3.3.1.1 de [UIT-T G.9956])
TP-PR	Gama de bits	Véase la cláusula 8.3.3.1.1 de [UIT-T G.9956]	Informe parcial de TP transmitido por la trama Imm-ACK recibida (de conformidad con lo definido en la cláusula 8.3.3.1.1)
LQI	Entero de 1 bit	0, 1	Valor de LQI transmitido por la trama Imm-ACK recibida (véase la cláusula 8.3.3.1.1 de [UIT-T G.9956])

**Cuadro 7-48 – Atributos de la primitiva PCS\_MGMT.IND**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
Tipo BAT utilizado	Entero	0-15	Indica que se ha utilizado BAT en la trama recibida: 0 – BAT Tipo 0 1 – BAT Tipo 1 2 – BAT Tipo 2 3 – BAT Tipo 3 4 – BAT Tipo 4 5 – BAT Tipo 5 6 – BAT Tipo 6 7 – BAT Tipo 7 El UIT-T se reserva otros valores
NOTA – Las primitivas irrelevantes para el tipo de trama indicado se pondrán al valor por defecto 0.			

#### 7.8.2.2.4 PCS\_MGMT.RES

Esta primitiva queda en estudio.

#### 7.8.2.3 Primitivas PMA\_MGMT

##### 7.8.2.3.1 PMA\_MGMT.REQ

Esta primitiva solicita a PMA que utilice parámetros concretos para la transmisión de tramas. Los atributos de esta primitiva se definen en el Cuadro 7-49.

**Cuadro 7-49 – Atributos de la primitiva PMA\_MGMT.REQ**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
Repeticiones de cabida útil	Entero	1-12	Número de repeticiones de la cabida útil de la trama de transmisión. Los valores válidos son 1, 2, 4, 6, 12
Modo de entrelazado de cabida útil	Entero	0, 1	Modo de entrelazado de la trama de transmisión: 0 – IoAC 1 – IoF
Número de palabras de código de información	Entero	1-32	Número de bloques de información RS en MPDU, <i>m</i> (Nota)
Número de símbolos PFH	Entero	0, 1	0 – El número de símbolos utilizados por PFH se ajustará al modo normal 1 – El número de símbolos utilizados por PFH se ajustará al modo robusto
Velocidad de código interno	Entero	0, 1	Indica la velocidad de código del codificador convolucional: 0 – 1/2 1 – 2/3
NOTA – El tamaño de la palabra de código RS será el definido en la cláusula 7.3.2.			

### 7.8.2.3.2 PMA\_MGMT.CNF

Esta primitiva confirma los parámetros concretos utilizados por PMA para la transmisión de tramas. Los atributos de la primitiva se definen en el Cuadro 7-50.

Si PMA no puede ajustarse a un atributo concreto de PMA\_MGMT.REQ, pondrá esta primitiva a uno, lo que significa que se deniega la solicitud (y no se transmitirá la trama). En cualquier otro caso, el valor de la primitiva PMA\_MGMT.CNF se pondrá a cero.

**Cuadro 7-50 – Atributos de la primitiva PMA\_MGMT.CNF**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
Situación	Entero	0,1	0: Éxito 1: Solicitud denegada

### 7.8.2.3.3 PMA\_MGMT.IND

Esta primitiva indica a la gestión PHY los parámetros concretos de la trama recibida. Los atributos de la primitiva se definen en el Cuadro 7-51.

**Cuadro 7-51 – Atributos de la primitiva PMA\_MGMT.IND**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
Error de palabra de código RS	Mapa de bits	32 bits	Esta primitiva indica los errores detectados en los $m$ bloques de información RS de la MPDU recibida: 0 – PHY no detecta errores en la palabra de código 1 – PHY detecta un error en el $k$ -ésimo bloque de información RS de la MPDU recibida El primer bit del mapa de bits corresponderá al primer bloque de información RS, y el $m$ -ésimo bit del mapa de bits corresponderá al último bloque de información de la MPDU recibida.

### 7.8.2.3.4 PMA\_MGMT.RES

Esta primitiva queda en estudio.

## 7.8.2.4 Primitivas PMD\_MGMT

### 7.8.2.4.1 PMD\_MGMT.REQ

Esta primitiva solicita a PMD que utilice parámetros concretos para la transmisión de tramas. Los atributos de la primitiva se definen en el Cuadro 7-52.

**Cuadro 7-52 – Atributos de la primitiva PMD\_MGMT.REQ**

<b>Nombre</b>	<b>Tipo</b>	<b>Gama válida</b>	<b>Descripción</b>
Banda	Entero	0-16	Banda que se ha de utilizar para la transmisión: 0 – CENELEC A 1 – CENELEC B 2 – CENELEC CD 4 – FCC 5 – FCC-1 6 – FCC-2 El UIT-T se reserva otros valores
Potencia de transmisión	Entero	0-255	Configuración de potencia que ha de utilizar PHY para la trama de transmisión. El valor representa la potencia de transmisión requerida en dB microvoltios
Modulación de cabida útil	Entero	2-4	Número de bits por subportadora que ha de utilizar PHY para la modulación de la cabida útil en la trama de transmisión
Máscara de tono	Conjunto	0-1	Máscara de tono que ha de utilizar PHY para la trama de transmisión: 0 – Indica las subportadoras que no son bits cargados (RMS, ISC y PSC); 1 – Indica las subportadoras que son bits cargados (ASC).
Número de símbolos de preámbulo	Entero	0, 1	Valor de los símbolos $N_1$ que se utilizarán como símbolos del preámbulo: 0 – 8 símbolos 1 – $8 + \text{ceiling}(T_0 \times T_{\text{OFDM}})$ , donde $T_0 = 5$ ms para corriente a 50 Hz y $T_0 = 4,167$ ms para corriente a 60 Hz
Potencia de transmisión de las subportadoras inactivas	Entero	0, 1	ConFiguración de potencia de transmisión de las subportadoras inactivas (grupo ISC): 0 – Potencia cero en todas las subportadoras inactivas 1 – Potencia idéntica en todas las subportadoras activas e inactivas
NOTA – Las primitivas irrelevantes para el tipo de trama indicado se pondrán al valor por defecto 0.			

#### **7.8.2.4.2 PMD\_MGMT.CNF**

Esta primitiva confirma los parámetros concretos utilizados por PMD para la transmisión de trama. Los atributos de la primitiva se definen en el Cuadro 7-53.

Si PHY no puede ajustarse a un atributo concreto de PMD\_MGMT.REQ, pondrá esta primitiva a uno, lo que significa que se deniega la solicitud (y no se transmitirá la trama). En cualquier otro caso, la primitiva PMD\_MGMT.CNF se pondrá a cero.

**Cuadro 7-53 – Atributos de la primitiva PMD\_MGMT.CNF**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
Situación	Entero	0,1	0: Éxito 1: Solicitud denegada

#### 7.8.2.4.3 PMD\_MGMT.IND

Esta primitiva comunica a la gestión PHY los parámetros concretos de la trama recibida. Los atributos de la primitiva se definen en el Cuadro 7-54.

**Cuadro 7-54 – Atributos de la primitiva PMD\_MGMT.IND**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
Detección de portadora física	Entero	0, 1	Indica la situación del medio: (detección de portadora física basada en la detección del preámbulo) 0 – REPOSO; 1 – OCUPADO debido a una transmisión UIT-T G.9955; 2 – OCUPADO debido a una transmisión distinta de UIT-T G.9955; 3 – OCUPADO debido a transmisiones tanto UIT-T G.9955 como distintas de la misma (Nota)
Calidad de recepción	Entero	Queda en estudio	Parámetro que depende del fabricante y describe la calidad del enlace (por ejemplo, para generar la respuesta de estimación de canal y la LQI)
NOTA – Los valores 2 y 3 solo son válidos si el mecanismo de coexistencia basado en el preámbulo está activado (véase la cláusula 5.1.2.3); de lo contrario, los únicos valores válidos de la primitiva son 0 y 1.			

El parámetro de detección de portadora física de pasar a OCUPADO a más tardar  $T_{TS} \cdot 0.8$  después de que se inicie la transmisión real en línea (en este caso, se transmite la primera muestra del primer símbolo del preámbulo). En la cláusula 8.1.4 de [UIT-T G.9956] se define el  $T_{TS}$ .

#### 7.8.2.4.4 PMD\_MGMT.RES

Esta primitiva requiere estudios adicionales.

## Anexo A

### Especificación G3-PLC PHY para la banda CENELEC A

(Este anexo forma parte integrante de la presente Recomendación)

NOTA – Este anexo es autónomo y puede aplicarse con independencia del texto principal de la presente Recomendación.

#### A.1 Alcance

En este anexo se especifica la entidad de capa física para un sistema de comunicaciones por la línea eléctrica (PLC) con multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM) que funcione en la banda CENELEC A.

#### A.2 Acrónimos

ACK	Acuse de recibo ( <i>acknowledge</i> )
AFE	Interfaz analógica ( <i>analog front end</i> )
AGC	Control automático de la ganancia ( <i>automatic gain control</i> )
AMM	Gestión de medición automática ( <i>automated meter management</i> )
CC	Código convolucional ( <i>convolutional code</i> )
CENELEC	Comité Europeo de Normalización Electrotécnica ( <i>European Committee for Electrotechnical Standardization</i> )
CP	Prefijo cíclico ( <i>cyclic prefix</i> )
CRC	Verificación de la redundancia cíclica ( <i>cyclic redundancy check</i> )
D8PSK	Modulación por desplazamiento de ocho fases diferencial ( <i>differential eight phase shift keying</i> )
DBPSK	Modulación binaria por desplazamiento de fase diferencial ( <i>differential binary phase shift keying</i> )
DQPSK	Modulación cuadrática por desplazamiento de fase diferencial ( <i>differential quadrature phase shift keying</i> )
FCH	Encabezamiento de control de trama ( <i>frame control header</i> )
FEC	Corrección de errores en recepción ( <i>forward error correction</i> )
FFT	Transformada rápida de Fourier ( <i>fast fourier transform</i> )
FL	Longitud de trama ( <i>frame length</i> )
GF	Campo de Galois ( <i>galois field</i> )
GI	Intervalo de guarda ( <i>guard interval</i> )
ICI	Interferencia entre portadoras ( <i>inter carrier interference</i> )
IEEE	Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrotécnicos ( <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> )
IFFT	Transformada rápida inversa de Fourier ( <i>inverse fast Fourier transform</i> )



IS	Sistema informático ( <i>information system</i> )
LSB	Bit menos significativo ( <i>least significant bit</i> )
LSF	Bandera del último segmento ( <i>last segment flag</i> )
MAC	Control de acceso a los medios ( <i>media access control</i> )
MIB	Base de información de gestión ( <i>management information base</i> )
MPDU	Unidad de datos del protocolo MAC ( <i>MAC protocol data unit</i> )
MSB	Bit más significativo ( <i>most significant bit</i> )
NACK	Acuse de recibo negativo ( <i>negative acknowledge</i> )
OFDM	Multiplexación por división de frecuencias ortogonales ( <i>orthogonal frequency division multiplexing</i> )
PAR	Relación cresta-media ( <i>peak to average ratio</i> )
PDC	Contador de detección de fase ( <i>phase detection counter</i> )
PHY	Capa física ( <i>physical layer</i> )
PLC	Comunicación por la línea eléctrica ( <i>power line communication</i> )
PPDU	Unidad de datos del protocolo PHY ( <i>PHY protocol data unit</i> )
PPM	Partes por millón ( <i>parts per million</i> )
PSDU	Unidad de datos del servicio PHY ( <i>PHY service data unit</i> )
RC	Código de repetición ( <i>repetition code</i> )
RES	Reservado (campos de bits) ( <i>reserved (bit fields)</i> )
RMS	Raíz cuadrática media ( <i>root mean square</i> )
RS	Reed-Solomon ( <i>reed-solomon</i> )
RX	Receptor ( <i>receiver</i> )
SC	Cómputo de segmentos ( <i>segment count</i> )
SDO	Organización de normalización ( <i>standards development organization</i> )
S-FSK	Modulación por desplazamiento de fase ampliada ( <i>spread frequency shift keying</i> )
SN	Número de secuencia ( <i>sequence number</i> )
SNR	Relación señal-ruido ( <i>signal to noise ratio</i> )
SYNCP, SYNCM	Símbolos de sincronización ( <i>synchronization symbols</i> )
TMI	Índice de mapa de tono ( <i>tone map index</i> )
TX	Transmisor ( <i>transmitter</i> )

### A.3 Introducción

La comunicación por la línea eléctrica lleva utilizándose muchas décadas, pero hay diversos nuevos servicios y aplicaciones que necesitan más fiabilidad y mayores velocidades de datos. Sin embargo, el canal de la línea eléctrica es muy hostil. Las características y los parámetros del canal varían en función de la frecuencia, la ubicación, el tiempo y el tipo de equipo que esté conectado. La región de bajas frecuencias, entre 10 kHz y 200 kHz, es especialmente susceptible a la interferencia. Además del ruido de fondo, está sujeta a ruido impulsivo, interferencia en banda estrecha y retardo de grupo de hasta varios cientos de microsegundos.

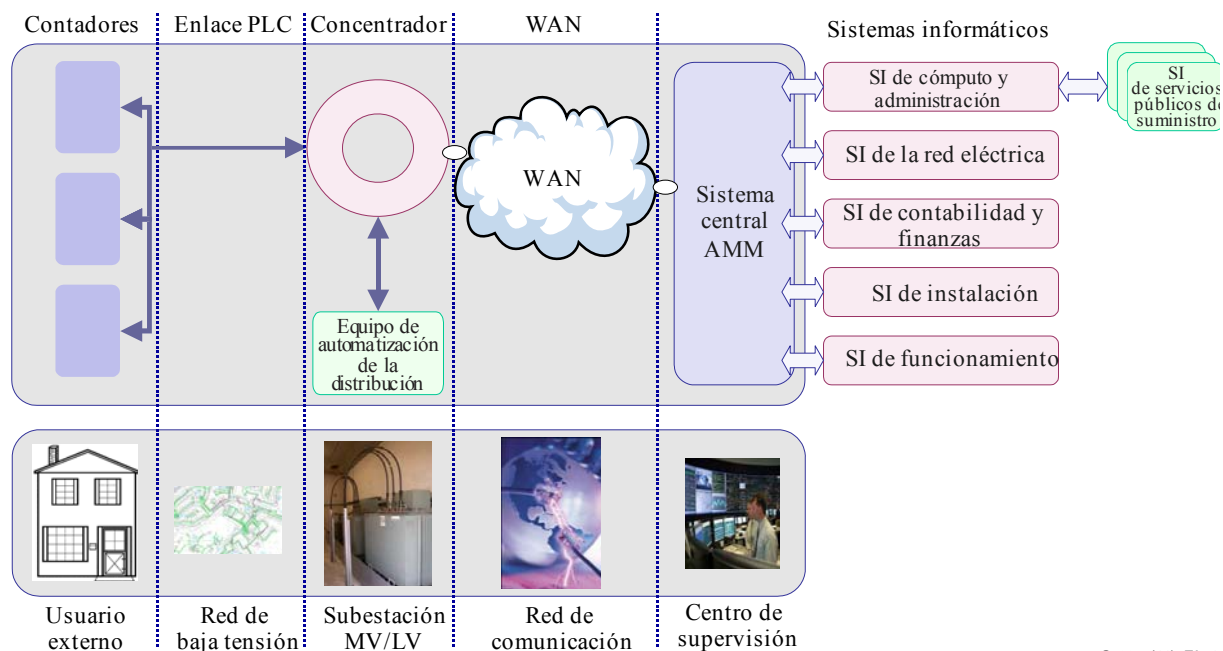
OFDM es una técnica de modulación que utiliza eficazmente la anchura de banda permitida en la banda CENELEC, permitiendo así utilizar técnicas de codificación de canal avanzadas. Esta combinación permite realizar una comunicación muy robusta en presencia de interferencia de banda estrecha, ruido impulsivo y atenuación selectiva en frecuencia. La especificación G3-PLC basada en OFDM persigue los siguientes objetivos:

- 1) Ofrecer comunicación robusta en canales de línea eléctrica extremadamente hostiles.
- 2) Ofrecer una velocidad mínima efectiva de 20 kbit/s en el modo normal de funcionamiento.
- 3) Permitir la aplicación de filtros rechaza-banda en frecuencias seleccionadas, permitiendo la cohabitación con la comunicación en banda estrecha S-FSK.
- 4) Ofrecer la capacidad de adopción de tono dinámico a diversos canales de línea eléctrica para garantizar una comunicación robusta.

#### A.4 Descripción general

En el siguiente diagrama se muestra un ejemplo de sistema AMM.

El sistema ofrece una comunicación bidireccional fiable utilizando la OFDM-PLC entre contadores instalados en los locales del cliente y el concentrador, con una configuración de comunicación maestro-esclavo.



G.9955(11) FA.1

**Figura A.1 – Arquitectura de red**

La arquitectura AMM está compuesta principalmente por los siguientes 5 elementos:

- el contador, que debe integrar la capacidad de medir el consumo energético, el control de carga simple y la información del cliente a distancia;
- la central, que ejerce de intermediario entre el sistema informático AMM y los contadores. Puede haber equipos complementarios de la red eléctrica conectados después de la salida de la central;
- la tecnología PLC (LAN), que permite utilizar una red eléctrica de baja tensión para intercambiar datos e instrucciones entre los contadores y las centrales;
- la conexión a distancia (WAN) que permite la conexión entre las centrales y el ISAMM central;

- el sistema central, que no sólo se ocupa de sus propios servicios funcionales, sino que también ofrece servicios de contador a los servicios ENTERPRISE existentes o futuros (IS de implantación, IS de red, IS de gestión y finanzas, IS cliente proveedor, IS de gestión de intervención, etc.). El IS cliente-proveedor es la interfaz entre los proveedores y el AMM donde se tramitan sus requisitos.

## **A.5 Especificación de la capa física**

En esta cláusula se especifica el bloque de capa física que utiliza el sistema de multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM) en la banda CENELEC.

### **A.5.1 Aspectos generales del sistema**

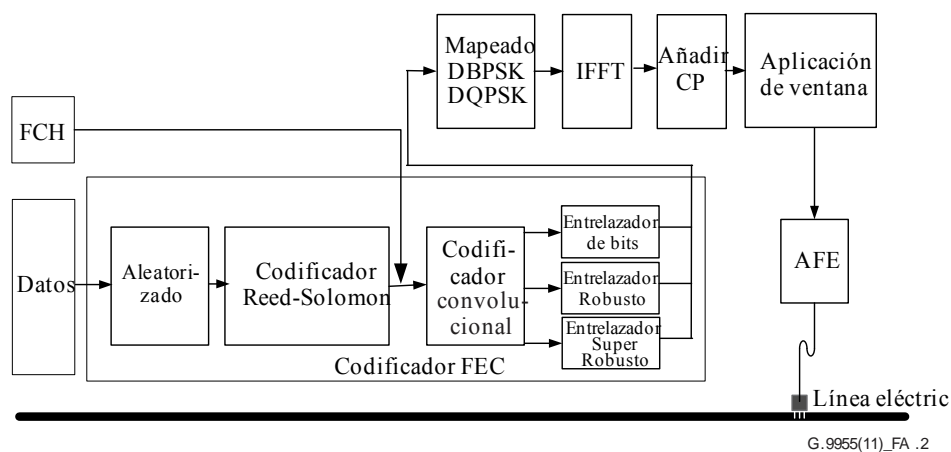
El canal de línea eléctrica es muy hostil. Las características y los parámetros del canal varían en función de la frecuencia, la ubicación, el tiempo y el tipo de equipo conectado. La región de bajas frecuencias, de 10 kHz a 200 kHz, es especialmente susceptible a la interferencia. Además, la línea eléctrica es un canal muy selectivo en frecuencia. Además del ruido de fondo, está sujeto a ruido impulsivo, que se da generalmente alrededor de 50/60 Hz, interferencia de banda estrecha y retardo de grupo de hasta varios cientos de microsegundos.

OFDM puede utilizar eficazmente canales con anchura de banda limitada, permitiendo la utilización de técnicas de codificación de canal avanzadas. Esta combinación facilita una comunicación muy robusta por el canal de línea eléctrica.

En la Figura A.2 se muestra el diagrama de bloque de un transmisor OFDM. La anchura de banda disponible se divide en una serie de subcanales, que pueden considerarse como muchas subportadoras moduladas con PSK independientes con diversas frecuencias subportadoras (ortogonales) no interferentes. La codificación convolucional y Reed-Solomon ofrecen bits de redundancia que permiten al receptor recuperar los bits perdidos a causa del ruido de fondo y el ruido impulsivo. El esquema de entrelazado de tiempo y frecuencia se emplea para reducir la correlación del ruido recibido en la entrada del descodificador, aportando diversidad.

La señal OFDM se genera aplicando IFFT a los puntos de señal de valor complejo producidos por la modulación de fase con codificación diferencial atribuidos a cada subportadora. Un símbolo OFDM se forma anexando un prefijo cíclico al inicio de cada bloque generado por IFFT. La longitud del prefijo cíclico se escoge de manera que el retardo de grupo en el canal no cause una interferencia excesiva entre los sucesivos símbolos OFDM. La aplicación de ventanas reduce las fugas fuera de banda de las señales de transmisión.

La estimación de canal se emplea para la adaptación del enlace. En función de la calidad de la señal recibida, el receptor (a petición del transmisor) retroalimentará el esquema de modulación propuesto, que la estación transmisora ha de utilizar en paquetes ulteriores transmitidos al mismo receptor. Además, el sistema diferencia las subportadoras con una SNR insuficiente y no transmite datos por ellas.



**Figura A.2 – Diagrama de bloque del transceptor OFDM**

### A.5.2 Parámetros fundamentales del sistema

La G3-PLC puede realizarse en la porción comprendida entre 35,9 kHz y 90,6 kHz de la banda CENELEC-A. Se selecciona una OFDM con esquemas de modulación DBPSK y DQPSK por subportadora para lograr una velocidad de datos de hasta 33,4 kbit/s en el modo normal de funcionamiento. La modulación DBPSK, DQPSK y D8PSK para cada subportadora hace que el diseño del receptor sea significativamente más simple, sin necesidad de circuito de rastreo en el receptor para detectar coherentemente la fase de cada subportadora. En su lugar, las fases de las subportadoras en el símbolo adyacente se toman como referencia para detectar las fases de las subportadoras del símbolo presente.

Se puede utilizar esta norma para comunicaciones en frecuencias de hasta 180 kHz. Por ende, se decide que la frecuencia de muestreo en el transmisor y el receptor sea de 0,4 MHz para dejar un cierto margen por encima de la frecuencia Nyquist a fin de filtrar la señal en el transmisor (para la conformación PSD a fin de eliminar las imágenes de la señal) y en el receptor (para la selección de bandas y la mejora de la señal).

El número máximo de subportadoras que pueden utilizarse se ha determinado en 128, lo que da un tamaño IFFT de 256. Esto hace que la separación de frecuencias entre las subportadoras OFDM sea igual a 1,5625 kHz ( $F_s / N$ ), donde  $F_s$  es la frecuencia de muestreo y  $N$  es el tamaño IFFT. Cabe señalar que una imperfección, como la variación de frecuencia del reloj de muestreo, puede causar interferencia entre portadoras (ICI). En la práctica, la ICI causada por una variación de la frecuencia de muestreo típica cercana al 2% de la separación de frecuencias es inapreciable. Dicho de otro modo, con una frecuencia de muestreo de  $\pm 25$  ppm en los relojes del transmisor y el receptor, la deriva de las subportadoras es aproximadamente igual a 8 Hz, es decir, cerca del 0,5% de la separación de frecuencias seleccionada. Habida cuenta de los valores elegidos, el número de subportadoras utilizables se obtiene como se indica en el Cuadro A.1.

**Cuadro A.1 – Número de subportadoras en las distintas bandas**

	Número de subportadoras	Primera subportadora (kHz)	Última subportadora (kHz)
CENELEC A	36	35,938	90,625

El sistema funciona de dos modos: normal y robusto. En el modo normal, la FEC se compone de un codificador Reed-Solomon y un codificador convolucional. El sistema también admite el código Reed-Solomon con paridad de 8 y 16 bytes.

En el modo robusto, la FEC se compone de codificadores Reed-Solomon y convolucional seguidos de un código de repetición (RC). El código RC repite cada bit cuatro veces, haciendo que el sistema sea más robusto ante las degradaciones del canal. Evidentemente, de este modo se reducirá el caudal unas 4 veces.

El número de símbolos en cada trama PHY (capa física) se decide en función de dos parámetros: la velocidad de datos requerida y la robustez aceptable. El número de símbolos, el tamaño de los bloques Reed-Solomon y la velocidad de datos asociada con 36 tonos se muestran en los Cuadros A.2 y A.3.

En el Cuadro A.4 se muestra la velocidad incluyendo los datos transmitidos en FCH. Para calcular la velocidad de datos, se supone que los paquetes se transmiten continuamente sin intervalo de tiempo entre tramas.

**Cuadro A.2 – Tamaño del bloque RS para las distintas modulaciones**

<b>CENELEC A</b> <b>Número de</b> <b>símbolos</b>	<b>Bloques Reed</b> <b>Solomon (bytes)</b> <b>D8PSK</b> <b>(salida/entrada)</b> <b>(Nota 1)</b>	<b>Bloques Reed</b> <b>Solomon (bytes)</b> <b>DQPSK</b> <b>(salida/entrada)</b> <b>(Nota 1)</b>	<b>Bloques Reed</b> <b>Solomon (bytes)</b> <b>DBPSK</b> <b>(salida/entrada)</b> <b>(Nota 1)</b>	<b>Bloques Reed</b> <b>Solomon (bytes)</b> <b>Robusta</b> <b>(salida/entrada)</b> <b>(Nota 2)</b>
12	(80/64)	(53/37)	(26/10)	n.d.
20	(134/118)	(89/73)	(44/28)	n.d.
32	(215/199)	(143/127)	(71/55)	n.d.
40	n.d.	(179/163)	(89/73)	(21/13)
52	n.d.	(233/217)	(116/100)	(28/20)
56	n.d.	(251/235)	(125/109)	(30/22)
112	n.d.	n.d.	(251/235)	(62/54)
252	n.d.	n.d.	n.d.	(141/133)

NOTA 1 – Reed Solomon con paridad de 16 bytes.  
NOTA 2 – Reed Solomon con paridad de 8 bytes.

**Cuadro A.3 – Velocidad de datos para las distintas modulaciones (excluida FCH)**

<b>CENELEC A</b>	<b>Velocidad de datos según el tipo de modulación (bps)</b>			
<b>Número de</b> <b>símbolos</b>	<b>D8PSK, P16<sup>1)</sup></b>	<b>DQPSK, P16<sup>1)</sup></b>	<b>DBPSK, P16<sup>1)</sup></b>	<b>Robusta, P8<sup>2)</sup></b>
12	21 829	12 619	3 410	n.a.
20	32 534	20 127	7 720	n.a.
32	42 619	27 198	11 778	n.a.
40	n.a.	30 385	13 608	2 423
52	n.a.	33 869	15 608	3 121
56	n.a.	34 792	16 137	3 257
112	n.a.	n.a.	20 224	4 647
252	n.a.	n.a.	n.a.	5 592

<sup>1)</sup> P16 equivale a Reed Solomon con paridad de 16 bits.  
<sup>2)</sup> P8 equivale a Reed Solomon con paridad de 8 bits.  
NOTA – n.a. significa "no aplicable" y el motivo de ello es que el correspondiente número de símbolos especificados supone una longitud del bloque del codificador RS superior al máximo permitido de 255.

**Cuadro A.4 – Velocidad de datos para las distintas modulaciones  
(incluida FCH)**

CENELEC A	Velocidad de datos según el tipo de modulación (bps)			
	D8PSK, P16 <sup>1)</sup>	DQPSK, P16 <sup>1)</sup>	DBPSK, P16 <sup>1)</sup>	Robusta, P8 <sup>2)</sup>
12	23 235	14 026	4 817	n.a.
20	33 672	21 264	8 857	n.a.
32	43 501	28 081	12 662	n.a.
40	n.a.	31 154	14 377	3 192
52	n.a.	34 513	16 252	3 765
56	n.a.	35 402	16 748	3 867
112	n.a.	n.a.	20 579	5 002
252	n.a.	n.a.	n.a.	5 765

<sup>1)</sup> P16 equivale a Reed Solomon con paridad de 16 bits.  
<sup>2)</sup> P8 equivale a Reed Solomon con paridad de 8 bits.  
 NOTA – n.a. significa "no aplicable" y el motivo de ello es que el correspondiente número de símbolos especificados supone una longitud del bloque del codificador RS superior al máximo permitido de 255.

La velocidad de datos se calcula a partir del número de símbolos por trama PHY ( $N_S$ ), el número de subportadoras por símbolo ( $N_{car}$ ) y el número de bits de paridad añadidos por los bloques FEC. Por ejemplo, considérese un sistema en la banda CENELEC A funcionando en modo Robusto. El número total de bits transportados en toda la trama PHY es igual a:

$$\text{Total\_No\_Bits} = N_S \times N_{car} = 40 \times 36 = 1\,440 \text{ bits}$$

El número de bits necesario en la entrada del codificador Robusto se obtiene con la siguiente fórmula:

$$\text{No\_Bits\_Robust} = 1\,440 \times \text{RobustRate} = 1\,440 \times 1/4 = 360 \text{ bits}$$

Dado que el codificador convolucional tiene una velocidad igual a 1/2 ( $CC_{Rate} = 1/2$ ) y también que se añade  $CC_{ZeroTail} = 6$  bits de ceros para poner los estados del codificador a todos los estados cero, el número máximo de símbolos en la salida del codificador Reed Solomon ( $MAXRS_{bytes}$ ) será igual a:

$$MAXRS_{bytes} = \text{floor}((\text{No\_Bits\_Robust} \times CC_{Rate} - CC_{ZeroTail})/8) = \text{floor}((360 \times 1/2 - 6)/8) = 21$$

Eliminando 8 bytes asociados con los bits de paridad (en modo Robusto), se obtiene lo siguiente:

$$\text{DataLength} = (21 - \text{ParityLength}) \times 8 = 104 \text{ bits}$$

Estos 104 bits se transportan durante la duración de una trama PHY. La duración de la trama PHY se calcula con la siguiente fórmula:

$$T_{Frame} = (((N_S + N_{FCH}) \times (N_{CP} + N - N_O) + (N_{pre} \times N)))/F_s$$

Donde  $N_{pre}$ ,  $N$ ,  $N_O$  y  $N_{CP}$  son el número de símbolos del preámbulo, la longitud FFT, el número de muestras solapadas a cada lado de un símbolo y el número de muestras del prefijo cíclico, respectivamente.  $N_{FCH}$  es el número de símbolos de FCH.  $F_s$  es la frecuencia de muestreo. Los valores típicos de todos estos parámetros para las distintas bandas de frecuencias se presentan en el Cuadro A.5.

### Cuadro A.5 – Especificaciones del sistema

Número de puntos FFT	$N = 256$
Número de muestras solapadas	$N_O = 8$
Número de muestras del prefijo cíclico	$N_{CP} = 30$
Número de símbolos FCH	$N_{FCH} = 13$
Frecuencia de muestreo	$F_s = 0,4 \text{ MHz}$
Número de símbolos del preámbulo	$N_{pre} = 9,5$

Sustituyendo los valores anteriores en la ecuación, se calcula,  $T_{Frame}$  (duración de la trama PHY) para una trama de 40 símbolos de la siguiente manera:

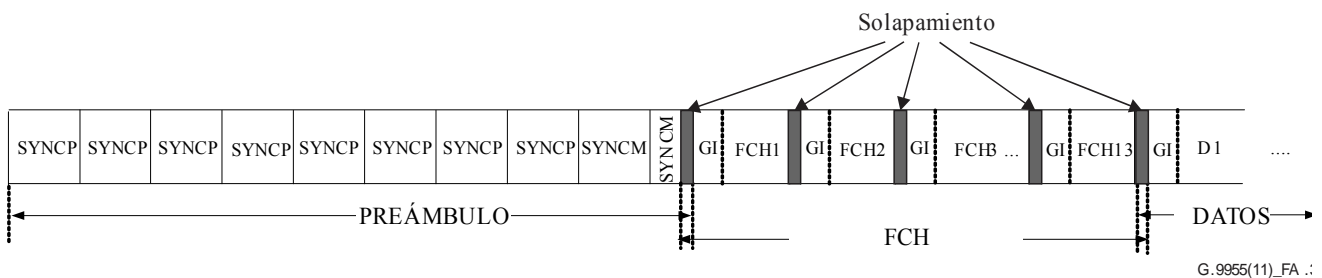
$$T_{Frame} = ((40 + 13) \times (256 + 22) + (9,5 \times 256)) / 400000 = 0,043 \text{ s}$$

Por consiguiente, la velocidad de datos se calcula así:

$$\text{Velocidad de datos} = 104 / 0,042 \sim 2,4 \text{ kbit/s}$$

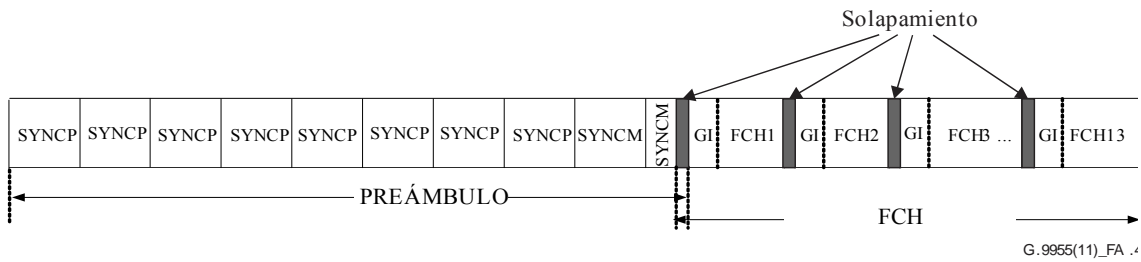
#### A.5.3 Estructura de trama

PHY admite dos tipos de trama. La trama de datos típica para OFDM PHY se muestra en la Figura A.3. Todas las tramas empiezan con un preámbulo, que se utiliza para la sincronización y detección, además de la adaptación AGC. SYNCP simplemente se refiere a los símbolos multiplicados por +1 en la función de signo anterior, y SYNCM a los símbolos multiplicados por -1. El preámbulo está formado por ocho símbolos SYNCP seguidos por uno y medio símbolo SYNCM sin prefijo cíclico entre símbolos adyacentes. Se aplica al primer símbolo un ajuste coseno alzado en los primeros puntos. También se aplica al último medio símbolo un ajuste coseno alzado en los últimos puntos. El preámbulo va seguido de 13 símbolos de datos atribuidos a un encabezamiento de control de trama (FCH). FCH tiene la información de control importante necesaria para desmodular la trama de datos. Los símbolos de datos se transmiten a continuación. El primer símbolo FCH utiliza la fase del último símbolo P del preámbulo, y el primer símbolo de datos utiliza la fase del último símbolo FCH. En las figuras, "GI" significa intervalo de guarda, que es el intervalo que contiene el prefijo cíclico.



**Figura A.3 – Estructura de trama de datos típica**

PHY también admite una trama ACK/NACK, que sólo está formada por un preámbulo y un FCH. En la Figura A.4 se muestra la estructura de la trama ACK. Los campos de bits de FCH, detallados en la cláusula A.5.5, realizarán la señalización ACK/NACK.



**Figura A.4 – Estructura de trama ACK/NACK**

#### A.5.4 Preámbulo

El preámbulo está compuesto por 8 símbolos SYNCP idénticos y 1½ símbolos SYNCM idénticos. Cada uno de los símbolos SYNCP y SYNCM consta de 256 muestras, se almacena previamente en el transmisor y se transmite justo antes de cada símbolo de datos. Los símbolos SYNCP se utilizan para la adaptación AGC, la sincronización de símbolos, la estimación de canal y la estimación de referencia de fase inicial. Los símbolos SYNCM son idénticos a los símbolos SYNCP excepto en que todas las subportadoras tienen un desplazamiento de fase  $\pi$ . En el receptor, la distancia de fase entre las formas de onda de símbolo SYNCP y de símbolo SYNCM se emplea para la sincronización de trama. Un símbolo SYNCP se genera creando 36 subportadoras con idéntico espaciado, siendo la fase de cada subportadora  $\phi_c$  como se muestra en el Cuadro A.6. Una manera de generar esta señal es empezar en el dominio de frecuencia y crear 36 subportadoras complejas con fase inicial  $\phi_c$ , como se muestra en el Cuadro A.6. En la Figura A.15 se ve cómo se mapean las 36 subportadoras con la entrada IFFT, donde la primera subportadora modulada es la subportadora 23 y la última subportadora modulada es la 58.

**Cuadro A.6 – Definición de vector de fase**

c	$\phi_c$	c	$\phi_c$	c	$\phi_c$
0	$2(\pi/8)$	12	$1(\pi/8)$	24	$13(\pi/8)$
1	$1(\pi/8)$	13	$11(\pi/8)$	25	$2(\pi/8)$
2	$0(\pi/8)$	14	$5(\pi/8)$	26	$6(\pi/8)$
3	$15(\pi/8)$	15	$14(\pi/8)$	27	$10(\pi/8)$
4	$14(\pi/8)$	16	$7(\pi/8)$	28	$13(\pi/8)$
5	$12(\pi/8)$	17	$15(\pi/8)$	29	0
6	$10(\pi/8)$	18	$7(\pi/8)$	30	$2(\pi/8)$
7	$7(\pi/8)$	19	$15(\pi/8)$	31	$3(\pi/8)$
8	$3(\pi/8)$	20	$6(\pi/8)$	32	$5(\pi/8)$
9	$15(\pi/8)$	21	$13(\pi/8)$	33	$6(\pi/8)$
10	$11(\pi/8)$	22	$2(\pi/8)$	34	$7(\pi/8)$
11	$6(\pi/8)$	23	$8(\pi/8)$	35	$7(\pi/8)$

#### A.5.5 Encabezamiento de control de trama

Los trece símbolos de datos inmediatamente siguientes al preámbulo se reservan para el encabezamiento de control de trama (FCH). FCH es una estructura de datos transmitida al inicio de cada trama de datos y contiene información relativa a la trama presente. Tiene información sobre el tipo de trama, el índice de mapa de tono de la trama, la longitud de la trama, etc. Los datos FCH están protegidos con CRC5. En el Cuadro A.7 se define la estructura de FCH. FCH utilizará el mapa de tono por defecto (todas las subportadoras permitidas).



El campo Mapa de Tono (véase la cláusula A.3.3.3.2.2 de [UIT-T G.9956]) de FCH se compone de 9 bits, numerados de TM[0] a TM[8], siendo TM[7] el bit más significativo (MSB) de un byte, TM[0] el bit menos significativo de ese mismo byte, y TM[8] el MSB del segundo byte. Entre esos 9 bits y las bandas de frecuencia se establece la siguiente correspondencia:

- TM[8]: Sin utilizar en la banda CENELEC A.
- TM[7]: Sin utilizar en la banda CENELEC A.
- TM[6]: Banda CENELEC A sin utilizar.
- TM[5] es 82,8125 a 90,625 kHz.
- TM[4] es 73,4375 a 81,25 kHz.
- TM[3] es 64,0625 a 71,875 kHz.
- TM[2] es 54,6875 a 62,5 kHz.
- TM[1] es 45,3125 a 53,125 kHz.
- TM[0] es 35,9375 a 43,75 kHz.

**Cuadro A.7 – Campos de bits FCH**

Campo	Byte	Número de bit	Bits	Definición
PDC	0	7-0	8	Contador de detección de fase
MOD	1	7-6	2	Tipo de modulación: 00: Modo Robusto (cláusula A.5.7.3) 01: DBPSK 10: DQPSK 11: D8PSK
FL	1	5-0	6	Longitud de trama PHY en símbolos PHY
TM[7:0]	2	7-0	8	TM[7:0] – Mapa de tono
TM[8]	3	7	1	TM[8] – Mapa de tono
DT	3	6-4	3	Tipo delimitador: 000: Inicio de trama sin respuesta esperada 001: inicio de trama con respuesta esperada 010: Acuse de recibo (ACK) 011: Acuse de recibo negativo (NACK) 100-111: Reservado por el UIT-T
FCCS	3	3-0	4	Secuencia de verificación de control de trama (CRC5)
	4	7	1	
ConvZeros	4	6-1	6	6 ceros para el codificador convolucional
NOTA – El modo Robusto utiliza DBPSK con 4 repeticiones.				

El campo de bits longitud de trama da el número de símbolos de la trama, calculado con la fórmula:

$$\text{Número de símbolos} = \text{FL} \times 4$$

La verificación por redundancia cíclica de 5 bits (CRC) se utiliza para detectar errores en FCH. La CRC5 se calcula utilizando el siguiente polinomio generador normalizado de grado 5:

$$G(x) = x^5 + x^2 + 1$$

#### A.5.5.1 Datos

La capa superior proporciona, en forma de tren de bytes, los datos que se han de transportar en una trama física (UDSP) y que se interpretan como el bit más significativo en primer lugar en el

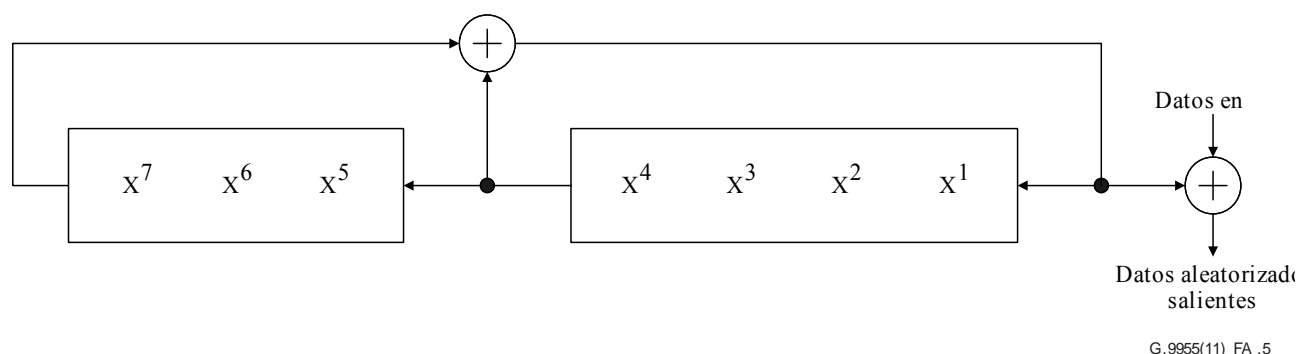
aleatorizador. La capa superior se encargará de rellenar los datos a fin de satisfacer los requisitos de la capa PHY (véase el Apéndice A-I).

### A.5.6 Aleatorizador

El bloque aleatorizador de datos contribuye a dar a los datos una distribución aleatoria. Se aplica XOR al tren de datos con una secuencia PN repetitiva utilizando el siguiente polinomio generador:

$$S(x) = x^7 \oplus x^4 \oplus 1$$

En la Figura A.5 se muestra este proceso. Los bits del aleatorizador se inicializan a todo unos al comienzo del procesamiento de cada trama PHY.



**Figura A.5 – Aleatorizador de datos**

### A.5.7 Codificación FEC

El codificador FEC se compone de un codificador Reed-Solomon seguido de un codificador convolucional. En el modo Robusto, se utiliza un codificador, el codificador de repetición (RC4), después del codificador convolucional para repetir cuatro veces los bits en la salida del codificador convolucional. En el modo Super Robusto, se utiliza un codificador, el codificador de repetición (RC6), después del codificador convolucional para repetir seis veces los bits en la salida del codificador convolucional.

#### A.5.7.1 Codificador Reed Solomon

En lo que respecta a la parte de datos de una trama, los datos del aleatorizador se codifican con códigos sistemáticos abreviados que utilizan el campo de Galois  $GF(2^8)$ . Una trama emplea únicamente un bloque RS. En función del modo utilizado, se aplicarán los siguientes parámetros:

- Modo Normal: RS(N = 255, K = 239, T = 8)
- Modo Robusto: RS(N = 255, K = 247, T = 4)

La longitud de palabra del símbolo RS (es decir, el tamaño de las palabras de datos utilizadas en el bloque Reed-Solomon) se fija en 8 bits. El valor de T (número de errores de símbolo corregibles) puede ser 4 u 8 en función de la configuración. En el modo Robusto, se utiliza el código con T=4. El número de palabras de paridad en un bloque RS es de 2T bytes.

Polinomio generador de código: 
$$g(x) = \prod_{i=1}^{2T} (x - a^i)$$

Polinomio generador de campo: 
$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1 \text{ (435 octal)}$$

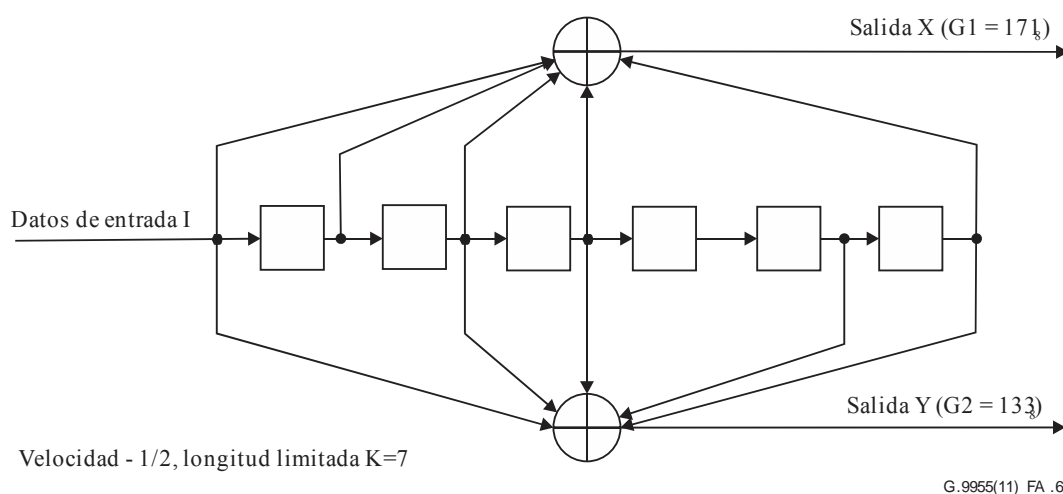
La representación de  $\alpha^0$  es "00000001", donde el bit más a la izquierda de este símbolo RS es el MSB y el primero en el tiempo desde el aleatorizador, además del primero en el tiempo fuera del codificador RS.

La aritmética se realiza en el campo de Galois  $GF(2^8)$ , donde  $\alpha$  es un elemento primitiva que satisface el polinomio binario primitiva  $x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$ . Un byte de datos ( $d^7, d^6, \dots, d^1, d^0$ ) se identifica con el elemento campo de Galois  $d^7\alpha^7 + d^6\alpha^6 \dots + d^1\alpha + d^0$ .

El primer bit en el tiempo desde el aleatorizador de datos se convierte en el bit más significativo del símbolo en la entrada del codificador RS. Los bloques de entrada del codificador RS se forman con uno o más símbolos de relleno ("00000000") seguidos por los símbolos de mensaje. La salida del codificador RS (habiendo descartado los símbolos de relleno) se realiza a partir del primer símbolo de mensaje hasta el último símbolo de mensaje seguidos de los símbolos de paridad, desplazándose cada símbolo con respecto al primer bit más significativo.

### A.5.7.2 Codificador convolucional

El tren de bits en la salida del bloque Reed-Solomon se codifica con un codificador convolucional  $K=7$  con velocidad normalizada  $=1/2$ . Las conexiones de derivación se definen como  $x = 0b1111001$  e  $y = 0b1011011$ , como se muestra en la Figura A.6.



**Figura A.6 – Codificador convolucional**

Cuando el codificador convolucional ha recibido el último de los bits de datos, inserta seis bits de cola, que se necesitan para devolver el codificador convolucional al "estado cero". Se mejora así la probabilidad de error del decodificador convolucional, que depende de los bits futuros al decodificar. Los bits de cola se definen como seis ceros.

A fin de ajustar los bits codificados a un número de símbolos OFDM múltiplo de 4, se aplica un relleno de bits cero. El relleno de bits se ubicará al final de la salida del codificador convolucional y, en el caso del modo Robusto, se realizará antes del bloque de repetición.

### A.5.7.3 Modos Robusto y Super Robusto

Cuando se utilizan los modos Robusto o Super Robusto, la modulación subyacente es siempre DBPSK.

#### A.5.7.3.1 Codificación de repetición por 4 (RC4)

En el modo Robusto, todos los bits se repiten cuatro veces en la salida del codificador convolucional y pasan en forma de datos de entrada al entrelazador, tal como se explica en la cláusula A.5.8. Este codificador (RC4) sólo se activa en el modo Robusto.

#### A.5.7.3.2 Codificación de repetición por 6 (RC6)

En el modo Super Robusto, todos los bits se repiten seis veces en la salida del codificador convolucional y pasan en forma de datos de entrada al entrelazador, tal como se indica en la

cláusula A.5.8. El FCH es el único que utiliza el modo Super Robusto, sin embargo, no recurre a la codificación Reed-Solomon.

### A.5.8 Entrelazador

El entrelazador está diseñado de manera que puede ofrecer protección contra dos fuentes de errores diferentes:

- Error en ráfaga que corrompe unos pocos símbolos OFDM consecutivos.
- Desvanecimiento profundo de frecuencia que corrompe unas pocas frecuencias adyacentes afectando a un mayor número de símbolos OFDM.

Para evitar ambos problemas al mismo tiempo, el entrelazado se hace en dos etapas. En primer lugar, se desplaza circularmente cada columna una serie distinta de veces. Por consiguiente, un símbolo OFDM corrompido se reparte en distintos símbolos. En un segundo momento, se desplaza circularmente cada fila una serie distinta de veces, lo que evita que un desvanecimiento profundo de frecuencia afecte a toda la columna.

$M$  se define como el número de portadoras de datos utilizadas en cada símbolo OFDM;  $n$  como el número de símbolos OFDM utilizados por la trama; y el `total_number_of_bits` como el número total de bits codificados, incluidos los bits de relleno.

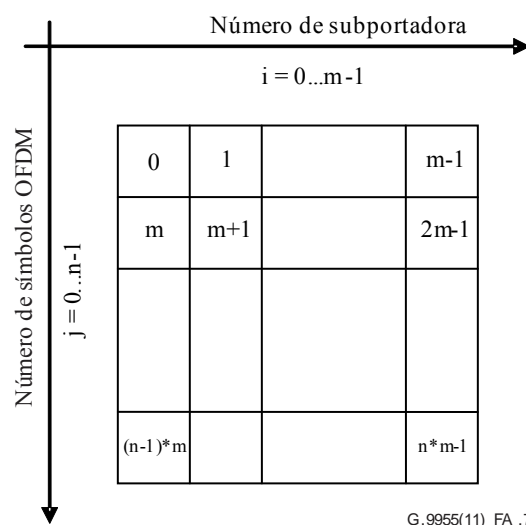
$$n = \text{ceil} \left( \frac{\text{Total\_number\_of\_bits}}{4 * m * \text{mod\_size}} \right) * 4$$

siendo `mod_size` = 1, 2, 3, 4 el tamaño de la modulación, es decir, el número de bits por símbolo de constelación.

Los parámetros de desplazamiento circular  $m_i$ ,  $m_j$ ,  $n_i$  y  $n_j$  se derivan de  $m$  y  $n$ .

A fin de obtener un conjunto de parámetros adecuado,  $m_i$ ,  $m_j$ ,  $n_i$  y  $n_j$  deben representar las cifras más bajas y satisfacer los siguientes requisitos:

- $\text{GCD}(m_i, m) = \text{GCD}(m_j, m) = 1$
- $m_i < m_j$
- $\text{GCD}(n_i, n) = \text{GCD}(n_j, n) = 1$
- $n_j < n_i$ .



**Figura A.7 – Orden de bits de entrada en la memoria intermedia del entrelazador**

Estos parámetros generan una matriz de permutación elemental (cuyas dimensiones son  $m$  columnas y  $n$  filas) que obtiene bits de entrada desde su posición original hasta la posición entrelazada a través de la siguiente fórmula:

$$J = (j \times n_j + i \times n_i) \% n$$

$$I = (i \times m_i + J \times m_j) \% m$$

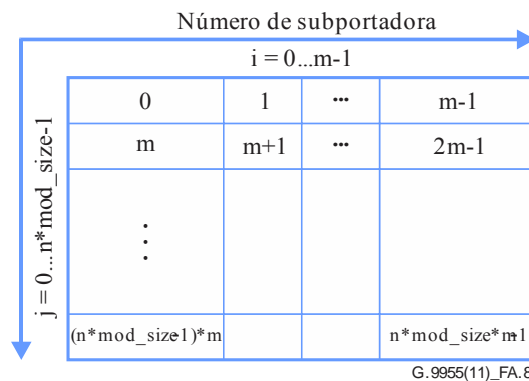
donde  $(i,j)$  son la posición de bit original ( $i = 0, 1, \dots, m-1$  y  $j = 0, 1, \dots, n-1$ ); y

$(I,J)$  son su correspondiente posición entrelazada.

La matriz de permutación de la modulación DBPSK corresponde a la matriz de permutación elemental, mientras que las modulaciones DQPSK y D8PSK utilizan dos y tres veces dicha matriz elemental, respectivamente. Por tanto, las dimensiones de la matriz de permutación para las modulaciones DQPSK y D8PSK son  $m$  columnas y  $n \times \text{mod\_size}$  filas.

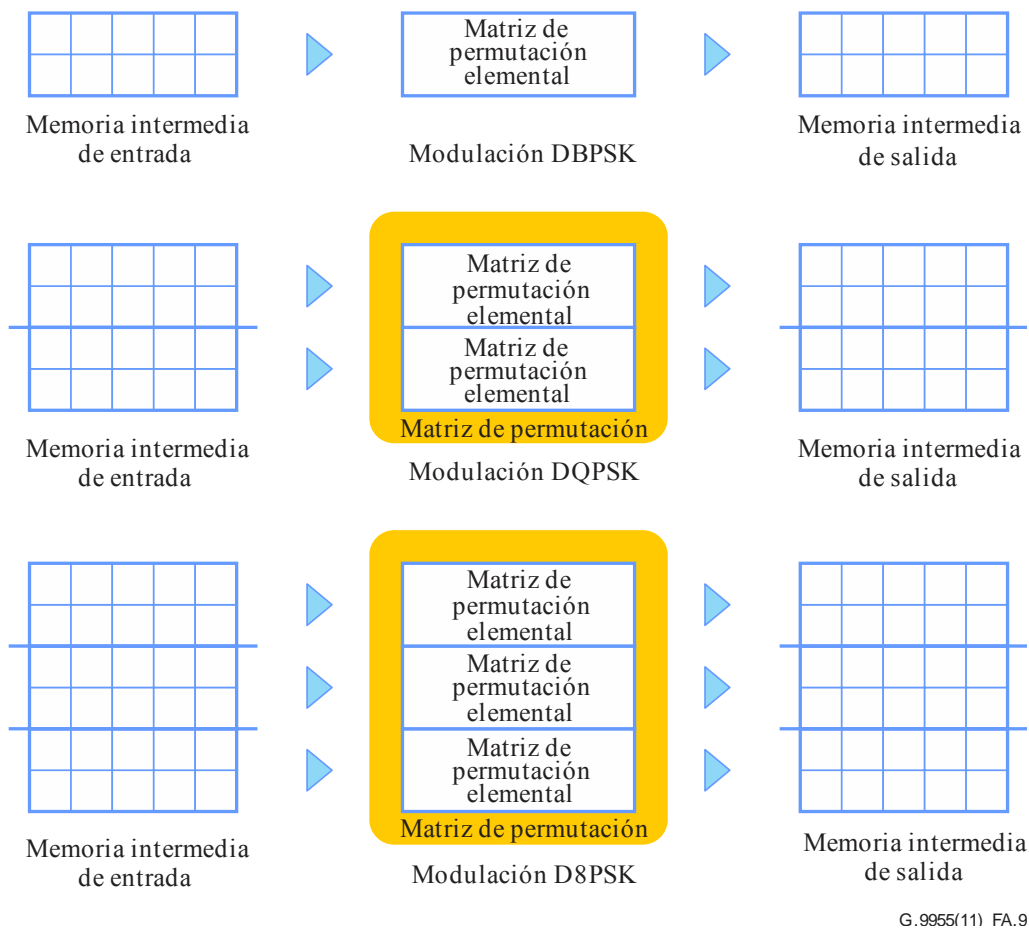
Los datos que se han de intercalar se almacenan en la memoria intermedia de entrada, cuyas dimensiones son  $m$  columnas y  $n \times \text{mod\_size}$  filas.

Los bits de datos se introducen en la memoria intermedia de entrada fila a fila, tal como se muestra en la Figura A.8. El relleno de ceros se utilizará con objeto de satisfacer las dimensiones de la matriz de permutación.



**Figura A.8 – Orden de bits de entrada en la memoria intermedia de entrada**

Una vez entrelazados, los bits se almacenan en una memoria intermedia de salida, tal como se muestra en la Figura A.9.



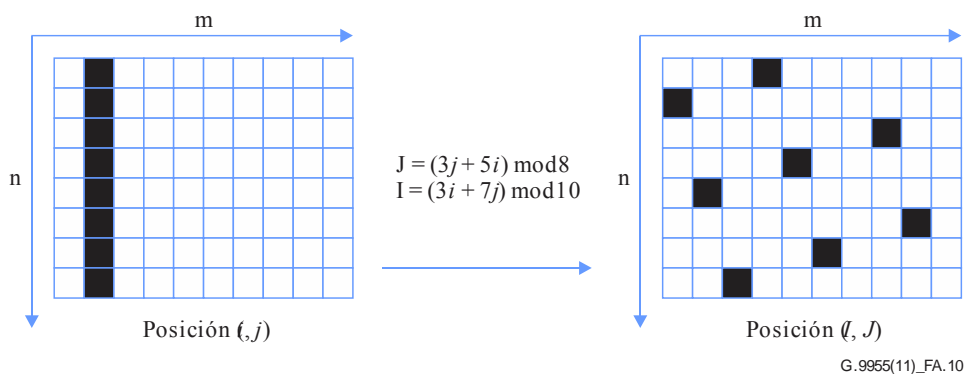
**Figura A.9 – Matriz de permutación aplicada a las distintas modulaciones**

Tras el proceso de entrelazado, las funciones de correspondencia o mapeado utilizadas para la modulación leen la memoria intermedia de salida fila a fila. Entonces, se calcula cada secuencia de  $mod\_size$  bit(s) para formar un símbolo.

A continuación se proporciona un ejemplo a título informativo.

Se efectúa una búsqueda simple para encontrar el buen conjunto de parámetros basándose en  $m$  y  $n$ .

Para un valor dado de  $n$ ,  $n_j$  será el primer coprime mayor que 2 y  $n_i$  será el segundo coprime mayor que 2. Del mismo modo, para un valor dado de  $m$ ,  $m_i$  será el primer coprime mayor que 2 y  $m_j$  será el segundo coprime mayor que 2. En la Figura A.10 se muestra la repartición efectuada por el entrelazador para los valores  $n = 8$ ,  $m = 10$ ,  $n_i = 5$ ,  $n_j = 3$ ,  $m_i = 3$  y  $m_j = 7$ .



**Figura A.10 – Ejemplo de repartición**

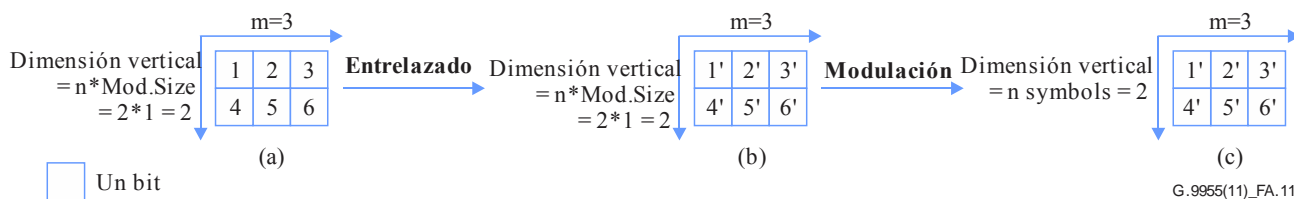
A continuación se explica el cálculo de  $n_i$ ,  $n_j$ ,  $m_i$  y  $m_j$ :

- $n = 8$  (los números coprimos de 8, a excepción del 1 y el 2, son el 3, el 5, y el 7). El primer número es 3, por lo que  $n_j = 3$ ; el siguiente coprimo de 8 es 5, por lo que  $n_i = 5$ . De esta forma, el primer número coprimo de  $n$  distinto de 1 y 2 será  $n_j$ , y el segundo coprimo de  $n$  distinto de 1 y 2 será  $n_i$ ;
- $m = 10$  (los números coprimos de 10, a excepción del 1 y el 2, son el 3, el 7, y el 9). El primer número del grupo es 3, por lo que  $m_i = 3$ ; el siguiente coprimo es 7, por lo que  $m_j=7$ . De esta forma, el primer número coprimo de  $m$  distinto de 1 y 2 será  $m_i$ , y el segundo coprimo será  $m_j$ ;

En la presente Recomendación se utilizan las modulaciones DBPSK y DQPSK como ejemplos, suponiendo que se disponga de 3 tonos activos ( $m = 3$ ) y 2 símbolos ( $n = 2$ ).

### Con modulación DBPSK

Si el tren de bits de entrada es "123456", dicho tren se carga en la matriz tal como se muestra en la Figura A.11 (a). La dimensión vertical de la matriz es  $n \times \text{mod\_size}$  (es decir,  $2 \times 1 = 2$ ). A continuación, se lleva a cabo el entrelazado con un tamaño de bloque de entrelazado de  $n \times m$  (es decir,  $2 \times 3$ ). Una vez que se han procesado todos los bits, se establece la correspondencia entre los bits 1'2'3'... 6' y el modulador, como se expone en la Figura A.11 (c).

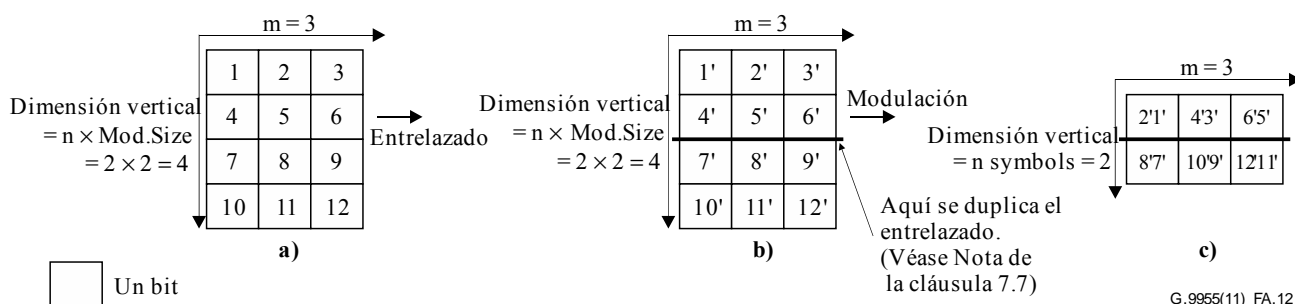


G.9955(11)\_FA.11

Figura A.11 – Ejemplo de entrelazado con DBPSK

### Con modulación DQPSK

Si el tren de bits de entrada es "1 2 3 4 5 6 ... 12", dicho tren se carga en la matriz tal como se muestra en la Figura A.12 (a). La dimensión vertical de la matriz es  $n \times \text{mod\_size}$  (es decir,  $2 \times 2 = 4$ ). A continuación, se lleva a cabo el entrelazado con un tamaño de bloque de entrelazado de  $n \times m$  (es decir,  $2 \times 3$ ). Una vez que se han procesado todos los bits, se establece la correspondencia entre los bits 1' 2' 3'... 11' 12' y el modulador, como se expone en la Figura A.12 (c).



G.9955(11)\_FA.12

Figura A.12 – Ejemplo de entrelazado con DQPSK

El propio entrelazado puede llevarse a cabo mediante el siguiente segmento de código:

```
para ( i = 0; i < size; i += ILV_SIZE ) //Véase la Nota 1 infra
```

```
para ( j = 0; j < ILV_SIZE; j++ )
```

```
y[ i + ILV_TBL[j] ] = (i+j) < size ? x[i+j] : 0;
```

donde el cuadro de entrelazado `ILV_TBL` y el tamaño de entrelazado `ILV_SIZE` se definen como sigue:

```
ILV_SIZE = m * n
    para (j = 0; j < n; j++)
{
    para (i = 0; i < m; i++)
    {
        J = (j * n_j + i * n_i) % n;
        I = (i * m_i + J * m_j) % m;
        ILV_TBL[i + j * m] = I + J * m;
    }
}
```

NOTA – Para el ejemplo con DBPSK *supra*,  $ILV\_SIZE = m * n = 3 * 2 = 6$ , tamaño =  $3 * 2 = 6$ ; en consecuencia, el bucle se ejecuta una vez. Para el ejemplo con DQPSK *supra*,  $ILV\_SIZE = m * n = 3 * 2 = 6$ , tamaño =  $3 * 4 = 12$ ; por tanto, el bucle se ejecuta dos veces.

### A.5.9 Mapeado DBPSK/DQPSK/D8PSK

Cada subportadora se modula con una modulación por desplazamiento de fase binaria diferencial o desplazamiento de fase cuadrática diferencial (DBPSK, DQPSK o D8PSK) o Robusta. La modulación Robusta es una forma robusta de DBPSK que ofrece una mayor diversidad temporal y de frecuencia para mejorar la capacidad del sistema para funcionar en condiciones adversas. Se aplica la corrección de errores en recepción (FEC) tanto a la información de control de trama (codificación Super Robusta) como a los datos (codificación Reed-Solomon y convolucional concatenada) del paquete de comunicaciones.

El bloque de mapeado también es responsable de garantizar que la señal transmitida se ajusta al mapa de tono y la máscara de tono. El mapa y la máscara de tono son conceptos de la capa MAC. La máscara de tono es un parámetro de sistema predefinido (estático) que define la frecuencia de inicio, de fin y las frecuencias rechazadas. El mapa de tono es un parámetro adaptable que, de acuerdo con la estimación de canal, contiene una lista de subportadoras que se utilizarán para una comunicación concreta entre dos módems. Por ejemplo, pueden evitarse las subportadoras que sufren desvanecimientos profundos y no transmitir información por ellas.

#### A.5.9.1 Mapeo para la modulación DBPSK, DQPSK o D8PSK

Los bits de información se mapean para la modulación diferencial (DBPSK, DQPSK o D8PSK). En lugar de utilizar el vector de fase de referencia  $\phi$ , cada vector de fase utiliza la misma subportadora, símbolo anterior, como su fase de referencia. El primer símbolo FCH utiliza la fase del último símbolo P del preámbulo y el primer símbolo de datos utiliza la fase del último símbolo FCH. La codificación de datos para DBPSK y DQPSK se define en el Cuadro A.8 y el Cuadro A.9, donde  $\Psi_k$  es la fase de la  $k$ -ésima subportadora del símbolo anterior. En DBPSK, un desplazamiento de fase de 0 grados representa un "0" binario, y un desplazamiento de fase de 180 grados representa un "1" binario. En DQPSK un par 2 bits se mapea a 4 fases de salida diferentes. Los desplazamientos de fase de 0, 90, 180, y 270 grados se representan como "00", "01", "11" y "10" binarios, respectivamente. En D8PSK, se establece una correspondencia entre cada tripleta de 3 bits y una de las 8 fases de salida diferentes. Los desplazamientos de fase de 0, 45, 90, 135, 180, 225, 270 y 315 grados representan los valores binarios de 000, 001, 011, 010, 110, 111, 101 y 100, respectivamente.



**Cuadro A.8 – Cuadro de codificación DBPSK de la k-ésima subportadora**

Bit de entrada	Fase de salida
0	$\Psi_k$
1	$\Psi_k + \pi$

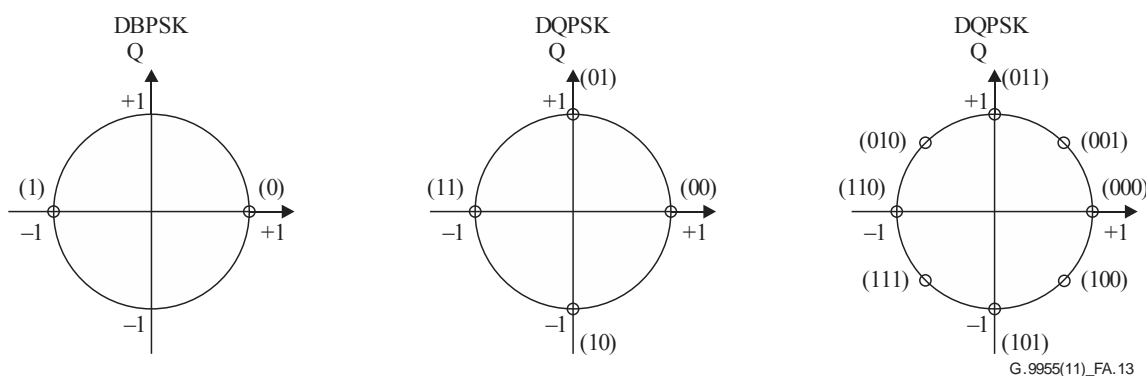
**Cuadro A.9 – Cuadro de codificación DQPSK de la k-ésima subportadora**

Configuración del bit de entrada (X,Y), Y es de la primera matriz de entrelazador	Fase de salida
00	$\Psi_k$
01	$\Psi_k + \pi/2$
11	$\Psi_k + \pi$
10	$\Psi_k + 3\pi/2$

**Cuadro A.10 – Cuadro de codificación D8PSK de la k-ésima subportadora**

Configuración del bit de entrada (X,Y), Y es de la primera matriz de entrelazador	Fase de salida
000	$\Psi_k$
001	$\Psi_k + \pi/4$
011	$\Psi_k + \pi/2$
010	$\Psi_k + 3\pi/4$
110	$\Psi_k + \pi$
111	$\Psi_k + 5\pi/4$
101	$\Psi_k + 3\pi/2$
100	$\Psi_k + 7\pi/4$

Alternativamente, las diferencias de fase utilizadas para calcular las "fases de salida" de los Cuadros A.8, A.9 y A.10 pueden representarse en un diagrama de constelación (asumiendo que la fase de referencia es igual a 0 grados), según se muestra en la Figura A.13.

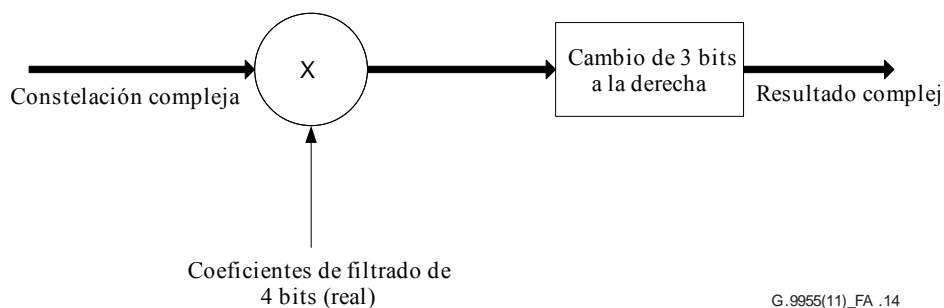


**Figura A.13 – Codificación de constelación**

### A.5.10 Preacentuación del dominio de frecuencias

El objeto de este bloque es proporcionar una configuración de frecuencias a la señal de transmisión a fin de compensar la atenuación introducida en la señal en su desplazamiento por la línea eléctrica.

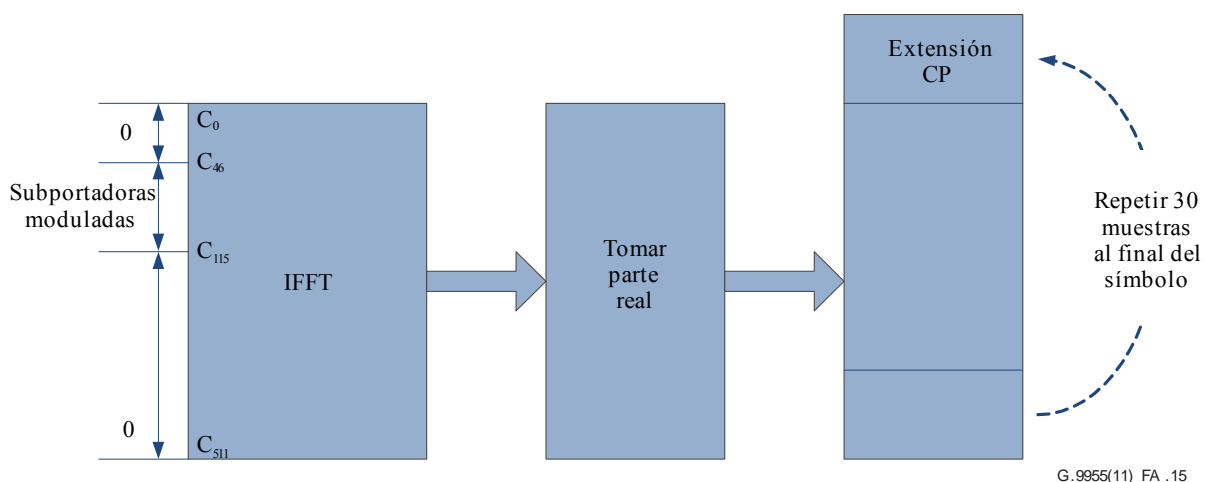
El filtro de preacentuación del dominio de frecuencias consistirá en un multiplicador que multiplica las muestras complejas de dominio de frecuencias de un símbolo OFDM con 128 coeficientes de filtro reales. Si no se aplican los parámetros optativos TXCOEFF, la preacentuación del dominio de frecuencias debe utilizar valores que cumplan con el criterio de uniformidad de espectro de la cláusula A.6.6. En otro caso, los coeficientes de filtro son 4 bits que representan valores con signo que van de  $-8$  a  $+7$ . Sus valores se calculan a partir de los parámetros TXRES y TXCOEFF que forman parte del mensaje de tono de respuesta de mapeo que la estación de destino envía a la estación de origen, según se describe en la cláusula A.5.13. El filtro multiplica las primeras de las 128 muestras complejas de dominio de frecuencias de un símbolo OFDM con los 128 coeficientes reales del filtro. El resto de las 128 muestras complejas de dominio de frecuencias del símbolo OFDM se fijan en cero y no se multiplican por los coeficientes del filtro. En la Figura A.14 se muestra un diagrama de bloque del filtro de preacentuación. La salida del filtro será la entrada a IFFT.



**Figura A.14 – Diagrama de bloque del filtro de preacentuación**

### A.5.11 Generación OFDM (IFFT y adición CP)

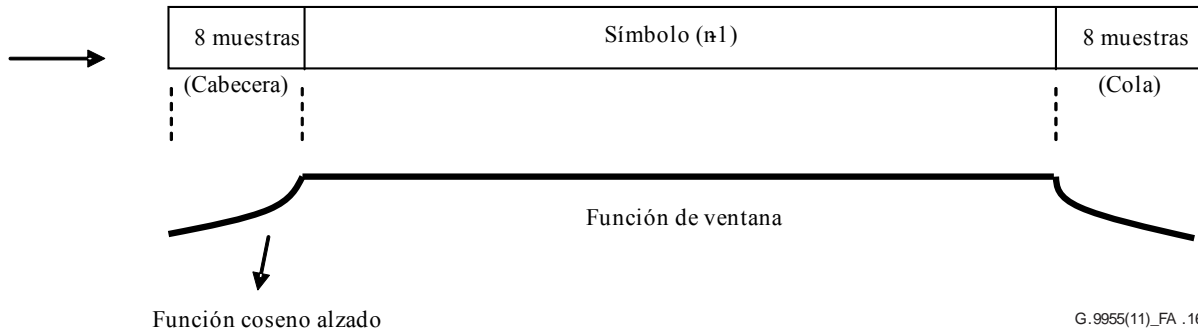
La señal OFDM puede generarse utilizando IFFT. El bloque IFFT toma el IFFT de 256 puntos IFFT del vector de entrada y genera las 256 palabras principales previamente adjuntadas del dominio de tiempo OFDM mediante 30 muestras de prefijo cíclico. En otras palabras, tomamos las 30 últimas muestras a la salida del IFFT y las situamos frente al símbolo. Los resultados útiles son la parte real de los coeficientes IFFT. La configuración de entrada/salida es la que se muestra en la Figura A.15.



**Figura A.15 – Entrada/salida IFFT y adición CP**

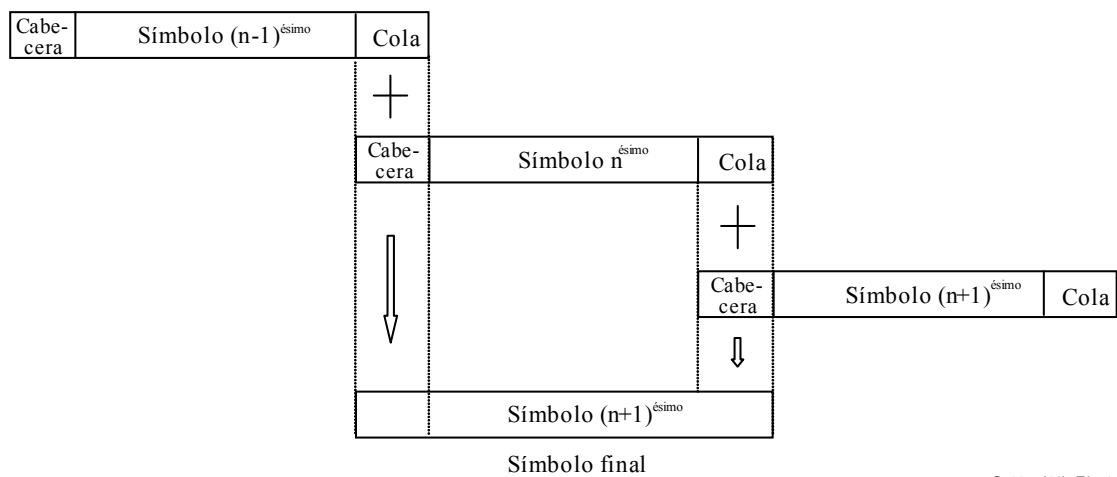
### A.5.12 Selección de ventana

Con el fin de reducir la emisión fuera de banda y el lóbulo lateral espectral, se aplica la configuración de coseno alzado a todos los símbolos de dato. A continuación, se superponen y adicionan el extremo de cola y el extremo de cabecera de los símbolos sucesivos. Este proceso se describe más abajo. Cada extremo de un símbolo se configura primero mediante una función de coseno alzado según se muestra en la Figura A.16.



**Figura A.16 – Selección de ventana por coseno alzado**

La función de selección de ventana en cada frontera de 8 muestras es una función de coseno alzado y sus valores se facilitan en el Cuadro A.11. La función de ventana tiene un valor igual a uno en el resto de las muestras del símbolo. Las muestras configuradas de los 8 extremos de cola y los 8 extremos de cabecera del símbolo de ambos lados del símbolo se superponen con las muestras de los extremos de cola y los extremos de cabecera de los símbolos adyacentes, según se muestra en la Figura A.17.



**Figura A.17 – Superposición/adición**

Figura A.13 – En otras palabras, a fin de construir el n-ésimo símbolo, se empieza por superponer sus 8 muestras de cabecera con las 8 muestras de cola del símbolo  $(n-1)^{ésimo}$  y sus 8 muestras de cola se superponen con las 8 muestras de cabecera del símbolo  $(n+1)^{ésimo}$ . Por último, se suman las partes superpuestas correspondientes. Obsérvese que la cabecera del primer símbolo está

superpuesta con la cola del preámbulo. Y que la cola del último símbolo se envía sin aplicar ninguna superposición.

**Cuadro A.11 – Muestras de coseno alzado**

	<b>Muestras de cabecera</b>	<b>Muestras de cola</b>
1	0	0,9619
2	0,0381	0,8536
3	0,1464	0,6913
4	0,3087	0,5000
5	0,5000	0,3087
6	0,6913	0,1464
7	0,8536	0,0381
8	0,9619	0

### **A.5.13 Mapeo de tono adaptativo y control de la potencia de transmisión**

G3-PLC calculará SNR de las subportadoras de señal recibida y seleccionará adaptativamente los tonos utilizables y la modulación y velocidad de codificación óptimas (incluyendo DBPSK, DQPSK y D8PSK) para garantizar la comunicación fiable por el canal de la línea eléctrica. También especificará qué nivel de potencia habrá de utilizar el transmisor distante y qué valores de ganancia deberá aplicar para distintas secciones del espectro. La medición de la calidad por tono permite al sistema evitar adaptativamente transmitir datos en subportadoras con mala calidad. La utilización de un sistema de indexación de mapeo de tonos, en el que el índice se pasa del receptor al transmisor y viceversa, permite al receptor seleccionar adaptativamente qué grupo de subportadoras se utilizará para la transmisión de datos, y cuál se utilizará para transmitir datos ficticios que serán ignorados por el receptor. Sin embargo, al menos un grupo de subportadoras (como indica el campo TM del FCH – véase la cláusula A.5.5) transportará datos.

La finalidad del mapeo adaptativo de tonos es permitir al receptor G3-PLC lograr el máximo caudal posible en función de las condiciones de canal existentes entre ellos. A fin de lograr este objetivo, el receptor informará al transmisor distante de cuáles son los tonos que debe utilizar para enviar bits de datos, y qué tonos debe utilizar para enviar bits de datos ficticios que serán ignorados por el receptor. El receptor también informará al transmisor distante cuanta amplificación o atenuación debe aplicar a cada uno de los tonos.

La estación de origen puede solicitar a una estación de destino que estime una condición de canal fijando TMR bit de FCH según se describe en la cláusula A.5.5.

La estación de destino tiene que estimar este enlace de comunicación concreto entre dos puntos y escoger los parámetros PHY óptimos. Esta información se remitirá al originador como una respuesta de mapa de tonos.

Los parámetros del mensaje de respuesta de mapa de tonos se muestran en el Cuadro A.9 de [UIT-T G.9956].

#### **A.5.13.1 Modulación PN de las subportadoras no utilizadas**

Con respecto a la parte de datos de la trama, la función de mapeo para DBPSK, DQPSK, D8PSK y Robusto obedecerá al mapa de tono, por lo que no se asignan símbolos de fase a las subportadoras que estén enmascaradas, y la amplitud es cero. Cuando se trate de una modulación de tipo DBPSK, DQPSK o D8PSK, la función de mapeo también obedece al mapa de tonos. Cuando se encuentra una subportadora en la que no se ha de transmitir información alguna, la función de mapeo sustituye un valor binario a partir de una secuencia de seudoruido (PN). La salida de un bit de la secuencia

PN debería duplicarse en el caso de todos los bits modulados (1 para BPSK, 1x2 para QPSK, 1x3 para 8PSK, etc.).

La secuencia PN se generará utilizando el mismo generador polinómico presentado en la cláusula A.5.6. Todos los bits del generador de secuencia de PN se inicializarán como unos al comienzo del procesamiento de cada trama y serán secuenciados al valor siguiente después de cada portadora mapeada, no mapeada o enmascarada. El primer valor de la secuencia PN (el resultado cuando todos los bits se inicializan como unos) corresponde al número de portadora 0 del primer símbolo OFDM de cada trama, y el 35° valor corresponde al número de portadora 0 del segundo símbolo OFDM.

#### **A.5.14 Cruce del transformador MV/LV**

G3-PLC opera en líneas eléctricas tanto de baja tensión como de media tensión. Cuando funciona en una línea eléctrica de media tensión, puede comunicar con un sistema G3-PLC que opere en líneas eléctricas de baja tensión. Esto significa que el receptor del lado LV puede detectar la señal transmitida una vez que haya sido fuertemente atenuada al pasar por un transformador MV/LV. Al pasar la señal por el transformador, se espera que experimente una fuerte atenuación global de su nivel de potencia así como una atenuación en función de la frecuencia. Tanto el transmisor como el receptor disponen de mecanismos para compensar esta atenuación. El transmisor puede ajustar su nivel de señal global así como para configurar su potencia de espectro, mientras que el receptor dispone de un control automático de ganancia, a fin de obtener la ganancia suficiente para compensar la atenuación global.

Además de poder funcionar en modo normal, el sistema G3-PLC puede funcionar como repetidor. Cuando esté configurado en modo "repetidor", el sistema G3-PLC puede descodificar las tramas y luego retransmitirlas con un nivel de señal más elevado, a fin de compensar parcialmente la atenuación introducida por el transformador. Cuando sea necesario, el repetidor puede situarse en el lado LV del transformador MV/LV.

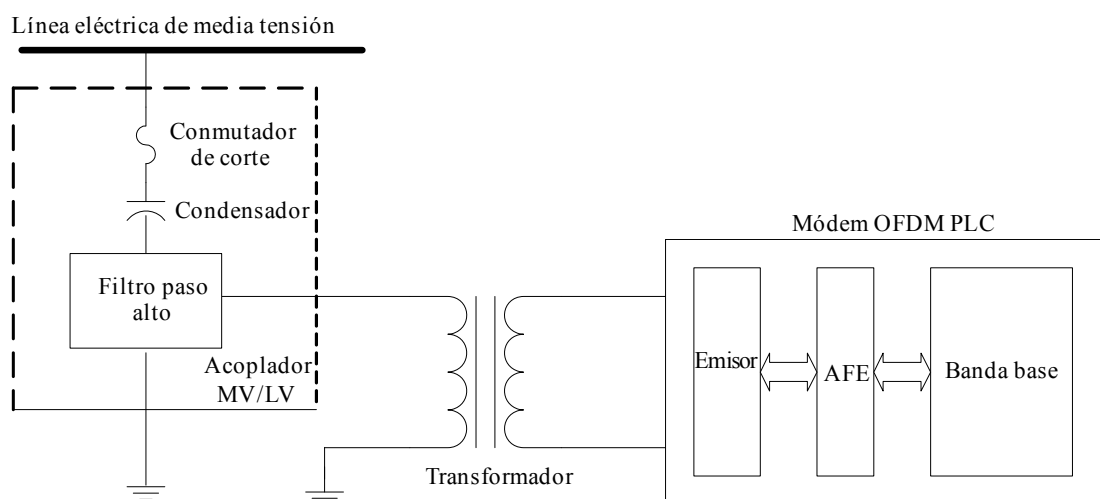
#### **A.5.15 Acoplador MV (informativo)**

El modem G3-PLC actúa como interfaz con la línea eléctrica MV a través de un dispositivo de acoplamiento PLC, que es básicamente un filtro paso alto cuyo objeto es permitir que pase la señal PLC, rechazar la frecuencia del sistema de energía y proteger el equipo de comunicaciones de la tensión del sistema de energía y de las tensiones transitorias ocasionadas por las operaciones de conmutación.

En la figura siguiente se presenta el diagrama de circuitos básico. Un acoplamiento completo incluye un filtro de línea para evitar que el cortocircuito de la señal PLC por la subestación y un filtro de acoplamiento integrado por el condensador de acoplamiento y el dispositivo de acoplamiento.

Para el modem G3-PLC, resolver la desadaptación de impedancias resulta muy importante en el sentido de transferir la máxima potencia al terminal de entrada de las señales de las líneas de distribución de energía MV. Se recomienda verificar cualquier transformador que se esté utilizando midiendo las características de transmisión y reflexión a través del analizador de red de vector.

La interfaz de acoplamiento propuesta, que se muestra en la Figura A.18, debería actuar entre el dispositivo PLC y el medio MV (con 24 kV e impedancia de 75  $\Omega$  a 175  $\Omega$ ).



G.9955(11) FA .18

**Figura A.18 – Circuito de acoplamiento propuesto**

### A.5.15.1 Características técnicas del acoplador

**Cuadro A.12 – Características técnicas del acoplador**

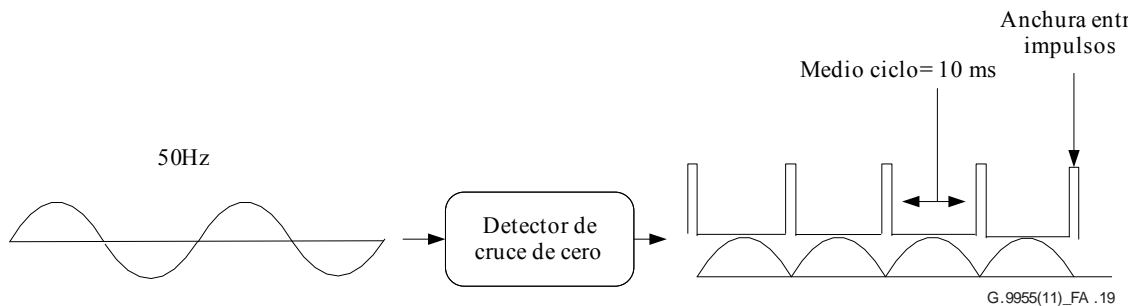
Parámetro	Condiciones de medición	Valor
<b>Parámetros de circuito de media tensión</b>		
Tensión de la prueba primaria $U_N$	Tensión entre la entrada al dispositivo y la salida a la toma de tierra	$24/\sqrt{3}$ kV <sub>RMS</sub>
Prueba de tensión alterna a corto $U_{TH}$	Tensión entre la entrada al dispositivo y la salida a la toma de tierra durante 1 min.	50 kVrms
Máxima tensión de funcionamiento a corto plazo $U_{MAX}$	Media tensión durante 9 horas	26 kV <sub>RMS</sub> 9 horas
Prueba de tensión del impulso debido al rayo $U_L$	Impulso de una duración de 1,2/50 us entre la entrada al dispositivo y la salida a la toma de tierra	125 kV
Nivel de descarga parcial		$\leq 20$ pC
Temperatura ambiente durante el funcionamiento		$-40^\circ$ - $+65^\circ$
Capacidad del condensador de acoplamiento $C_c$	$-40^\circ\text{C} < T_a < +70^\circ\text{C}$	1,5-13 nF
Tiempo máximo de funcionamiento del fusible	at $I \geq 30\text{A}$ at $I \geq 45\text{A}$	$t \leq 100$ ms $t \leq 10$ ms
<b>Parámetros del circuito de baja tensión</b>		
Impedancia nominal del lado de línea $R_{LINE}$		$75\Omega \leq R \leq 170$ $\Omega$
Impedancia nominal del lado del equipo $R_{LOAD}$		75 $\Omega$
Máxima atenuación de funcionamiento en la dirección de recepción y transmisión a $R_{LOAD} = 75 \Omega$ , $R_{LINE} = 170 \Omega$	$35 \text{ kHz} \leq f \leq 170 \text{ kHz}$	3 dB

### A.5.16 Detección de fase AC

En una aplicación AMM es necesario saber en qué fase está situado cada medidor. Esta información resulta útil principalmente a escala del sistema, a fin de comprobar pérdidas inesperadas en la línea de distribución, y se almacenará en la MIB.

Tres fases de la red son señales sinusoidales con un desplazamiento de fase de 120° de una a otra, en que cada ciclo es igual a 10 ms a 50 Hz y 8,3 ms a 60 Hz. Se utilizará un detector de cruce de cero que produce un impulso de salida basado en la transición a través de cero voltios de una señal sinusoidal de 50 Hz en la línea de energía para sincronizar un medidor Tx y un medidor Rx. El medidor Tx genera una indicación de tiempo basada en el contador interno en el momento en que vaya a transmitirse un paquete. El receptor proporciona su propia indicación de tiempo y el retardo entre el medidor Tx y el medidor Rx proporciona la diferencia de fase. El procedimiento para obtener la diferencia de fase entre el transmisor y el receptor es como sigue:

- 1) Todos los dispositivos que incluyan contador y concentrador de datos dispondrán de un temporizador interno, que sincroniza con el detector de cruce de cero.
- 2) Todos los dispositivos dispondrán de un temporizador interno, que produce un impulso de salida de modo que la anchura entre impulsos sea de un 5% del periodo total. Las características del detector de cruce de cero se muestran en la Figura A.19.



**Figura A.19 – Detector de cruce de cero**

- 3) Un contador de 8 bits proporciona una indicación de tiempo situada en la trama FCH al transmitir la carga útil. Dicho contador cuenta de cero a 255 en un período de la red de energía, y se reinicializa cada vez que se detecta un evento de cruce de cero.
- 4) Al detectar la trama FCH, el receptor calculará el retardo, que es la diferencia entre el contador de transmisor y el contador de recepción. El diferencial de fase se calculará como sigue:

$$\text{Diferencial de fase} = (\text{Contador\_Rx} - \text{Contador\_Tx}) / 3$$

El tiempo de propagación electromagnética y el retardo adicional para el procesamiento y detección de paquetes se considerarán retardo de medición. El retardo de propagación electromagnética es de 5,775 us/km, que puede ignorarse; no obstante, en la ecuación anterior el retardo de procesamiento se descompone como sigue:

$$\text{Diferencial nueva\_fase} = (\text{Contador\_Rx} - \text{retardo\_detección}) - (\text{Contador\_Tx} - \text{retardo\_transmisión}) / 3$$

## A.6 Especificaciones eléctricas del transmisor

### A.6.1 Medición del nivel de salida

El nivel de salida del transmisor G3-PLC cumplirá lo dispuesto en el Anexo F.

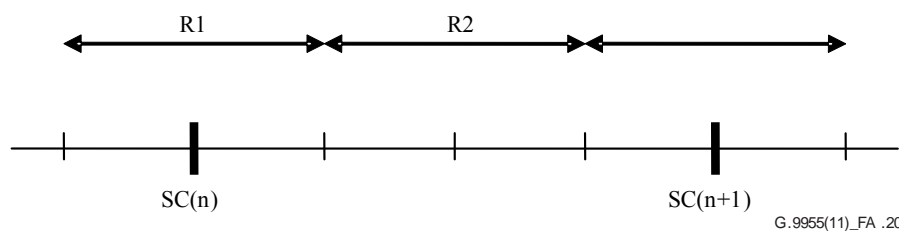
## A.6.2 Máscara de espectro de transmisión

G3-PLC PHY está previsto para disponer de filtros de banda eliminada programables en ciertas frecuencias a fin de:

- 13) Evitar ciertas frecuencias que están reservadas para otras aplicaciones por los organismos reguladores de la línea eléctrica.
- 14) Permitir la cohabitación con los sistemas S-FSK definidos por las organizaciones de normalización oficiales.
- 15) Permitir el interfuncionamiento con otros sistemas potenciales que funcionan en la línea eléctrica.

El transmisor utilizará un esquema apropiado para insertar filtros de banda eliminada profundos en el espectro. En particular, se aplicará el filtro de banda eliminada a dos frecuencias mencionadas en la norma IEC 61334-5-1 como frecuencias de marca y espacio  $f_M$  y  $f_S$ , a las que se aplicará el citado filtro para que cohabiten con los sistemas S-FSK.

En función de la posición relativa de la frecuencia de filtro de banda eliminada requerida respecto de las subportadoras, algunas de estas últimas quedan enmascaradas. No se envía ningún dato por las subportadoras enmascaradas. De acuerdo con la siguiente figura, si la frecuencia del filtro de banda eliminada se sitúa en la Región 1, SC(n-1), SC(n) y SC(n+1) quedan enmascaradas (tres subportadoras en total). Si la frecuencia del filtro de banda eliminada se sitúa en la Región 2, las dos subportadoras más cercanas en cada lado (es decir, SC(n-1), SC(n), SC(n+1) y SC(n+2)) quedan enmascaradas (cuatro subportadoras en total).



**Figura A.20 – Aplicación del filtro de banda eliminada a las frecuencias**

El mapa de filtros de banda eliminada debería ser un parámetro global que se fija en la fase de inicialización de los dispositivos. Según se describe más arriba, para proporcionar filtros de banda eliminada suficientemente profundos para una banda de frecuencias concreta, es necesario atribuir valor cero a una (a veces dos) subportadoras adicionales antes y después de dicha banda, dependiendo de la posición del filtro de banda eliminada respecto de las subportadoras. Puede utilizarse el seudocódigo siguiente para decidir entre una o dos subportadoras adicionales.

si  $\text{NotchFreq} / \text{SamplingFreq} \times \text{FFTSize}$  se encuentra en R1

$$\text{Sc}(n-1) = \text{Sc}(n) = \text{Sc}(n+1) = 0;$$

si  $\text{NotchFreq} / \text{SamplingFreq} \times \text{FFTSize}$  se encuentra en R2

$$\text{Sc}(n-1) = \text{Sc}(n) = \text{Sc}(n+1) = \text{Sc}(n+2) = 0;$$

SamplingFreq y FFTSize son 400 kHz y 256 respectivamente.

Sc es una matriz que determina qué subportadoras se utilizan para transmitir datos (si Sc(i) es cero, no se envía ningún dato a través de esa subportadora).

La aplicación del filtro de banda eliminada a las frecuencias reduce el número de tonos activos que se utilizan para transmitir información. Dado que el filtro de banda eliminada se aplica para todas las señales de transmisión, incluyendo FCH, el número de símbolos en FC depende del número de tonos activos.



El siguiente segmento de código puede determinar el número de símbolos OFDM que se utilizan para transmitir FC de 33 bits:

```
fcSize = 33; // Tamaño de FC
rxFCSymNum = ceil(((fcSize + 6) × 2 × 6) / freqNum);
```

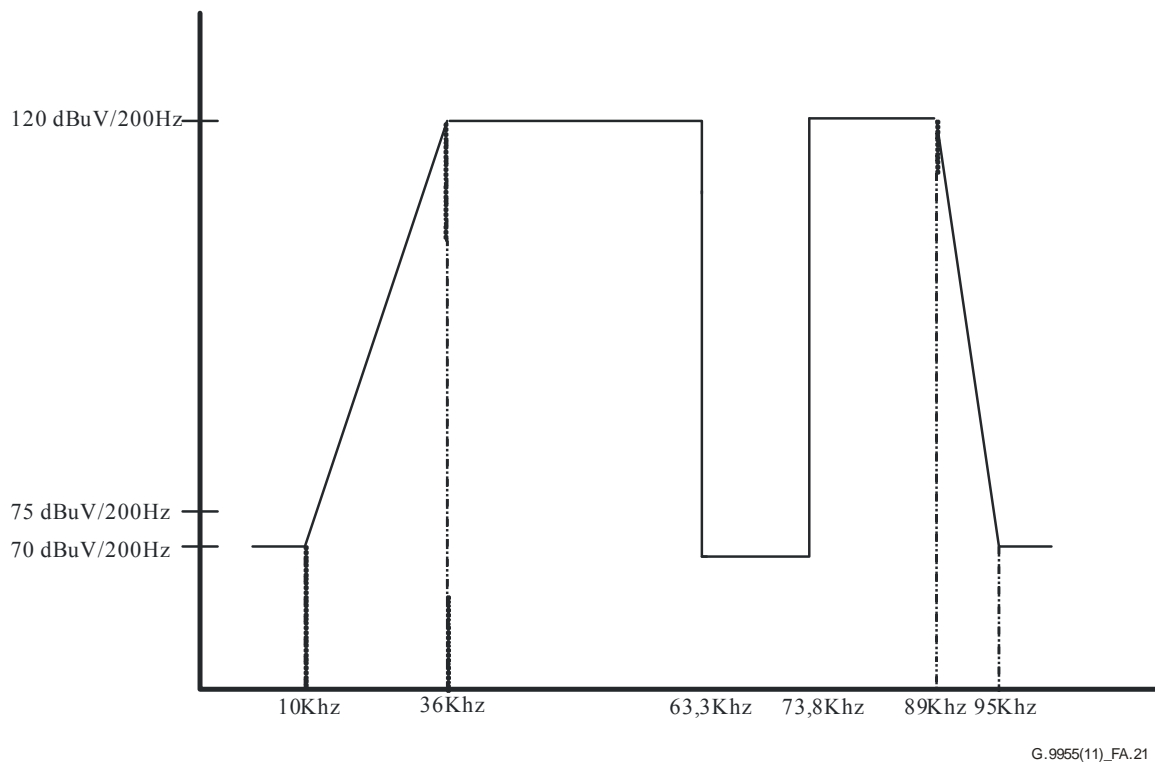
donde freqNum es el número de subportadoras disponibles después de la aplicación del filtro de banda eliminada a la frecuencia y *ceil* es la función de redondeo a la unidad superior.

Con el fin de tener el menor efecto en S-FSK, el modem OFDM no transmitirá ninguna señal entre frecuencias S-FSK, es decir, en la banda de 63 kHz a 74 kHz. Las subportadoras a las que se ha aplicado el filtro de banda eliminada en este modo se muestran en el Cuadro A.13.

**Cuadro A.13 – Subportadoras a las que se ha aplicado el filtro de banda eliminada en modo de cohabitación**

Número de la subportadora	Frecuencia de la subportadora
39	60,9375
40	62,5000
41	64,0625
42	65,6250
43	67,1875
44	68,7500
45	70,3125
46	71,8750
47	73,4375
48	75,0000
49	76,5625

En consecuencia, 11 subportadoras no pueden transmitir datos. Considerando el hecho de que hay un total de 36 subportadoras disponibles, quedan 25 subportadoras para la transmisión de datos, lo cual resulta en FC con 19 símbolos OFDM ya que  $ceil((33 + 6) \times 2 \times 6 / 25) = 19$ .



**Figura A.21 – Espectro con dos filtros de ranura (de banda eliminada) insertadas para cohabitar con el módem S-FSK PLC**

Todas las estaciones deberán utilizar una máscara de tono en las subportadoras especificada en cada subestación a fin de satisfacer la máscara de espectro de transmisión. La densidad de potencia espectral transmitida de la frecuencia ranurada estará 25 dB por debajo de los límites especificados para el resto de las subportadoras.

Las mediciones se hacen utilizando un analizador de espectro con una anchura de banda de resolución de 200 Hz y un detector de cuasi-cresta. El transmisor deberá configurarse para que transmita repetidamente paquetes de esquema de datos de máxima longitud.

### **A.6.3 Transmisión no esencial**

El fabricante tiene la obligación de garantizar que las transmisiones no esenciales se adapten a la reglamentación en vigor en el país en el que se utiliza esta estación.

### **A.6.4 Tolerancia en frecuencia del reloj del sistema**

La tolerancia del reloj del sistema deberá ser  $\pm 25$  ppm como máximo. La frecuencia de transmisión y la temporización de símbolos se obtendrán a partir del mismo oscilador del reloj del sistema.

### **A.6.5 Transmisión de la precisión de la constelación**

#### **A.6.5.1 Transmisión del error de la constelación**

El error cuadrático medio relativo de la constelación, promediado en todas las subportadoras en un símbolo y promediado en varios símbolos OFDM, no deberá rebasar  $-15$  dB con respecto al nivel eficaz ideal de la señal.

#### **A.6.5.2 Transmisión de la prueba de precisión de la modulación**

La transmisión de la prueba de precisión de la modulación se realizará con una instrumentación capaz de convertir la señal transmitida en un tren de muestras a 400 K muestras por segundo o más, con suficiente precisión en términos de amplitud, desplazamiento de CC y ruido de fase. La señal

muestreada se procesará de forma similar a un receptor real, de acuerdo con los siguientes pasos, o un procedimiento equivalente:

- 1) Paso de una secuencia de 37 bytes todos unos, representando una trama QPSK de 12 símbolos, a través de un transmisor de punto flotante ideal y salvando la compleja entrada al bloque IFFT para cada uno de los 12 símbolos de datos como  $A_{i,c}e^{j\Phi_{i,c}}$ , siendo  $A_{i,c}e^{j\Phi_{i,c}}$  el punto de constelación de referencia que corresponde al  $i$ -ésimo símbolo OFDM transportado por la  $c$ -ésima subportadora. El índice ' $i$ ' tomará valores entre 0 y 11 mientras que el índice ' $c$ ' se encontrará entre 0 y 35. El transmisor ideal debe incluir todos los bloques de transmisión especificados en esta norma, incluido el aleatorizador, la corrección de errores en recepción, el intercalado y el cuadro de correspondencia.
- 2) A continuación se utiliza el transmisor sometido a prueba para generar la misma trama empleando los bits especificados en el paso 1.
- 3) Se conecta el equipo de prueba que simulará el receptor directamente al transmisor para detectar el inicio de la trama.
- 4) Se conservan todas las muestras de tiempo de los 12 símbolos OFDM de la trama.
- 5) Fuera de línea, se aplica una FFT de punto flotante en cada símbolo OFDM y se almacenan los valores complejos como  $B_{i,c}e^{j\Theta_{i,c}}$  siendo ' $i$ ' el número de símbolo OFDM y ' $c$ ' el número de portadora correspondiente a ese símbolo.  $B_{i,c}e^{j\Theta_{i,c}}$  representa el punto de constelación que se transmite en realidad y, a ser posible,  $A_{i,c}e^{j\Phi_{i,c}} = B_{i,c}e^{j\Theta_{i,c}}$ .
- 6) Se calcula el cuadrado medio del error (MSE) entre los puntos de la constelación ideal y los que se transmiten realmente, obtenidos al final del paso 5 para cada símbolo como la suma de la distancia Euclidiana al cuadrado entre los dos puntos a lo largo de todas las subportadoras en el símbolo. El MSE del  $i$ -ésimo símbolo se define como sigue:

$$MSE_i = \frac{1}{36} \sum_{c=0}^{35} |A_{i,c}e^{j\Phi_{i,c}} - B_{i,c}e^{j\Theta_{i,c}}|^2$$

A continuación, se determina el MSE total como la suma de los MSE de cada símbolo OFDM:

$$Total\_MSE = \sum_{i=0}^{11} MSE_i$$

- 7) Se calcula la energía media de los puntos de constelación de referencia transportados por el  $i$ -ésimo símbolo OFDM:

$$Avg\_En_i^{(ref)} = \frac{1}{36} \sum_{c=0}^{35} |A_{i,c}|^2$$

y la energía media total de todos los símbolos OFDM transmitidos como sigue:

$$Tot\_En^{(ref)} = \sum_{i=0}^{11} Avg\_En_i^{(ref)}$$

8) El MSE total normalizado en dB debe satisfacer la siguiente ecuación:

$$10 \log_{10} \left( \frac{\text{Total\_MSE}}{\text{Tot\_En}^{(ref)}} \right) < -15 \text{ dB}$$

### A.6.6 Uniformidad espectral del transmisor

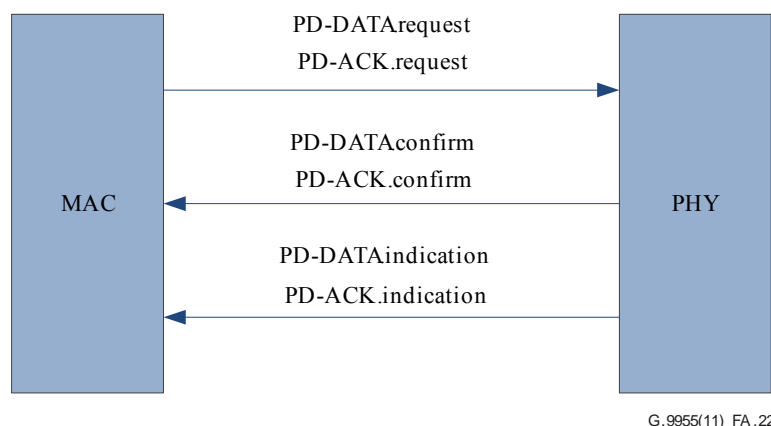
Ninguna portadora individual deberá tener una potencia media fuera del margen  $\pm 2$  dB con respecto a la potencia media en todas las subportadoras medidas en una impedancia de 50  $\Omega$ .

## A.7 Primitivas PHY

### A.7.1 Primitiva de datos

La recepción de la primitiva PD-DATA.request por la entidad PHY provocará la transmisión de la PSDU proporcionada. PHY construirá en primer lugar una PPDU, que contiene una PSDU suministrada y a continuación transmite PPDU. Si PHY recibe la primitiva PD-DATA.request en un momento en que el receptor no está activado, o el transmisor se halla ocupado transmitiendo, PHY construirá en primer lugar una PPDU, que contiene una PSDU suministrada, y a continuación la transmitirá. Cuando la entidad PHY ha completado la transmisión con éxito, emitirá la primitiva PD-DATA.confirm con un estado de SUCCESS. Si una primitiva PD-DATA.request se recibe mientras el receptor está activado (estado TXOFF\_RXON), la entidad PHY descartará la PSDU y emitirá la primitiva PD-DATA.confirm con un estado de BUSY\_RX. Si una primitiva PD-DATA.request se recibe mientras el transmisor ya está ocupado transmitiendo (estado BUSY\_TX), la entidad PHY descartará PSDU y emitirá la primitiva PD-DATA.confirm con un estado BUSY\_TX. Si PHY no es capaz de llevar a cabo el procesamiento o la transmisión debido a que los parámetros no son válidos o a cualquier otra razón, la entidad PHY descartará la PSDU y emitirá la primitiva PD-DATA.confirm con un estado de FAILED.

La recepción de la primitiva PD-ACK.request por la entidad de PHY provocará la transmisión de la trama ACK/NACK. PHY construirá en primer lugar una trama ACK/NACK y, a continuación, la transmitirá. Una vez que la entidad PHY completa la transmisión con éxito, emite la primitiva PD-ACK.confirm con un estado de SUCCESS. Si se recibe una primitiva PD-ACK.request mientras el receptor está activado (estado TXOFF\_RXON), la entidad PHY descartará la trama ACK/NACK construida y emitirá la primitiva PD-ACK.confirm con un estado de BUSY\_RX. Si se recibe una primitiva PD-ACK.request mientras el transmisor se halla ocupado transmitiendo (estado BUSY\_TX), la entidad PHY descartará la trama ACK/NACK construida y emitirá la primitiva PD-ACK.confirm con un estado de BUSY\_TX. Si PHY no es capaz de llevar a cabo el procesamiento o la transmisión debido a que los parámetros no son válidos o a cualquier otra razón, la entidad PHY descartará la trama ACK/NACK construida y emitirá la primitiva PD-ACK.confirm con un estado de FAILED.



G.9955(11)\_FA.22

Figura A.22 – Flujo de datos o primitiva ACK

### A.7.1.1 PD-DATA.request

La primitiva PD-DATA.request se genera mediante una entidad de subcapa MAC local y se emite a su entidad PHY para solicitar la transmisión de MPDU. La semántica de la primitiva PD-DATA.request es la siguiente:

```
PD-DATA.request (  
    psduLength  
    psdu  
)
```

El Cuadro A.14 especifica los parámetros para la primitiva PD-DATA.request.

**Cuadro A.14 – Parámetros para la primitiva PD-DATA.request**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
psduLength	Entero	0x00-0xEF	El número de bytes contenido en PSDU que va a transmitir la entidad PHY.
psdu	Sistema entero	Cualquiera	El conjunto de bytes que forma la petición PSDU a transmitir por la entidad PHY.

PHY debe iniciar la transmisión a más tardar  $0,1 \cdot aSlotTime$  después de que MAC emita la PD-DATA.request. En el Cuadro A.13 de [UIT-T G.9956] se define aSlotTime.

### A.7.1.2 PD-DATA.confirm

La primitiva PD-DATA.confirm confirma el final de la transmisión de MPDU (es decir, PSDU) desde una entidad PHY local a una entidad PHY par. La semántica de la primitiva PD-DATA.confirm es la siguiente:

```
PD-DATA.confirm (  
    status  
)
```

El Cuadro A.15 especifica los parámetros para la primitiva PD-DATA.confirm.

**Cuadro A.15 – Parámetros para la primitiva PD-DATA.confirm**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
Estado	Enumeración	SUCCESS BUSY_RX BUSY_TX FAILED	El resultado de la petición de transmisión de un paquete

### A.7.1.3 PD-DATA.indication

La primitiva PD-DATA.indication indica la transferencia de MPDU (es decir, PSDU) desde PHY hasta la entidad de subcapa MAC local. La semántica de la primitiva PD-DATA.indication es la siguiente:

```
PD-DATA.indication (  
    psduLength,  
    psdu,  
    ppduLinkQuality  
)
```

El Cuadro A.16 especifica los parámetros para la primitiva PD-DATA.indication.

**Cuadro A.16 – Parámetros para la primitiva PD-DATA.indication**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
psduLength	Entero	0x00-0xEF	Número de bytes contenido en PSDU recibidos por la entidad PHY
Psd	Entero	–	Conjunto de bytes que forman PSDU recibida por la entidad PHY
ppduLinkQuality	Entero	0x00-0xFF	Valor de la calidad del enlace (LQI) medido durante la recepción de PPDU

La LQI caracteriza la calidad del canal de línea eléctrica subyacente y se calculará para cada paquete recibido.

La LQI es un número entero entre 0x00 y 0xFF, cuyos valores intermedios se distribuirán de manera uniforme entre estos dos límites. El valor de LQI es la SNR media (donde el promedio se obtiene en función de todos los tonos activos y todos los tonos piloto, si los hubiera, en la banda, y todos los símbolos OFDM del paquete recibido) normalizada a la gama comprendida entre –10 dB o inferior (0x00) y 53 dB o superior (0xFF), en la que el valor de –9,75 dB se representa como 0x01 y el valor de 52,75 dB se representa como 0xFE. Los tonos activos se definen como tonos que transportan datos (excluidos los tonos piloto y los tonos de bits ficticios).

El valor de LQI se calcula en PHY y pasa a MAC con la primitiva PD-DATA.indication a través del parámetro ppduLinkQuality (véase el Cuadro A.16). La LQI se medirá y se comunicará, y puede utilizarse a fin de determinar parámetros de transmisión, tales como los modos de modulación.

#### A.7.1.4 PD-ACK.request

La primitiva PD-ACK.request solicita enviar la trama ACK a PHY desde la entidad de subcapa MAC local. La semántica de la primitiva PD-ACK.request es la siguiente:

```
PD-ACK.request (
    FCH
)
```

El Cuadro A.17 especifica el parámetro para la primitiva PD-ACK.request.

**Cuadro A.17 – Parámetros para la primitiva PD-ACK.request**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
FCH	Estructura	Cláusula A.5.5 PHY	La capa MAC proporciona todos los parámetros del encabezamiento de control de trama descritos en la cláusula A.5.5 a fin de construir la trama FCH para ACK

#### A.7.1.5 PD-ACK.confirm

La primitiva PD-ACK.confirm confirma el final de la transmisión de un paquete ACK. La semántica de la primitiva PD-ACK.confirm es la siguiente:

```
PD-ACK.confirm (
    Status
)
```

El Cuadro A.18 especifica el parámetro para la primitiva PD-ACK.confirm.

**Cuadro A.18 – Parámetros para la primitiva PD-ACK.confirm**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
Estado	Enumeración	SUCCESS BUSY_RX BUSY_TX FAILED	Confirma la transmisión de la trama ACK

#### A.7.1.6 PD-ACK.indication

La primitiva PD-ACK.indication indica la recepción de la trama ACK desde PHY a la entidad de subcapa MAC local. La semántica de la primitiva PD-ACK.indication es la siguiente:

```
PD-DATA.indication (
    FCH
)
```

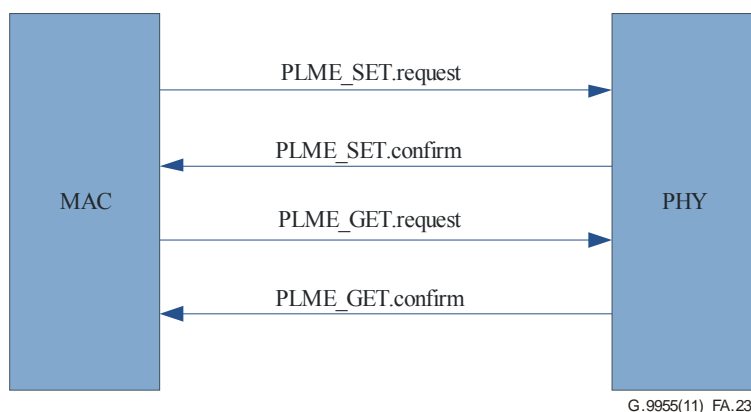
El Cuadro A.19 especifica el parámetro para la primitiva PD-ACK.indication.

**Cuadro A.19 – Parámetros para la primitiva PD-ACK.indication**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
FCH	Estructura	Cláusula A.5.5 PHY	La capa MAC recibe todos los parámetros del encabezamiento de control de trama descritos en la cláusula A.5.5 de la capa PHY.

#### A.7.2 Primitiva de gestión

Existen tres tipos de primitiva de gestión, que son Get, Set y Confirm, utilizados para iniciar la petición o recuperación de datos desde PHY. La función PLME\_SET.request configura PHY a la función específica inicial. PLME\_GET.request recupera parámetros específicos desde PHY y PLME\_GET.confirm informa sobre los resultados de una acción iniciada por MAC.



**Figura A.23 – Flujo de la primitiva de gestión**

##### A.7.2.1 PLME\_SET.request

La semántica de la primitiva PLME\_SET.request es la siguiente:

```
PLME_SET.request (
    TXPower
    ModulationType
    ToneMap
    PreEmphasis
    ToneMask
)
```

DT

)

El Cuadro A.20 especifica los parámetros PLME\_SET.request.

**Cuadro A.20 – Parámetros para la primitiva PLME\_SET.request**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
TXPower	Entero	0x00-0x20	La capa MAC utiliza esta primitiva para notificar a PHY sobre la ganancia/potencia que PHY debe utilizar para transmitir el siguiente paquete.
AGCGain	Entero	0x0-0x3F	MAC cambia AGC hasta el nivel de energía deseado.
ModulationType	Entero	0x0-0x3	Fija el esquema de modulación del TX para la trama siguiente.
ToneMap	Sistema	0x0-0x1	Parámetro mapa de tono. El valor 0 indica al transmisor remoto que deben transmitirse los datos ficticios en la subportadora correspondiente mientras que el valor 1 indica que los datos válidos deben transmitirse en la subportadora correspondiente.
PreEmphasis	Entero	0x00-0x1F	Especifica la ganancia de transmisión para cada sección de 10 kHz del espectro disponible.
ToneMask	Sistema	0x0-0x1	Parámetro de máscara de tono. El valor 0 indica tono desactivado. El valor 1 indica tono activado.
DT	Entero	0x00-0x07	Tipo delimitador, de conformidad con lo estipulado en el Cuadro A.7.

#### **A.7.2.2 PLME\_SET.confirm**

PHY almacena nuevos parámetros y devuelve el nuevo valor almacenado a la capa MAC. La semántica de la primitiva PLME\_SET.confirm es la siguiente:

PLME\_SET.confirm (

TXPower

ModulationType

ToneMap

PreEmphasis

ToneMask

DT

)

El Cuadro A.21 especifica los parámetros para la primitiva PLME\_SET.confirm.



**Cuadro A.21 – Parámetros para la primitiva PLME\_SET.confirm**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
TXPower	Entero	0x00-0x20	Devuelve el nuevo valor almacenado a MAC
ModulationType	Entero	0x0-0x3	Devuelve el nuevo valor almacenado a MAC
ToneMap	Sistema	0x0-0x1	Devuelve el nuevo valor almacenado a MAC
PreEmphasis	Entero	0x00-0x1F	Devuelve el nuevo valor almacenado a MAC
ToneMask	Sistema	0x0-0x1	Devuelve el nuevo valor almacenado a MAC
DT	Entero	0x00-0x07	Tipo delimitador, de conformidad con lo estipulado en el Cuadro A.7.

### A.7.2.3 PLME\_GET.request

La primitiva PLME\_GET.request solicita PHY para obtener los parámetros descritos en el Cuadro A.22. La semántica de la primitiva PLME\_GET.request es la siguiente:

```
PLME_GET.request (
)
```

### A.7.2.4 PLME\_GET.confirm

La semántica de la primitiva PLME\_GET.confirm es la siguiente:

```
PLME_GET.confirm (
    SNR
    CarrierSNR
    RXSensitivity
    ZCTDifferential
    TXPower,AGCGain,
    ModulationType,
    ToneMap,
    PreEmphasis,
    ToneMask,
    DT
)
```

En el Cuadro A.22 se especifican los parámetros para la primitiva PLME\_GET.confirm.

**Cuadro A.22 – Parámetros para la primitiva PLME\_GET.confirm**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
SNR	Entero	0x00-0xFF	La capa MAC solicita el valor de SNR del canal en dB.
CarrierSNR	Entero	0x00-0x3F	PHY proporciona el valor SNR para cada portadora.
RX Sensitivity	Entero	0x0-0x1F	PHY proporciona la sensibilidad del receptor a la capa MAC.
ZCTDifferential	Entero	0x00-0xFF	PHY calcula y proporciona la diferencia de tiempo entre la fase de 50 Hz local y el extremo remoto a la capa MAC.
TXPower	Entero	0x00-0x20	La capa MAC utiliza esta primitiva para notificar a PHY la ganancia/potencia que ha de utilizar a fin de transmitir el siguiente paquete.

**Cuadro A.22 – Parámetros para la primitiva PLME\_GET.confirm**

ModulationType	Entero	0x0-0x3	Fija el esquema de modulación del transmisor para la siguiente trama.
ToneMap	Sistema	0x0-0x1	Parámetro de mapa de tono. El valor 0 indica al transmisor remoto que deben transmitirse los datos ficticios en la subportadora correspondiente, mientras que el valor 1 indica que deben transmitirse los datos válidos en la subportadora correspondiente.
PreEmphasis	Entero	0x00-0x1F	Especifica la ganancia de transmisión para cada segmento de 10 kHz del espectro disponible.
ToneMask	Sistema	0x0-0x1	Parámetro de máscara de tono. El valor 0 indica que el tono está desactivado; el valor 1 indica que el tono está activado.
DT	Entero	0x00-0x07	Tipo delimitador, de conformidad con lo estipulado en el Cuadro A.7.

SNR es un número entero entre 0x00 y 0xFF, cuyos valores intermedios se distribuirán de manera uniforme entre estos dos límites. Los valores de SNR se normalizan a la gama comprendida entre -10 dB o inferior (0x00) y 53 dB o superior (0xFF), donde el valor de -9,75 dB se representa como 0x01 y el valor de 52,75 dB se representa como 0xFE.

CarrierSNR es un número entero entre 0x00 y 0x3F, cuyos valores intermedios se distribuirán de manera uniforme entre estos dos límites. Los valores de CarrierSNR se normalizan a la gama comprendida entre -10 dB o inferior (0x00) y 53 dB o superior (0x3F), donde el valor de -9 dB se representa como 0x01 y el valor de 52 dB se representa como 0x3E.

**A.7.2.5 PLME\_SET\_TRX\_STATE.request**

La primitiva PLME\_SET\_TRX\_STATE.request solicita a PHY que cambie el estado. La semántica de la primitiva PLME\_SET\_TRX\_STATE.request es la siguiente:

```
PLME_SET_TRX_STATE.request (
    State
)
```

El Cuadro A.23 especifica los parámetros para la primitiva PLME\_SET\_TRX\_STATE.request.

**Cuadro A.23 – Parámetros para la primitiva PLME\_SET\_TRX\_STATE.request**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
Estado	Enumeración	TXON_RXOFF TXOFF_RXON	Desactiva RX PHY cuando transmite un paquete. Desactiva el transmisor y activa RX cuando PHY no está transmitiendo.

#### A.7.2.6 PLME\_SET\_TRX\_STATE.confirm

La primitiva PLME\_SET\_TRX\_STATE.confirm confirma el cambio de estado PHY. La semántica de la primitiva PLME\_SET\_TRX\_STATE.confirm es la siguiente:

```
PLME_SET_TRX_STATE.confirm (  
    Status  
)
```

El Cuadro A.24 especifica los parámetros para la primitiva PLME\_SET\_TRX\_STATE.confirm.

**Cuadro A.24 – Parámetros para la primitiva PLME\_SET\_TRX\_STATE.confirm**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
Estado	Enumeración	SUCCESS BUSY_TX BUSY_RX	Confirma que RX y TX están preparados o proporciona mensaje de error si TX o RX están ocupados.

#### A.7.2.7 PLME\_CS.request

La primitiva PLME\_CS.request solicita a PHY que obtenga el estado del medio utilizando el sentido de portadora. La semántica de la primitiva PLME\_CS.request es la siguiente:

```
PLME_CS.request (  
)
```

#### A.7.2.8 PLME\_CS.confirm

La primitiva PLME\_CS.confirm informa sobre el estado del medio. La semántica de la primitiva PLME\_CS.confirm es la siguiente:

```
PLME_CS.confirm (  
    Status  
)
```

El Cuadro A.25 especifica los parámetros de la primitiva PLME\_CS.confirm.

**Cuadro A.25 – Parámetros para la primitiva PLME\_CS.confirm**

Nombre	Tipo	Gama válida	Descripción
Estado	Enumeración	IDLE BUSY	Estado del medio de la línea de energía eléctrica

## Apéndice A-I

### G3-PLC: Ejemplos de codificación y decodificación

(Este apéndice no forma parte integrante de la presente Recomendación.)

#### A-I.1 Ejemplo de codificación de datos

Supóngase que debe enviarse un paquete MAC de 40 bytes en modo DPSK (2 bits por símbolo) habiendo 25 portadoras disponibles (debido a la aplicación de filtros de supresión de frecuencias y/o al mapeo de tonos).

El tamaño de los datos a la entrada del entrelazador es igual a  $\text{inter\_input\_size} = (((40*8) + (16*8)) + 6) * 2 = 908$  bits (Reed-Solomon añade 16 bytes, el codificador convolucional añade 6 bits y multiplica por 2 el tamaño).

El tamaño mínimo de la memoria intermedia del entrelazador será la siguiente:

- Dado que existen 25 portadoras, entonces  $m = 25$ .
- Dado que  $n = \text{FL} * 4 * \text{bits\_per\_symbol}$ , entonces
$$\text{FL} = \text{ceiling}(\text{inter\_input\_size} / (m * 4 * \text{bits\_per\_symbols}))$$
$$= \text{ceiling}(908 / (25 * 4 * 2)) = \text{ceiling}(4,54) = 5$$
 y  $n = 40$ .

Dado que  $m = 25$  y  $n = 40$ , la matriz puede "almacenar" 1000 bits y los datos tienen un tamaño de 908 bits, por tanto, deben añadirse 92 bits de relleno. Los 92 bits de relleno se dividen en relleno de bytes y relleno de bits, maximizando el relleno de bytes (con la limitación de que la entrada es en bytes). Por consiguiente, la capa superior añadirá  $\text{floor}(92 / 2 / 8) = 5$  bytes de relleno antes de que los datos entren en el aleatorizador, y la capa PHY añadirá los 12 bits restantes del relleno de bits en la entrada del entrelazador.

#### A-I.2 Ejemplo de decodificación de datos

Cuando se decodifica una trama es necesario calcular la cantidad de bits de relleno necesarios para procesar la trama. El FCH contiene la información siguiente (decodificación del ejemplo del párrafo anterior):

- $\text{FL} = 5$
- Modulación DQPSK (2 bits por símbolo)
- Se utilizan 25 portadoras (mapa de tonos + información de supresión de frecuencias mediante filtro de ranura).

Por tanto, la memoria intermedia del entrelazador puede tener  $25 * (4 * \text{FL} * 2) = 1000$  bits.

De dichos 1000 bits:

- La aplicación de Reed-Solomon añade  $16 * 8 * 2$  bits.
- El codificador convolucional añade 12 bits.
- Los restantes 732 bits son una mezcla de datos y relleno:
  - La parte de datos es el resultado de aplicar  $\text{floor}(732/2/8)$  bytes = 45 bytes.
  - El relleno de bits es  $732 - (\text{data\_size} * 8 * 2)$  bits = 12 bits.

De los 45 bytes de datos, 5 bytes del relleno de bytes son eliminados por la capa MAC utilizando la información del encabezamiento "Longitud del segmento".

## Anexo B

### PRIME comunicaciones por líneas de energía eléctrica PHY

(Este anexo forma parte integrante de la presente Recomendación.)

NOTA – Este anexo es autónomo y puede aplicarse con independencia del texto principal de la presente Recomendación.

#### B.1 Introducción

Este anexo es la especificación técnica de la tecnología PRIME.

##### B.1.1 Alcance

El presente anexo especifica una capa física para la transmisión de datos en banda estrecha por líneas de energía eléctrica que pueden formar parte de un sistema de red eléctrica inteligente.

##### B.1.2 Consideraciones generales

El objetivo de este anexo es la especificación de una capa física para un sistema de transmisión de datos de banda estrecha para el entorno de las líneas de energía eléctrica con multiplexión por división de frecuencia ortogonal (OFDM), destinado a proporcionar principalmente servicios públicos básicos.

La descripción está definida desde la perspectiva del transmisor con objeto de garantizar la interoperabilidad entre dispositivos y permitir diferentes implementaciones.

##### B.1.3 Referencias normativas

Las siguientes Recomendaciones UIT-T y demás referencias contienen disposiciones que, por referencia a las mismas en este texto, constituyen disposiciones de la presente Recomendación. En la fecha de publicación, las ediciones citadas estaban en vigor. Todas las Recomendaciones y demás referencias están sujetas a revisión, por lo que se alienta a los usuarios de esta Recomendación a que consideren la posibilidad de aplicar la edición más reciente de las Recomendaciones y demás referencias que se indican a continuación. Se publica periódicamente una lista de las Recomendaciones UIT-T vigentes. La referencia a un documento en el marco de esta Recomendación no confiere al mismo, como documento autónomo, el rango de Recomendación.

[IEC 61334-4-1] IEC 61334-4-1 Ed.1996, *Distribution automation using distribution line carrier systems – Part 4: Data communication protocols – Section 1: Reference model of the communication system.*

[IEC 61334-4-32] IEC 61334-4-32 Ed.1996, *Distribution automation using distribution line carrier systems – Part 4: Data communication protocols – Section 32: Data link layer – Logical link control (LLC).*

[IEC 61334-4-511] IEC 61334-4-511 Ed. 2000, *Distribution automation using distribution line carrier systems – Part 4-511: Data communication protocols – Systems management – CIASE protocol.*

[IEC 61334-4-512] IEC 61334-4-512, Ed. 1.0:2001, *Distribution automation using distribution line carrier systems – Part 4-512: Data communication protocols – System management using profile 61334-5-1 – Management.*

##### B.1.4 Convenios en el documento

Este documento se divide en cláusulas.

Los números binarios se indican mediante el prefijo '0b' seguido por las cifras binarias, por ejemplo, '0b0101'. Los números hexadecimales se indican mediante el prefijo '0x', por ejemplo, '0x0F'. En la versión en español, los requisitos de obligatorio cumplimiento se indican mediante el uso del tiempo futuro en el texto principal del presente documento.

Los requisitos opcionales vienen claramente indicados. A la hora de ponerlas en práctica, las disposiciones facultativas se aplicarán tal como se especifica en este documento.

*floor(x)* indica el entero mayor que es menor o igual a *x*.

### **B.1.5 Definiciones**

En el presente anexo se definen los siguientes términos:

**B.1.5.1 Nodo base:** Nodo maestro que controla y gestiona los recursos de una subred.

**B.1.5.2 Intervalo de baliza:** Emplazamiento de la baliza PDU dentro de una trama.

**B.1.5.3 Nodo de destino:** Nodo que recibe una trama.

**B.1.5.4 Enlace descendente:** Datos que viajan desde el nodo base hacia los nodos de servicio.

**B.1.5.5 Nivel (capa PHY):** Cuando se utiliza en el contexto de la capa física (PHY), hace referencia al nivel de potencia de transmisión.

**B.1.5.6 Nivel (capa MAC):** Cuando se utiliza en el contexto de la capa de control de acceso al medio (MAC), hace referencia a la posición del dispositivo de referencia en la jerarquía de conmutación.

**B.1.5.7 Trama MAC:** Unidad compuesta de abstracción de tiempo para uso de canal. Una trama MAC comprende una o más balizas, un SCP y cero o un CFP. La transmisión de la baliza por el nodo base actúa como un delimitador para la trama MAC.

**B.1.5.8 Nodo vecino:** El nodo A es vecino del nodo B si A puede transmitir a B y recibir de B directamente.

**B.1.5.9 Nodo:** Cualquier elemento de una subred capaz de transmitir a otros elementos de la subred o recibir de los mismos.

**B.1.5.10 Trama PHY:** Conjunto formado por símbolos OFDM y el preámbulo, que constituye una única unidad de datos de protocolo de capa PHY (PPDU).

**B.1.5.11 Preámbulo:** Parte inicial de una trama PHY, que se utiliza a efectos de sincronización.

**B.1.5.12 Registro:** Proceso mediante el cual un nodo de servicio es aceptado como miembro de una subred y se le asigna un identificador de nodo local (LNID).

**B.1.5.13 Nodo de servicio:** Cualquier nodo individual de una subred que no es un nodo base.

**B.1.5.14 Nodo fuente:** Nodo que envía una trama.

**B.1.5.15 Subred:** Conjunto de elementos que puede comunicar adaptándose a este anexo y comparten un único nodo base.

**B.1.5.16 Dirección de subred:** Propiedad que identifica universalmente una subred. Es su dirección EUI-48 del nodo base.

**B.1.5.17 Conmutación:** Proporciona conectividad entre nodos que no son nodos vecinos.

**B.1.5.18 Desregistro:** Proceso mediante el cual un nodo de servicio abandona una subred.

**B.1.5.19 Enlace ascendente:** Datos que viajan desde el nodo de servicio hacia el nodo base.

### **B.1.6 Abreviaturas y acrónimos**

En el presente anexo se utilizan las siguientes abreviaturas y acrónimos:

AC	Corriente alterna ( <i>alternating current</i> )
AES	Norma de encriptación avanzada ( <i>advanced encryption standard</i> )
AMM	Gestión de medición avanzada ( <i>advanced meter management</i> )
ARQ	Petición de repetición automática ( <i>automatic repeat request</i> )
ATM	Modo de transferencia asíncrono ( <i>asynchronous transfer mode</i> )
BER	Tasa de errores en los bits ( <i>bit error rate</i> )
BPDU	Baliza PDU ( <i>beacon PDU</i> )
BPSK	Modulación por desplazamiento de fase bivalente ( <i>binary phase shift keying</i> )
CENELEC	Comité Europeo de Normalización Electrónica ( <i>European Committee for Electrotechnical Standardization</i> )
CFP	Periodo libre de contención ( <i>contention free period</i> )
CID	Identificador de conexión ( <i>connection identifier</i> )
CL	Capa de convergencia ( <i>convergence layer</i> )
CIMTUSize	Tamaño de la unidad de transmisión máxima de la capa de convergencia ( <i>convergence layer maximum transmit unit size</i> )
CPCS	Subcapa de convergencia de parte común ( <i>common part convergence sublayer</i> )
CRC	Verificación por redundancia cíclica ( <i>cyclic redundancy check</i> )
CSMA-CA	Acceso múltiple por detección de portadora-impedimento de colisión ( <i>carrier sense multiple access-collision avoidance</i> )
D8PSK	Modulación por desplazamiento de ocho fases diferencial ( <i>differential eight-phase shift keying</i> )
DBPSK	Modulación por desplazamiento de fase binaria diferencial ( <i>differential binary phase shift keying</i> )
DHCP	Protocolo de configuración de huésped dinámica ( <i>dynamic host configuration protocol</i> )
DPSK	Modulación por desplazamiento de fase diferencial (general) ( <i>differential phase shift keying (general)</i> )
DQPSK	Modulación por desplazamiento de fase cuaternaria diferencial ( <i>differential quaternary phase shift keying</i> )
DSK	Clave secreta de dispositivo ( <i>device secret key</i> )
ECB	Bloque de código electrónico ( <i>electronic code book</i> )
EMA	Media móvil exponencial ( <i>exponential moving average</i> )
ENOB	Número efectivo de bits ( <i>effective number of bits</i> )
EUI-48	Identificador único ampliado de 48 bits ( <i>48-bit extended unique identifier</i> )
EVM	Magnitud del vector de error ( <i>error vector magnitude</i> )
FCS	Secuencia de verificación de trama ( <i>frame check sequence</i> )
FEC	Corrección de errores en recepción ( <i>forward error correction</i> )
FFT	Transformada rápida de Fourier ( <i>fast Fourier transform</i> )
GK	Clave de generación ( <i>generation key</i> )

GPDU	MAC PDU genérica ( <i>generic MAC PDU</i> )
HCS	Suma de verificación del encabezamiento ( <i>header check sum</i> )
IEC	Comisión Electrotécnica Internacional ( <i>International Electrotechnical Committee</i> )
IEEE	Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos ( <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> )
IPv4	Protocolo Internet, Versión 4 ( <i>internet protocol, version 4</i> )
kbit/s	kilobits por segundo ( <i>kilobit per second</i> )
KDIV	Diversificador de clave ( <i>key diversifier</i> )
LCID	Identificador de conexión local ( <i>local connection identifier</i> )
LFSR	Registro de desplazamiento de realimentación lineal ( <i>key diversifier</i> )
LLC	Control de enlace lógico ( <i>logical link control</i> )
LNID	Identificador de nodo local ( <i>local node identifier</i> )
LSID	Identificador de conmutador local ( <i>local switch identifier</i> )
LWK	Clave de funcionamiento local ( <i>local working key</i> )
MAC	Control de acceso al medio ( <i>medium access control</i> )
MK	Clave maestra ( <i>master key</i> )
MLME	Entidad de gestión de capa MAC ( <i>MAC layer management entity</i> )
MPDU	Unidad de datos de protocolo MAC ( <i>MAC protocol data unit</i> )
MSB	Bit más significativo ( <i>most significant bit</i> )
MSDU	Unidad de datos del servicio MAC ( <i>Mac service data unit</i> )
MSPS	Millones de muestras por segundo ( <i>million samples per second</i> )
MTU	Máxima unidad de transmisión ( <i>maximum transmission unit</i> )
NAT	Traducción de dirección de red ( <i>network address translation</i> )
NID	Identificador de nodo ( <i>node identifier</i> )
NSK	Clave secreta de red ( <i>network secret key</i> )
OFDM	Multiplexación por división de frecuencia ortogonal ( <i>orthogonal frequency division multiplexing</i> )
PDU	Unidad de datos del protocolo ( <i>protocol data unit</i> )
PHY	Capa física ( <i>physical layer</i> )
PIB	Base de información de PLC ( <i>PLC information base</i> )
PLC	Comunicaciones por línea de energía eléctrica ( <i>power line communications</i> )
PLME	Entidad de gestión de capa PHY ( <i>PHY layer management entity</i> )
PNPDU	PDU de promoción necesaria ( <i>promotion needed pdu</i> )
PPDU	Unidad de datos de protocolo PHY ( <i>PHY protocol data unit</i> )
ppm	partes por millón ( <i>parts per million</i> )
PSD	Densidad espectral de potencia ( <i>power spectral density</i> )
PSDU	Unidad de datos de servicio PHY ( <i>PHY service data unit</i> )



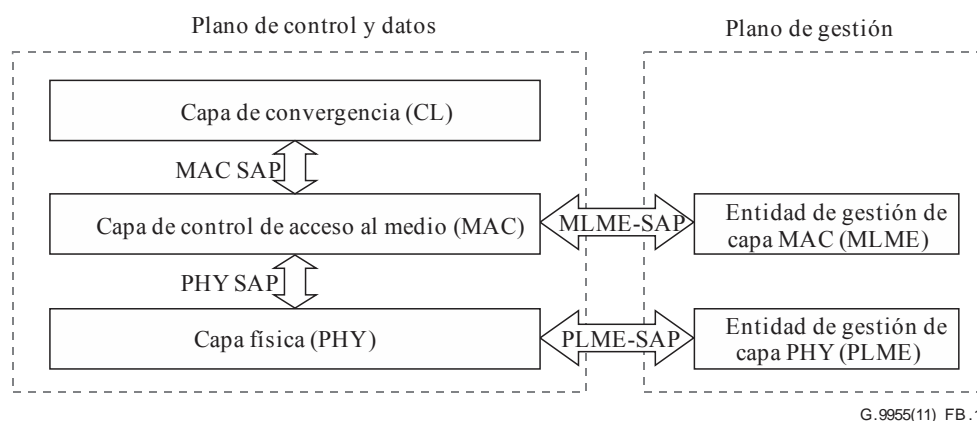
QoS	Calidad de servicio ( <i>quality of service</i> )
SAP	Punto de acceso al servicio ( <i>service access point</i> )
SAR	Segmentación y reagrupación ( <i>segmentation and reassembly</i> )
SCP	Periodo de contención compartido ( <i>shared contention period</i> )
SCRC	CRC segura ( <i>secure CRC</i> )
SDU	Unidad de datos de servicio ( <i>service data unit</i> )
SEC	Seguridad ( <i>security</i> )
SID	Identificador de conmutación ( <i>switch identifier</i> )
SNA	Dirección de subred ( <i>subnetwork address</i> )
SNK	Clave de subred (corresponde tanto a REG.SNK como a SEC.SNK) ( <i>subnetwork key</i> )
SNR	Relación señal/ruido ( <i>signal to noise ratio</i> )
SP	Perfil de seguridad ( <i>security profile</i> )
SSCS	Subcapa de convergencia específica de servicio ( <i>service specific convergence sublayer</i> )
SWK	Clave de funcionamiento de subred ( <i>subnetwork working key</i> )
TCP	Protocolo de control de transmisión ( <i>transmission control protocol</i> )
TOS	Tipo de servicio ( <i>type of service</i> )
UI	Identificador único ( <i>unique identifier</i> )
USK	Clave de secreto único ( <i>unique secret key</i> )
VJ	Van Jacobson ( <i>Van Jacobson</i> )
WK	Clave de funcionamiento ( <i>working key</i> )

## **B.2 Descripción general**

Este anexo es la primera parte de la especificación para una solución de las comunicaciones por línea de energía eléctrica en la banda A de CENELEC, utilizando OFDM. Esta solución se centra en proporcionar un canal de comunicaciones muy robusto en aplicaciones tales como la gestión de medidor automatizada (AMM). La velocidad objetivo de transmisión es del orden de decenas de kbits por segundo.

### **B.2.1 Descripción general de la arquitectura**

La Figura B.1 representa las capas de comunicación y el alcance de esta especificación.



**Figura B.1 – Modelo de referencia de las capas de protocolo PRIME**

La capa de convergencia específica de servicio (CL) clasifica el tráfico asociándolo con su propia conexión MAC. Esta capa lleva a cabo la correspondencia con cualquier tipo de tráfico adecuadamente incluido en las unidades de datos de servicio MAC (MSDU). También puede incluir funciones de compresión. Se definen diversas SSCS para dar acomodo a los distintos tipos de tráfico en MSDU.

La capa MAC proporciona funcionalidades MAC básicas de sistema de acceso, atribución de anchura de banda, establecimiento/mantenimiento de la conexión y resolución de topología.

La capa PHY transmite y recibe MPDU entre nodos vecinos aplicando la multiplexación por división ortogonal de frecuencia (OFDM). OFDM se ha escogido como técnica de modulación principalmente por:

- su inherente adaptabilidad en presencia de canales selectivos en frecuencia (que son muy comunes per impredecibles, debido a la interferencia de banda estrecha o a las perturbaciones no intencionadas);
- su robustez frente al ruido impulsivo, fruto de la duración de símbolo extendido y la utilización de FEC, y su capacidad para lograr una elevada eficacia espectral con simples aplicaciones del transceptor.

### **B.3 Capa física**

#### **B.3.1 Introducción**

En esta cláusula se especifica la entidad de capa física (PHY) para un esquema de comunicaciones PLC con OFDM en la banda A de CENELEC, como define el Anexo F. La entidad PHY utiliza frecuencias en la banda de 3 kHz hasta 95 kHz y está restringida a los distribuidores de energía eléctrica y a los operadores con licencia. Sin embargo, es bien sabido que las frecuencias por debajo de 40 kHz presentan varios problemas en las líneas eléctricas de baja tensión típicas. Por ejemplo:

- el módulo de la impedancia de carga de los transmisores es a veces inferior a  $1 \Omega$ , especialmente en el caso de nodos base situados en los transformadores;
- ruido de fondo de color, que está siempre presente en las líneas de energía eléctrica y viene provocado por la suma de numerosas fuentes de ruido de potencia relativamente baja. Su amplitud aumenta exponencialmente hacia las frecuencias más bajas;
- las salas de medidores plantean un problema adicional pues se sabe que el comportamiento de usuario tiene una mayor repercusión sobre las propiedades del canal a bajas frecuencias;

es decir el funcionamiento de todo tipo de electrodomésticos provoca una variación en el tiempo significativa e impredecible tanto de las características de la función de transferencia como de las hipótesis de ruido.

En consecuencia, la señal OFDM utilizará una anchura de banda de 47,363 kHz situada en las frecuencias elevadas de la banda A de CENELEC.

La propia señal OFDM empleará 97 subportadoras equiespaciadas (96 de datos y 1 piloto) con un breve prefijo cíclico.

La modulación diferencial se utiliza con tres posibles constelaciones: DBPSK, DQPSK o D8PSK. De esta forma pueden obtenerse velocidades sin codificar teóricas de unos 47 kbit/s, 94 kbit/s y 141 kbit/s (sin encabezamiento de prefijo cíclico).

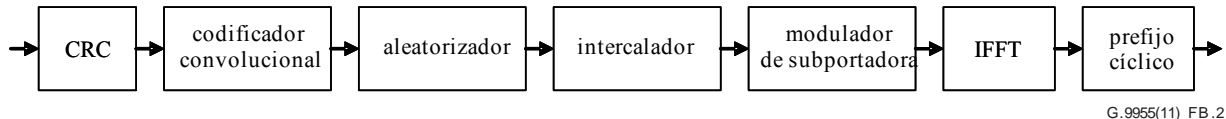
Se emplea un aleatorizador aditivo para evitar la aparición de largas secuencias de bits idénticos.

Por último, se utilizará una codificación convolucional de índice  $\frac{1}{2}$  junto con el intercalado de bits. Esto puede desactivarse por las capas superiores si el canal es lo suficientemente bueno y se necesitan mayores caudales.

### B.3.2 Consideraciones generales

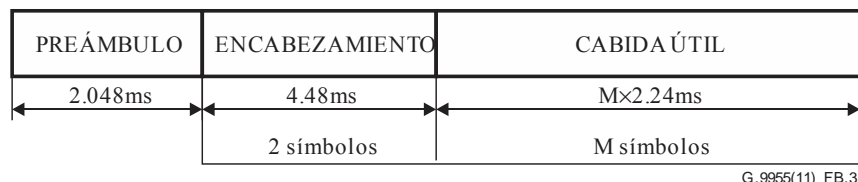
La Figura B.2 representa el diagrama de bloques del transmisor de capa PHY.

En el extremo transmisor, la capa PHY recibe una MPDU de la capa MAC y genera una trama PHY. Si así lo deciden las capas superiores, PPDU tras el bloque CRC se codifica convolucionalmente y a continuación se intercala (sin embargo, siempre será aleatorizado). La salida se modula de manera diferencial mediante el esquema DBPSK, DQPSK o D8PSK. El siguiente paso es OFDM, que comprende el bloque IFFT (transformada rápida de Fourier inversa) y el generador del prefijo cíclico.



**Figura B.2 – Transmisor de capa PHY**

En la Figura B.3 se muestra la estructura de la trama PHY. Todas las tramas PHY comienzan con un preámbulo que dura 2,048 ms, seguido de un número de símbolos OFDM cuya duración es de 2,24 ms. Los dos primeros símbolos OFDM transportan el encabezamiento de la trama PHY. El encabezamiento de PHY también se genera como se describe en la cláusula B.3.4. Los M símbolos OFDM restantes llevan la cabida útil, generada de conformidad con la cláusula B.3.4. El valor de M se indica en el encabezamiento de PHY y es, como máximo, igual a 63.



**Figura B.3 – Formato de trama PHY**

### B.3.3 Parámetros de PHY

En el Cuadro B.1 se enumeran los parámetros de frecuencia y temporización.

**Cuadro B.1 – Parámetros de frecuencia y temporización de PHY PRIME**

Reloj en banda base (Hz)	250000	
Separación de las subportadoras (Hz)	488,28125	
Número de subportadoras de datos	84 (encabezamiento)	96 (cabida útil)
Número de subportadoras piloto	13 (encabezamiento)	1 (cabida útil)
Intervalo FFT (muestras)	512	
Intervalo FFT ( $\mu$ s)	2048	
Prefijo cíclico (muestras)	48	
Prefijo cíclico ( $\mu$ s)	192	
Intervalo de símbolo (muestras)	560	
Intervalo de símbolos ( $\mu$ s)	2240	
Periodo del preámbulo ( $\mu$ s)	2048	

Existen parámetros que dependen de la modulación de cada subportadora OFDM.

En el Cuadro B.2 se detallan la velocidad de datos de PHY durante la transmisión de cabida útil y la longitud máxima de MSDU para diversas combinaciones de modulación y codificación.

**Cuadro B.2 – Velocidad de datos de PHY para cada modulación con FEC activada y desactiva**

	DBPSK		DQPSK		D8PSK	
	Con.	Desc.	Con.	Desc.	Con.	Desc.
Código convolucional (1/2)	Con.	Desc.	Con.	Desc.	Con.	Desc.
Bits de información por subportadora, $N_{BPSC}$	0,5	1	1	2	1,5	3
Bits de información por símbolo OFDM, $N_{BPS}$	48	96	96	192	144	288
Velocidad de datos bruta (kbit/s aprox.)	21,4	42,9	42,9	85,7	64,3	128,6
Máxima longitud MSDU (en bits) con 63 símbolos	3016	6048	6040	12096	9064	18144
Máxima longitud MSDU (en bits) con 63 símbolos	377	756	755	1512	1133	2268

En el Cuadro B.3 figura el esquema de modulación y codificación, así como el tamaño de la parte correspondiente al encabezamiento de la trama PHY.

**Cuadro B.3 – Parámetros del encabezamiento**

	DBPSK
Código convolucional (1/2)	Con.
Bits de información por subportadora, $N_{BPSC}$	0,5
Bits de información por símbolo OFDM, $N_{BPS}$	42

Se recomienda encarecidamente que todas las frecuencias utilizadas para generar la señal de transmisión OFDM procedan de una sola frecuencia de referencia. El reloj del sistema deberá tener una máxima tolerancia de  $\pm 50$  ppm, incluidos los efectos de envejecimiento.

### B.3.4 Estructura del preámbulo, el encabezamiento y la cabida útil

#### B.3.4.1 Preámbulo

El preámbulo se utiliza al inicio de cada PDU a efectos de sincronización. A fin de proporcionar un máximo de energía, se emplea una señal envolvente constante en vez de símbolos OFDM.

También es preciso que el preámbulo tenga agilidad en frecuencia para permitir la sincronización en presencia de atenuación selectiva en frecuencia y, evidentemente, son obligatorias unas excelentes propiedades de autocorrelación aperiódicas. Una señal chirp lineal satisface los anteriores requisitos. Por tanto, la forma de onda del preámbulo se define como:

$$S_{CH}(t) = A \cdot \text{rect}(t/T) \cdot \cos\left[2\pi\left(f_0 t + \frac{1}{2}\mu t^2\right)\right]$$

donde  $T = 2048 \mu\text{s}$ ,  $f_0 = 41\,992 \text{ Hz}$  (frecuencia de arranque),  $f_f = 88\,867 \text{ Hz}$  (frecuencia final), y  $\mu = (f_f - f_0)/T$ .

la función  $\text{rect}(\cdot)$  se define como:

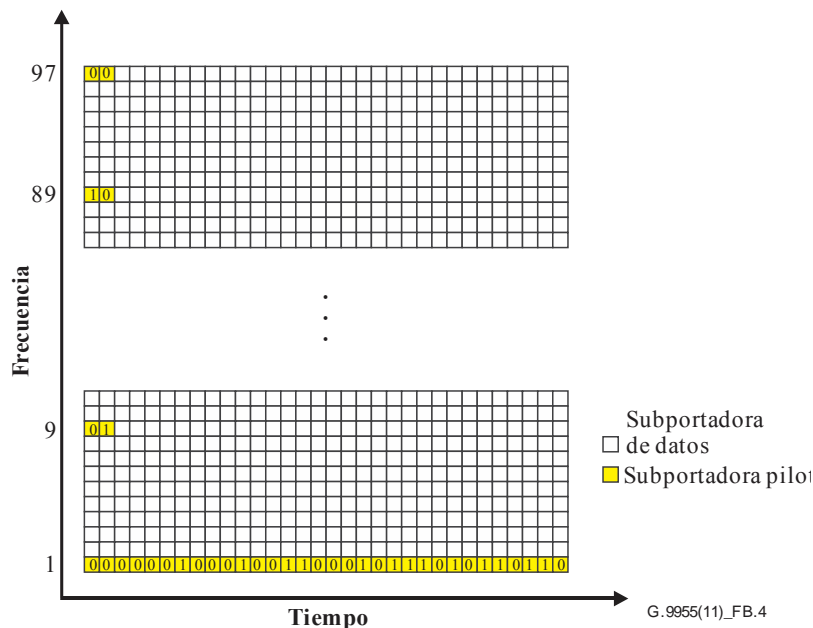
$$\begin{aligned} \text{rect}(t) &= 1, & 0 < t < 1 \\ \text{rect}(t) &= 0, & \text{cualquier\_otro\_valor} \end{aligned}$$

### B.3.4.2 Estructura piloto

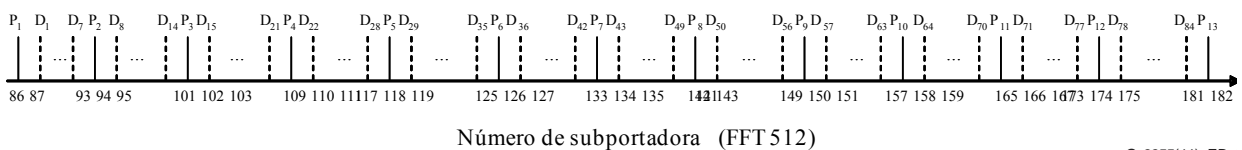
Los dos símbolos OFDM que comprenden el encabezamiento de PHY contendrán 13 subportadoras piloto, que pueden utilizarse a fin de realizar una estimación del error de arranque de muestreo y el desplazamiento de la frecuencia de muestreo.

Para los siguientes símbolos OFDM se utiliza una subportadora piloto a fin de proporcionar una referencia de fase para la demodulación DPSK en el dominio de la frecuencia.

En las Figuras B.4 y B.5 se muestra la atribución de las frecuencias de la subportadora piloto, siendo  $P_i$  la  $i$ -ésima subportadora piloto y  $D_j$  la  $j$ -ésima subportadora de datos.



**Figura B.4 – Atribución a la subportadora piloto y de datos (símbolos OFDM para cada subportadora)**



**Figura B.5 – Atribución de frecuencias a las subportadoras piloto y de datos dentro del encabezamiento**

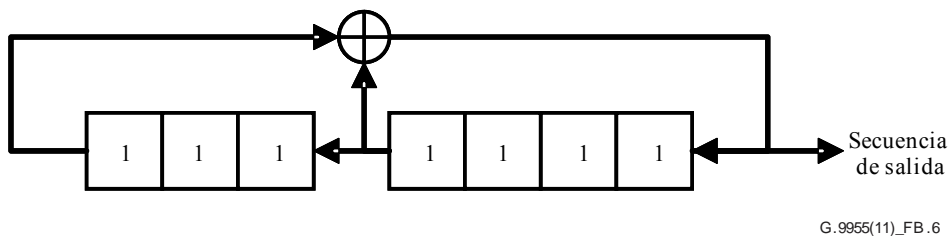
Las subportadoras piloto se modularán BPSK mediante una secuencia pseudoaleatoria (PRBS) a fin de evitar la generación de rayas espectrales. La fase de las subportadoras piloto viene controlada por la PRBS, que es una extensión cíclica de la secuencia de 127 bits dada por:

$Pref_{0..126} =$

{0,0,0,0,1,1,1,0,1,1,1,1,0,0,1,0,1,1,0,0,1,0,0,1,0,0,0,0,0,0,1,0,0,0,1,0,0,1,1,0,0,0,1,0,1,1,1,0,1,0,1,1,0,1,1,0,0,0,0,1,1,0,0,1,1,0,1,0,1,0,1,1,0,0,0,0,1,1,0,0,1,1,0,1,0,1,0,1,0,1,0,1,0,1,1,0,0,1,1,1,0,1,1,0,1,0,0,0,0,1,0,1,0,1,0,1,1,1,1,0,1,0,0,1,0,1,0,1,1,1,1,0,1,0,0,1,0,1,0,1,1,1,1,1,1,0,1,0,0,1,0,1,0,0,1,1,0,1,1,1,0,0,0,1,1,1,1,1,1,1}

Donde '1' significa un desplazamiento de fase de 180° y '0' significa un desplazamiento de fase de 0°. Se empleará un bit de la secuencia por cada subportadora piloto, empezando con la primera subportadora piloto en el primer símbolo OFDM, a continuación la siguiente subportadora piloto y así sucesivamente. Se utiliza el mismo proceso para el segundo símbolo OFDM. Para los siguientes símbolos OFDM un elemento de la secuencia se usa para la subportadora piloto (véase la Figura B.4).

La PRBS puede generarse mediante el aleatorizador definido en la Figura B.6 cuando se utiliza el estado inicial "todos unos".



**Figura B.6 – LFSR utilizado para generar la secuencia piloto**

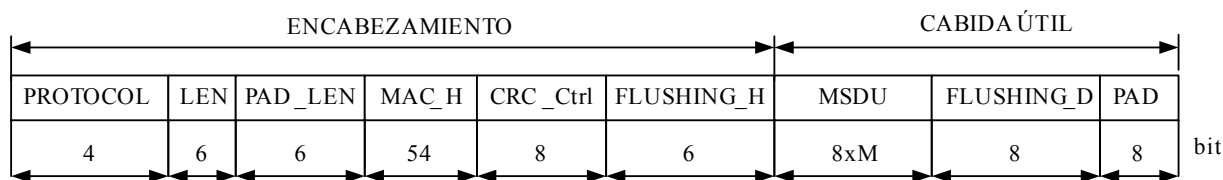
La carga de la PRBS se iniciará al principio de cada PDU, inmediatamente después del preámbulo.

### B.3.4.3 Encabezamiento y cabida útil de PHY

El encabezamiento de PHY está compuesto por 2 símbolos OFDM, que siempre se envían utilizando modulación DBPSK y FEC (codificación convolucional) 'activada'. No obstante, la cabida útil se modula mediante DBPSK, DQPSK o D8PSK, dependiendo de la configuración establecida por la capa MAC. La capa MAC selecciona el esquema de modulación, por ejemplo, utilizando la información obtenida de los errores en transmisiones previas al mismo receptor o receptores, o empleando la información relativa a la SNR. Por tanto, el propio sistema se configurará a continuación de forma dinámica para lograr el mejor compromiso entre caudal y eficacia en la comunicación. Ello incluye tomar una decisión sobre el empleo o no de FEC (codificación convolucional).

Los primeros dos símbolos OFDM de la PDU correspondiente al encabezamiento de PHY se componen de 84 subportadoras de datos y 13 subportadoras piloto. Después del encabezamiento de PHY, cada símbolo OFDM en la cabida útil transporta 96 subportadoras de datos y 1 subportadora piloto. Cada subportadora de datos transporta 1, 2 ó 3 bits.

El tren de bits de cada campo deberá enviarse con el bit más significativo (MSB) en primer lugar. Para más información, véase la Figura B.7.



G.9955(11)\_FB.7

**Figura B.7 – PDU: encabezamiento y cabida útil de PHY (bits transmitidos antes de codificación)**

ENCABEZAMIENTO DE PHY: Cada PDU contiene información tanto del encabezamiento de PHY como del encabezamiento de MAC. Se compone de los siguientes campos:

- PROTOCOL: contiene el esquema de transmisión de la cabida útil. Añadido por la capa PHY.

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
DBPSK	DQPSK	D8PSK	RES	DBPSK_F	DQPSK_F	D8PSK_F	RES	RES	RES	RES	RES	RES	RES	RES	RES

G.9955(11)\_FB.8

**Figura B.8 – Campo "PROTOCOL" de la PDU**

- Donde RES significa "reservado" y el sufijo "\_F" significa que FEC está 'Activada'.
- LEN: define la longitud de la cabida útil (tras la codificación) en símbolos OFDM. Añadido por la capa PHY.
- PAD\_LEN: define la longitud del campo PAD (antes de la codificación) en bytes. Añadido por capa PHY.
- MAC\_H: encabezamiento de la capa MAC. Se incluye en el interior de los símbolos del encabezamiento para proteger la información contenida. La capa MAC genera el encabezamiento de MAC y solo los primeros 54 bits de dicho encabezamiento están integrados en el encabezamiento de PHY.
- CRC\_Ctrl: CRC\_Ctrl(m),  $m = 0..7$ , contiene la suma de verificación CRC sobre campo PROTOCOL, LEN, PAD\_LEN y MAC\_H (PD\_Ctrl). La forma polinómica de PD\_Ctrl se expresa como sigue:

$$\sum_{m=0}^{69} PD_{Ctrl}(m)x^m$$

La suma de verificación se calcula como sigue: el resto de la división de PD\_Ctrl por el polinomio  $x^8 + x^2 + x + 1$  constituye CRC\_Ctrl(m), donde CRC\_Ctrl(0) es el bit menos significativo (LSB). El polinomio generador es el bien conocido CRC-8-ATM. En el apéndice B.I aparecen algunos ejemplos. Añadido por la capa PHY.

- FLUSHING\_H: bits de evacuación necesarios para la decodificación convolucional. Todos los bits en este campo se fijan a cero para reinicializar el codificador convolucional. Añadido por la capa PHY.

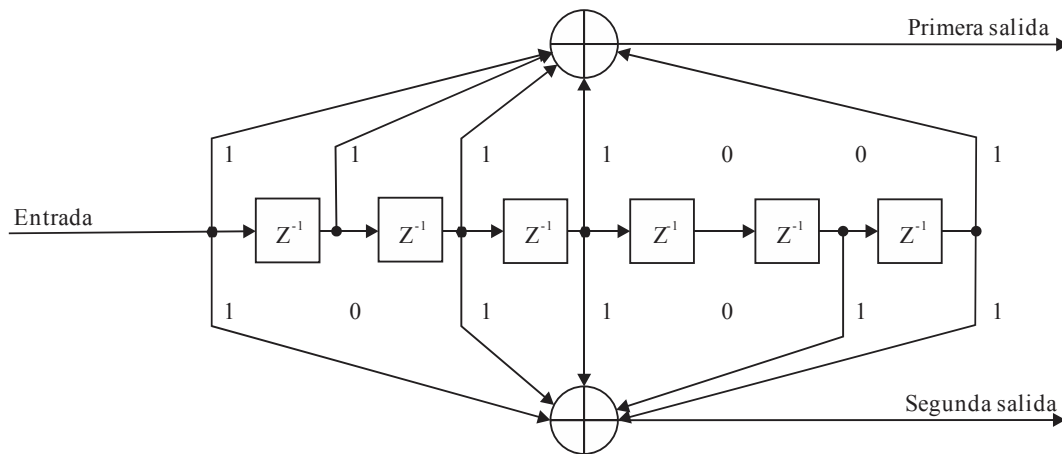
CABIDA ÚTIL:

- MSDU: unidad de datos de servicio de capa MAC sin codificar.
- FLUSHING\_P: bits de evacuación necesarios para la decodificación convolucional. Todos los bits en este campo se fijan a cero para reinicializar el codificador convolucional. Este campo sólo existe cuando FEC está 'activada'.

- PAD: Con el fin de garantizar que el número de bits (codificados) generado en la cabida útil llene un número entero de símbolos OFDM, se añadirán bits de relleno a la cabida útil antes de la codificación. Todos los bits de relleno se fijarán a cero.

### B.3.5 Codificador convolucional

El tren PHY sin codificar puede codificarse convolucionalmente para formar el tren PHY codificado. El codificador es convolucional de índice 1/2 con longitud restringida  $K = 7$  y polinomios generadores de código 1111001 y 1011011. Al principio, el estado del codificador se fija a cero. Al final de la transmisión del encabezamiento o la cabida útil deberán insertarse ceros para evacuar el codificador (8 ceros para el encabezamiento de PHY y 6 ceros para la cabida útil). El bit generado por el primero generador de código es la primera salida. En la Figura B.9 se representa el diagrama de bloques del codificador.



G.9955(11) FB.9

Figura B.9 – Codificador convolucional

### B.3.6 Aleatorizador

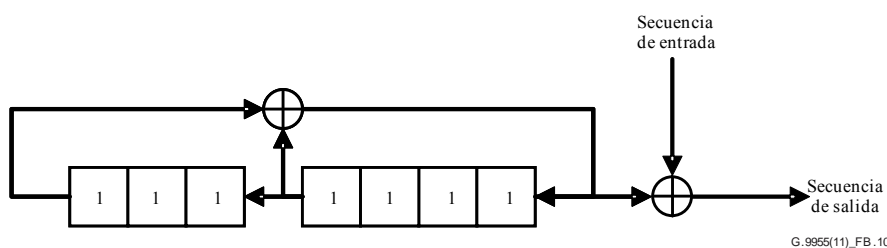
El bloque aleatorizador aleatoriza el tren de bits de manera que reduce el factor de cresta a la salida de IFFT. Siempre se realizará aleatorización.

El bloque aleatorizador aplica un operador lógico XOR del tren de bits de entrada, mediante una secuencia de pseudoruido, pn, obtenida a través de una extensión cíclica de la siguiente secuencia de 127 elementos:

$Pref_{0..126} =$

{0,0,0,0,1,1,1,0,1,1,1,1,0,0,1,0,1,1,0,0,1,0,0,1,0,0,0,0,0,0,1,0,0,0,1,0,0,1,1,0,0,0,1,0,1,1,1,0,1,0,1,1,0,1,1,0,0,0,0,1,1,0,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,0,0,0,1,1,0,0,1,1,0,1,0,1,0,1,0,1,1,0,0,0,0,1,1,0,0,1,1,1,0,0,1,1,1,0,1,1,0,1,0,0,0,0,1,0,1,0,1,0,1,1,1,1,0,1,0,1,0,0,0,0,1,0,1,0,1,0,1,1,1,1,0,1,0,1,0,0,1,0,1,0,0,0,1,1,0,1,1,1,0,0,0,1,1,1,1,1,1,1,1}

La PRBS puede generarse por el aleatorizador definido en la Figura B.10 cuando se utiliza el estado inicial "todo unos".



G.9955(11)\_FB.1c

Figura B.10 – LFSR utilizado en el bloque aleatorizador



La carga de la secuencia pn se iniciará al principio de cada PDU, inmediatamente después del preámbulo.

### B.3.7 Intercalador

Debido al desvanecimiento de frecuencia (interferencia de banda estrecha) de los típicos canales de línea de energía eléctrica, las subportadoras OFDM se reciben generalmente en diferentes amplitudes. Los desvanecimientos profundos en el espectro pueden dar lugar a que algunos grupos de subportadoras sean menos fiables que otros, causando de esa forma errores en los bits en forma de ráfagas en vez de dispersados aleatoriamente. Si (y sólo si) se utiliza codificación como se describe en la cláusula B.3.4, se aplica intercalado para aleatorizar la aparición de errores en los bits antes de la decodificación. En el transmisor, los bits codificados se permutan de cierta forma, lo que garantiza que los bits adyacentes se encuentran separados por varios bits después del intercalado.

Sea  $N_{CBPS} = 2 \times N_{BPS}$  el número de bits codificados por símbolo OFDM, en los casos en que se aplica la codificación convolucional. Todos los bits codificados deberán intercalarse mediante un intercalador de bloque con un tamaño de bloque correspondiente a  $N_{CBPS}$ . El intercalador asegura que los bits codificados adyacentes se hacen corresponder con las subportadoras de datos no adyacentes. Sea  $v(k)$ , con  $k = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1$ , el vector de bits codificados a la entrada del intercalador.  $v(k)$  se transforma en un vector intercalado  $w(i)$ , con  $i = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1$ , por el intercalador de bloques como sigue:

$$w((N_{CBPS}/s) \times (k \bmod s) + \text{umbral}(k/s)) = v(k) \quad k = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1.$$

El valor de  $s$  viene determinado por el número de bits codificados por subportadora,  $N_{CBPSC} = 2 \times N_{BPS}$ .  $N_{CBPSC}$  está relacionado con  $N_{CBPS}$  de forma que  $N_{CBPS} = 96 \times N_{CBPSC}$  (cabida útil) y  $N_{CBPS} = 84 \times N_{CBPSC}$  (encabezamiento):

$$s = 8 \times (1 + \text{umbral}(N_{CBPSC}/2)) \text{ para la cabida útil y}$$

$$s = 7 \text{ para el encabezamiento.}$$

El desintercalador lleva a cabo la operación inversa. Por consiguiente, si  $w'(i)$ , con  $i = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1$ , es la entrada del vector de desintercalado, el vector  $w'(i)$  se transforma en un vector de desintercalado  $v'(k)$ , con  $k = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1$ , por el desintercalador de bloque como sigue:

$$v'(s \times i - (N_{CBPS} - 1) \times \text{umbral}(s \times i / N_{CBPS})) = w'(i) \quad i = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1$$

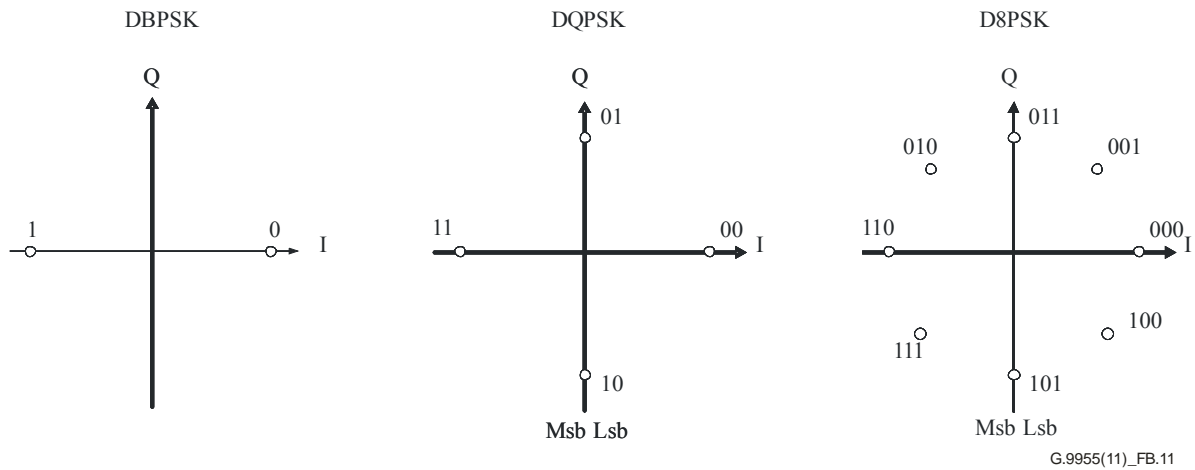
En el Apéndice C-I aparecen como referencia cuadros descriptivos que muestran las permutaciones de índice.

### B.3.8 Modulación

La cabida útil PDU se modula como una señal con modulación por desplazamiento de fase diferencial multiportadora con una subportadora piloto y 96 subportadoras de datos que constan de 96, 192 ó 288 bits por símbolo. El encabezamiento se modula DBPSK con 13 subportadoras piloto y 84 subportadoras de datos que constan de 84 bits por símbolo.

El tren de bits procedente del intercalador se divide en grupos de  $M$  bits donde el primer bit del grupo de  $M$  es el bit más significativo (MSB).

Se realiza una modulación diferencial en el dominio de la frecuencia. La Figura B.11 muestra la correspondencia entre DBPSK, DQPSK y D8PS:



**Figura B.11 – Correspondencia entre DBPSK, DQPSK y D8PSK**

La siguiente ecuación define la constelación  $M$ -ary DPSK de  $M$  fases:

$$s_k = A e^{j\theta_k}$$

donde:

$k$  es el índice de frecuencia que representa la  $k$ -ésima subportadora, en un símbolo OFDM.  $k = 1$  corresponde a la subportadora piloto de referencia de fase.

$s^k$  es la salida del modulador (un número complejo) para la  $k$ -ésima subportadora dada.

$\theta_k$  representa la fase absoluta de la señal modulada obtenida de la siguiente manera:

$$\theta_k = (\theta_{k-1} + (2\pi/M)\Delta b_k) \bmod 2\pi$$

Esta ecuación se aplica para  $k > 1$  en la banda útil, siendo la subportadora  $k = 1$  el piloto de referencia de fase. Cuando se transmite el encabezamiento, el piloto asignado en la  $k$ -ésima subportadora se utiliza como referencia de fase para los datos asignados en la  $k+1$ -ésima subportadora.

$\Delta b_k \in \{0, 1, \dots, M-1\}$  representa la información codificada en el incremento de fase, suministrada por el codificador de la constelación.

$M = 2, 4$  u  $8$  en los casos de DBPSK, DQPSK o D8PSK, respectivamente.

$A$  representa el radio del anillo desde el centro de la constelación.

El símbolo OFDM puede expresarse en forma matemática:

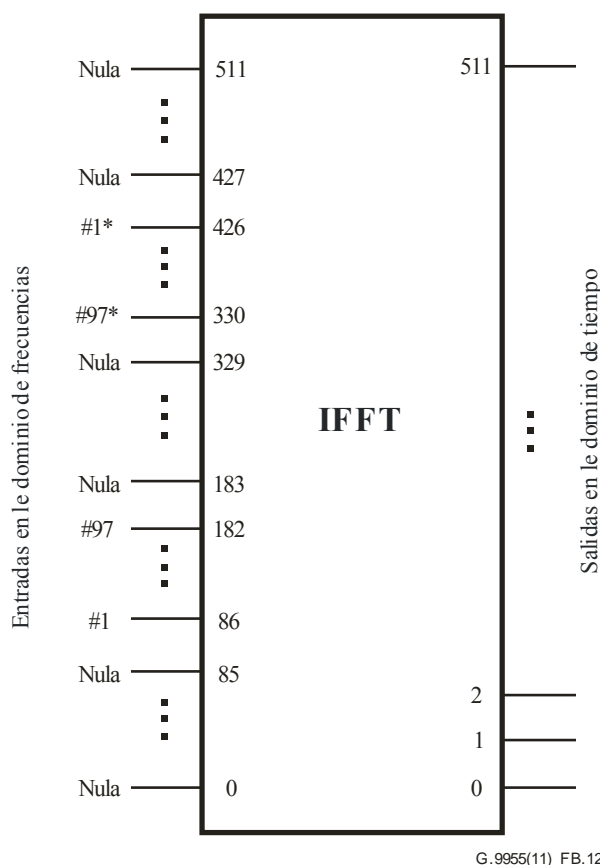
$$c_i(n) = \left\{ \sum_{k=86}^{182} s(k-85, i) \exp\left(\frac{j2\pi k}{512}(n - N_{CP})\right) + \sum_{k=330}^{426} s(427-k, i) \exp\left(\frac{j2\pi k}{512}(n - N_{CP})\right) \right\}$$

$i$  es el índice de tiempo que representa el símbolo  $i$ -ésimo OFDM;  $i = 0, 1, \dots, M+1$

$n$  es el índice muestra;  $48 \leq n \leq 559$

$s(k, i)$  es el valor complejo del bloque de modulación de subportadora y el símbolo \* denota la conjugada compleja.

Si se utiliza un punto IFFT 512 complejo, la correspondencia de las 96 subportadoras será la observada en la Figura B.12. El símbolo '\*' representa la conjugada compleja.



**Figura B.12 – Correspondencia de subportadoras**

Tras aplicar la transformada inversa de Fourier, el símbolo es ampliado cíclicamente por 48 muestras para crear el prefijo cíclico ( $N_{CP}$ ).

### B.3.9 Especificación eléctrica del transmisor

#### B.3.9.1 Generalidades

A continuación se establecen los requisitos técnicos mínimos para la compatibilidad y el funcionamiento adecuado del transmisor.

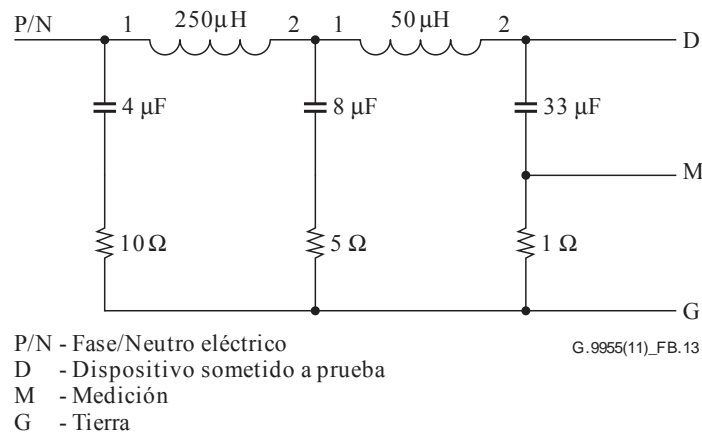
#### B.3.9.2 PSD de transmisión

Las especificaciones del transmisor se medirán con arreglo a las condiciones y configuración siguientes.

Para dispositivos monofásicos, la medición se efectuará en cualquiera de las conexiones de fase o neutras según la Figura F.2 del Anexo F.

Para dispositivos trifásicos que transmiten simultáneamente en tres fases, la medición se efectuará en todas las fases, como se observa en la Figura F.4 del Anexo F. No es necesaria ninguna medición en el conductor neutro.

En la Figura B.13 se observa la red de alimentación artificial indicada en las Figuras F.2 y F.4. Está basada en la Figura F.3 del Anexo F. Se ha introducido el condensador de 33  $\mu\text{F}$  y la resistencia de 1  $\Omega$  para que la red tenga una impedancia de 2  $\Omega$  en la banda de frecuencias de interés.



**Figura B.13 – Red de alimentación artificial**

Las tensiones de salida del transmisor se definen como la tensión medida en el terminal de línea con respecto al terminal neutro. En consecuencia, los valores obtenidos del dispositivo de medición se incrementarán en 6 dB (divisor de tensión de relación 1/2).

Todos los dispositivos se pondrán a prueba para cumplir los requisitos PSD en toda la gama de temperaturas, que dependerá del tipo de nodo:

- nodos de base en la gama comprendida entre  $-40^{\circ}\text{C}$  y  $+70^{\circ}\text{C}$
- nodos de servicio en la gama comprendida entre  $-25^{\circ}\text{C}$  y  $+55^{\circ}\text{C}$

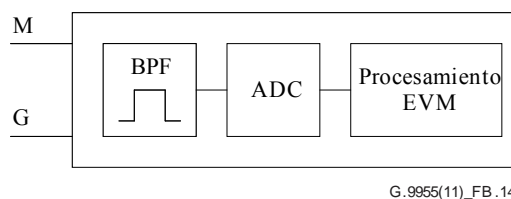
Todas las pruebas se realizarán en condiciones de carga de tráfico normales.

En todos los casos, la PSD deberá ajustarse a la normativa vigente en el país en que se utiliza el sistema.

El amplificador de potencia tendrá que introducir un nivel de señal definitivo en el nodo de transmisión (parámetro S1) de  $120 \text{ dB}\mu\text{Vrms}$  (1 Vrms) cuando esté conectado a la red artificial de la Figura B.13, como se observa en la Figura F.2 para dispositivos unifásicos y en la Figura F.4 para dispositivos trifásicos, haciéndolo en una fase a la vez. Para los dispositivos trifásicos en los que la introducción se realiza en forma simultánea en las tres fases, el nivel de señal definitivo será de  $114 \text{ dB}\mu\text{Vrms}$  (0,5 Vrms). Como se indicó anteriormente, las mediciones obtenidas por el instrumento correspondiente se incrementarán en 6 dB para compensar la pérdida de inserción de la red artificial.

### B.3.9.3 Magnitud de vector de error (EVM)

Se medirá la calidad de la señal inyectada con respecto a la impedancia de la red de alimentación artificial con el fin de validar el dispositivo transmisor. En consecuencia, se utilizará un analizador vectorial que proporciona mediciones EVM (medidor EVM); para la definición de EVM, véase la cláusula C.1. La configuración de la prueba descrita en las Figuras F.2 y F.4 se utilizará en el caso de dispositivos monofásicos y de dispositivos trifásicos que transmiten simultáneamente en todas las fases, respectivamente.



**Figura B.14 – Medidor EVM (diagrama en bloque)**

El medidor EVM deberá incluir un filtro de paso de banda con una atenuación de 40 dB a 50 Hz, que garantiza la eliminación de la dispersión (*anti-aliasing*) del convertidor analógico a digital (ADC).

La mínima calidad de funcionamiento del ADC es de 1 MSPS, número efectivo de bits: 14-bit (ENOB). Tanto el rizado como el retardo de grupo del filtro de paso de banda han de contemplarse en los cálculos EVM.

#### B.3.9.4 Límites de perturbaciones por conducción

Serán de aplicación los reglamentos regionales. Por ejemplo, en Europa, los transmisores deberán cumplir los niveles máximos de emisión y las emisiones no esenciales que se definen en el Anexo F para emisiones por conducción en redes de alimentación eléctrica de corriente alterna en las bandas de 3 a 9 kHz y de 95 kHz a 30 MHz. Los reglamentos europeos exigen asimismo que los transmisores y receptores cumplan los límites de impedancia definidos en el Anexo F en la gama de frecuencias comprendida entre 3 kHz y 148,5 kHz.

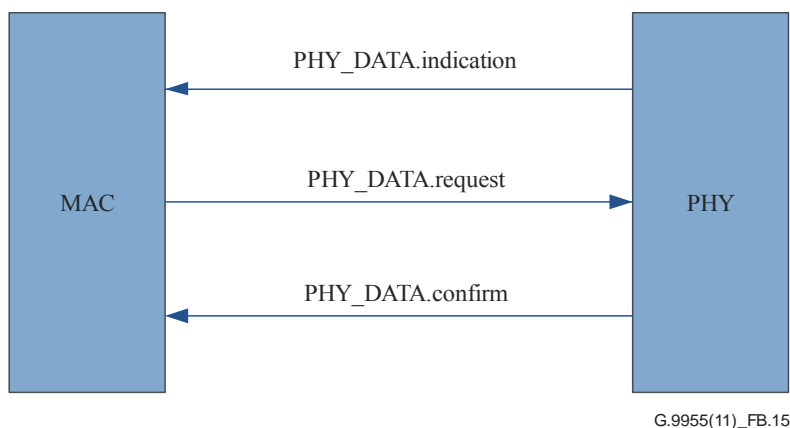
### B.3.10 Especificación de servicio PHY

#### B.3.10.1 Generalidades

PHY tendrá un reloj de funcionamiento libre de 20-bit incrementado en intervalos de 10  $\mu$ s. El reloj cuenta de 0 a 1048575 y, a continuación, desborda y vuelve a 0. A raíz de ello, el período de este reloj es 10,48576 segundos. El reloj nunca se detiene ni reanuda su funcionamiento. El tiempo medido por este reloj es el que debe utilizarse en algunas primitivas PHY para indicar un momento específico en el tiempo.

#### B.3.10.2 Primitivas del plano de datos PHY

##### B.3.10.2.1 Generalidades



**Figura B.15 – Esquema de las primitivas de PHY**

La primitiva *request* (petición) es transmitida de MAC a PHY para solicitar el inicio de un servicio.

Las primitivas *indication* (indicación) y *confirm* (confirmar) son transmitidas de PHY a MAC para indicar un evento PHY interno que es importante para MAC. Este evento puede estar relacionado lógicamente con una petición de servicio a distancia o puede ser causado por un evento interno a PHY.

### **B.3.10.2.2 PHY\_DATA.request**

#### **B.3.10.2.2.1 Función**

La primitiva PHY\_DATA.request es transmitida a la entidad de capa PHY para solicitar el envío de una PPDU a una o más entidades PHY a distancia utilizando los procedimientos de transmisión PHY. Permite además establecer el momento en que se iniciará la transmisión.

#### **B.3.10.2.2.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PHY\_DATA.request{*MPDU*, *Length*, *Level*, *Scheme*, *Time*}.

El parámetro *MPDU* especifica la unidad de datos de protocolo MAC que se transmitirá por la entidad de capa PHY. Es obligatorio que las implementaciones alineen los bytes de la MPDU por PHY-SAP. Esto supone que se ubicarán 2 bits adicionales (debido a la naturaleza de no alineación de bytes del encabezamiento de capa MAC) al principio del encabezamiento.

El parámetro *Length* especifica la longitud de la MPDU en bytes. La longitud será de 2 bytes.

El parámetro *Level* especifica el nivel de la señal de salida según el cual la capa PHY transmite la MPDU. Puede adoptar uno de los ocho valores siguientes:

- 0: Nivel de salida máximo (MOL)
- 1: MOL –3 dB
- 2: MOL –6 dB
- ...
- 7: MOL –21 dB

El parámetro *Scheme* especifica el esquema de transmisión que debe utilizarse para la MPDU. Puede adoptar cualquiera de los siguientes valores:

- 0: DBPSK
- 1: DQPSK
- 2: D8PSK
- 3: No se utiliza
- 4: DBPSK + código convolucional
- 5: DQPSK + código convolucional
- 6: D8PSK + código convolucional
- 7: No se utiliza

El parámetro *Time* especifica el instante de tiempo en que debe transmitirse la MPDU. Se expresa en decenas de  $\mu\text{s}$  y puede adoptar valores entre 0 y  $2^{20} - 1$ .

MAC calculará el parámetro *Time*, habida cuenta del tiempo actual de PHY que ha obtenido la primitiva PHY\_timer.get. MAC tendrá en cuenta el hecho de que no se puede transmitir ninguna parte de la PPDU durante los intervalos de baliza y los períodos CFP otorgados a otros dispositivos en la red. Si la configuración del parámetro *Time* no respeta estas normas, PHY dará como respuesta un fallo en la primitiva PHY\_Data.confirm.

#### **B.3.10.2.2.3 Utilización**

La primitiva es generada por la entidad de capa MAC cada vez que deben transmitirse datos a una o más entidades MAC pares.

La recepción de esta primitiva hará que la entidad PHY lleve a cabo todas las acciones específicas de PHY y transmita la PPDU adecuadamente formada para la transferencia a una o más entidades de capa PHY pares. La transmisión siguiente se iniciará cuando *Time* = temporizador.

### **B.3.10.2.3 PHY\_DATA.confirm**

#### **B.3.10.2.3.1 Función**

La primitiva PHY\_DATA.confirm sólo tiene significado local y facilita una respuesta adecuada a la primitiva PHY\_DATA.request. La primitiva PHY\_DATA.confirm indica a la entidad de capa MAC si se ha transmitido con éxito o no la MPDU de la primitiva PHY\_DATA.request anterior.

#### **B.3.10.2.3.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PHY\_DATA.confirm{*Result*}.

El parámetro *Result* se utiliza para transmitir información de estado a la entidad solicitante local. Es utilizada también para indicar el éxito o fracaso de la primitiva PHY\_DATA.request asociada anterior. Algunos resultados serán normalizados para todas las implementaciones:

- 0: Éxito.
- 1: Muy tarde. Ha pasado el tiempo de transmisión.
- 2: Longitud no válida.
- 3: Esquema no válido.
- 4: Nivel no válido.
- 5: Desbordamiento de la memoria tampón.
- 6: Canal ocupado.
- 7-255: Patentado.

#### **B.3.10.2.3.3 Utilización**

La primitiva es generada en respuesta a una primitiva PHY\_DATA.request.

Se supone que la capa MAC tiene suficiente información para asociar la primitiva confirmar con la primitiva petición correspondiente.

### **B.3.10.2.4 PHY\_DATA.indication**

#### **B.3.10.2.4.1 Función**

Esta primitiva define la transferencia de datos de la entidad de capa PHY a la entidad de capa MAC.

#### **B.3.10.2.4.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PHY\_DATA.indication{*PSDU*, *Length*, *Level*, *Scheme*, *Time*}.

El parámetro *PSDU* especifica la unidad de datos de servicio PHY recibida por la entidad de capa PHY local. Es obligatorio que las implementaciones alineen los bytes de la MPDU por PHY-SAP. Esto supone que se ubicarán 2 bits adicionales (debido a la naturaleza de no alineación de bytes del encabezamiento de capa MAC) al principio del encabezamiento.

El parámetro *Length* especifica la longitud de la PSDU recibida en bytes. La longitud será de 2 bytes.

El parámetro *Level* especifica el nivel de la señal por la cual la capa PHY recibió la PSDU. Puede adoptar uno de los dieciséis valores siguientes:

- 0:  $\leq 70$  dBuV

- 1:  $\leq 72$  dBuV
- 2:  $\leq 74$  dBuV
- ...
- 15:  $> 98$  dBuV

El parámetro *Scheme* especifica el esquema con el que se recibe la PSDU. Puede adoptar cualquiera de los siguientes valores:

- 0: DBPSK
- 1: DQPSK
- 2: D8PSK
- 3: No se utiliza
- 4: DBPSK + código convolucional
- 5: DQPSK + código convolucional
- 6: D8PSK + código convolucional
- 7: No se utiliza

El parámetro *Time* especifica el tiempo de recepción del Preámbulo asociado a la PSDU.

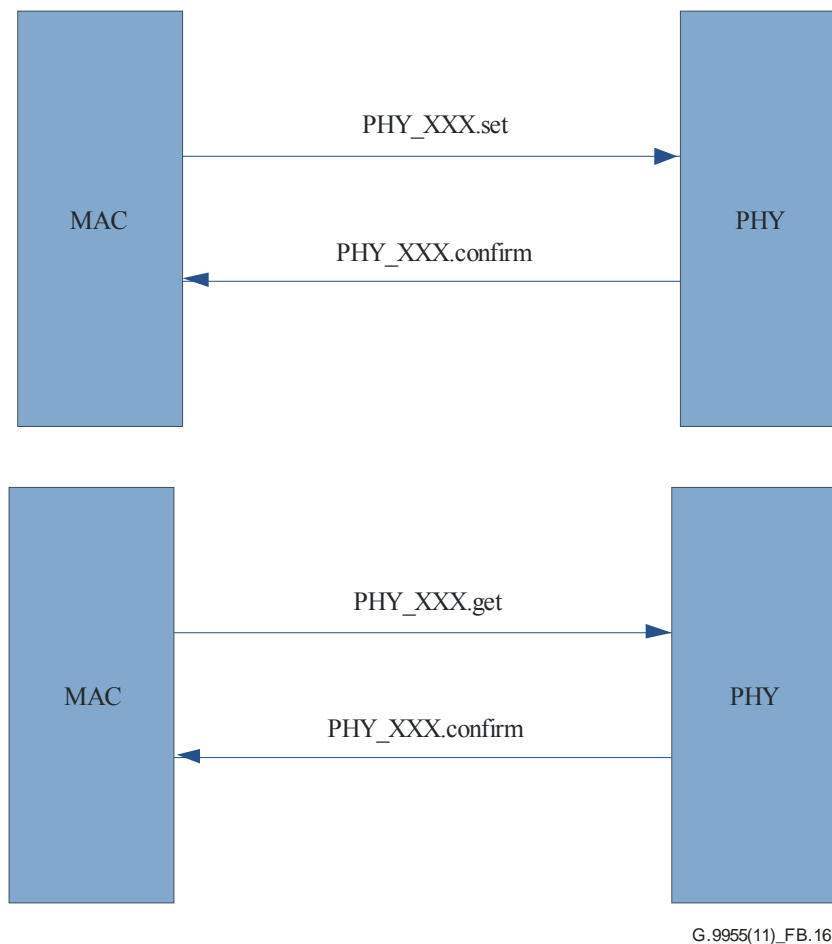
#### **B.3.10.2.4.3 Utilización**

La primitiva PHY\_DATA.indication es transmitida de la entidad de capa PHY a la entidad de capa MAC para indicar la llegada de una PPDU válida.

#### **B.3.10.3 Primitivas del plano de control PHY**

En la Figura B.16 se muestra la estructura general de las primitivas del plano de control de PHY. Todas las primitivas pueden contener campos "set" (establecer), "get" (obtener) o "confirm" (confirmar). En el Cuadro B.4 se enumeran las primitivas del plano de control y los campos asociados a cada una de ellas. En cada fila figura una primitiva del plano de control. Una "X" en una columna indica que el campo asociado se utiliza en la primitiva descrita en esa fila.





**Figura B.16 – Esquema de las primitivas del plano de control de PHY**

**Cuadro B.4 – Campos asociados con las primitivas del plano de control de PHY**

	<b>set</b> <i>(establecer)</i>	<b>get</b> <i>(obtener)</i>	<b>confirm</b> <i>(confirmar)</i>
PHY_AGC	X	X	X
PHY_Timer		X	X
PHY_CD		X	X
PHY_NL		X	X
PHY_SNR		X	X
PHY_ZCT		X	X

### **B.3.10.3.1 PHY\_AGC.set**

#### **B.3.10.3.1.1 Función**

La entidad de capa MAC transmite la primitiva PHY\_AGC.set a la entidad de capa PHY para establecer el modo de ganancia automática de la capa PHY.

#### **B.3.10.3.1.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PHY\_AGC.set {*Mode, Gain*}.

El parámetro *Mode* especifica si la capa física funciona o no en modo de ganancia automática. Puede adoptar uno de los dos valores siguientes:

0: Auto

1: Manual

El parámetro *Gain* especifica la ganancia de recepción inicial en modo auto. Puede adoptar uno de los  $N$  valores:

0:  $\text{min\_gain}$  dB

1:  $\text{min\_gain} + \text{step}$  dB

2:  $\text{min\_gain} + 2 \times \text{step}$  dB

...

$N-1$ :  $\text{min\_gain} + (N - 1) \times \text{step}$  dB

donde  $\text{min\_gain}$  (ganancia mínima) y  $N$  dependen de la implementación específica. El parámetro  $\text{step}$  (paso) es también un asunto de implementación pero no será superior a 6 dB. El valor de ganancia máximo  $\text{min\_gain} + (N - 1) \times \text{step}$  dB (ganancia mínima +  $(N - 1)$  x paso) será, como mínimo, de 21 dB.

### **B.3.10.3.1.3 Utilización**

La primitiva es generada por la capa MAC cuando debe modificarse el modo de ganancia en recepción.

### **B.3.10.3.2 PHY\_AGC.get**

#### **B.3.10.3.2.1 Función**

La entidad de capa MAC transmite la primitiva PHY\_AGC.get a la entidad de capa PHY para obtener el modo de ganancia automática de la capa PHY.

#### **B.3.10.3.2.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PHY\_AGC.get{}

#### **B.3.10.3.2.3 Utilización**

La primitiva es generada por la capa MAC cuando necesita conocer el modo de ganancia en recepción que ha sido configurado.

### **B.3.10.3.3 PHY\_AGC.confirm**

#### **B.3.10.3.3.1 Función**

La entidad de capa PHY transmite la primitiva PHY\_AGC.confirm a la entidad de capa MAC en respuesta a una instrucción PHY\_AGC.set o PHY\_AGC.get.

#### **B.3.10.3.3.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PHY\_AGC.confirm {*Mode*, *Gain*}.

El parámetro *Mode* especifica si la capa PHY está configurada o no para funcionar en modo de ganancia automática. Puede adoptar uno de los dos valores siguientes:

0: Auto

1: Manual

El parámetro *Gain* especifica la ganancia en recepción actual. Puede adoptar uno de los  $N$  valores:

- 0: min\_gain dB
- 1: min\_gain + step dB
- 2: min\_gain + 2 × step dB
- ...
- N-1: min\_gain + (N - 1) × step dB

donde min\_gain (ganancia mínima) y  $N$  dependen de la implementación específica. El parámetro step (paso) no será superior a 6 dB. El valor de ganancia máximo min\_gain + (N - 1) × step dB (ganancia mínima + (N - 1) x paso) será, como mínimo, de 21 dB.

#### **B.3.10.3.4 PHY\_Timer.get**

##### **B.3.10.3.4.1 Función**

La entidad de capa MAC transmite la primitiva PHY\_Timer.get a la entidad de capa PHY para obtener el momento en que debe comenzar la transmisión.

##### **B.3.10.3.4.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PHY\_Timer.get {}.

##### **B.3.10.3.4.3 Utilización**

La primitiva es generada por la capa MAC para conocer el comienzo de la transmisión.

#### **B.3.10.3.5 PHY\_Timer.confirm**

##### **B.3.10.3.5.1 Función**

La entidad de capa PHY transmite la primitiva PHY\_Timer.confirm a la entidad de capa MAC en respuesta a una instrucción PHY\_Timer.get.

##### **B.3.10.3.5.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PHY\_Timer.confirm {*Time*}.

El parámetro *Time* se especifica en decenas de microsegundos. Puede adoptar valores entre 0 y 220-1.

#### **B.3.10.3.6 PHY\_CD.get**

##### **B.3.10.3.6.1 Función**

La entidad de capa MAC transmite la primitiva PHY\_CD.get a la entidad de capa PHY para identificar la señal de detección de portadora. El algoritmo de detección de portadora se basará en la detección del preámbulo y el reconocimiento del encabezamiento (véase la cláusula B.3.4).

##### **B.3.10.3.6.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PHY\_CD.get {}.

##### **B.3.10.3.6.3 Utilización**

La primitiva es generada por la capa MAC cuando necesita saber si el medio físico está o no libre.

### **B.3.10.3.7 PHY\_CD.confirm**

#### **B.3.10.3.7.1 Función**

La entidad de capa PHY transmite la primitiva PHY\_CD.confirm a la entidad de capa MAC en respuesta a una instrucción PHY\_CD.get.

#### **B.3.10.3.7.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PHY\_CD.confirm {*cd*, *rsi*, *Time*, *header*}.

El parámetro *cd* (*carrier detect*, detección de portadora) puede adoptar uno de los dos valores siguientes:

0: ninguna portadora detectada

1: portadora detectada

El parámetro *rsi* (*received signal strength indication*) es la indicación de intensidad de la señal recibida y alude al preámbulo. Sólo es importante cuando *cd* es igual a 1. Puede adoptar uno de los dieciséis valores siguientes:

0:  $\leq 70$  dBuV

1:  $\leq 72$  dBuV

2:  $\leq 74$  dBuV

...

15:  $> 98$  dBuV

El parámetro *Time* indica el instante en que terminará la presente PPDU. Sólo es importante cuando *cd* es igual a 1. Cuando *cd* es igual a 0, este parámetro adoptará un valor 0. Si *cd* es igual a 1 pero no se conoce aún la duración de la PPDU total (es decir, no se ha procesado todavía el encabezamiento), el parámetro *header* (encabezamiento) adoptará el valor 1 y el parámetro *Time* indicará el instante en que terminará el encabezamiento, especificado en decenas de microsegundos. En cualquier otro caso, el valor del parámetro *Time* es el instante en que terminará la presente PPDU y se especifica en decenas de microsegundos. Este parámetro alude a un punto absoluto en el tiempo de modo que hace referencia al reloj del sistema.

El parámetro *header* puede adoptar uno de los dos valores siguientes:

1: si se ha detectado un preámbulo pero no se conoce aún la duración de la PPDU total a partir de la decodificación del encabezamiento.

0: en los demás casos.

### **B.3.10.3.8 PHY\_NL.get**

#### **B.3.10.3.8.1 Función**

La entidad de capa MAC transmite la primitiva PHY\_NL.get a la entidad de capa PHY para obtener el valor del nivel de ruido de fondo.

#### **B.3.10.3.8.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PHY\_NL.get {}.

#### **B.3.10.3.8.3 Utilización**

La primitiva es generada por la capa MAC cuando necesita conocer el nivel de ruido presente en la línea eléctrica.

### **B.3.10.3.9 PHY\_NL.confirm**

#### **B.3.10.3.9.1 Función**

La entidad de capa PHY transmite la primitiva PHY\_NL.confirm a la entidad de capa MAC en respuesta a una instrucción PHY\_NL.get.

#### **B.3.10.3.9.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PHY\_NL.confirm {*noise*}.

El parámetro *noise* (ruido) puede adoptar uno de los dieciséis valores siguientes:

0:  $\leq 50$  dBuV

1:  $\leq 53$  dBuV

2:  $\leq 56$  dBuV

...

15:  $> 92$  dBuV

### **B.3.10.3.10 PHY\_SNR.get**

#### **B.3.10.3.10.1 Función**

La entidad de capa MAC transmite la primitiva PHY\_SNR.get a la entidad de capa PHY para obtener el valor de la relación señal-ruido, definida como la relación entre el nivel de la señal recibida medida y el nivel de ruido de la última PPDU recibida. El cálculo de SNR se describe en la cláusula B.4.2.

#### **B.3.10.3.10.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PHY\_SNR.get {}.

#### **B.3.10.3.10.3 Utilización**

La primitiva es generada por la capa MAC cuando necesita conocer el SNR para analizar las características del canal e invocar procedimientos de gestión sólidos, llegado el caso.

### **B.3.10.3.11 PHY\_SNR.confirm**

#### **B.3.10.3.11.1 Función**

La entidad de capa PHY transmite la primitiva PHY\_SNR.confirm a la entidad de capa MAC en respuesta a una instrucción PHY\_SNR.get.

#### **B.3.10.3.11.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PHY\_SNR.confirm {*SNR*}.

El parámetro *SNR* hace referencia a la relación señal-ruido, definida como la relación entre el nivel de la señal recibida medida y el nivel de ruido de la última PPDU recibida. Puede adoptar uno de los ocho valores siguientes. La correspondencia entre el índice 3-bit y el valor SNR real, de conformidad con los cálculos del Anexo C, se facilita *infra*:

0:  $\leq 0$  dB

1:  $\leq 3$  dB

2:  $\leq 6$  dB

...  
7: > 18 dB

### **B.3.10.3.12 PHY\_ZCT.get**

#### **B.3.10.3.12.1 Función**

La entidad de capa MAC transmite la primitiva PHY\_ZCT.get a la entidad de capa PHY para obtener el tiempo de cruce nulo de la red de energía eléctrica y el tiempo transcurrido entre la última transmisión o recepción y el cruce nulo de la red de energía eléctrica.

#### **B.3.10.3.12.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PHY\_ZCT.get {}.

#### **B.3.10.3.12.3 Utilización**

La primitiva es generada por la capa MAC cuando necesita conocer el tiempo de cruce nulo de la red de energía eléctrica, por ejemplo para calcular la fase a la que está conectado el nodo.

### **B.3.10.3.13 PHY\_ZCT.confirm**

#### **B.3.10.3.13.1 Función**

La entidad de capa PHY transmite la primitiva PHY\_ZCT.confirm a la entidad de capa MAC en respuesta a una instrucción PHY\_ZCT.get.

#### **B.3.10.3.13.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PHY\_ZCT.confirm {Time}.

El parámetro *Time* es el instante de tiempo en que tiene lugar el último evento de cruce nulo.

### **B.3.10.4 Primitivas de gestión PHY**

Las primitivas de gestión de capa PHY permiten a la capa PHY interactuar con la capa MAC. La aplicación de estas primitivas es opcional. Para la estructura general de las primitivas de gestión de capa PHY, sírvase consultar la Figura B.16.

**Cuadro B.5 – Primitivas de gestión de capa PHY**

<b>Primitiva</b>	<b>set (establecer)</b>	<b>get (obtener)</b>	<b>confirm (confirmar)</b>
PLME_RESET	X		X
PLME_SLEEP	X		X
PLME_RESUME	X		X
PLME_TESTMODE	X		X
PLME_GET		X	X

#### **B.3.10.4.1 PLME\_RESET.request**

##### **B.3.10.4.1.1 Función**

Se invoca la primitiva PLME\_RESET.request para solicitar a la capa PHY el restablecimiento de su estado funcional actual. Como resultado de esta primitiva, PHY debe restablecer todos los estados

internos y evacuar todas las memorias tampón para despejar los datos de recepción o transmisión puestos en cola. Todas las primitivas SET son invocadas por la entidad de gestión de capa PHY (PLME) y se dirigen a PHY con objeto de establecer parámetros en la capa física. La PLME también puede originar la primitiva GET, no obstante, esta se utiliza únicamente para leer los parámetros de PHY.

#### **B.3.10.4.1.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PLME\_RESET.request{}

#### **B.3.10.4.1.3 Utilización**

Las entidades de gestión de capa superior invocarán esta primitiva para afrontar cualquier anomalía del sistema que requiera abortar las transmisiones en cola y reiniciar todas las operaciones a partir del estado de inicialización.

#### **B.3.10.4.2 PLME\_RESET.confirm**

##### **B.3.10.4.2.1 Función**

La primitiva PLME\_RESET.confirm es generada en respuesta a la primitiva PLME\_RESET.request correspondiente. Indica si la reiniciación solicitada tuvo o no éxito.

##### **B.3.10.4.2.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PLME\_RESET.confirm{*Result*}

El parámetro *Result* (resultado) tendrá uno de los valores siguientes:

0: Éxito

1: Fracaso. La reiniciación solicitada fracasó por cuestiones internas de aplicación

##### **B.3.10.4.2.3 Utilización**

La primitiva es generada en respuesta a una primitiva PLME\_RESET.request.

#### **B.3.10.4.3 PLME\_SLEEP.request**

##### **B.3.10.4.3.1 Función**

Se invoca la primitiva PLME\_SLEEP.request para solicitar a la capa PHY que suspenda sus actividades actuales, incluidas todas las funciones de recepción. La capa PHY debe completar las transmisiones pendientes antes de entrar en el estado reposo.

##### **B.3.10.4.3.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PLME\_SLEEP.request{}

##### **B.3.10.4.3.3 Utilización**

Esta primitiva se ha diseñado con el fin de contribuir a la optimización del consumo de energía.

#### **B.3.10.4.4 PLME\_SLEEP.confirm**

##### **B.3.10.4.4.1 Función**

La primitiva PLME\_SLEEP.confirm es generada en respuesta a la primitiva PLME\_SLEEP.request correspondiente e informa si el estado de reposo solicitado ha sido introducido o no con éxito.

#### **B.3.10.4.4.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PLME\_SLEEP.confirm{*Result*}.

El parámetro *Result* (resultado) tendrá uno de los valores siguientes:

0: Éxito

1: Fracaso. La reiniciación solicitada fracasó por cuestiones internas de aplicación

2: La capa física ya se encuentra en estado de reposo

#### **B.3.10.4.4.3 Utilización**

La primitiva es generada en respuesta a una primitiva PLME\_SLEEP.request.

#### **B.3.10.4.5 PLME\_RESUME.request**

##### **B.3.10.4.5.1 Función**

Se invoca la primitiva PLME\_RESUME.request para solicitar a la capa PHY que reanude sus actividades suspendidas. Como resultado de esta primitiva, la capa PHY iniciará sus funciones normales de transmisión y recepción.

##### **B.3.10.4.5.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PLME\_RESUME.request{}

##### **B.3.10.4.5.3 Utilización**

Esta primitiva es invocada por las entidades de gestión de capa superior para reanudar las operaciones normales de la capa PHY, dando por supuesto que esa capa se encuentra actualmente en estado suspendido como resultado de la primitiva PLME\_SLEEP.request anterior.

#### **B.3.10.4.6 PLME\_RESUME.confirm**

##### **B.3.10.4.6.1 Función**

La primitiva PLME\_RESUME.confirm es generada en respuesta a la primitiva PLME\_RESUME.request correspondiente e informa sobre el estado de reanudación solicitado.

##### **B.3.10.4.6.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PLME\_RESUME.confirm{*Result*}.

El parámetro *Result* (resultado) tendrá uno de los valores siguientes:

0: Éxito

1: Fracaso. La reanudación solicitada fracasó por cuestiones internas de aplicación

2: La capa física ya se encuentra en estado plenamente funcional

##### **B.3.10.4.6.3 Utilización**

La primitiva es generada en respuesta a una primitiva PLME\_RESUME.request.

#### **B.3.10.4.7 PLME\_TESTMODE.request**

##### **B.3.10.4.7.1 Función**

Se invoca la primitiva PLME\_TESTMODE.request para introducir a la capa PHY en el modo de prueba (especificado por el parámetro *mode*). Entre los diversos modos posibles, el modo funcional



específico se proporciona como parámetro de entrada. Tras la recepción de esta primitiva, la capa PHY debe completar todas las transmisiones pendientes en su memoria tampón antes de entrar en el modo de prueba solicitado.

#### **B.3.10.4.7.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PLME\_TESTMODE.request{*enable, mode, modulation, pwr\_level*}.

El parámetro *enable* (habilitación) inicia o detiene el modo de prueba y puede adoptar uno de los dos valores siguientes:

- 0: detener el modo de prueba y volver al estado funcional normal
- 1: pasar del estado funcional actual al modo de prueba

El parámetro *mode* (modo) enumera el comportamiento funcional específico presentado mientras la capa PHY se encuentra en modo de prueba. Puede adoptar cualquiera de los dos valores siguientes:

- 0: transmisión continua
- 1: transmisión con un ciclo de trabajo de 50%

El parámetro *modulation* indica qué esquema de modulación se utiliza durante las transmisiones. Puede adoptar uno de los ocho valores siguientes:

- 0: DBPSK
- 1: DQPSK
- 2: D8PSK
- 3: No se utiliza
- 4: DBPSK + nodo convolucional
- 5: DQPSK + nodo convolucional
- 6: D8PSK + nodo convolucional
- 7: No se utiliza

El parámetro *pwr\_level* indica el nivel relativo en que es transmitida la señal de prueba. Puede adoptar uno de los siguientes valores:

- 0: Nivel de salida máximo (MOL)
- 1: MOL -3 dB
- 2: MOL -6 dB
- ...
- 7: MOL -21 dB

#### **B.3.10.4.7.3 Utilización**

Esta primitiva es invocada por la entidad de gestión cuando hay que realizar pruebas específicas.

#### **B.3.10.4.8 PLME\_TESTMODE.confirm**

##### **B.3.10.4.8.1 Función**

La primitiva PLME\_TESTMODE.confirm es generada en respuesta a la primitiva PLME\_TESTMODE.request correspondiente para indicar si la transición al modo de prueba (Testmode) ha tenido o no éxito.

##### **B.3.10.4.8.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PLME\_TESTMODE.confirm{*Result*}.

El parámetro *Result* (resultado) tendrá uno de los valores siguientes:

0: Éxito

1: Fracaso. La transición a Testmode fracasó por cuestiones internas de aplicación

2: La capa PHY ya se encuentra en Testmode

#### **B.3.10.4.8.3 Utilización**

La primitiva es generada en respuesta a una primitiva PLME\_TESTMODE.request.

#### **B.3.10.4.9 PLME\_GET.request**

##### **B.3.10.4.9.1 Función**

La primitiva PLME\_GET.request solicita información sobre un determinado atributo PIB.

##### **B.3.10.4.9.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PLME\_GET.request{*PIBAttribute*}

El parámetro *PIBAttribute* identifica el atributo específico enumerado en campos Id de cuadros que enumeran atributos PIB.

##### **B.3.10.4.9.3 Utilización**

Esta primitiva es invocada por la entidad de gestión para solicitar información sobre uno de los atributos PIB disponibles.

#### **B.3.10.4.10 PLME\_GET.confirm**

##### **B.3.10.4.10.1 Función**

La primitiva PLME\_GET.confirm es generada en respuesta a la primitiva PLME\_GET.request correspondiente.

##### **B.3.10.4.10.2 Estructura**

La semántica de esta primitiva es la siguiente:

PLME\_GET.confirm{*status*, *PIBAttribute*, *PIBAttributeValue*}

El parámetro *status* (estado) indica el resultado de la información solicitada y puede adoptar uno de los valores que figuran en el Cuadro B.6.

**Cuadro B.6 – Valores del parámetro *status* en la primitiva PLME\_GET.confirm**

<b>Resultado</b>	<b>Descripción</b>
Logrado = 0	El parámetro indica éxito
Fracaso = 1	El parámetro indica fracaso por cuestiones internas de aplicación
BadAttr = 2	No se admite el parámetro <i>PIBAttribute</i> especificado

El parámetro *PIBAttribute* identifica el atributo específico enumerado en campos Id de cuadros que enumeran atributos PIB.

El parámetro *PIBAttributeValue* especifica el valor asociado al parámetro *PIBAttribute* dado.

##### **B.3.10.4.10.3 Utilización**

Esta primitiva es generada por la capa PHY en respuesta a una primitiva PLME\_GET.request.



## Apéndice B-I

### PRIME: Ejemplos de CRC

(Este apéndice no forma parte integrante de la presente Recomendación.)

En el cuadro siguiente se observa la CRC calculada para varias cadenas específicas.

**Cuadro B-I.1 – Ejemplos de CRC calculada para diversas cadenas ASCII**

<b>Cadena</b>	<b>CRC-8</b>
'T'	0xab
"THE"	0xa0
0x03, 0x73	0x61
0x01, 0x3f	0xa8
"123456789"	0xf4

## Anexo C

### PRIME: Cálculo de EVM

(Este anexo forma parte integrante de la presente Recomendación.)

#### C.1 Definiciones de EVM y SNR

En el presente anexo se describen los cálculos que un receptor de referencia lleva a cabo para determinar la magnitud del vector de error (EVM), asumiendo que la sincronización y la ubicación de la ventana FFT sean precisas.

Siendo que

$\{r_k^i; k = 1, 2, \dots, 97\}$  indica el resultado de FFT para el símbolo  $i$  y  $k$ , los tonos de frecuencias.

$\Delta b_k \in \{0, 1, \dots, M-1\}$  representa la decisión sobre el símbolo de información recibido codificado en el incremento de fase.

$M = 2, 4$  u  $8$  en el caso de DBPSK, DQPSK o D8PSK, respectivamente.

La definición de EVM se expresa de la siguiente manera:

$$EVM = \frac{\sum_{i=1}^L \sum_{k=2}^{97} \left[ \text{abs} \left( r_k^i - r_{k-1}^i - \left( \frac{j2\pi}{M} \right) \Delta b_k - \right) \right]^2}{\sum_{i=1}^L \sum_{k=2}^{97} [\text{abs}(r_k^i)]^2}$$

En la fórmula *supra*,  $\text{abs}(\cdot)$  indica la magnitud de un número complejo.  $L$  es el número de símbolos OFDM de la cabida útil de la PPDU de recepción más reciente, en función de la cual se calcula la EVM.

SNR se define entonces como la inversa de EVM indicada *supra*.

## Apéndice C-I

### PRIME: Matrices de intercalado

(Este apéndice no forma parte integrante de la presente Recomendación.)

Matriz de intercalado de encabezamiento:

12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1
24	23	22	21	20	19	18	17	16	15	14	13
36	35	34	33	32	31	30	29	28	27	26	25
48	47	46	45	44	43	42	41	40	39	38	37
60	59	58	57	56	55	54	53	52	51	50	49
72	71	70	69	68	67	66	65	64	63	62	61
84	83	82	81	80	79	78	77	76	75	74	73

Matriz de intercalado DBPSK (FEC ACTIVADA):

12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1
24	23	22	21	20	19	18	17	16	15	14	13
36	35	34	33	32	31	30	29	28	27	26	25
48	47	46	45	44	43	42	41	40	39	38	37
60	59	58	57	56	55	54	53	52	51	50	49
72	71	70	69	68	67	66	65	64	63	62	61
84	83	82	81	80	79	78	77	76	75	74	73
96	95	94	93	92	91	90	89	88	87	86	85

Matriz de intercalado DQPSK (FEC ACTIVADA):

12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1
24	23	22	21	20	19	18	17	16	15	14	13
36	35	34	33	32	31	30	29	28	27	26	25
48	47	46	45	44	43	42	41	40	39	38	37
60	59	58	57	56	55	54	53	52	51	50	49
72	71	70	69	68	67	66	65	64	63	62	61
84	83	82	81	80	79	78	77	76	75	74	73
96	95	94	93	92	91	90	89	88	87	86	85
108	107	106	105	104	103	102	101	100	99	98	97
120	119	118	117	116	115	114	113	112	111	110	109
132	131	130	129	128	127	126	125	124	123	122	121
144	143	142	141	140	139	138	137	136	135	134	133
156	155	154	153	152	151	150	149	148	147	146	145
168	167	166	165	164	163	162	161	160	159	158	157
180	179	178	177	176	175	174	173	172	171	170	169
192	191	190	189	188	187	186	185	184	183	182	181

Matriz de intercalado D8PSK (FEC ACTIVADA):

18	17	16	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1
36	35	34	33	32	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19
54	53	52	51	50	49	48	47	46	45	44	43	42	41	40	39	38	37
72	71	70	69	68	67	66	65	64	63	62	61	60	59	58	57	56	55
90	89	88	87	86	85	84	83	82	81	80	79	78	77	76	75	74	73
108	107	106	105	104	103	102	101	100	99	98	97	96	95	94	93	92	91
126	125	124	123	122	121	120	119	118	117	116	115	114	113	112	111	110	109
144	143	142	141	140	139	138	137	136	135	134	133	132	131	130	129	128	127
162	161	160	159	158	157	156	155	154	153	152	151	150	149	148	147	146	145
180	179	178	177	176	175	174	173	172	171	170	169	168	167	166	165	164	163
198	197	196	195	194	193	192	191	190	189	188	187	186	185	184	183	182	181
216	215	214	213	212	211	210	209	208	207	206	205	204	203	202	201	200	199
234	233	232	231	230	229	228	227	226	225	224	223	222	221	220	219	218	217
252	251	250	249	248	247	246	245	244	243	242	241	240	239	238	237	236	235
270	269	268	267	266	265	264	263	262	261	260	259	258	257	256	255	254	253
288	287	286	285	284	283	282	281	280	279	278	277	276	275	274	273	272	271

## Anexo D

### Modo de funcionamiento relativo a vehículos eléctricos

(Este anexo forma parte integrante de la presente Recomendación.)

#### D.1 Generalidades

El presente anexo define un modo de funcionamiento que tiene por finalidad proporcionar comunicaciones entre vehículos eléctricos con enchufe de alimentación (PEV) y equipos de alimentación del vehículo eléctrico (EVSE). Se definen, en particular, comunicaciones por cables de corriente alterna y cables piloto entre PEV y EVSE. La conformidad a las disposiciones de este anexo exige el cumplimiento de los requisitos y características siguientes:

- Funcionamiento por bandas CENELEC o FCC;
- Soporte obligatorio al texto principal de la presente Recomendación;
- Cuando se efectúe a través de cables piloto, el funcionamiento será únicamente en modo punto a punto, es decir, sólo se conectarán dos transceptores al cable;
- El dispositivo UIT-T G.9955 que soporta este anexo deberá aplicar el procedimiento de repliegue al modo G3-PLC FCC sujeto a las indicaciones de la nota indicada *infra*. El método de repliegue al modo G3-PLC FCC se define en el Protocolo de repliegue de la cláusula D.2.

NOTA – La inclusión del procedimiento de repliegue al modo del Anexo E descrito en esta cláusula depende de la norma ISO/CEI 15118, que opta por el modo G3-PLC FCC como solución para aplicaciones V2G (del vehículo a la red). Si la ISO/CEI elige otra solución, o especifica diversas soluciones, tal vez no sea necesario soportar el protocolo de repliegue para el cumplimiento del presente anexo. Por otra parte, según la decisión de la norma ISO/CEI 15118, este protocolo podrá ser ajustado en consecuencia.

#### D.2 Protocolo de repliegue

El protocolo de repliegue definido en esta cláusula se requiere exclusivamente para el cumplimiento del presente anexo.

Para cumplir el modo de repliegue, el dispositivo UIT-T G.9955 será inicializado en el modo G3-PLC FCC definido en el Anexo E a la presente Recomendación. Por otra parte, después de establecer la conexión entre dispositivos con arreglo a las indicaciones del Anexo E, se aplicará un protocolo de toma de contacto entre los nodos PEV y EVSE con objeto de indicar sus capacidades para soportar el texto principal de la Rec. UIT-T G.9955. Si lo soportan, ambas partes podrán conmutar a un funcionamiento conforme al texto principal de la Rec. UIT-T G.9955 a petición del nodo EVSE (que controla el protocolo de repliegue). Si al menos uno de los nodos indica que no soporta el texto principal de UIT-T G.9955, ambos nodos procederán conforme al modo G3-PLC FCC hasta el final de la sesión de comunicación.

Se requieren nuevos estudios para una información más detallada del protocolo de repliegue.



## Anexo E

### Ampliación de FCC a G3-PLC del Anexo A

(Este anexo forma parte integrante de la presente Recomendación.)

#### E.1 Ampliación de FCC a G3-PLC del Anexo A

##### E.1.1 Parámetros fundamentales del sistema

###### E.1.1.1 Descripción general

La especificación original de G3-PLC abarca la parte de la banda A de CENELEC comprendida entre 35,9 kHz y 90,6 kHz. Especifica una capa física OFDM con modulación DBPSK y DQPSK. En dicha especificación original se seleccionó una frecuencia de muestreo de 400 kHz, de modo que potencialmente también puedan emplearse las bandas B, C y D de CENELEC. Ahora bien, como este suplemento está destinado a la banda FCC, se ha seleccionado una frecuencia de muestreo de 1,2 MHz.

La velocidad de datos se calcula a partir del número de símbolos (NS) por trama de la capa física (PHY); del número de subportadoras por símbolo (N<sub>CAR</sub>); y del número de bits de paridad añadidos mediante bloques FEC. A título de ejemplo, considérese el sistema en la banda A de CENELEC funcionando en modo robusto con 40 símbolos de datos. El número total de bits transportados por toda la trama PHY es igual a:

$$\text{Total\_Num\_Bits} = N_S \times N_{CAR} = 40 \times 36 = 1\,440 \text{ bits}$$

El número de bits necesarios a la entrada del codificador robusto viene dado por:

$$\text{Num\_Bits\_Robust} = 1\,440 \times \text{Robust}_{RATE} = 1\,440 \times 1/4 = 360 \text{ bits}$$

Dado que el codificador convolucional funciona a una velocidad de 1/2 (CC<sub>RATE</sub> = 1/2) y que se añaden CC<sub>Zerotail</sub> = 6 bits de ceros para terminar los estados del codificador a estados todo cero, el número máximo de símbolos a la salida del codificador Reed Solomon (MAXRS<sub>BYTES</sub>) debe ser igual a:

$$\text{MAXRS}_{BYTES} = \text{floor}((\text{No\_Bits\_Robust} \times \text{CC}_{RATE} - \text{CC}_{Zerotail})/8) = \text{floor}((360 \times 1/2 - 6)/8) = 21$$

Como los bits de paridad constan de ocho símbolos (en el modo Robust mode), obtenemos:

$$\text{LongitudDatos} = (21 - \text{LongitudParidad}) \times 8 = 104 \text{ bits}$$

Estos 104 bits se transportan dentro de la duración de una trama PHY. La duración de la trama PHY se calcula mediante la siguiente fórmula:

$$T_{FRAME} = ((N_S + N_{FCH}) \times (N_{CP} + N - N_O) + (N_{PRE} \times N))/F_S$$

Siendo N<sub>PRE</sub>, N, N<sub>O</sub> y N<sub>CP</sub>, respectivamente, el número de símbolos en el preámbulo, la longitud de FFT, el número de muestras solapadas en cada lado de un símbolo y el número de muestras en el prefijo cíclico. N<sub>FCH</sub> es el número de símbolos en FCH. F<sub>S</sub> es la frecuencia de muestreo. En el Cuadro E.1 se indican los valores característicos de todos estos parámetros para la banda A de CENELEC.

**Cuadro E.1 – Especificaciones del sistema**

Número de puntos FFT	N = 256
Número de muestras solapadas	N <sub>O</sub> = 8
Número de muestras de prefijos cíclicos	N <sub>CP</sub> = 30
Número de símbolos FCH	N <sub>FCH</sub> = 13
Frecuencia de muestreo	F <sub>s</sub> = 0,4 MHz
Número de símbolos en el Preámbulo	N <sub>pre</sub> = 9,5

Sustituyendo estos valores en la ecuación de T<sub>FRAME</sub> (duración de la trama PHY) para una trama de 40 símbolos, se obtiene lo siguiente:

$$T_{FRAME} = ((40+13) \times (256 + 22) + (9,5 \times 256))/400000 = 0,043 \text{ segundos}$$

Por consiguiente, la velocidad de datos se calcula mediante:

$$\text{Velocidad de datos} = 104/0,042 \approx 2,4 \text{ kbit/s}$$

### E.1.1.2 Banda FCC

La banda FCC abarca la gama 10 kHz a 490 kHz. En el presente anexo se describe el funcionamiento en un subconjunto de frecuencias presentes en la banda FCC (de 154,6875 kHz a 487,5 kHz). Se admiten las modulaciones DBPSK, DQPSK y D8PSK, lo que se traduce en una velocidad de datos de hasta 300 kbit/s en el modo de funcionamiento Normal. Con estas selecciones y una separación entre subportadores de 4,6875 kHz, pueden utilizarse 72 subportadoras en la gama de 154,6875 kHz a 487,5 kHz, tal como se indica en el Cuadro E.2. Esta banda se denomina banda FCC1.

**Cuadro E.2 – Número de subportadoras para la banda FCC1**

Bandas	Número de subportadoras	Primera subportadora (kHz)	Última subportadora (kHz)
FCC1	72	154,6875	487,5

El número de símbolos en cada trama PHY se selecciona en función de dos parámetros, a saber, la velocidad de datos necesaria y la robustez aceptable. El número de símbolos, los tamaños del bloque Reed Solomon y la velocidad de datos correspondiente a 72 tonos para varios valores de ejemplo se tabulan en los Cuadros E.3 y E.4.

**Cuadro E.3 – Tamaño del bloque RS para diversas modulaciones**

FCC Número de símbolos	Bloques Reed Solomon (bytes) D8PSK (Entrada/salida) (Nota 1)	Bloques Reed Solomon (bytes) DQPSK (Entrada/salida) (Nota 1)	Bloques Reed Solomon (bytes) DBPSK (Entrada/salida) (Nota 1)	Bloques Reed Solomon (bytes) Robust (Entrada/salida) (Nota 2)
12	(161/145)	(107/91)	(53/37)	(12/4)
20	n.a.	(179/163)	(89/73)	(21/13)
28	n.a.	(251/235)	(125/109)	(30/22)
NOTA 1 – Reed Solomon con 16 bytes de paridad.				
NOTA 2 – Reed Solomon con 8 bytes de paridad.				

**Cuadro E.4 – Velocidad de datos para diversas modulaciones (salvo FCH)**

FCC Número de símbolos	Velocidad de datos (bps) D8PSK (Nota 1)	Velocidad de datos (bps) DQPSK (Nota 1)	Velocidad de datos (bps) DBPSK (Nota 1)	Velocidad de datos (bps) Robust (Nota 2)
12	152,899	95,957	39,015	4,217
20	n.a.	138,135	61,864	11,016
28	n.a.	166,469	77,213	15,584

NOTA 1 – Reed Solomon con 16 bytes de paridad.  
NOTA 2 – Reed Solomon con 8 bytes de paridad.

La velocidad de datos puede calcularse de manera similar al caso de la banda A de CENELEC. El encabezamiento de control de trama utiliza 72 bits, lo que resulta en 12 símbolos FCH. Este valor se calcula utilizando la siguiente expresión:

$$\text{Número de símbolos FCH} = \text{ceiling} ((72 \times 2 \times 6)/72) = 12$$

En el Cuadro E.5 se indican los valores característicos de los parámetros para FCC.

**Cuadro E.5 – Especificaciones del sistema**

Número de puntos FFT	N = 256
Número de muestras solapadas	$N_0 = 8$
Número de muestras de prefijo cíclico	$N_{CP} = 30$
Número de símbolos FCH	$N_{FCH} = 12$
Frecuencia de muestreo	$F_s = 1,2 \text{ MHz}$
Prefijo cíclico	30
Número de símbolos en el preámbulo	$N_{pre} = 9,5$

Los valores de fase inicial que deben utilizarse para generar el preámbulo y modular el primer símbolo de FCH se indican en el Cuadro E.6. Los campos de bits para el encabezamiento de control de tramas FCH se muestran en el Cuadro E.7.

**Cuadro E.6 – Definición del vector fase para la banda FCC1**

c	$\phi_c$	c	$\phi_c$	C	$\phi_c$	c	$\phi_c$
				52	$10(\pi/8)$	77	$8(\pi/8)$
				53	$5(\pi/8)$	78	$14(\pi/8)$
				54	0	79	$3(\pi/8)$
				55	$12(\pi/8)$	80	$9(\pi/8)$
				56	$6(\pi/8)$	81	$15(\pi/8)$
				57	$1(\pi/8)$	82	$3(\pi/8)$
		33	$2(\pi/8)$	58	$12(\pi/8)$	83	$8(\pi/8)$
		34	$(\pi/8)$	59	$6(\pi/8)$	84	$13(\pi/8)$
		35	$(\pi/8)$	60	0	85	$\pi/8$
		36	0	61	$10(\pi/8)$	86	$5(\pi/8)$
		37	0	62	$3(\pi/8)$	87	$9(\pi/8)$

**Cuadro E.6 – Definición del vector fase para la banda FCC1**

<b>c</b>	$\phi_c$	<b>c</b>	$\phi_c$	<b>C</b>	$\phi_c$	<b>c</b>	$\phi_c$
		38	$15(\pi/8)$	63	$13(\pi/8)$	88	$13(\pi/8)$
		39	$14(\pi/8)$	64	$6(\pi/8)$	89	$\pi/8$
		40	$12(\pi/8)$	65	$15(\pi/8)$	90	$4(\pi/8)$
		41	$11(\pi/8)$	66	$7(\pi/8)$	91	$7(\pi/8)$
		42	$9(\pi/8)$	67	0	92	$10(\pi/8)$
		43	$7(\pi/8)$	68	$8(\pi/8)$	93	$13(\pi/8)$
		44	$4(\pi/8)$	69	0	94	$15(\pi/8)$
		45	$\pi/8$	70	$8(\pi/8)$	95	$\pi/8$
		46	$15(\pi/8)$	71	$15(\pi/8)$	96	$3(\pi/8)$
		47	$12(\pi/8)$	72	$6(\pi/8)$	97	$4(\pi/8)$
		48	$9(\pi/8)$	73	$14(\pi/8)$	98	$5(\pi/8)$
		49	$5(\pi/8)$	74	$4(\pi/8)$	99	$7(\pi/8)$
		50	$(\pi/8)$	75	$11(\pi/8)$	100	$7(\pi/8)$
		51	$14(\pi/8)$	76	$2(\pi/8)$	101	$8(\pi/8)$
						102	$9(\pi/8)$
						103	$10(\pi/8)$
						104	$10(\pi/8)$

**Cuadro E.7 – Campos de bit FCH para la banda FCC1**

<b>Campo</b>	<b>Byte</b>	<b>Número de bit</b>	<b>Bits</b>	<b>Definición</b>
PDC	0	7 a 0	8	Contador de detección de fase
MOD	1	7 a 5	3	Tipo de modulación
				0: ROBO
				1: DBPSK
				2: DQPSK
				3: D8PSK 4: 16-QAM 5-7: Reservado
Modo coherente		4	1	0: diferencial; 1: modo coherente
DT		3 a 1	3	Tipo de delimitador:
				000: Comienzo de trama sin respuesta esperada
				001: Comienzo de trama con respuesta esperada
				010: Acuse de recibo positivo (ACK)
				011: Acuse de recibo negativo (NACK)
100-111: Reservado				

**Cuadro E.7 – Campos de bit FCH para la banda FCC1**

Campo	Byte	Número de bit	Bits	Definición
FL		0	1	Longitud de trama PHY en símbolos PHY
	2	7 a 0	8	
TM[7:0]	3	7 a 0	8	TM[7:0]: Mapa de tono
TM[15:8]	4	7 a 0	8	TM[15:8]: Mapa de tono
TM[23:16]	5	7 a 0	8	TM[23:15]: Mapa de tono
Reservado	6	7 a 0	8	Reservado
Reservado	7	7 a 6	2	Reservado
FCCS	7-8	5 a 0	6	Secuencia de verificación del control de tramas (CRC8)
	8	7 a 6	2	
ConvZeros	8	5 a 0	6	Ceros para el codificador convolucional
Nota – Todos los bits reservados en el cuadro anterior se ajustan a cero.				

#### E.1.1.2.1 Bandas FCC opcionales

Además de la banda FCC principal comprendida entre 154,687 kHz y 487,5 kHz, un nodo puede soportar, opcionalmente, los siguientes planes de banda:

**Cuadro E.8– Bandas FCC opcionales**

	Número de subportadoras	Primera subportadora (kHz)	Última subportadora (kHz)
Banda 1.a FCC	24	154,687	262,5
Banda 1.b FCC	40	304,687	487,5

El número de símbolos del FCH para las bandas *supra* se calculará de conformidad con el procedimiento descrito para la banda principal. Por ejemplo, para la banda FCC-1, el número de símbolos del FCH será  $\text{ceiling}((72 \times 2 \times 6)/24) = 36$ .

Los valores de fase iniciales que se utilizarán para generar el preámbulo y modular el primer símbolo del FCH para las 4 bandas antes mencionadas son los indicados en los Cuadros E.9 a E.10.

**Cuadro E.9 – Definición del vector de fase para la banda FCC-1**

C	$\phi_c$	C	$\phi_c$	c	$\phi_c$
33	$2(\pi/8)$	41	$12(\pi/8)$	49	$9(\pi/8)$
34	$1(\pi/8)$	42	$6(\pi/8)$	50	$14(\pi/8)$
35	$0(\pi/8)$	43	$15(\pi/8)$	51	$1(\pi/8)$
36	$14(\pi/8)$	44	$8(\pi/8)$	52	$4(\pi/8)$
37	$12(\pi/8)$	45	$0(\pi/8)$	53	$6(\pi/8)$
38	$10(\pi/8)$	46	$7(\pi/8)$	54	$8(\pi/8)$
39	$6(\pi/8)$	47	$14(\pi/8)$	55	$9(\pi/8)$
40	$1(\pi/8)$	48	$4(\pi/8)$	56	$10(\pi/8)$

**Cuadro E.10 – Definición del vector de fase para la banda FCC-1.b**

c	$\phi_c$	c	$\phi_c$	c	$\phi_c$
65	$2(\pi/8)$	79	$10(\pi/8)$	93	$1(\pi/8)$
66	$1(\pi/8)$	80	$4(\pi/8)$	94	$5(\pi/8)$
67	$1(\pi/8)$	81	$14(\pi/8)$	95	$9(\pi/8)$
68	$0(\pi/8)$	82	$7(\pi/8)$	96	$13(\pi/8)$
69	$14(\pi/8)$	83	$0(\pi/8)$	97	$0(\pi/8)$
70	$13(\pi/8)$	84	$8(\pi/8)$	98	$3(\pi/8)$
71	$11(\pi/8)$	85	$0(\pi/8)$	99	$5(\pi/8)$
72	$8(\pi/8)$	86	$7(\pi/8)$	100	$6(\pi/8)$
73	$5(\pi/8)$	87	$15(\pi/8)$	101	$7(\pi/8)$
74	$1(\pi/8)$	88	$5(\pi/8)$	102	$9(\pi/8)$
75	$14(\pi/8)$	89	$12(\pi/8)$	103	$9(\pi/8)$
76	$9(\pi/8)$	90	$2(\pi/8)$	104	$10(\pi/8)$
77	$4(\pi/8)$	91	$7(\pi/8)$		
78	$15(\pi/8)$	92	$13(\pi/8)$		

**E.1.1.3 Modo coherente opcional**

En esta cláusula se describe el funcionamiento de la extensión de la FCC del G3-PLC cuando opera en el modo coherente opcional. En esta cláusula sólo se describen las partes de la norma que difieren de las del modo diferencial descrito en el presente anexo. Las partes del transmisor coherente que no se describen funcionarán exactamente como se indica en este anexo, en el que se aborda dicho modo diferencial.

**E.1.1.3.1 Estructura de trama**

Al igual que el modo diferencial, el modo coherente soportará dos tipos de tramas: tramas de datos y tramas ACK/NACK. La estructura de las tramas de datos será idéntica a la utilizada en el modo diferencial excepto en los dos aspectos siguientes:

- La parte de datos de la trama PHY estará precedida de un símbolo S1 seguido de un símbolo S2, y ambos símbolos se insertarán entre el último símbolo del FCH y el primer símbolo de datos. El símbolo S2 tendrá el mismo vector de referencia de fase utilizado en el modo diferencial para un símbolo P. La única diferencia con respecto a un símbolo P es que el símbolo S2 consta de un símbolo P más un prefijo cíclico de 30 muestras y un solape de 8 muestras, resultando en 278 muestras cuando el tamaño de la IFFT es de 256. Por tanto, la duración del símbolo S2 será la misma que la de un símbolo del FCH o un símbolo de datos. El símbolo S1 será un símbolo S2 invertido (es decir,  $-S2$ ) y, por tanto, también tendrá 278 muestras.
- Los tonos piloto se insertarán en los símbolos de datos tal como se describe en la cláusula E.1.1.3.14 relativa a los tonos piloto.
- La FCH se modulará en modo coherente.

La estructura de trama de las tramas ACK/NACK para el modo coherente será idéntica a la utilizada en el modo diferencial.

**E.1.1.3.2 Preámbulo**

El preámbulo para el modo coherente se compone de 8 ó (8+4=12) símbolos P idénticos seguidos de un símbolo M que, a su vez, viene seguido de medio símbolo M. Los símbolos P y M del modo

coherente son idénticos a los generados en el modo diferencial. Por tanto, la única diferencia entre la secuencia preámbulo para los modos coherente y diferencial es que en el modo coherente se inserta un símbolo S1 seguido de un símbolo S2 entre el último símbolo FCH y el primer símbolo de datos. Los valores de fase iniciales de ambos modos se ilustran en el Cuadro E.6.

Todos los símbolos preámbulo del modo coherente (P, M y los símbolos adicionales entre el último símbolo del FCH y el primer símbolo de datos) tendrán el mismo factor de ganancia que los símbolos de datos. La ganancia se define con un valor de 3 dB.

#### **E.1.1.3.3 Encabezamiento de control de trama**

Los doce símbolos inmediatamente posteriores al preámbulo están reservados para un encabezamiento de control de trama (FCH) cuyo formato es idéntico al que se genera en el modo diferencial. El bit "Modo Coherente" del FCH se utilizará para indicar si la carga útil se modula en modo diferencial o coherente. El encabezamiento de control de trama se modulará en modo coherente.

#### **E.1.1.3.4 CRC8**

Para la detección de errores en el FCH se utiliza verificación por redundancia cíclica de 8 bits (CRC8). El CRC8 se calcula como una función de la secuencia de 58 bits utilizando un valor inicial de 0xFF. El CRC8 se calcula mediante el siguiente polinomio generador de grado ocho:

$$G(x) = x^8 + x^2 + x + 1$$

Los bits de datos se hacen pasar por el registro CRC8 comenzando por el bit más significativo del primer byte del FCH. El CRC8 es el resto de la división entre el polinomio del FCH y el polinomio generador. El complemento a uno del resto se transmite comenzando por el bit de mayor orden y terminando por el bit de menor orden.

#### **E.1.1.3.5 Aleatorizador de datos**

El aleatorizador de datos utilizado en el modo coherente será idéntico al utilizado en el modo diferencial.

#### **E.1.1.3.6 Codificación FEC**

El codificador FEC se compone de un codificador Reed-Solomon seguido de un codificador convolucional. En el modo robusto, tras el codificador convolucional se utiliza un codificador adicional para el denominado código de repetición (RC, *repetition code*), con el fin de repetir cuatro veces los bits a la salida del codificador convolucional.

El codificador FEC para el modo coherente será idéntico al utilizado para el modo diferencial. En concreto, la codificación Reed-Solomon, la codificación convolucional y la codificación de repetición por 4 y 6 serán idénticas a las del modo diferencial.

#### **E.1.1.3.7 Relleno de la carga útil**

Se aplica relleno a la salida codificada (tanto del FCH como de la carga útil) a fin de ajustar los bits codificados a un número entero de símbolos OFDM. El relleno se realiza añadiendo al final ceros ("0") para ajustar los bits codificados a un número entero de símbolos OFDM.

#### **E.1.1.3.8 Entrelazador**

El entrelazador para el modo coherente será idéntico al utilizado para el modo diferencial, donde los tonos piloto no se considerarán parte de los tonos activos y, por tanto, serán completamente ignorados por el entrelazador. Ello significa que el número de subportadoras 'm' no incluirá los tonos piloto (ni los tonos enmascarados, como ocurre en el modo diferencial).

### E.1.1.3.9 Mapeado coherente para los modos BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM y robusto

El bloque de mapeado es responsable de asegurar que la señal transmitida sea conforme con el mapa de tonos y con la máscara de tonos pertinentes. El mapa de tonos y la máscara de tonos son conceptos de la capa MAC. La máscara de tonos es un parámetro predefinido (estático) a nivel de sistema que define las frecuencias de arranque, parada y de aplicación del filtro de supresión de frecuencia (*notch*). El mapa de tonos es un parámetro adaptable que, mediante estimación, contiene la lista de portadoras utilizadas para una comunicación específica entre dos módems.

Los bits de datos de la modulación coherente (BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM o robusto) se mapean de la forma siguiente: para un símbolo dado, en lugar de utilizar la misma portadora, es decir, símbolos anteriores como referencia de fase, se utiliza como referencia la fase del preámbulo de la misma portadora. Esta referencia de fase predefinida es idéntica a la especificada para modulación diferencial, tal como se muestra en el Cuadro E.6. Los símbolos FCH y los de datos utilizan el mismo vector de referencia de fase.

### E.1.1.3.10 Mapeado para modulaciones BPSK y robusta

En la modulación BPSK (y robusta) un desplazamiento de fase de  $0^\circ$  se representa mediante un "0" binario y un desplazamiento de fase de  $180^\circ$  se representa mediante un "1" binario, tal como se ilustra en el Cuadro E.11.

**Cuadro E.11 – Cuadro de codificación BPSK y robusta de la k-ésima subportadora**

Bit de entrada	Fase de salida
0	$\Psi_k$
1	$\Psi_k + \pi$

La constelación será la misma que la utilizada en el modo diferencial.

### E.1.1.3.11 Mapeado para la modulación QPSK

En el caso de modulación QPSK, se establece una correspondencia entre cada pareja de 2 bits y una de las 4 posibles fases de salida. Los desplazamientos de fase de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$  representan los números binarios "00", "01", "11" y "10", respectivamente, tal como se ilustra en el Cuadro E.12.

**Cuadro E.12 – Cuadro de codificación QPSK de la k-ésima subportadora**

Patrón de entrada (X,Y), Y es el primer bit que sale del entrelazador	Fase de salida
00	$\Psi_k$
01	$\Psi_k + \pi/2$
11	$\Psi_k + \pi$
10	$\Psi_k + 3\pi/2$

La constelación será la misma que la utilizada en el modo diferencial.

### E.1.1.3.12 Mapeado para modulación 8PSK

En el caso de modulación 8PSK, se establece una correspondencia entre cada tripleta de 3 bits y una de los 8 posibles fases de salida. Los desplazamientos de fase de  $0^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $225^\circ$ ,



270° y 315° representan los valores binarios de 000, 001, 011, 010, 110, 111, 101 y 100, respectivamente, tal como se ilustra en el Cuadro E.13.

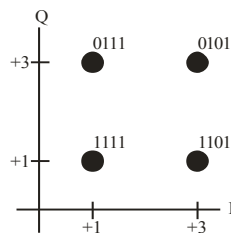
**Cuadro E.13 – Cuadro de codificación 8PSK de la k-ésima subportadora**

Patrón de entrada (X,Y, Z), Z es el primer bit que sale del entrelazador	Fase de salida
000	$\Psi_k$
001	$\Psi_k + \pi/4$
011	$\Psi_k + \pi/2$
010	$\Psi_k + 3\pi/4$
110	$\Psi_k + \pi$
111	$\Psi_k + 5\pi/4$
101	$\Psi_k + 3\pi/2$
100	$\Psi_k + 7\pi/4$

La constelación será la misma que la utilizada en el modo diferencial.

#### E.1.1.3.13 Mapeado para modulación 16QAM

En el caso de la modulación 16-QAM, se establece una correspondencia entre cada combinación de 4 bits y uno de los 16 posibles puntos de la constelación. La correspondencia se ilustra en la Figura E.1 y en el Cuadro E.14.



**Figura E.1 – Diagrama de la constelación de 16-QAM**

En el Cuadro E.14 se proporciona una descripción integral de la constelación.

**Cuadro E.14 – Mapeado de 16-QAM**

Bits [ $d_1d_0$ ]	$I$	Bit [ $d_3d_2$ ]	$Q$
00	-3	00	-3
10	-1	10	-1
11	1	11	1
01	3	01	3

#### E.1.1.3.14 Tonos piloto

Los tonos piloto pueden utilizarse en el modo coherente como ayuda para la recuperación de reloj y la estimación de canal, particularmente en entornos hostiles en los que se existe un elevado nivel de ruido y se producen frecuentes variaciones del canal.

Para la asignación del tono piloto, los índices del tono piloto se enumerarán de manera secuencial únicamente en el conjunto de subportadoras activas:

$$P(i,j) = (\text{OFFSET} + (\text{FreqSpacing} \times i) + 2 \times j) \% M_{\text{ACTIVE}} \quad (\text{D-1})$$

donde:

$P(i,j)$  es la posición relativa del tono piloto  $i$  en el símbolo  $j$  del conjunto de subportadoras activas. El conjunto de subportadoras activas se enumera como 0, 1, 2, ...,  $M_{\text{active}}-1$ .

$M$  es el número de subportadoras por símbolo en una banda dada [FCC-1:  $M=72$ ; FCC 1.a:  $M=24$ ; FCC-1.b:  $M=40$ ].

$M_{\text{ACTIVE}}$  es el número de subportadoras activas ( $M_{\text{ACTIVE}} \leq M$ ).

$\text{FreqSpacing}$  = separación de frecuencias entre tonos piloto del mismo símbolo [12 para todas las bandas FCC].

$i$  = índice del tono piloto = 0,1,2,...,  $\text{ceil}(M_{\text{ACTIVE}} / \text{FreqSpacing})-1$ .

$j$  = número de símbolo = 0, 1, 2, 3, ...  $N-1$ .

$N$  = número total de símbolos de datos por trama.

$\text{OFFSET} = X$  [FCC-1:  $X = 36$ ; FCC-1.a:  $X = 0$ ; FCC-1.b:  $X = 0$ ].

El índice de tono piloto absoluto respecto de la numerología FFT es el resultado de:

$$P_{\text{abs}}(i,j) = \text{STARTINDEX} + Q_{\text{ACTIVE}}(P(i,j)) \quad (\text{D-2})$$

donde:

$Q = [0, 1, 2, \dots, M-1]$  es un vector de los índices relativos de las subportadoras de una banda determinada.  $\text{Longitud}(Q) = M$

$Q_{\text{ACTIVE}}$  es un vector de los índices relativos de las subportadoras activas de una banda determinada.  $Q_{\text{ACTIVE}}$  se deriva de  $Q$  mediante la eliminación de las subportadoras inactivas (es decir, enmascaradas).  $\text{Longitud}(Q_{\text{ACTIVE}}) = M_{\text{ACTIVE}}$

$\text{STARTINDEX}$  corresponde a la primera subportadora de la banda:

$\text{STARTINDEX} = Y$  [FCC-1  $Y=33$ ;

FCC-1.a  $Y=33$ ;

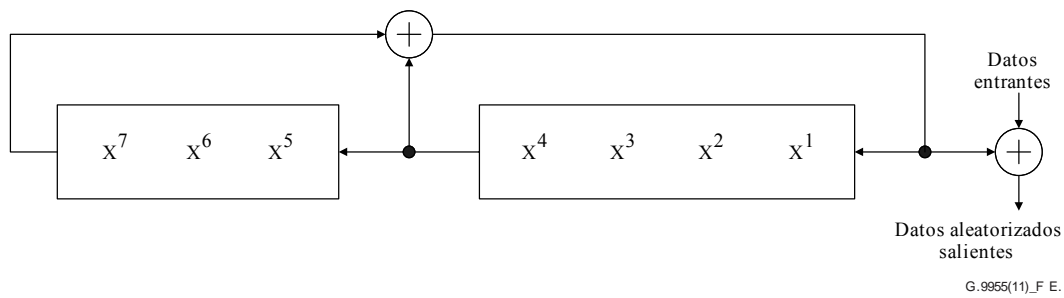
FCC-1.b  $Y=65$ ]

Los tonos piloto constituirán formas de onda sinusoidales en las frecuencias de tono especificadas, moduladas en QPSK según la constelación especificada. Los bits que se mapean con los puntos de la constelación se generarán a partir de una secuencia pseudoaleatoria que utiliza un registro de desplazamiento con realimentación lineal (LFSR) con el siguiente polinomio:

$$p(x) = x^7 + x^4 + 1$$

tal como se ilustra en la Figura E.2.

Los bits del registro de desplazamiento con realimentación lineal (LFSR) se inicializarán todos a uno al comienzo de cada trama PHY.



**Figura E.2 – LFSR para la generación de bits de datos utilizados para modular los tonos piloto**

El LFSR solo generará bits utilizados para la modulación de los tonos pilotos. Por cada dos bits salientes consecutivos del LFSR, se establecerá una correspondencia entre el primer bit y el LSB del símbolo QPSK, y entre el segundo bit y el MSB del símbolo QPSK.

**E.1.1.3.15 Preénfasis en el dominio de la frecuencia**

Requiere estudios adicionales.

**E.1.1.3.16 Generación de OFDM (adición de la IFFT y del CP)**

La generación de OFDM para el modo coherente se realizará aplicando el mismo procedimiento que para el modo diferencial.

**E.1.1.3.17 Aplicación de ventanas**

La aplicación de ventanas para el modo coherente se realizará aplicando el mismo procedimiento que para el modo diferencial.

**E.1.1.3.18 Magnitud del vector de error**

A fin de calcular la magnitud del vector de error (EVM), puede utilizarse el procedimiento indicado en la cláusula A.6.5.2 con los siguientes cambios:

- 1) El número de subportadoras es 72 en lugar de 36.
- 2) Para el cálculo de la EVM del preámbulo, deben emplearse los 6 símbolos a partir del tercer símbolo:

a) 
$$\text{Tot\_En}^{(ref)} = \sum_{i=2}^7 \text{Avg\_En}_i^{(ref)}$$

b) 
$$\text{Total\_MSE} = \sum_{i=2}^7 \text{MSE}_i$$

Los valores EVM calculados para los símbolos de datos y del preámbulo no excederán los valores enumerados en el Cuadro E.15.

**Cuadro E.15 – Valores EVM máximos permitidos**

Modulación	EVM, dB (Nota)
1, 2, 3 bits	-15
4 bits	-19

NOTA – Todos los niveles de potencia de transmisión aplicados deben ajustarse a estos requisitos EVM, no obstante, para las modulaciones de 3 y 4 bits, los niveles de potencia de transmisión que cumplan estos requisitos pueden ser inferiores a los de las modulaciones de 1 y 2 bits.

## **Anexo F**

### **Requisitos para las bandas de frecuencias y perturbaciones electromagnéticas**

(Este anexo forma parte integrante de la presente Recomendación.)

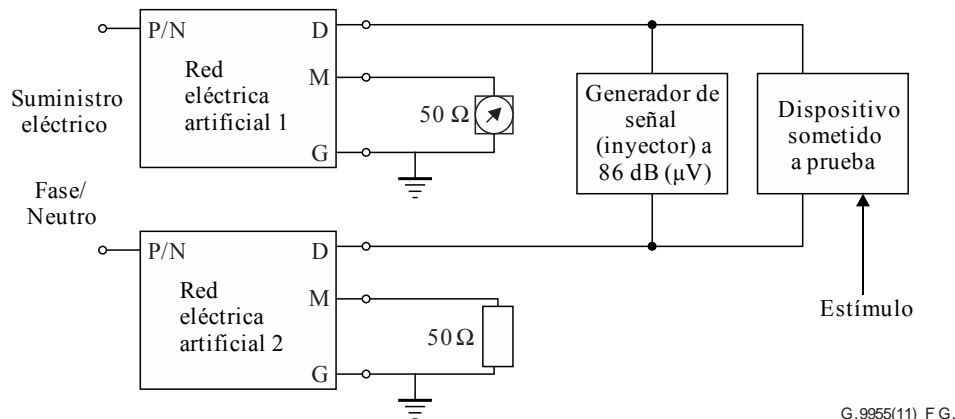
Se aplicarán las cláusulas 6, 7, 8 y 9 de [EN50065-1].

## Anexo G

### Método de medición de la gama de frecuencias por la cual un dispositivo transmisor detecta una señal de otro dispositivo en la gama de frecuencias 125 kHz-140 kHz

(Este anexo forma parte integrante de la presente Recomendación.)

**G.1** En la Figura G.1 se muestra el esquema del equipo de prueba. La red eléctrica artificial mostrada es conforme a la cláusula 11.2 de [CISPR 16-1]. El dispositivo transmisor se ha de probar con su tensión nominal.



NOTA – Las redes eléctricas artificiales 1 y 2 son conformes con la subcláusula 11.2 de CISPR 16-1: 1993 (ejemplo Figura 5 / 9-148,5 kHz)

**Figura G.1 – Configuraciones de medida para someter a prueba la gama de frecuencias del detector de señal**

**G.2** Sintónícese el receptor de medición a una frecuencia conveniente por encima de 132,5 kHz de forma que, cuando el dispositivo transmisor esté activado, el receptor de medición indique la transmisión y no responda a señales generadas por debajo de 132,5 kHz.

**G.3** Configúrese la tensión de salida del generador de señales de manera que la tensión de la señal en todos los terminales eléctricos del transmisor sea de 86 dB (μV), y fíjese la frecuencia a 132,4 kHz. Inténtese iniciar una transmisión con el dispositivo transmisor de manera normal. Regístrese si el receptor de medición detecta una transmisión. No debería haber transmisiones excepto las permitidas por la cláusula 5.3.

**G.4** Repítase el paso G.3 reduciendo la frecuencia del generador de señales en escalones de 200 Hz hasta que se detecte una transmisión. La frecuencia a la que esto ocurra por primera vez será inferior a 131,5 kHz.

**G.5** Sintónícese el receptor de medición a una frecuencia conveniente por debajo de 132,5 kHz de forma que, cuando transmisor esté activado, el receptor indique la transmisión y no responda a señales generadas por encima de 132,5 kHz.

**G.6** Repítase el paso G.3 a 132,6 kHz. Repítase el paso G.4 incrementando paulatinamente las frecuencias y registrando la primera frecuencia en que se reanuda la transmisión. Esa frecuencia será superior a 133,5 kHz.

## Anexo H

### Método de medición de la distribución espectral de la señalización de un dispositivo de transmisión en la gama de frecuencias 125 kHz-140 kHz

(Este anexo forma parte integrante de la presente Recomendación.)

Las condiciones de funcionamiento se especifican en la cláusula 8. Para esta prueba:

- a) se utilizará un receptor de medición conforme con la sección 1 de CISPR 16-1 y con una anchura de banda de 200 Hz; y
- b) se utilizará la red eléctrica artificial descrita en la cláusula 11.2 de CISPR 16-1.

Se registrará la salida del receptor de medición a intervalos de 200 Hz a lo largo de toda la gama 125 kHz-140 kHz. Puede ser necesario utilizar una fuente de frecuencia exacta para la configuración de cada nueva frecuencia. La precisión de la fuente de frecuencia deberá ser de  $\pm 50$  Hz.

Para esta prueba se pueden ignorar las tensiones de magnitud inferior a  $-40$  dB en relación con el máximo.

La suma ponderada de las tensiones medidas en toda la subbanda representará, como mínimo, el 30% del total, de acuerdo con la siguiente fórmula:

$$\frac{\sum_{i=125,0}^{140} V_i \times H_i}{\sum_{i=125,0}^{140} V_i} > 0,3$$

donde:

$V_i$  es la tensión medida en la frecuencia  $i$  kHz y convertida a unidades lineales,  
 $i = 125,0, 125,2, \dots, 140,0$ , y los valores de  $H_i$  se presentan en el Cuadro H.1.

**Cuadro H.1 – Valores de  $H_i$**

Frecuencia (kHz)	$H_i$ (dB)
125,0 a 131,5	Crecerá linealmente (en dB) en función del logaritmo de frecuencia de $-36$ a $0$
131,5 a 133,5	$0$
133,5 a 140,0	Decrecerá linealmente (en dB) en función del logaritmo de frecuencia de $0$ a $-36$

Para esta medición puede utilizarse un analizador de espectro, si se puede demostrar que se obtiene el mismo resultado.

## **Anexo J**

### **Métodos de medición (3 kHz a 30 MHz)**

(Este anexo forma parte integrante de la presente Recomendación.)

En este anexo se presenta información sobre la red eléctrica artificial utilizada para la medición de la tensión terminal producida por el equipo. Los demás requisitos pueden encontrarse en la sección 2 de CISPR 16-1.

#### **J.1 Red eléctrica artificial**

##### **J.1.1 Generalidades**

Se necesita una red eléctrica  $V$  artificial para obtener una impedancia dada a altas frecuencias en todos los terminales del equipo sometido a prueba. Se necesitan inductores adicionales para aislar el circuito de prueba de las señales radioeléctricas no deseadas del suministro eléctrico.

##### **J.1.2 Impedancias**

###### **J.1.2.1 Gama de frecuencias de 3 kHz a 9 kHz**

Para la subbanda 3 kHz-9 kHz se utilizará la red de la Figura 23 de CISPR 16-1 modificada, tal como ilustra la Figura F.3.

NOTA – El condensador de 0,47  $\mu\text{F}$  (véase la Figura F.3) no tiene una impedancia inapreciable. A menos que se especifique lo contrario, será necesario corregir la lectura de la medición de la división de tensión causada por esta impedancia.

###### **J.1.2.2 Gama de frecuencias de 9 kHz a 30 MHz**

La red eléctrica  $V$  artificial tendrá la impedancia correspondiente a una red de  $(50 \Omega // 50 \mu\text{H} + 5 \Omega)$  o  $50 \Omega // 50 \mu\text{H}$ , como se define en las Figuras 7a y 7b de [CISPR 16-1].

Cabe tener en cuenta que puede ser necesario aplicar un factor de corrección, como se detalla en la cláusula F.2 y el Cuadro F.1 de [CISPR 16-1].

## Anexo K

### Métodos de medición de la potencia perturbadora (30 MHz a 1 GHz)

(Este anexo forma parte integrante de la presente Recomendación.)

NOTA – En algunos casos, la aplicación de este método puede estar limitada por motivos físicos.

#### K.1 Generalidades

Por norma general, se considera que, para las frecuencias superiores a 30 MHz, la energía perturbadora producida por los dispositivos se propaga por radiación al receptor perturbado.

La experiencia demuestra que la radiación de energía perturbadora procede principalmente del cable de la red principal y de los demás cables conectados al dispositivo. Por consiguiente, se ha acordado definir la capacidad perturbadora de un dispositivo como la potencia que puede suministrar a su cable principal y a los demás cables conectados. Esta potencia es casi igual a la suministrada por el dispositivo a un dispositivo absorbente conveniente situado en torno a cualquiera de esos cables cuando la absorción de potencia es máxima.

#### K.2 Procedimiento de medición

La medición se efectúa utilizando una pinza absorbente (formada por un transformador de radiofrecuencias seguido de anillos ferrosos absorbentes), de acuerdo con la cláusula 2.5 de [CISPR 16-2], y el instrumento de medición conectado a ella. La pinza absorbente se aplica sucesivamente a todos los cables de longitud igual o superior a 25 cm, apantallados o sin apantallar, que puedan estar conectados a cada una de las unidades individuales de los dispositivos sometidos a prueba (por ejemplo, el cable principal o de suministro eléctrico, cables de señalización, cables de control, etc.). En cada cable, la pinza absorbente se desplaza media longitud de onda para cada frecuencia de medición, empezando con la pinza situada de manera que el transformador esté cerca de la cubierta de la unidad. En los cables de interconexión entre unidades pertenecientes a los dispositivos sometidos a prueba se efectuarán dos mediciones, primero con el transformador de la pinza hacia una de las unidades y luego hacia la otra unidad al otro extremo del cable.

NOTA – Puede realizarse una medición inicial con la pinza en una posición fija, a fin de encontrar las frecuencias en que la perturbación puede ser particularmente fuerte.

Todos los cables de 25 cm o más de longitud conectados deberán tener, durante la medición, una longitud mínima de media longitud de onda a 30 MHz (es decir, 5 m) más el doble de la longitud de la pinza absorbente. De ser necesario, se alargarán los cables para cumplir este requisito. Sin embargo, en un cable interconector, cuya longitud original sea inferior a media longitud de onda en las frecuencias más bajas, que en su extremo esté conectado a una unidad sin otros cables externos, el movimiento de la pinza absorbente desde esta misma unidad se limita además a una distancia igual a la longitud original del cable.

Se ha de registrar para cada cable y frecuencia el valor máximo medido, obtenido cuando se mueve la pinza absorbente la distancia especificada a lo largo del cable. Se toma el valor más alto de los valores máximos registrados en todos los cables y frecuencias, adecuadamente calibrado, como potencia de perturbación radiada de los dispositivos sometidos a prueba.

Durante la medición, el dispositivo sometido a prueba se situará, como mínimo, a 0,8 m del nivel del suelo en una mesa no metálica con el cable al que está prendida la pinza absorbente estirado horizontalmente con respecto a la unidad conectada al cable. No deberá haber objetos metálicos, incluidas otras unidades del dispositivo que se prueba, o personas a menos de 0,8 m del cable o la unidad. Todos los demás cables distintos del que se mide deberán estar desconectados, de ser



mecánica o funcionalmente posible, o equipados con anillos ferrosos para atenuar las corrientes de radiofrecuencias que puedan afectar a los resultados de la medición.

Tal cable deberá estar estirado desde la unidad conectada en un ángulo mínimo de 90° con respecto al cable que se mide. Todos los conectores no utilizados deberán dejarse sin terminación. Los conectores con cables conectados se terminarán de manera representativa de la utilización. Si los cables están apantallados y con terminación normal en una unidad apantallada, deberá apantallarse la terminación.

### **K.3 Dispositivos con equipos auxiliares conectados al final de un cable distinto del cable de alimentación principal**

#### *Configuración de la medición*

Los cables auxiliares que normalmente el usuario puede alargar, por ejemplo, los cables abiertos o los cables con un enchufe macho o hembra en uno de los extremos, se alargarán hasta unos 6 m, siendo esa la mitad de la longitud de onda a 30 MHz más el doble de la longitud de la pinza absorbente; una pinza para la medición y posiblemente otra pinza para el aislamiento adicional.

Se suprimirán los enchufes machos o hembras que no puedan pasar por la pinza absorbente debido a su tamaño.

## Anexo L

### Características de atenuación del instrumento de medición por encima de 150 kHz

(Este anexo forma parte integrante de la presente Recomendación.)

Para medir las señales fuera de banda por encima de 150 kHz se utilizará un instrumento de medición conforme con la cláusula 3 de [CISPR 16-1] con las siguientes características de atenuación.

**Cuadro L.1 – Atenuación del instrumento de medición por encima de 150 kHz**

Desviación del centro de la banda (kHz)	Atenuación
0	0
4	$\leq 6$
5	$\geq 6$
10	$\geq 34$
20	$\geq 81$

## Anexo M

### Modo extremadamente robusto

(Este anexo forma parte integrante de la presente Recomendación.)

En este anexo se especifican procedimientos y varias ampliaciones del texto principal de la presente Recomendación, que son necesarias para el funcionamiento en el modo extremadamente robusto (ERM, *extremely robust mode*).

NOTA 1 – La implementación de este anexo exige el cumplimiento del texto principal de la presente Recomendación.

NOTA 2 – Este anexo puede utilizarse conjuntamente con el texto principal de la presente Recomendación para soportar comunicaciones muy robustas en condiciones hostiles.

NOTA 3 – La implementación de este anexo permite el funcionamiento con el nivel de SNR sin que sea necesario un protocolo especial de gestión MAC para la sincronización en tiempo o en bandas de frecuencia entre transmisor y receptor.

NOTA 4 – Un escenario de aplicación potencial es un canal que incluya un transformador o transformadores de conversión de media a baja tensión (MV/ML), aunque este anexo no excluya otros métodos que proporcionen una solución para escenarios de aplicación idénticos o similares.

NOTA 5 – En este anexo se especifica un conjunto de parámetros por defecto para soportar el ERM. Los procedimientos de gestión necesarios para modificar los parámetros por defecto del ERM requieren estudios adicionales.

NOTA 6 – Las funciones de gestión adicionales relativas al ERM necesitan estudios adicionales.

#### M.1 Utilización de los campos PFH en el ERM

La representación de los campos PFH en el ERM será la misma que en el texto principal de la presente Recomendación, excepto en los campos siguientes:

- 1) El valor del campo duración (FL) (véase la cláusula 7.2.3.2.2) será en unidades equivalentes a 10 veces el valor de  $K_{Dur}$  de los símbolos OFDM.
- 2) Se utilizará un conjunto ampliado de valores válidos del campo Repeticiones (REP) (véase la cláusula 7.2.3.2.6) tal como se describe en el Cuadro M.1.

**Cuadro M.1 – Ampliaciones del campo REP**

Valor del campo REP	Parámetro R de FRE
101	32
110	64
111	128

#### M.2 Ampliaciones ERM de la funcionalidad PMA

- 1) FRE soportará un conjunto ampliado de valores válidos de R definidos en el Cuadro M.1. Otros valores requieren estudios adicionales.
- 2) El número por defecto de símbolos de PFH utilizados en ERM será el especificado en el Cuadro M.2. Otros valores requieren estudios adicionales.

**Cuadro M.2 – Número de símbolos por defecto en el PFH codificado**

Plan de banda	Número de símbolos, $NS_H$
CENELEC A	200
CENELEC B	400
CENELEC CD	600
FCC	160
FCC-1	200
FCC-2	210

### M.3 Ampliaciones ERM de la funcionalidad PMD

- 1) Se especificará un BAT de Tipo 7 predefinido para la carga uniforme de 1 bit en todas las subportadoras, excepto para los grupos PMSC y PSC.
- 2) La correspondencia o mapeado de tonos de PFH utilizará una carga uniforme de 1 bit por subportadora en todas las subportadoras, excepto para los grupos PMSC y PSC (BAT de Tipo 7).
- 3) El mapeado de tonos para la transmisión de la carga útil RCM en ERM utilizará una carga de bits uniforme de 1 bit por subportadora (BAT de Tipo 5 o BAT de Tipo 7).

#### M.3.1 Preámbulo de ERM

En el modo ERM, un nodo utilizará el preámbulo ERM definido en esta cláusula.

##### M.3.1.1 Estructura general del preámbulo

En el Cuadro M.3 se describe la estructura general del preámbulo para ERM.

**Cuadro M.3 – Estructura del preámbulo ERM**

Parámetro	1ª sección	2º sección
Número de símbolos ( $N_1$ )	$N_1$ (Nota 1)	$N_2$ (Nota 3)
Separación entre subportadoras	$F_{SC}$	$F_{SC}$
Tipo de símbolo ( $S_1$ )	$S_1$ (Nota 2)	$S_2$ (Nota 4)

NOTA 1 – Los límites superior e inferior del valor de  $N_1$  dependen del plan de la banda en cuestión. Los valores por defecto de los límites superior e inferior de  $N_1$  se especifican en el Cuadro M.4. Otros valores válidos para dichos límites superior e inferior de  $N_1$  requieren estudios adicionales. El valor de  $N_1$  (desde su límite inferior a su límite superior) que debe utilizarse viene determinado por la primitiva PMD\_MGMT.REQ.

NOTA 2 – El mismo símbolo  $S_1$  especificado en el cuerpo principal de la presente Recomendación se utiliza para ERM.

NOTA 3 – El valor por defecto de  $N_2$  es 30. Otros valores de  $N_2$  requieren estudios adicionales. El valor de  $N_2$  que debe utilizarse viene determinado por la primitiva PMD\_MGMT.REQ.

NOTA 4 – El n-ésimo símbolo OFDM  $S_2$  de la 2ª sección en el dominio de la frecuencia será :  $e^{2\pi j \varphi_n} \cdot S_3$ , donde  $S_3$  es un símbolo OFDM modulado en QPSK en el dominio de la frecuencia.  $S_3$  se genera en el dominio de la frecuencia tal como se especifica en la cláusula M.3.1.2, y los valores de fase por defecto de  $\varphi_n$  serán  $\{\varphi_n, n=1,2,\dots,30\}=[0, 0, 2, 3, 2, 1, 26, 25, 2, 4, 13, 18, 20, 11, 6, 28, 24, 6, 26, 16, 6, 13, 0, 23, 8, 21, 31, 13, 27, 6] / 32$ . Otros valores de fase de  $\varphi_n$  requieren estudios adicionales. El valor de  $\varphi_n$  que debe utilizarse viene determinado por la primitiva PMD\_MGMT.REQ.

**Cuadro M.4 – Valores límite inferior y superior por defecto de  $N_1$  en cada plan de banda**

Plan de banda	Valor límite inferior por defecto de $N_1$	Valor límite superior por defecto de $N_1$
CENELEC A	100	200
CENELEC B	200	400
CENELEC CD	300	600
FCC	50	100
FCC-1	100	200
FCC-2	65	130

### M.3.1.2 Generación del símbolo de preámbulo en el dominio de la frecuencia

La señal  $S_3$  se genera utilizando el mismo procedimiento que para la señal  $S_1$  (véase la cláusula 7.4.5.2.1), siendo la diferencia el valor inicial de PRBS especificado en el Cuadro M.5.

**Cuadro M.5 – Valor inicial por defecto de  $S_3$**

Plan de banda	Valor inicial por defecto de $S_3$
CENELEC A	$25_{16}$
CENELEC B	$19_{16}$
CENELEC CD	$05_{16}$
FCC	$4A_{16}$
FCC-1	$6C_{16}$
FCC-2	$63_{16}$

Otros valores iniciales requieren estudios adicionales.

### M.3.1.3 Generación del símbolo de preámbulo en el dominio del tiempo

Para conformar una sección de preámbulo, el símbolo de salida del preámbulo de salida se repetirá  $N_I$  veces.

Las secciones primera y segunda del preámbulo estarán sujetas a ventana de conformación, solape y adición tal como se indica a continuación:

Primera sección:

- d. El primer símbolo de la primera sección se amplía cíclicamente anteponiendo al principio las últimas  $\beta/2$  muestras del símbolo  $S_1$ .
- e. El último símbolo de la primera sección se amplía cíclicamente añadiendo al final las primeras  $\beta/2$  muestras del símbolo  $S_1$ .
- f. A la primera y la última muestras  $\beta$  de la primera sección ampliada se les aplica una función ventana  $w_\beta(n)$  y  $w_\beta(\beta-n-1)$ , respectivamente.

Segunda sección:

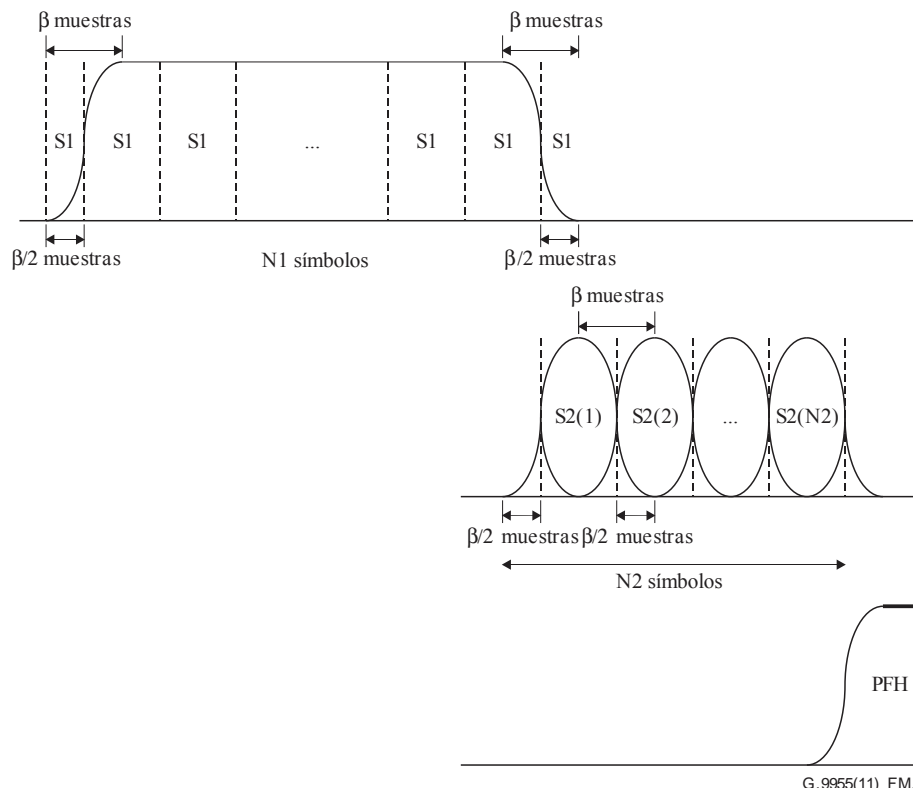
- c. Cada símbolo  $S_2(i)$  de la segunda sección se amplía cíclicamente anteponiendo al principio las últimas  $\beta/2$  muestras del símbolo  $S_2(i)$  y se vuelven a ampliar cíclicamente añadiendo al final las primeras  $\beta/2$  muestras del símbolo  $S_2(i)$ .
- d. A la primera y la última muestra  $\beta$  de cada símbolo  $S_2(i)$  de la segunda sección se les aplica una función ventana  $w_\beta(n)$  y  $w_\beta(\beta-n-1)$ , respectivamente.

Solape y adición:

- c. Las muestras  $\beta$  a las que se ha aplicado una ventana al final de la primera sección y al principio de la segunda sección se solapan y adicionan.
- d. Las muestras  $\beta$  a las que se ha aplicado una ventana al final de los primeros  $N_2-1$   $S_2(i)$  símbolos de la segunda sección se solapan y adicionan a las muestras  $\beta$  a las que se ha aplicado una ventana al comienzo del siguiente símbolo  $S_2(i+1)$  de la segunda sección.
- e. Las muestras  $\beta$  a las que se ha aplicado una ventana al final de la segunda sección se solapan y adicionan con las muestras  $\beta$  a las que se ha aplicado una ventana al inicio de PFH, tal como se describe en la cláusula 7.4.4.4.

La función ventana de conformación  $w_\beta(n)$  será conforme con las normas especificadas en la cláusula 7.4.4.4.

En la Figura M.1 se ilustra la inserción de los símbolos OFDM en el preámbulo del ERM.



**Figura M.1 – Generación del símbolo de preámbulo en el dominio del tiempo para ERM**

El número  $N_{pr}$  de muestras en el preámbulo ERM puede calcularse de la siguiente manera:

$$N_{pr} = \beta + N_1 \times N + N_2 \times N = \beta + N \times (N_1 + N_2).$$

#### M.3.1.4 Símbolos de estimación de canal

En ERM no se transmitirán símbolos de estimación de canal (CES).

## Apéndice I

### Diseño de una red artificial para mostrar el funcionamiento del sistema de señalización

(Este apéndice no forma parte integrante de la presente Recomendación.)

Las mediciones efectuadas en redes reales han demostrado que las dos redes eléctricas artificiales distintas necesarias para realizar las pruebas de conformidad no representan verazmente las impedancias de la red reales.

Para determinar más exactamente los niveles alcanzados en la red se puede utilizar la red adaptativa que se muestra en la Figura I.1 junto con las redes artificiales descritas en la cláusula 11.2 de [CISPR 16-1] (ejemplo Figura 5).

NOTA – La red adaptativa no se utilizará para realizar las pruebas conformes con las partes obligatorias de la presente norma.

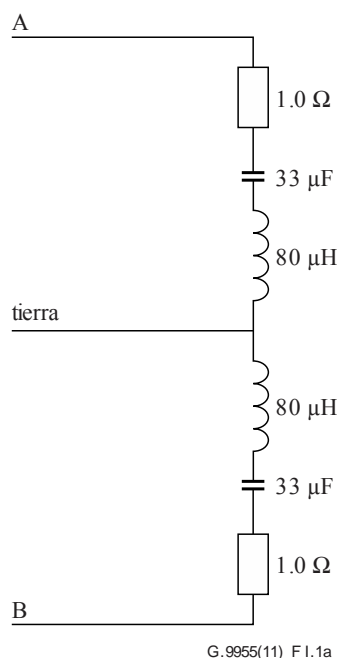
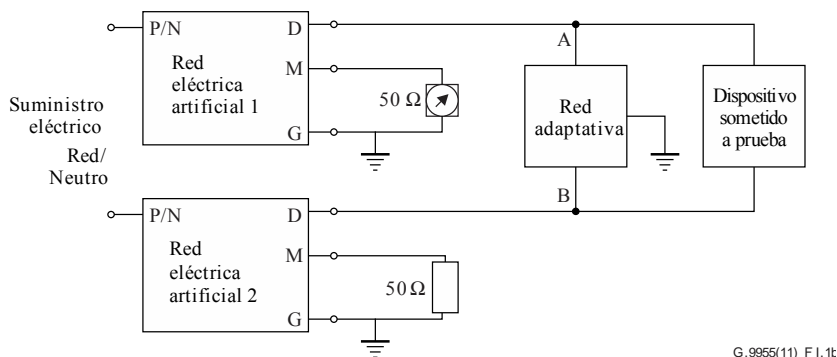


Figura I.1a – Red adaptativa para la gama de frecuencias 3 kHz-148,5 kHz

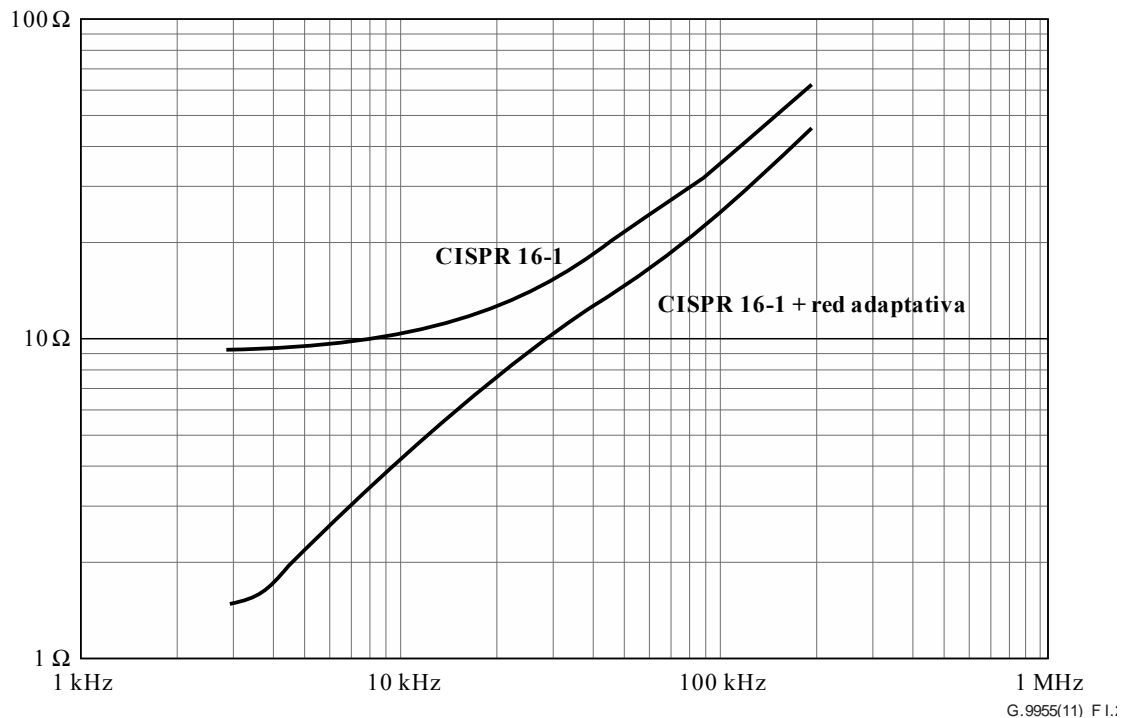


NOTA – Las redes eléctricas artificiales 1 y 2 serán conformes a la subcláusula 11.2 de CISPR 16-1 (ejemplo Figura 5 / 9-148,5 kHz)

Figura I.1b – Conexión de la red adaptativa con la red CISPR 16-1

De este modo, se pueden efectuar mediciones en toda la gama de frecuencias 3 kHz-148,5 kHz y obtener impedancias más aproximadas a las que se dan en la realidad.

En la Figura I.2 se muestra el análisis teórico de la impedancia.



**Figura I.2 – Impedancia CISPR 16-1 nominal (duplicada) e impedancia calculada entre los puntos A y B (Figura I.1b) cuando se añade una red adaptativa a la red CISPR 16-1**

NOTA 1 – Se ha de tener en cuenta el incremento de corriente en el cable de tierra causado por la red adaptativa conectada.

NOTA 2 – En las frecuencias más bajas de la gama 3 kHz-148,5 kHz, el condensador de 0,25  $\mu$ F no tiene una impedancia inapreciable. Por ese motivo, puede resultar necesario corregir la lectura de la medición de la división de tensión causada por esa impedancia.



## Apéndice II

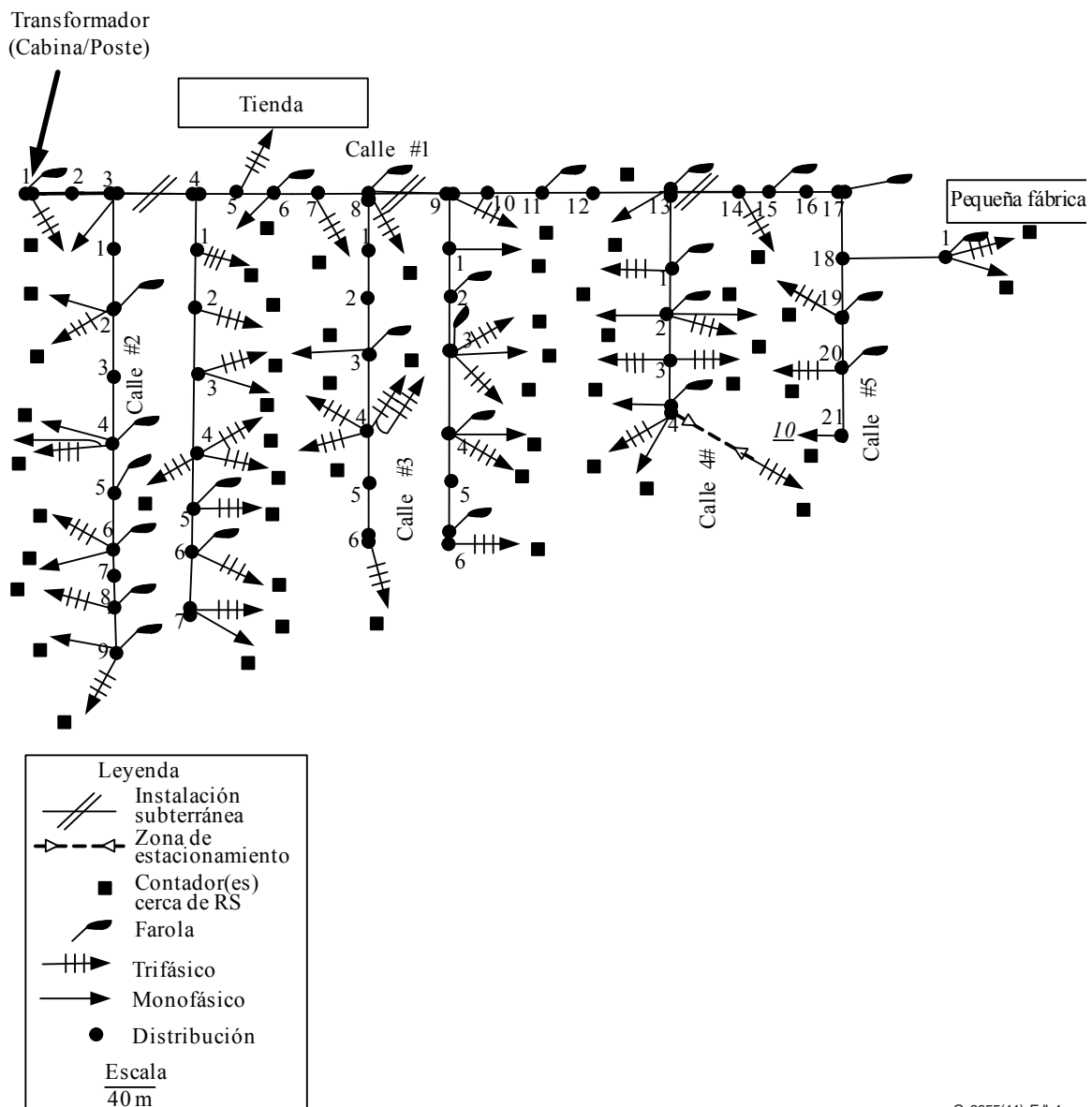
### Ejemplos y casos de utilización de topologías de red UIT-T G.9955

(Este apéndice no forma parte integrante de la presente Recomendación.)

#### II.1 Ejemplos de topologías y casos de instalación de UAN

##### II.1.1 Ejemplos de instalación de redes EM-UAN

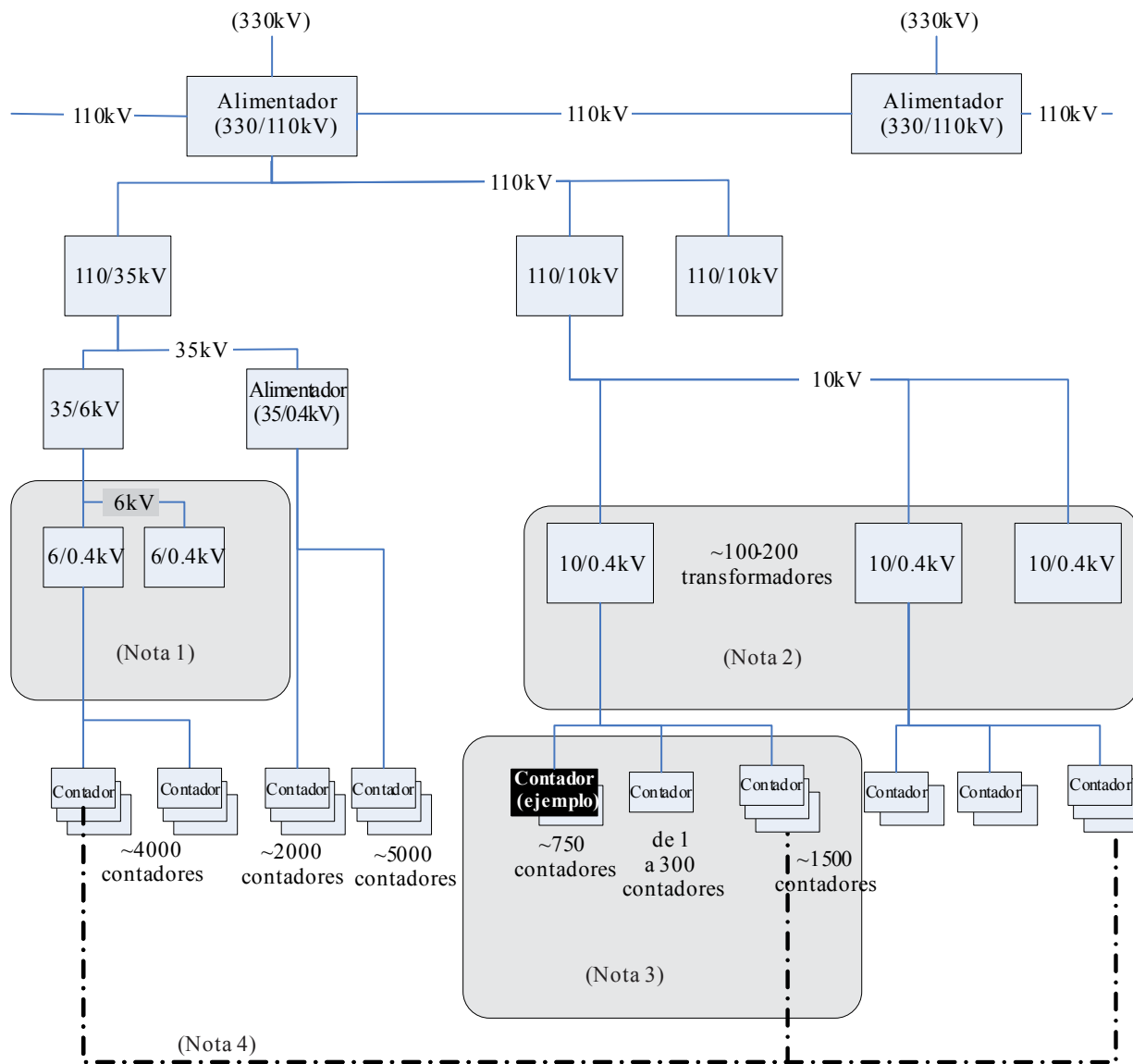
Los dominios UAN objeto de la presente Recomendación pueden crearse en derivaciones de baja tensión (LV) o de media tensión (MV) de una red de distribución de líneas eléctricas. Los dominios creados en líneas LV suelen estar relacionados con un transformador entre las derivaciones MV y LV (transformador MV-LV). La interfaz (maestro del dominio) reside normalmente en el transformador MV-LV y los nodos de extremo están situados en CP, conectados a la línea LV. En la Figura II-1 se presenta un ejemplo de zona de servicio relacionada con este tipo de dominio UAN y se muestra un caso de instalación AMI/AMM en un barrio. Cada recuadro en negro representa un contador residencial, y cada residencia puede incluir además un EM-HAN.



G.9955/111-F II-1

Figura II.1 – Ejemplo de diagrama de instalación AMI/AMM de un barrio

En otras topologías de red, las comunicaciones entre nodos del mismo dominio o entre dominios diferentes pasan a través de transformadores MV-LV (35/6 kV, 35/0,4 kV, 10/0,4 kV). Por motivos de seguridad, no se prevé utilizar las líneas de alta tensión (HV) (110 kV) para comunicaciones, aunque las señales pueden pasar incluso por transformadores MV-HV, si bien la probabilidad es mucho menor. Como se muestra en la Figura II.2, cabe esperar el solapamiento entre diferentes partes de la red UAN.



G.9955/111 F II 2

NOTA 1 – Entre el 80% al 100% de las comunicaciones entre módems situados en los armarios/postes del transformador LV-MV 6 kV se efectúan dentro de la misma derivación HV.

NOTA 2 – Entre el 80% al 100% de las comunicaciones entre módems situados en los armarios/postes del transformador LV-MV 10 kV se efectúan dentro de la misma derivación HV.

NOTA 3 – Las comunicaciones entre un determinado contador y otros contadores en la red física es del 30%-50% en instantes diferentes.

NOTA 4 – El 1% de las comunicaciones entre módems está separado por alimentadores de 110kV.

**Figura II.2 – Ejemplo de instalación AMI/AMM**

Puede crearse otro tipo de dominio UAN por las líneas MV, cuyos nodos de extremo residen en los transformadores MV-LV y crearse un puente entre este dominio MV y los correspondientes dominios LV. En la Figura II.3 se muestra un ejemplo de modelo de red UAN que integra dominios LV. El modelo consta de dominios UAN relacionados con líneas LV (denominados dominios de derivación, en la Figura II.3) y de dominios UAN que conectan los dominios de derivación con la interfaz del servicio público de suministros (denominado dominio central en la Figura II.3).

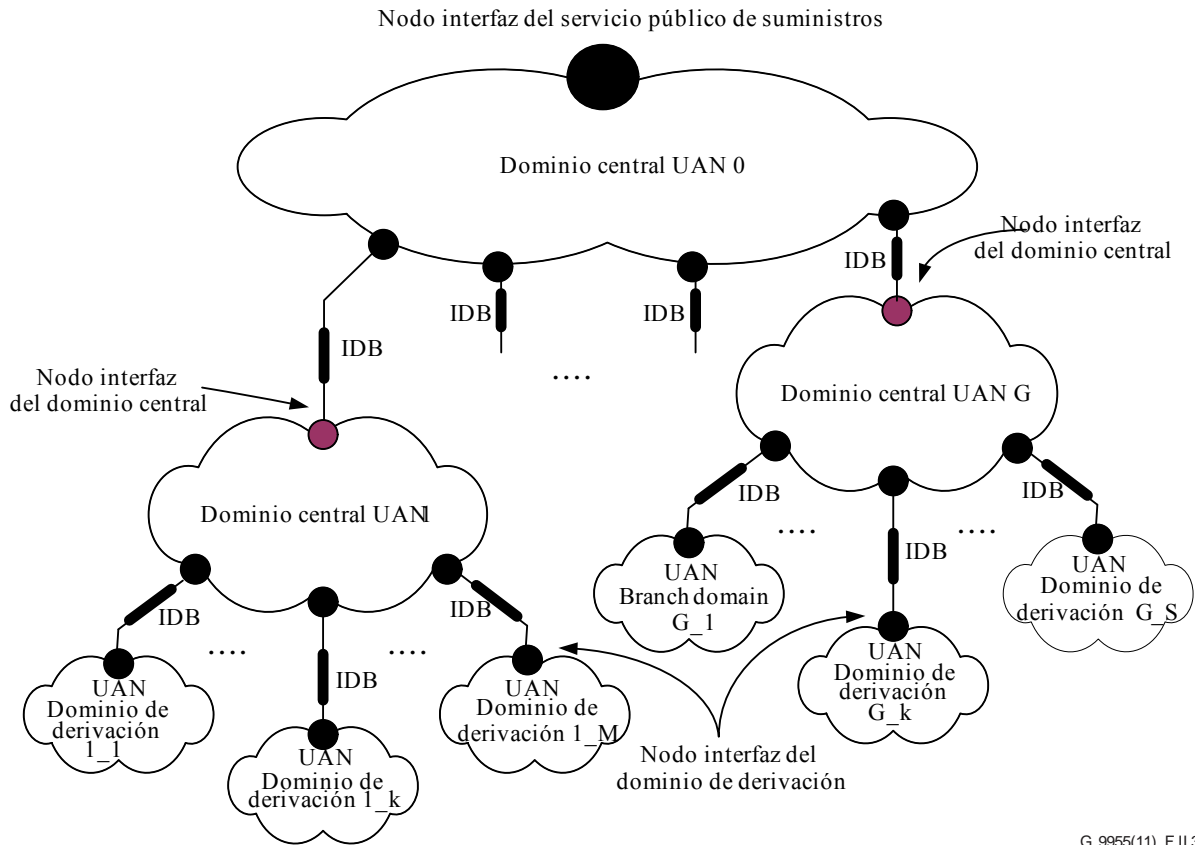


Figura II.3 – Ejemplo de UAN con múltiples dominios





## SERIES DE RECOMENDACIONES DEL UIT-T

Serie A	Organización del trabajo del UIT-T
Serie D	Principios generales de tarificación
Serie E	Explotación general de la red, servicio telefónico, explotación del servicio y factores humanos
Serie F	Servicios de telecomunicación no telefónicos
<b>Serie G</b>	<b>Sistemas y medios de transmisión, sistemas y redes digitales</b>
Serie H	Sistemas audiovisuales y multimedia
Serie I	Red digital de servicios integrados
Serie J	Redes de cable y transmisión de programas radiofónicos y televisivos, y de otras señales multimedia
Serie K	Protección contra las interferencias
Serie L	Construcción, instalación y protección de los cables y otros elementos de planta exterior
Serie M	Gestión de las telecomunicaciones, incluida la RGT y el mantenimiento de redes
Serie N	Mantenimiento: circuitos internacionales para transmisiones radiofónicas y de televisión
Serie O	Especificaciones de los aparatos de medida
Serie P	Terminales y métodos de evaluación subjetivos y objetivos
Serie Q	Conmutación y señalización
Serie R	Transmisión telegráfica
Serie S	Equipos terminales para servicios de telegrafía
Serie T	Terminales para servicios de telemática
Serie U	Conmutación telegráfica
Serie V	Comunicación de datos por la red telefónica
Serie X	Redes de datos, comunicaciones de sistemas abiertos y seguridad
Serie Y	Infraestructura mundial de la información, aspectos del protocolo Internet y Redes de la próxima generación
Serie Z	Lenguajes y aspectos generales de soporte lógico para sistemas de telecomunicación