

国际电信联盟

ITU-T

国际电联电信标准化部门

G.9955

(2011年12月)

G系列：传输系统和介质，数字系统和网络
接入网—室内网

窄带正交频分复用电力线通信收发器 — 物理层规范

ITU-T G.9955建议书 (2011年)



ITU-T G系列建议书
传输系统和介质、数字系统和网络

国际电话连接和电路	G.100-G.199
所有模拟载波传输系统共有的一般特性	G.200-G.299
金属线路上国际载波电话系统的各项特性	G.300-G.399
在无线电接力或卫星链路上传输并与金属线路互连的国际载波电话系统的一般特性	G.400-G.449
无线电话与线路电话的协调	G.450-G.499
传输介质和光系统的特性	G.600-G.699
数字终端设备	G.700-G.799
数字网	G.800-G.899
数字段和数字线路系统	G.900-G.999
多媒体服务质量和性能 — 一般和与用户相关的概况	G.1000-G.1999
传输介质特性	G.6000-G.6999
经传送网的数据 — 一般概况	G.7000-G.7999
经传送网的以太网概况	G.8000-G.8999
接入网	G.9000-G.9999
室内网	G.9900-G.9999

欲了解更详细信息，请查阅 ITU-T 建议书目录。

ITU-T G.9955建议书

窄带正交频分复用电力线通信收发器—物理层规范

摘要

ITU-T G.9955 建议书包含窄带正交频分复用（OFDM）电力线通信收发器的物理层规范，用于通过交流和直流电力线进行的、低于 500kHz 频率的通信。本建议书支持城市和长途农村通信两种情况下室内和户外通过低压—中压变压器和中压—低压变压器进行的低压线路、中压线路通信。本建议书涉及电网至公用事业计量表应用、先进计量基础设施

（AMI），以及电动车充电、家庭自动化和家域网（HAN）等通信场景的其他智能电网应用。

本版本融合了 ITU-T G.9955 建议书（2011 年 12 月）及其修正 1。

沿革

版本	建议书	批准日期	研究组	唯一ID*
1.0	ITU-T G.9955	2011-12-16	15	11.1002/1000/11324
1.1	ITU-T G.9955 (2011) Amd. 1	2012-09-21	15	11.1002/1000/11684

* 为访问建议书，请在万维网浏览器的地址栏中输入URL：<http://handle.itu.int/>，并后跟建议书的唯一ID。例如：<http://handle.itu.int/11.1002/1000/11830-en>。

前言

国际电信联盟（ITU）是电信、信息和通信技术（ICT）领域的联合国专门机构。国际电信联盟电信标准化部门（ITU-T）是国际电信联盟的常设机构，负责研究技术、运营和资费问题，并为在世界范围内实现电信标准化，发布有关上述技术的建议书。

每四年一届的世界电信标准化大会（WTSA）确定 ITU-T 各研究组的研究课题，再由各研究组制定有关这些课题的建议书。

WTSA 第 1 号决议规定了批准 ITU-T 建议书须遵循的程序。

在属于 ITU-T 研究范畴的某些信息技术领域中，一些必要的标准是与国际标准化组织（ISO）和国际电工技术委员会（IEC）合作制定的。

注

本建议书为简明扼要起见而使用的“主管部门”一词，既指电信主管部门，又指经认可的运营机构。

遵守本建议书的规定是以自愿为基础的，但建议书可能包含某些强制性条款（以确保例如互操作性或适用性等），只有满足所有强制性条款的规定，才能达到遵守建议书的目的。“应该”或“必须”等其他一些强制性用语及其否定形式被用于表达特定要求。使用此类用语不表示要求任何一方遵守本建议书。

知识产权

国际电联提请注意：本建议书的应用或实施可能涉及使用已申报的知识产权。国际电联对无论是其成员还是建议书制定程序之外的其他机构提出的、有关已申报知识产权的证据、有效性或适用性不表示意见。

至本建议书批准之日止，国际电联已收到实施本建议书可能需要的、受专利保护之知识产权的通知。但需要提醒实施者注意的是，这可能并非最新信息，因此特别提议通过以下网址来查询电信标准化局（TSB）的专利数据库：<http://www.itu.int/ITU-T/ipr/>。

© 国际电联 2014

版权所有。未经国际电联事先书面许可，不得以任何手段复制本出版物的任何部分。

目录

页码

1	范围	1
2	参考文献	1
3	定义	1
4	缩写	4
5	网络架构和参考模型	6
5.1	网络架构和拓扑结构	6
5.2	参考模型	12
6	约定	16
6.1	比特排序约定	16
7	物理层(PHY)规范	18
7.1	物理层的功能模型	18
7.2	物理编码子层(PCS)	19
7.3	物理介质附加子层(PMA)	27
7.4	物理介质相关子层(PMD)	39
7.5	频段规范	56
7.6	发送PSD掩模	59
7.7	电气规范	60
7.8	PHY数据、管理和控制原语	63
附件A	– CENELEC A频段的G3-PLC PHY规范	74
A.1	范围	74
A.2	缩写	74
A.3	引言	75
A.4	一般描述	76
A.5	物理层规范	77
A.6	发送器电气规范	98
A.7	PHY原语	102
附录A-I	– G3-PLC: 编码和解码示例	110
A-I.1	数据编码示例	110
附件B	– PRIME电力线通信物理层	111
B.1	引言	111
B.2	一般描述	115
B.3	物理层	116
附录B-I	– PRIME: CRC示例	139

	页码
附件C – PRIME: EVM计算	140
C.1 EVM和SNR定义	140
附录C-I – PRIME: 交织矩阵	141
附件D – 电动车充电操作模式	143
D.1 概述	143
D.2 回落协议	143
附件E – 附件A的FCC扩展至G3-PLC	144
E.1 附件A的FCC扩展至G3-PLC	144
附件F – 频段和电磁骚扰的要求	155
附件G – 频率范围（在此频率范围内，发送器设备检测125 KHz至140 KHz频率范围内、来自另一个设备的信号）的测量方法	156
附件H – 125 KHz至140 KHz频率范围内发送设备信号频谱分布的测量方法	157
附件J – 测量方法（3 kHz 至 30 MHz）	158
J.1人工电源网络	158
附件K – 骚扰功率的测量方法（30 MHz 至 1 GHz）	159
K.1 概述	159
K.2 测量过程	159
K.3 连接于某导线而非电源导线端的、有辅助装置的设备	160
附件L – 150 kHz以上测量仪器的衰减特征	161
附件M – 极其稳健模式	162
M.1 在ERM中使用PFH字段	162
M.2 PMA功能性的ERM扩展	162
M.3 PMD功能性的ERM扩展	163
附录I – 旨在展示信令系统性能的单个人工网络设计方案	166
附录II – ITU-T G.9955网络拓扑结构示例和使用案例	168
II.1 UAN拓扑结构和部署场景示例	168

ITU-T G.9955建议书

窄带正交频分复用电力线通信收发器 — 物理层规范

1 范围

本建议书包含窄带正交频分复用（OFDM）电力线通信收发器的物理层规范，用于通过交流和直流电力线进行的、低于 500 kHz 频率的通信。本建议书支持城市和长途农村通信两种情况下室内和户外通过低压—中压变压器和中压—低压变压器进行的低压线路、中压线路通信。本建议书涉及电网至公用事业计量表应用、先进计量基础设施（AMI），以及电动车充电、家庭自动化和家域网（HAN）等通信场景的其他智能电网应用。

2 参考文献

下列 ITU-T 建议书和其他参考文献的条款，通过在本建议书中的引用而构成本建议书的条款。在出版时，所指出的版本是有效的。所有建议书和其他参考文献均会得到修订，本建议书的使用者应查证是否有可能使用下列建议书和其他参考文献的最新版本。当前有效的 ITU-T 建议书清单定期出版。本建议书引用的文件自成一体时不具备建议书的地位。

- [ITU-T G.9956] Recommendation ITU-T G.9956 (2011), *Narrowband OFDM power line communication transceivers – Data link layer specification.*
- [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 定义

本建议书定义了以下术语：

3.1 advanced metering infrastructure (AMI) 先进计量基础设施：公用事业机构与客户驻地电度表进行交互的主要手段。除提供基本的计量表读数外，先进计量基础设施还提供双向通信，以便收集和分析能源使用量，并通过各种通信介质与电表、煤气表、热量表、水表等先进设备互动。

3.2 alien domain 异域: 连接到相同或在附近工作的另一介质(有线或无线)的任何一组非ITU-T G.9955节点。这些域可以用做连至ITU-T G.9955网络的骨干网, 或用做单独的网络。连至异域的L3桥接功能以及为避免相互干扰而与某一异域的协调超出了本建议书的讨论范围。

3.3 bandplan 频段规划: 由频率下限和频率上限界定的具体频谱范围。

3.4 baseband 基带: 由上转换频率 $F_{UC} = 0$ 和上移频率 $F_{UC} = F_{SC} \times N/2$ 界定的频段(见表7-27)。

3.5 bridge to alien domain/network 连至异域/异网的桥: 通过L2或L3桥接功能实现ITU-T G.9955域与异域(或异网)互连的应用设备。连至异域/异网的桥超出了本建议书的讨论范围。

3.6 broadcast 广播: 一个节点同时向家庭网络或向域中的所有其他节点发送相同帧的某种通信。

3.7 carrier sense (CRS) 载波侦听: 载波侦听信号由接收器产生, 表明介质处于忙状态, 即另一个节点目前正在介质上传输某一物理层帧或物理层帧序列或某一特殊信号(例如INUSE、PR)。载波侦听信号既可能是有形载波侦听信号, 也可能是虚拟载波侦听指示符。

— 有形载波侦听是通过分析在介质上出现的有形信号产生的。

— 虚拟载波侦听则以物理层帧持续时间或物理层帧序列持续时间内来自帧头的信息或以其他方式(例如在另一个帧)传达给一个节点的信息为基础。

3.8 ceiling(x) 上限(x): 返回大于或等于x的最小整数值的函数。

3.9 CENELEC band CENELEC 频段: 附件F允许3 kHz和148.5 kHz之间的频段用于电力线通信。规定了4个CENELEC频段: A: 3-95 kHz, B: 95-125 kHz, C: 125-140 kHz, D: 140-148.5 kHz。

3.10 channel 信道: 节点之间的传输路径。一个信道被认为是一条传输路径。从逻辑上讲, 一个信道是为两个或多个节点之间传递数据的目的而使用的通信介质的一个实例。

3.11 coding overhead 编码开销: 开销中用来携带编码冗余(如纠错编码或循环冗余码的冗余位)的那部分。

3.12 data 数据: 在介质中或经由某一参考点传送的、携带各自信息的比特或字节。数据既包括用户(应用)数据, 也包括其他辅助信息(包括控制、管理等方面的开销)。数据不包括不携带任何信息的比特或字节, 如前置码。

3.13 data rate 数据速率: 在单位时间内发送(传输)的数据元素(比特、字节或帧)的平均数目。根据数据元素的不同, 可以采用数据比特率、数据字节率和符号帧速率。数据速率常用的单位时间是1秒。

3.14 domain 域: ITU-T G.9955家庭网的一部分, 包括主域控制器和向该主域控制器登记的所有节点。就本建议书而言, 没加限定词的“域”一词意指“ITU-T G.9955域”, 而“异域”一词则意指“非ITU-T G.9955域”。

3.15 domain ID 域ID: 一个域的唯一标识符。

3.16 domain master (DM) 主域控制器: 一个负责管理(协调)同一域中所有其他节点的节点。主域控制器是一个具有扩展管理功能的节点, 可以形成、控制并保持与其域相关的各节点。

- 3.17 end-node 端节点:** 一个非主域控制器的节点; 除主域控制器之外的所有节点都是端节点。
- 3.18 FCC band FCC频段:** 9 kHz和490 kHz之间允许用于电力线通信的频段。
- 3.19 floor(x) 下限(x):** 返回小于或等于x的最大整数值的函数。
- 3.20 global master (GM) 全局主控器:** 在同一网络的不同域(如通信资源、优先级设置、主域控制器政策和串扰缓解)之间提供协调的功能。全局主控器也可以传递由远端管理系统始发的管理功能。全局主控器功能的详细规范和使用有待进一步研究。
- 3.21 guard interval (GI) 保护间隔 (GI):** 旨在减轻因来自之前符号的符号间干扰而引起的、符号携带数据损坏的时间间隔。在本建议书中, 保护间隔作为循环前缀来实现。
- 3.22 home area network (HAN) 家域网 (HAN):** 一种客户驻地网络, 为进行能源管理以及与公用事业机构的通信而将客户拥有的设备互连。
- 3.23 inter-domain bridge (IDB) 域间桥 (IDB):** 将两个不同域的节点互连的桥接功能。
- 3.24 inter-network bridge (INB) 网间桥(INB):** 将两个不同ITU-T G.9955网络的节点互连的桥接功能。
- 3.25 latency 延迟:** 从一帧的最后一位通过发送器协议栈的已分配参考点发送的时刻起, 到整帧到达接收器协议栈的已分配参考点的时刻止的延迟量度。平均延迟的估计值和最大延迟的估计值都假定为在所有延迟测量值的第99个百分位上进行计算。如果要求重发某个帧, 那么重发时间也是介质访问控制 (MAC) 之上协议参考点的延迟的一部分。
- 3.26 logical (functional) interface 逻辑(功能)接口:** 规定了信息流的语义属性、句法属性和符号属性的接口。逻辑接口未规定用于表示信息的信号的物理属性。它通过一组原语来定义。
- 3.27 medium 介质:** 一种单线类别的有线设施, 用于实现节点之间的物理连接。连接到同一介质的各节点可以在物理层上进行通信, 并有可能互相干扰, 除非它们使用正交信号(例如不同频段、不同时段)。
- 3.28 mod(a,b) 模(a,b):** 返回a除以b的余数的函数。
- 3.29 multicast 组播:** 某一节点同时向网络中的一个或多个其他节点发送相同帧的通信类型。
- 3.30 净数据速率:** 在收发器参考模型A接口上的数据速率。
- 3.31 network 网络:** 两个或多个节点可以相互进行通信, 要么直接进行通信, 要么通过物理层上的中继节点进行通信, 要么通过物理层之上的域间桥进行通信。
- 3.32 node 节点:** 包含ITU-T G.9955收发器的任何网络设备。就本建议书而言, 没加限定词的“节点”一词意指“ITU-T G.9955节点”, 而“异节点”一词则意指“非ITU-T G.9955节点”。“节点”和“异节点”前都可附加限定词(例如“中继”)。
- 3.33 node ID 节点 ID:** 在域内分配给某节点的唯一标识符。

- 3.34 physical interface 物理接口:** 用表示信息传输的信号的物理性质定义的接口。物理接口用信号参数来定义, 如功率(功率谱密度)、定时和连接器类型。
- 3.35 primitives 原语:** 用于定义逻辑接口和参考点的变量和函数。
- 3.36 quality of service (QoS) 服务质量 (QoS):** 关于网络通信的一组质量要求。
- 3.37 reference point 参考点:** 信号流中的一个位置, 既可以是逻辑的, 也可以是物理的, 为观察与/或测量信号流提供了一个共用点。
- 3.38 subcarrier (OFDM subcarrier) 子载波(正交频分复用子载波):** 每个正交频分复用子信道的中心频率, 比特可能要调制到这一频率上, 以便通过子信道进行传输。
- 3.39 subcarrier spacing 子载波间隔:** 任何两个相邻正交频分复用子载波之间的频率差。
- 3.40 sub-channel (OFDM sub-channel) 子信道(正交频分复用子信道):** 正交频分复用调制技术的一个基本要素。正交频分复用调制器将信道带宽分割成一组非重叠的子信道。
- 3.41 symbol (OFDM symbol) 符号(正交频分复用符号):** 正交频分复用信号的一个固定时间单元。一个正交频分复用符号由多个正弦波信号或多个子载波组成, 每个子载波都由一定数目的数据位进行调制, 并在称为符号周期的固定时间内予以发送。
- 3.42 symbol frame 符号帧:** 由单一正交频分复用符号周期内的各位组成的一帧。符号帧通过物理层的物理介质附加(PMA)与物理介质相关(PMD)子层之间的 δ 参考点进行交换。
- 3.43 symbol rate 符号率:** 以每秒符号数来表示的符号速率, 节点以该速率将正交频分复用符号传送到介质上。符号率只在连续发送的时间周期内计算。
- 3.44 throughput 吞吐量:** 在某一时间间隔内从源节点的A接口传送到目的地节点的A接口的数据量, 以每秒比特数来表示。
- 3.45 transmission overhead 传输的开销:** 用于支持线路传输的那部分开销(例如循环前缀样本、帧间间隔和静默期)。
- 3.46 unicast 单播:** 一个节点将帧发送到另一个单一节点的通信类型。
- 3.47 utility access network (UAN) 公用事业接入网 (UAN):** 在电力部门通过其所有的输电线控制下进行运转的一种电力线通信网, 提供电力部门及其控制的设备与客户驻地的网络基础设施之间的通信。

4 缩写

本建议书采用下列缩写:

AC	交流电
ACK	确认
AE	应用实体
AFE	模拟前端
AMI	先进计量基础设施
AMM	自动化计量仪管理
APC	应用协议会聚

BAT	比特划分表
BER	比特差错率
BPSK	二进制移相键控
CENELEC	欧洲电工标准化委员会
CP	客户驻地
CRC	循环冗余校验
DLL	数据链路层
DM	主域控制器
EMS	能源管理系统
ESI	能源服务界面
EV	电动车
EVCF	电动车充电设施
EVSE	电动车供电设备
FCS	帧校验序列
FEC	前向纠错
FFT	快速傅里叶变换
GF	伽罗瓦域
GI	保护间隔
GM	全局主控器
HAN	家域网
HCS	头校验序列
IDB	域间桥
IEC	国际电工委员会
IEEE	美国电气和电子工程师学会
IFFT	快速傅里叶逆变换
INB	网间桥
ISI	符号间干扰
LISN	线路阻抗稳定网络
LLC	逻辑链路控制
LSB	最低有效位
MAC	介质访问控制
MDI	介质相关接口
MIB	管理信息库
MPDU	介质访问控制协议数据单元
MSB	最高有效位
MSDU	介质访问控制服务数据单元
OFDM	正交频分复用

PCS	物理编码子层
PEV	插电式电动车
PFH	物理层帧头
PHY	物理层
PLC	电力线通信
PMA	物理介质附加
PMD	物理介质相关
PMI	物理介质无关接口
PPDU	物理层协议控制数据单元
PPM	百万分之几
PSD	功率谱密度
PSDU	物理层服务数据单元
PST	可编程智能恒温器
QoS	服务质量
RCM	稳健通信方式
RMS	均方根
RS	里德-所罗门编码
RX	接收器
SNR	信噪比
TX	发送器
UAN	公用事业接入网

5 网络架构和参考模型

5.1 网络架构和拓扑结构

5.1.1 ITU-T G.9955网络的基本原则

以下是ITU-T G.9955网络架构的基本原则：

- 1) 将网络划分为域：
 - 物理网络在逻辑上划分为域；没必要进行物理隔离，因此域可能完全或部分重叠，即一个域的某些节点可直接(在物理层上)与另一个域中的某些节点进行通信。
 - 在物理网络内，域的数目最大可以为 N 。
 - 每个域由网络内唯一的一个域ID来识别。
 - 不同域的各节点可以通过域间桥(IDB)相互通信。域间桥功能由一个或多个专门起域间桥作用的节点来提供。
 - 除了ITU-T G.9955域，一个网络还可以包括异域。ITU-T G.9955域与异域之间通过L3桥相互连接。
 - 在同一网络中不同域的操作可由全局主控器(GM)来协调。全局主控器功能与网络中某个域的某个节点相关。

- 2) 域是连至同一介质的一组节点：
- 域中有一个节点起主域控制器作用。
 - 每个域中最多可以包含 M 个节点(包括主域控制器)。
 - 域中的每个节点由域内唯一的一个节点ID来识别。
 - 属于同一个域的所有节点使用相同的域ID来指明这一点。某一特定节点可以只属于一个域。
 - 在同一个域中的各节点之间可以直接相互通信，或通过同一域中称为中继节点的其他节点来相互通信。并非所有节点都能彼此直接通信的域被称为是“部分连接的”。
- 3) 不同ITU-T G.9955网络的节点：
- 可以通过网间桥(INB)进行通信。网间桥功能是与网络域的一个或多个专用节点相关联的L3桥接功能。

ITU-T G.9955网络的通用网络架构如图5-1所示：

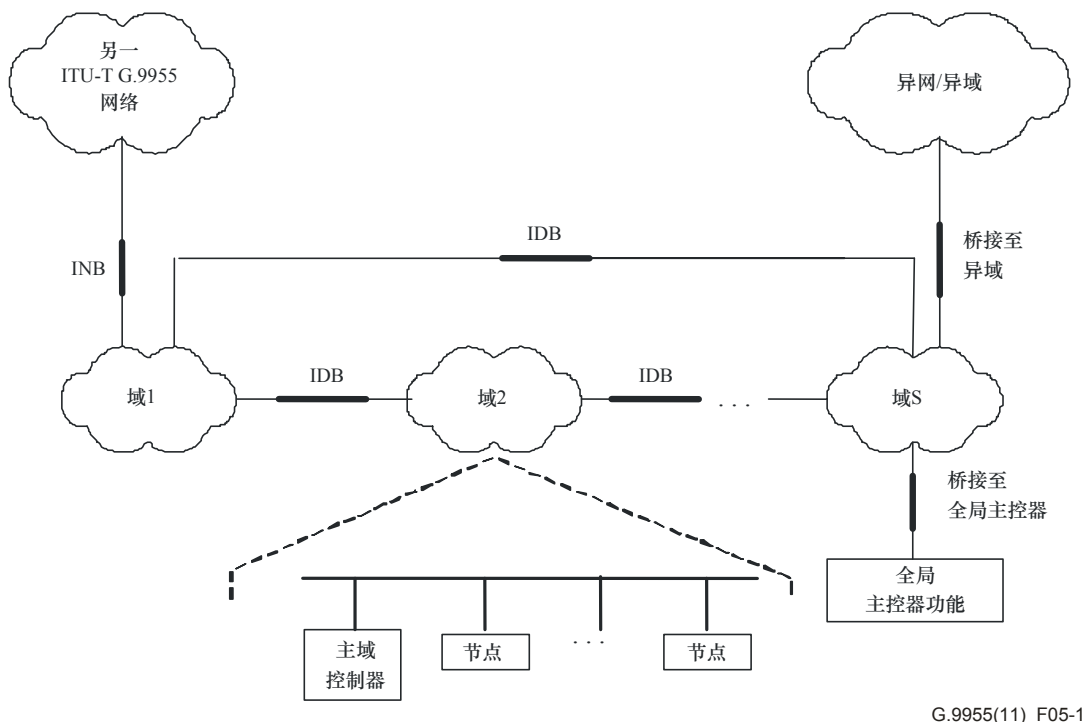


图5-1 – 通用网络架构

域操作规则、域内通信类型以及主域控制器与终端节点的功能的细节超出了本建议书的讨论范围，参见[ITU-T G.9956]第5.1.3节的描述。基于ITU-T G.9955的网络支持网状拓扑结构，即允许每个节点与任何其他节点进行通信，既可以直接进行通信，也可以通过一个或多个中继节点进行通信，或通过中继节点及域间桥进行通信。这样就可以支持任何类型的网络拓扑结构，如星形、树形、多树形等等。域的数目 N 和每个域中节点的最大数目 M 取决于特定的网络类型。

异域和连至异域的桥超出了本建议书的讨论范围，[ITU-T G.9956]定义了支持域间桥和网间桥功能以及支持相关信息交换的一切必要手段。

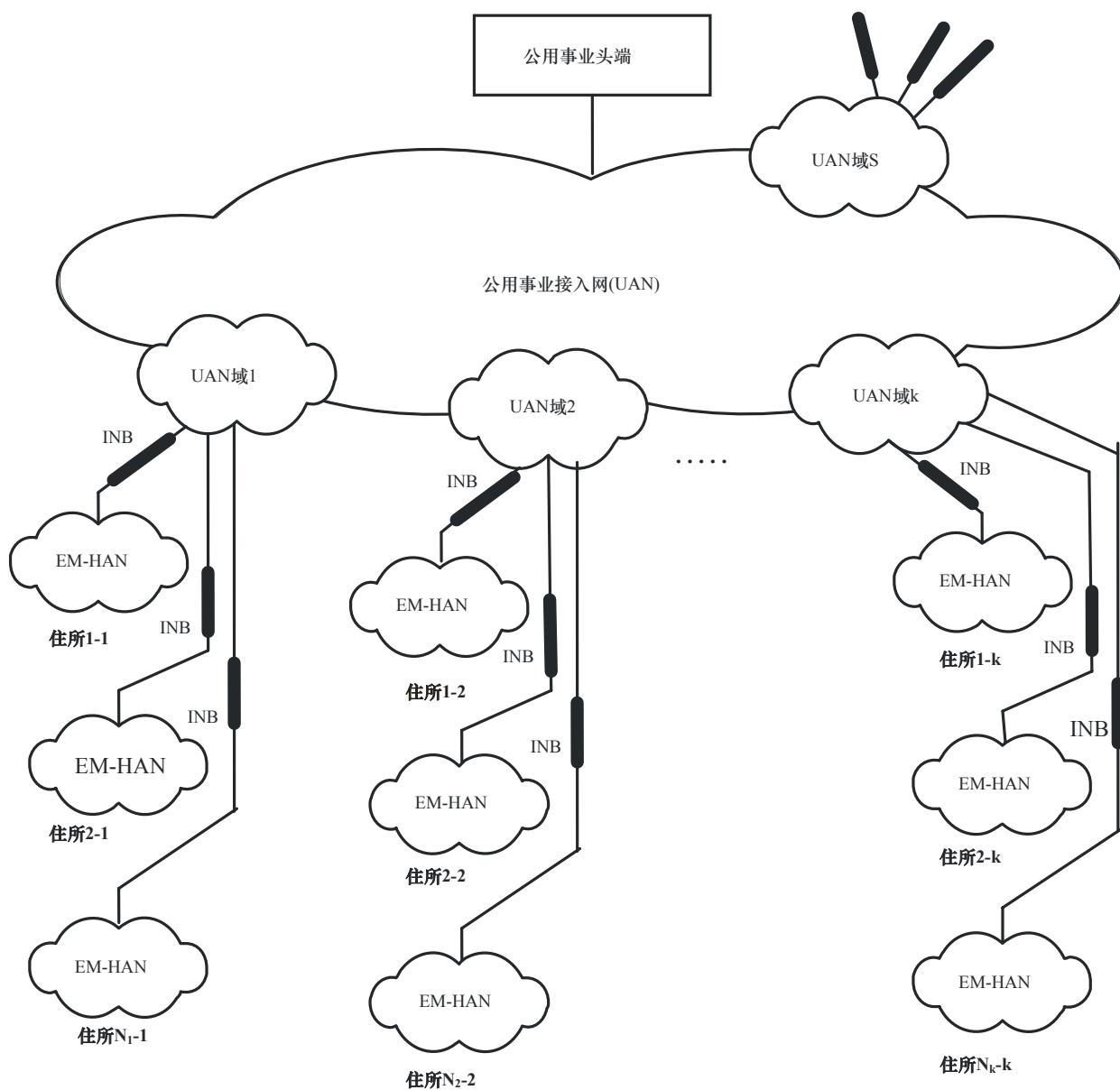
本建议书的范围限于ITU-T G.9955收发器的物理层，这些收发器或者采用扩展能力操作(例如主域控制器、中继节点或二者的组合)，或者像终端节点那样不采用扩展能力操作。

5.1.2 能源管理网的架构和拓扑结构

图5-2示出了能源管理网的架构模型示例。它包含公用事业头端、多域公用事业接入网(UAN)和客户驻地(CP)的能源管理家域网(EM-HAN)。每个EM-HAN可以包括一个或多个域(如图5-2所示 — 参见关于EM-HAN架构的第5.1.2.2节)。

公用事业接入网(UAN)的各域纳入了属于UAN所拥有并实际属于UAN的全部设备(如计量表)，而家域网(HAN)则包括客户拥有的所有设备以及公用事业机构拥有的、与能源管理有关的一些客户驻地设备(例如家电、可编程智能恒温箱、电动车供电设备)。在这个示例中，每个家域网通过一个网间桥连接到一个公用事业接入网；网间桥功能是由能源服务接口(ESI)实现的。

注 – 该架构模型仅供参考，并未限制其他网络配置使用ITU-T G.9955收发器。



G.9955(11)_F05-2

图5-2 – 能源管理网的一般架构

5.1.2.1 UAN的一般架构

UAN在逻辑上可分为域。每个域应与连接至同一介质(通常为电力线)的一组特定的ITU-T G.9955节点相关联。一个特定的节点可以仅属于一个域(这并不妨碍某一物理设备纳入属于不同域的多个逻辑节点)。

一个UAN域的所有节点均受一个主域控制器控制；其他节点称为终端节点。

同一UAN域的各节点可以直接进行相互通信，或通过同一个域的其他节点(中继节点)进行相互通信。两个或更多的UAN域可能会重叠：重叠域的节点会“看到”彼此的传输，并因此可能会互相干扰。

UAN域可由一个或多个域间桥相互连接(见图5-5中的示例)，使每个域的节点至少都能连至公用事业头端。不同UAN域的节点可使用一个或多个域间桥相互通信。UAN的全局主控制器功能通过相应的主域控制器来对所有UAN域(资源、优先级、操作特性)的操作进行协调。这种高层管理功能可由UAN节点中的一个来完成。

注 – UAN的典型结构为树形(见附录II图II.3)加上公用事业头端功能，比如UAN的全局主控制器。每个客户驻地可能有一个或多个节点，包括一个实现能源服务接口的节点，用于连接UAN与EM-HAN。

除了ITU-T G.9955域，UAN的可能还包括异域。这些域是采用非ITU-T G.9955技术建立的，包括有线和无线两种。UAN异域可以采用L3桥来桥接至ITU-T G.9955域。桥接至UAN异域的规范超出了本建议书的讨论范围。

5.1.2.2 HAN的一般架构

EM-HAN(可直接称为“HAN”)在逻辑上划分为域。每个域应与一组特定的ITU-T G.9955节点相关联。一个特定的节点可以仅属于一个域。相同HAN域内的各节点通过建立域的介质进行相互通信。不同HAN域内的各节点通过域间桥进行相互通信。HAN通过网间桥(INB)连接至UAN(如有必要)，网间桥是HAN与UAN之间网关的一部分。UAN与HAN之间的接口称为能源服务接口(ESI)。

HAN的各域是采用家庭布线建立的，通常是电源线，但也可以使用其他类型的有线介质。HAN域设备中有一个作为主域控制器，而所有其他节点均称为终端节点。两个或多个HAN域可能重叠：重叠域的各节点会“看到”彼此间的传输，也可能会互相干扰。

除ITU-T G.9955域外，HAN还可包括非异域。这些域可以采用家庭布线或无线介质建立。HAN异域可以采用L3桥来桥接至ITU-T G.9955域。桥接至HAN异域的规范超出了本建议书的讨论范围。

在需要协调HAN域(资源、优先级、操作特性)时，这种协调是由某个节点的GM功能来提供的，这是一种高层管理功能，也可能携带由远程管理系统发起的相关功能。

图5-3示出了HAN的一般架构，既包含ITU-T G.9955域，也包含异域。

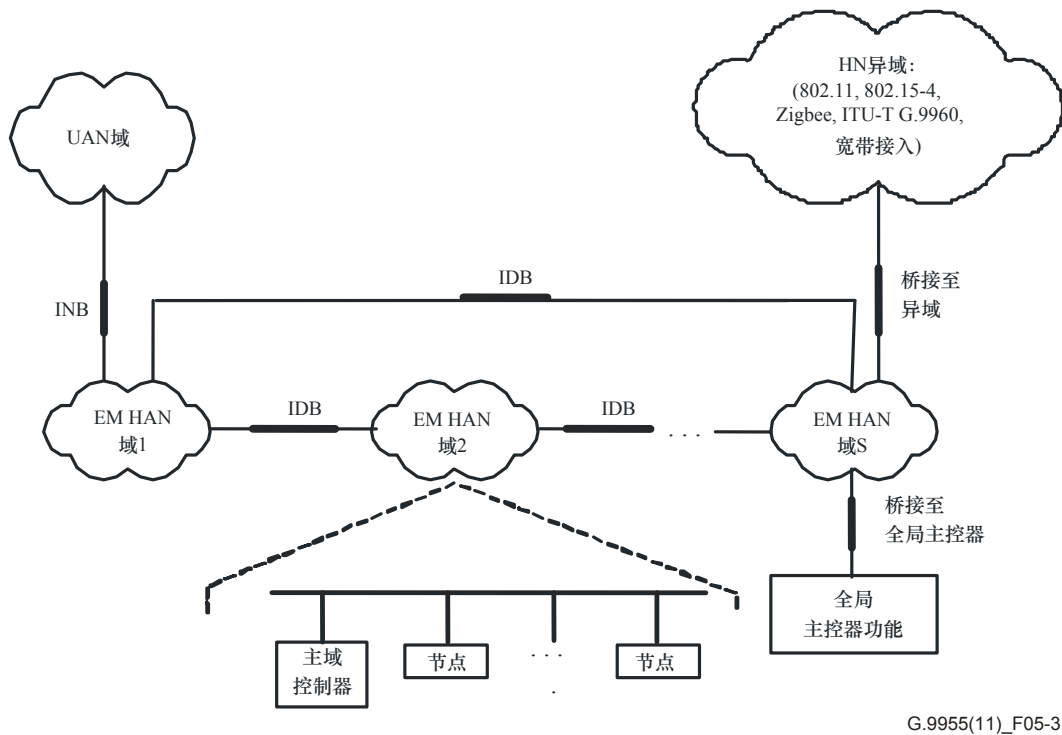
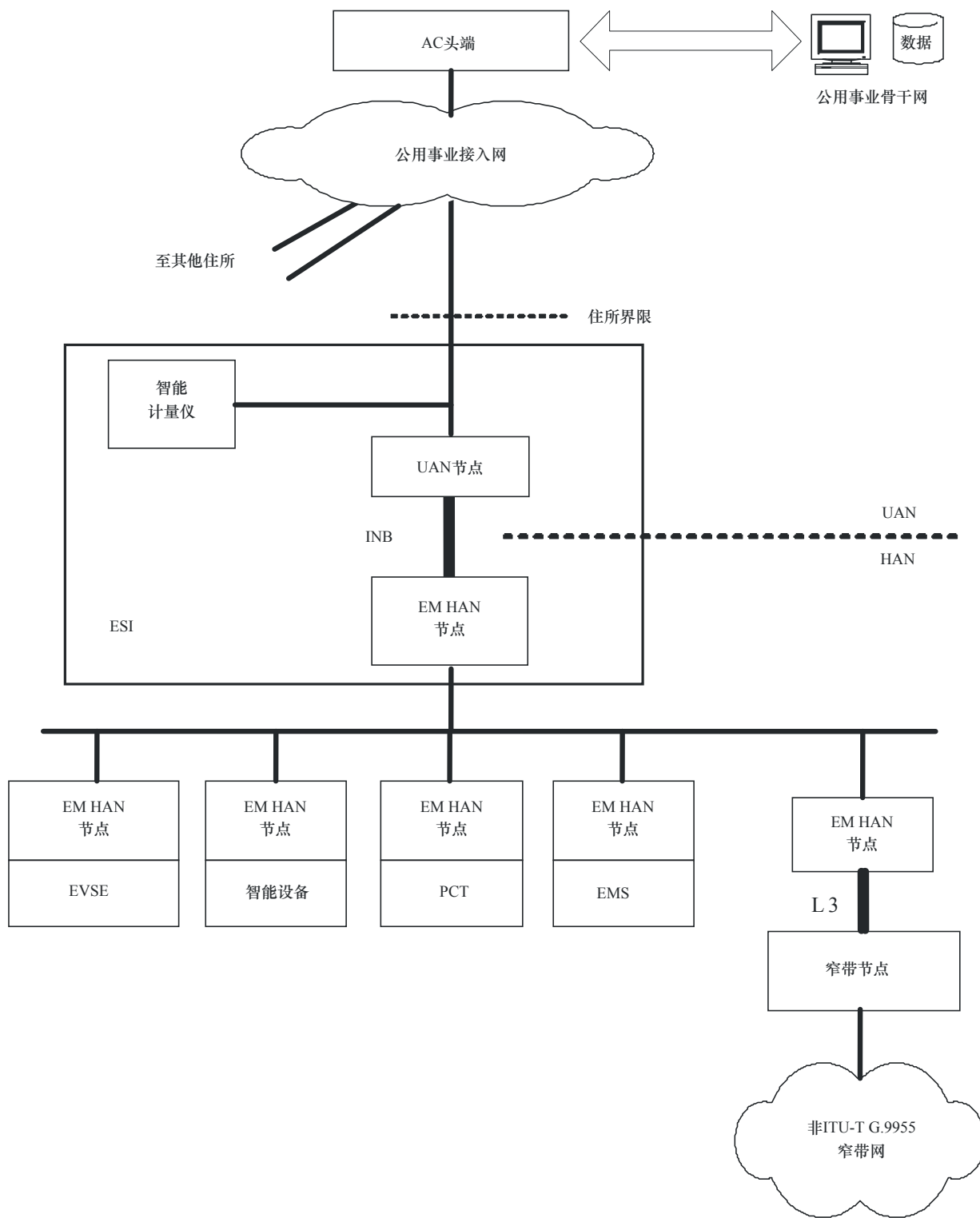


图5-3 – EM-HAN的一般架构

注1 – 没有必要把图5-3中示出的所有域间桥都用上。根据不同的应用，域可以是串接，也可以是星形连接，或可以使用另一个连接拓扑结构。对域间多路连接的支持有待进一步研究。

注2 – HAN终端节点也可以是固定地点使用的电动车充电设施(EVCF)，包括固定在车上的电动车供电设备(EVSE)和插电式电动车(PEV)上的设备。

图5-4示出了HAN的一个例子，包含一个ITU-T G.9955域和一个异域。ITU-T G.9955域节点包括安装在电动车供电设备(EVSE)上的节点以及用于连接室内能源管理系统(EMS)的节点。异域通过L3 IDB桥接至ITU-T G.9955域。



G.9955(11)_F05-4

图 5-4 – 连至公用事业机构的 EM-HAN 功能框图示例

5.1.2.3 与其他PLC网络共存

定义了两种机制允许与其他工作于同一频率范围内的PLC共存：

- 频分(FD)共存机制 - 允许通过使用非重叠ITU-T G.9955频段规划(参见第7.5条)，将来自ITU-T G.9955的干扰抑制在一个特定的频段内。灵活使用不同的频段规划为以非重叠频段规划工作于相同介质的独立系统提供了机会。FD共存机制可以提供与窄带FSK/PSK PLC系统和宽带PLC系统的共存；
- 频率切口共存机制 - 应通过切出一个或多个子载波(参见第7.6.1节)，将来自ITU-T G.9955的干扰抑制在一个特定的(比较窄的)频率范围内。频率切口允许ITU-T G.9955与工作于相同频段的现有窄带FSK/PSK系统共存；
- 基于前置码的共存机制 - 应由ITU-T G.9955使用，以与工作于相同频段的其他类型PLC技术公平共享介质(并利用这种共存机制)。这种共存机制的定义有待进一步研究。同样的共存机制也有助于使用不同重叠频段规划的ITU-T G.9955实施方案之间实现共存。

上述共存机制可同时应用，使ITU-T G.9955与工作于相同介质的多种PLC技术共存。

5.2 参考模型

5.2.1 收发器协议参考模型

收发器的协议参考模型如图5-5所示。它包括3个主要参考点：应用程序接口(A接口)、物理介质无关接口(PMI)，以及介质相关接口(MDI)。在数据链路层规定了2个中间参考点x1和x2，在物理层规定了另外两个中间参考点 α 和 δ ，参见图5-5。本建议书对参考模型的阴影部分做了规定；非阴影部分在[ITU-T G.9956]建议书中做了规定。

介质无关接口(MDI)是根据介质上传输的物理信号以及与介质的机械连接情况而规定的一种物理接口(第5.2.2.3节)。

物理介质无关接口(PMI)既是介质无关的，也是应用无关的。A接口是网络层(第三层)协议特定的(例如以太网、IP)。物理介质无关接口和A接口均按照通过接口交换的原语集规定为功能接口。

所有的中间参考点都是介质无关的，都按照通过这些参考点交换的逻辑原语规定为功能(逻辑)接口。

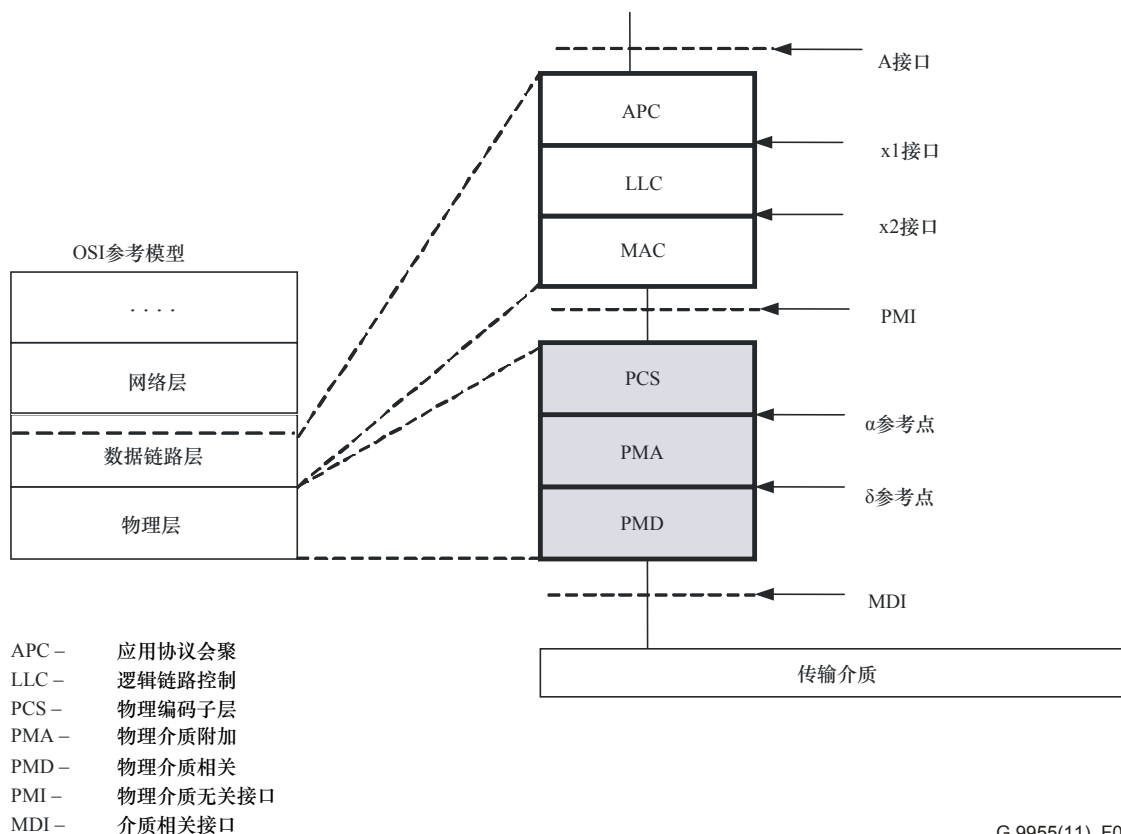


图5-5 – ITU-T G.9955收发器的协议参考模型

应用协议会聚子层(APC)提供与网络层(第三层)的接口,也称为应用实体(AE),配合IP等应用特定的协议使用。应用协议会聚子层还提供应用实体与收发器之间的比特率适应。

逻辑链路控制子层(LLC)按照域内的操作规则来协调节点的传输。特别是,它负责建立、管理、复位和终止节点与域中其他节点的所有连接。逻辑链路控制子层还为实现服务质量(QoS)约束条件提供便利,这些约束条件是为其建立的连接而规定的。

介质访问控制子层(MAC)采用本建议书第7.4节中规定的介质访问协议来控制节点对介质的访问。

物理编码子层(PCS)提供MAC与物理层之间的比特率适应(数据流控制),将发送介质访问控制协议数据单元(MPDU)封装为物理层帧,并添加物理层相关的控制和管理开销。

物理介质附加子层(PMA)提供前向纠错编码和物理帧内容(头和有效载荷)的交织,以便在介质上传输。

物理介质相关子层(PMD)对已编码物理层帧进行调制,以便通过正交频分复用调制(OFDM)在介质上传输。在接收方向,物理介质相关子层解调从介质上传入的物理层帧。

逻辑链路控制子层和物理层的功能对任何类型的介质(比如公用事业接入低压和中压线、入户供电线、入户电话线,或类似线路)或任何应用都是相同的,但其参数可能是介质特定的或应用特定的。通过适当的参数设置(由收发器管理功能而定),即可配置某个单一节点及域内所有节点的操作,以适应介质的类型或特定的应用。

数据与管理功能的划分未在图5-5中示出，其说明见第5.2.2节。

5.2.2 接口的功能描述

本节以图5-6中的协议参考模型为基础，包含了ITU-T G.9955收发器接口(参考点)的功能描述。图5-6所示的接口在本建议书中做了规定。

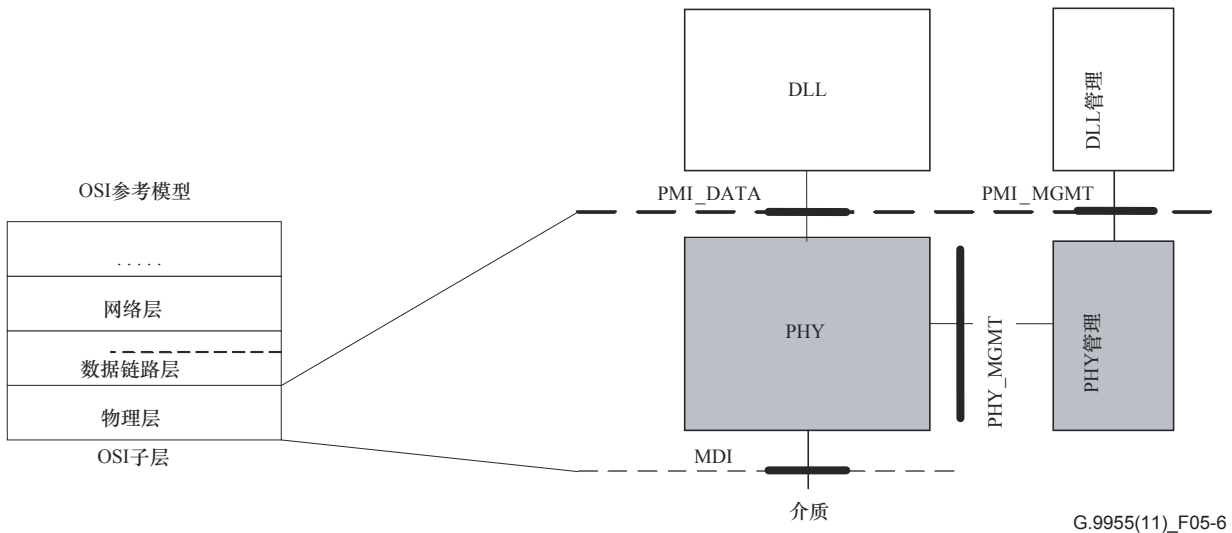


图5-6 – 物理层相关的收发器参考点

图5-6中的模型示出了与应用数据路径(PMI_DATA和MDI)、管理数据路径(PMI_MGMT)相关的接口，以及物理层数据与管理平面(PHY_MGMT)之间的接口。所有接口都按照相应实体之间交换的原语流规定为参考点。说明文字并不意味着收发器接口的任何具体实施。

5.2.2.1 P物理介质无关接口(PMI)

物理介质无关接口是按照表5-1中给出的、在逻辑链路控制子层(LLC)与物理层之间交换的原语进行描述的；用每个原语流的方向来指明始发原语的实体。发送和接收数据原语都用MAC协议数据单元(MPDU)进行交换。PMI_DATA和PMI_MGMT原语的详情参见第7.8节。

表5-1 – PMI原语说明

原语	方向	说明
PMI接口数据原语		
PMI_DATA.REQ	DLL → PHY	DLL请求PHY传输MPDU或ACK帧
PMI_DATA.CNF	PHY → DLL	PHY帧传输状态(传输完成, 未完成, 失败)
PMI_DATA.IND	PHY → DLL	收到的帧由PHY传给DLL
PMI接口管理和控制原语		
PMI_MGMT_PRM.REQ	DLL → PHY	传输和配置DLL断言的参数
PMI_MGMT_PRM.CNF	PHY → DLL	证实传输和配置DLL断言的参数(接受或拒绝)
PMI_MGMT_PRM.IND	PHY → DLL	传输由PHY报告的接收帧有效载荷参数和信道特性
PMI_MGMT_PRM.RES	DLL → PHY	确认传输由PHY报告的接收帧有效载荷参数和信道特性
注 – 在本表中给出的原语纯属说明性质, 并不意味着任何特定的实现。		

5.2.2.2 介质相关接口(MDI)

介质相关接口的功能特性由两个信号流来描述:

- 发送信号(TX DATA)是发送到介质上的物理层帧数据流。
- 接收信号(RX DATA)是从介质上接收的物理层帧数据流。

第7.7节描述了介质相关接口的电气特性。

5.2.2.3 数据路径与管理路径之间的同层接口

5.2.2.3.1 PHY_MGMT参考点

该参考点规定了所有PHY子层(PCS、PMA、PMD)相关的控制和管理原语, 如图5-5中的规定。这些原语(PCS_MGMT、PMA_MGMT和PMD_MGMT)在第7.1节的DLL功能模型中给出, 并在第7.8节中做了规定。

5.2.3 收发器的功能模型

收发器的功能模型在图5-7中给出。该模型涉及不具备扩展功能的节点以及主域控制器这类具备扩展功能的节点。本建议书仅涉及功能模型的阴影部分; 非阴影部分在ITU-T G.9956中进行探讨。

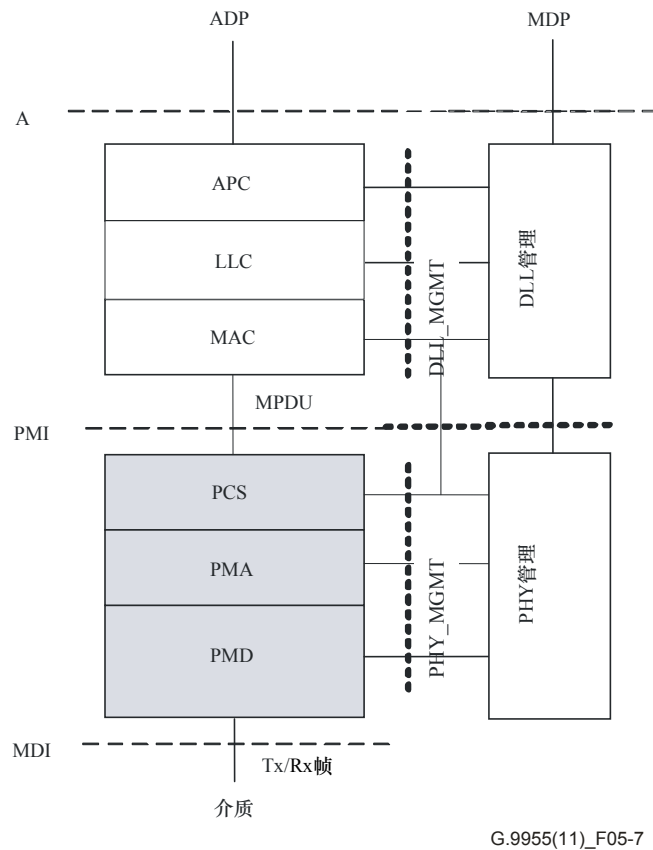


图5-7 – ITU-T G.9955收发器的功能模型

第7.1节详细描述了PHY层的功能模型。

6 约定

6.1 比特排序约定

多个八位字节组成的数据块应按八位字节编号的升序进行排列：“字节0”为第一个字节，“字节1”为第二个字节，等等。如果一个数据块分割为多个字段，那么每个字段的大小应以比特表示。字段不一定是整数个八位字节。对数据块内各个字段的位置说明如下：

- N 字节数据块的各字节按照从0(第一个字节)到 $N-1$ (最后一个字节)的编号进行排列。
- 数据块被分为不重叠的字节组。每组都包含整数个连续的字节，编号从 J 到 $J+V-1$ ，其中 V 是该组的大小，并被称为字节最低有效位为编号最小(J)的“比特0”、最高有效位为编号最大($J+V-1$)的“比特($8 \times V-1$)”的比特串。
- 每组分为一个或多个字段，其中每个字段的边界由含有该字段的组的最低有效位和最高有效位确定。

任何数据块或块的一部分均应通过协议栈中编号最小的字节来传送，即字节0应为要传送的块中的第一个字节。在每组字节内，每个字节的最低有效位(比特0)应首先传送。

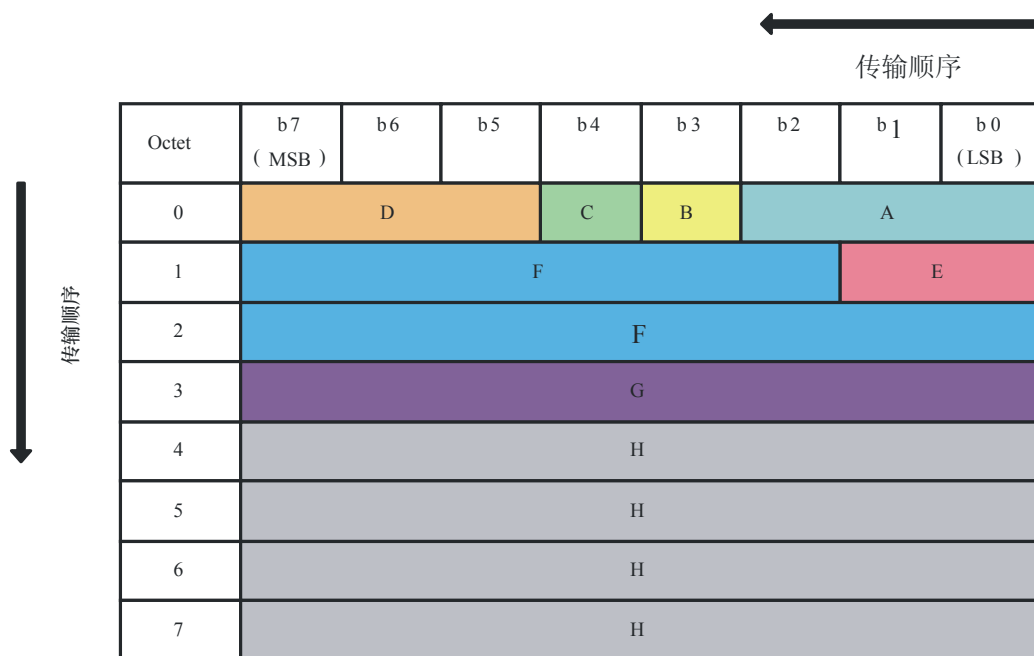
表6-1示出了本建议书全文中使用的字段说明的一个例子。“字节”列表示字节组中某一特定字段所属的那个字节的编号，“比特”列表示在本字节组中比特的位置。在给出的例子中，有4个字节组：

- 组1 = 字节0，字段A、B、C、D
- 组2 = 字节1和2，字段E、F
- 组3 = 字节3，字段G
- 组4 = 字节4至7，字段H。

图6-1显示的是根据表6-1的示例将这些字段映至相应的字节。

表6-1 – 字段说明示例

字段	八位字节	比特	说明
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

图6-1 – 字段映至字节组示例

7 物理层(PHY)规范

7.1 物理层的功能模型

物理层的功能模型在图7-1中给出。物理介质无关接口(PMI)和介质相关接口(MDI)分别是PHY与MAC之间和PHY与传输介质之间的两个划分参考点。内部参考点 δ 和 α 分别显示物理介质相关(PMD)与物理介质附加(PMA)之间和物理编码子层(PCS)与PMA之间的隔离。PMI参考点和MDI参考点的数据原语和管理原语分别在第7.8.1和第7.8.2节中规定。MDI参考点的原语在第7.7节中规定。

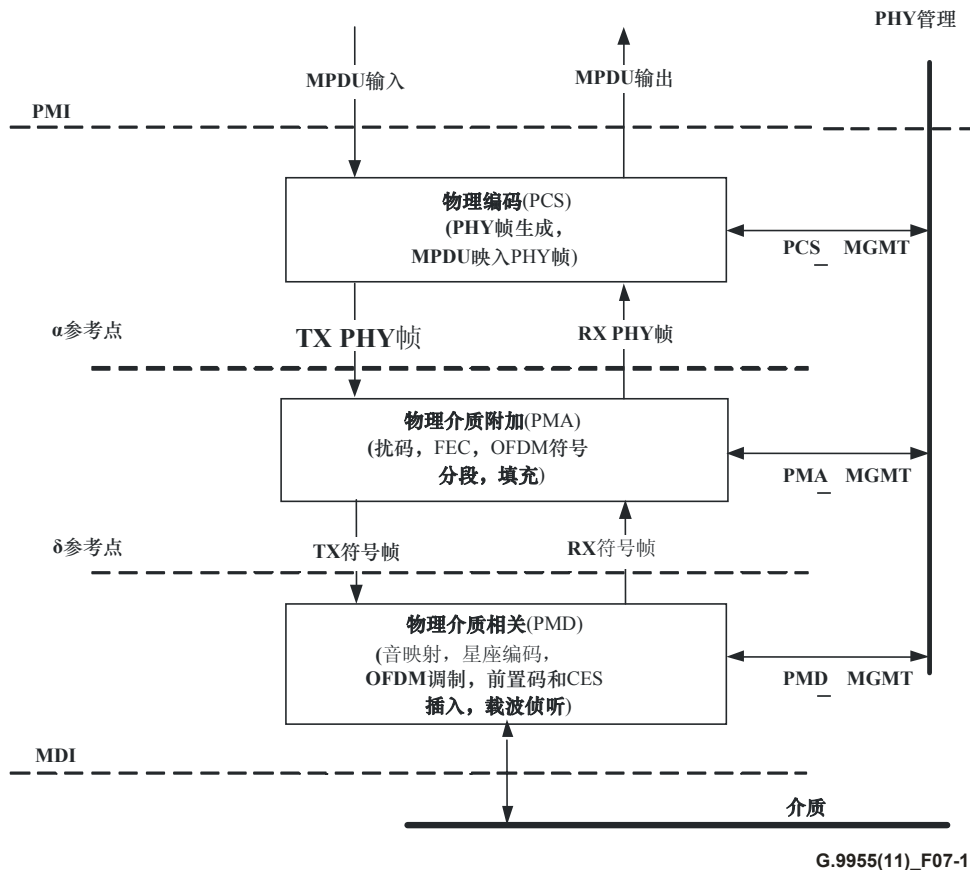


图7-1 – 物理层的功能模型

在发送方向，数据采用称为MAC协议数据单元(MPDU)的字节块经PMI从物理层传送到MAC。输入MPDU映入始发自物理编码子层的物理层帧，在PMA中扰码和编码，在PMD中调制，用相关参数进行OFDM调制后在介质上进行传输。在PMD中，添加前置码和信道估计符号(CES)，以协助接收器的同步和信道估计。

在接收方向，对通过MDI从介质进入的帧进行解调和解码。恢复出的MPDU通过PMI转发给MAC。恢复出的PHY帧头(PFH)在PHY中进行处理，以提取第7.2.3节中规定的相关帧参数。

7.2 物理编码子层(PCS)

物理编码子层的功能模型在图7-2中给出。其目的是更详细地描述图7-1中的PCS功能块。

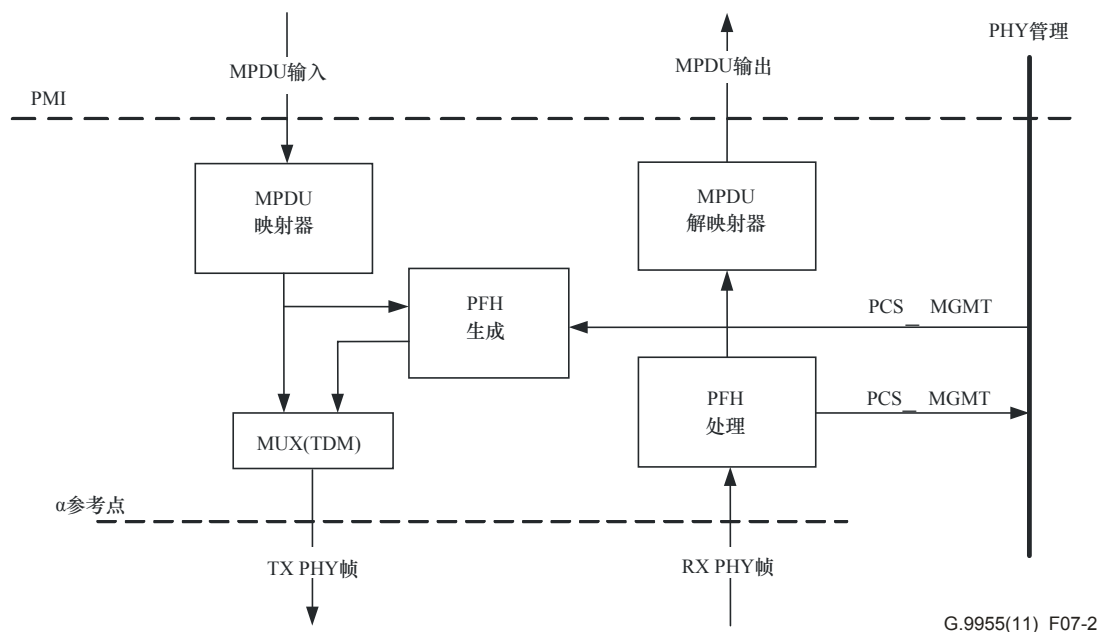


图7-2 – 物理编码子层的功能模型

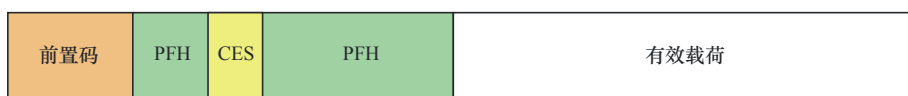
在发送方向，输入MPDU映射入物理层帧(第7.2.1节)的有效载荷字段，如第7.2.2节所述。接着生成并添加物理层帧头(PFH)，形成TX PHY帧。TX PHY帧通过 α 参考点传送，以便在PMA中进一步处理。

在接收方向，对已解码PHY帧有效载荷和PHY帧头进行处理，从收到的PHY帧(RX PHY帧)的有效载荷中恢复出原来传输的MPDU，并提交给PMI。对物理层帧头中携带的相关控制信息进行处理，并提交给PHY管理实体，参见图7-2。

物理编码子层的管理原语(PCS_MGMT)在第7.8.2节中规定。

7.2.1 PHY帧格式

物理层帧的格式在图7-3中给出。PHY帧包括前置码、PHY、信道估计符号(CES)和有效载荷。前置码和CES是在PMD中添加到PHY帧的。PFH和有效载荷是在PCS中生成和格式化的。前置码和CES不携带任何数据，仅用于同步和初始信道估计。前置码的结构及其参数在第7.4.5节规定，CES的参数则在第7.4.6节规定。



G.9955(11)_F07-3

图7-3 – PHY帧的格式

PHY帧的所有组成部分(前置码、PFH、CES和有效载荷)构成了整数个OFDM符号。

PFH的符号数目取决于应用频段方案,如表7-16中所述。对某一特定的频段方案而言,PFH的所有符号均使用一组预定的编码和调制参数发送,见第7.3.2.3、第7.4.2.5、第7.4.7节的规定。

有效载荷的长度对于不同的帧可能会有所不同;有效载荷也可以是零长度。对有效载荷而言,不同的物理层帧可以采用不同的编码和调制参数(包括重复次数、音屏蔽、比特加载),取决于介质的信道和噪声特性。有效载荷的编码和调制参数在PFH中规定,如第7.2.3.2节所述。

PHY帧根据其用途分为几种类型。物理层帧的类型在PFH中指明。表7-1归纳了本建议书中规定的PHY帧的类型。第7.2.3.1节规定了每种类型PHY帧的格式。

表7-1 – PHY帧的类型

帧的类型	有效载荷	说明
类型1帧	√	带有一个包括用户数据或管理数据的有效载荷字段的PHY帧
类型2帧	√	由ITU-T保留(见注)
类型3帧	无	不含有效载荷字段的PHY帧
类型4帧	√	由ITU-T保留(见注)
注 – 一旦收到类型由当前版本的本建议书规定为“保留”的帧(即类型2帧或类型4帧),节点将: - 丢弃接收到的物理层帧; - 根据PFH指明的持续时间字段的值(见第7.2.3.2.2节的规定)采用介质访问规则。		

7.2.2 MPDU映射

MPDU作为有序字节序列传送至物理层,并当作每个字节内从最低有效位到最高有效位的有序比特流进行处理。MPDU的第一位应为有效载荷中首先要传输的比特。

只有符合表7-5中提出的表示方法的MPDU大小才是有效的。为符合表7-5指明的有效值而对MPDU进行的填充应由DLL来完成,如[ITU-T G.9956]第8.1.3.1节所规定的那样。无效值的输入MPDU应被丢弃。

7.2.3 PHY帧头(PFH)

PFH的比特长度为 PHY_H ,由相同部分和可变部分组成。相同部分含有对所有PHY帧类型均相同的字段。可变部分含有根据PHY帧类型确定的字段。PHY帧的类型由帧类型(FT)字段来指明。PFH的内容由12比特的头校验序列(HCS)来保护。表7-2规定了PFH的格式。可变字段的大小取决于频段方案,如表7-2中所述。

表7-2 – PFH的格式

字段	比特数目	说明	注释
FT	2	帧的类型	相同部分
FTSF	可变部分	帧类型专用字段	对于FCC和FCC-2频段规划，FTSP字段为60比特 对于CENELEC和FCC-1频段规划，FTSP字段为28比特
HCS	12	头校验序列(12比特)	相同部分

PFH中比特和字节的排序在第7.2.3.3节中做了详细规定。

7.2.3.1 相同部分字段

7.2.3.1.1 帧类型(FT)

帧类型(FT)字段是一个2比特字段，指明表7-3中所述的物理层帧的类型。

表7-3 – FT字段的编码

类型	值 (b ₁ b ₀)	
类型1帧	00	
类型2帧	01	
类型3帧	10	
类型4帧	11	

7.2.3.1.2 头校验序列(HCS)

HCS字段用于PFH核实。HCS是12比特的循环冗余校验(CRC)，应按照发送的顺序计算PFH的所有字段，从PFH(FT)第一个字段的最低有效位开始，到FTSF最后一个字段的最高有效位结束。

应使用下列12阶生成多项式计算HCS：

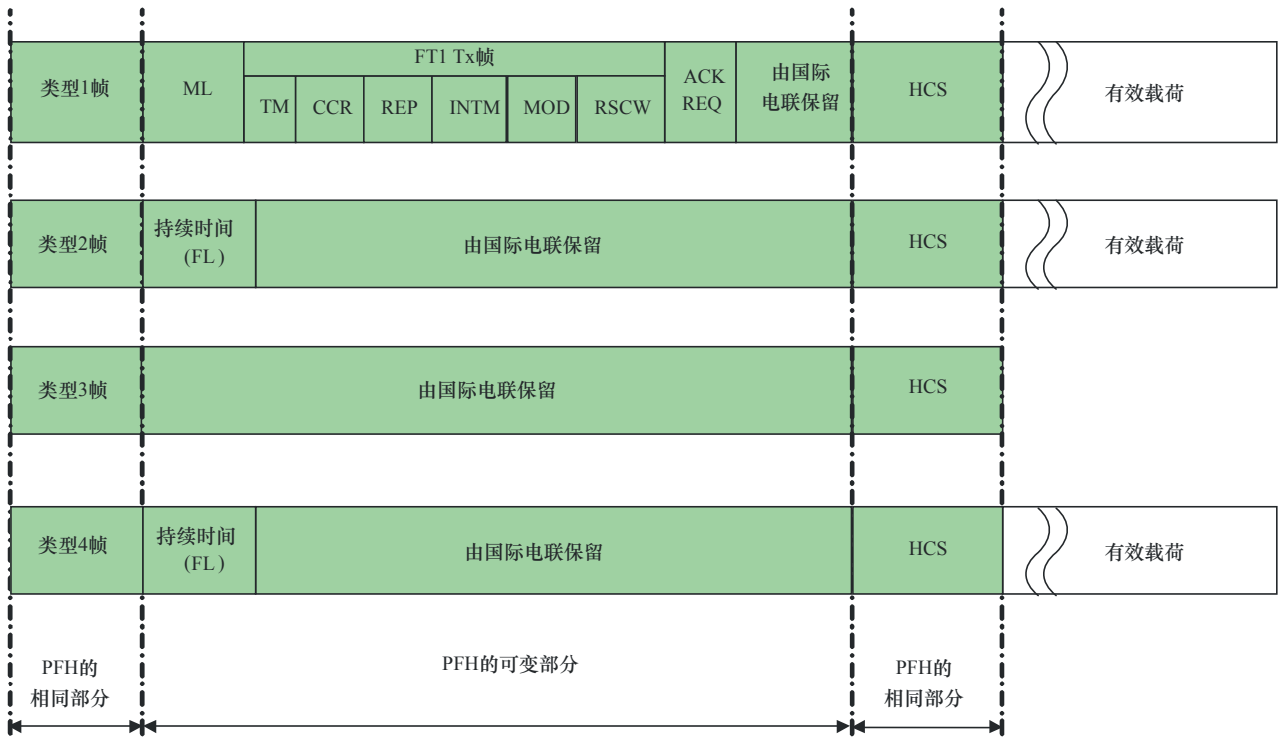
$$G(x) = x^{12} + x^{11} + x^3 + x^2 + x + 1。$$

HCS的值应为HCS计算字段的内容(作为多项式处理，其第一个输入比特与最高阶 $x^{\text{PHY}_H - 13}$ 关联，其中 PHY_H 为以比特为单位的PFH长度，最后一个输入比特与 x^0 关联)乘以 x^{12} 、而后与一个全“1”(0FFF₁₆)的值进行异或、而后除以 $G(x)$ 后得出的余数。

HCS字段应从系数为最高阶的项开始发送(即 x^{11})。

7.2.3.2 可变部分字段

PFH可变部分的内容取决于帧类型(FT字段的值)，并应符合图7-4的说明和表7-4的进一步说明。



G.9955(11)_F07-4

图7-4 – 取决于帧类型字段的PFH的内容

表7-4 – 组成PFH可变部分的字段

字段	比特编号		说明	参考
	CENELEC, FCC-1	FCC, FCC-2		
MPDU的长度 (ML)	8	8	以字节为单位用对数表明帧有效载荷的长度	第7.2.3.2.1节
持续时间 (FL)	7	10	表明OFDM符号中PHY帧序列的持续时间	第7.2.3.2.2节
音屏蔽 (TM)	8	40	规定发送有效载荷所用的音屏蔽	第7.2.3.2.3节
RS码字大小 (RSCW)	1	1	表明有效载荷编码所用的RS码字大小的最大值	第7.2.3.2.4节
卷积码编码速率 (CCR)	1	1	表明发送有效载荷所用的卷积码的编码速率	第7.2.3.2.5节
重复次数 (REP)	3	3	表明发送有效载荷所用的重复次数	第7.2.3.2.6节
交织模式 (INTM)	1	1	表明发送有效载荷所用的交织模式	第7.2.3.2.7节
调制 (MOD)	2	2	表明发送有效载荷所用的调制	第7.2.3.2.8节
确认请求 (ACK REQ)	2	2	表明接收器是否应该用ACK做出回应，以指明MPDU接收状态	第7.2.3.2.9节
由ITU-T保留	FT相关	FT相关	由ITU-T保留供将来使用的比特	第7.2.3.2.10节

7.2.3.2.1 MPDU的长度(ML)

该8比特字段表明介质访问控制协议数据单元(MPDU)中字节的数目。如表7-5所示,字节的数目是根据ML字段的无符号整数值与以字节为单位的MPDU大小之间的映射得出的。

表7-5 – ML字段与MPDU大小的映射

从ML ₁₀ 值	到ML ₁₀ 值	映射的MPDU [字节]
0	63	ML ₁₀ + 1
64	127	65 + 2 × (ML ₁₀ - 64)
128	191	193 + 8 × (ML ₁₀ - 128)
192	255	697 + 16 × (ML ₁₀ - 192)
注 - ML ₁₀ 为ML字段的十进制表示。		

7.2.3.2.2 持续时间(FL)

该7比特/10比特无符号整数字段表明PHY帧序列的持续时间,但不包括所传输帧的PFH和前置码的持续时间,用表7-6中规定的OFDM符号的K_{Dur}的倍数来表示。

注1 – 前置码和PFH的持续时间,对相同域各节点传送的所有帧而言都是相同的(参见第7.8节)。

注2 – FL字段中指明的持续时间,从所传送帧的第一个符号开始计算,到帧序列中最后一帧的最后一个符号结束(如果有要求的话,为ACK帧的最后一个符号)。详情参见[ITU-T G.9956]第8.3.31节。

该字段仅用于类型2帧和类型4帧。

表7-6 – 符合频段规划的K_{Dur}值

频段	K _{Dur}
CENELEC	4
FCC-1	8
FCC, FCC-2	1

7.2.3.2.3 音屏蔽(TM)

该8比特/40比特字段是一个位图，用于表示一个特定的子载波组是处于第7.4.2.1节定义的启用状态(即来自ASC集合)还是待用状态(即来自ISC集合)。实际频段将根据第7.4.2.4节规定的应用频段规划，分成几组G音，并应该用TM位图的每一比特来说明G连续音是启用(即TM字段的相应比特等于1)还是待用(即TM字段的相应比特等于0)。TM字段的最低有效位对应于子载波的第一组(指数最低)。

在不同的频段规划中，该TM字段的大小和G值应分别符合表7-4和表7-7中的规定。

图7-7 – 不同频段规划的G值

频段规划	G
CENELEC A	4(见注)
CENELEC B	2
CENELEC CD	2
FCC-1	4
FCC, FCC-2	4

注：最后一个音(#33)的音屏蔽设置应与比特b₇的值相同(即如果设为0，则屏蔽；如果设为1，则不屏蔽)。

为了表明类型0比特划分表(BAT)、类型1比特划分表和类型5比特划分表的使用，TM字段应置为全零，MOD字段的值应置为00以表明使用类型0比特划分表、置为01以表明使用类型1比特划分表、置为10以表明使用类型5比特划分表，置为11以表明使用类型7比特划分表。

7.2.3.2.4 RS码字大小(RSCW)

该1比特字段表明用作最大RS码字大小的值，以便将MPDU分成码字(如第7.3.3节所规定的那样)。

如果使用最大239字节的RS码字大小，那么该字段应置为0。

如果使用最大128字节的RS码字大小，那么该字段应置为1。

7.2.3.2.5 卷积码编码速率(CCR)

该1比特字段表明对于有效载荷的卷积编码，是使用1/2还是2/3的卷积码编码速率。

如果使用1/2的卷积码编码速率，那么该字段的值应置为0。

如果使用2/3的卷积码编码速率，那么该字段的值应置为1。

7.2.3.2.6 重复次数(REP)

该3比特字段表明有效载荷所用的重复次数(第7.3.3节规定了有效载荷编码的R值)。

表7-8给出了字段值到段重复编码器(FRE) R参数值的映射。

图7-8 – REP字段的编码

REP字段的值	FRE的R参数
000	1
001	2
010	4
011	6
100	12
101-111	为ITU-T保留

7.2.3.2.7 交织模式(INTM)

该1比特字段表明在有效载荷中是使用IoF还是使用IoAC交织模式。

如果使用IoF模式，那么该字段应置为0。

如果使用IoAC模式，那么该字段应置为1。

7.2.3.2.8 调制(MOD)

该2比特字段表明为发送第7.4.3节规定的有效载荷要采用的调制。

表7-9给出了字段值到有效载荷发送所用调制的映射。

图7-9 – MOD字段的编码

MOD字段的值	使用的调制
00	1比特
01	2比特
10	3比特
11	4比特

7.2.3.2.9 确认请求(ACK REQ)

该2比特字段向接收器表明发送器是否要求它用一个ACK帧来响应，并指明ACK帧的类型，如下所示：

- 00 – 无需ACK帧
- 10 – 需要一个常规的Imm-ACK帧
- 01 – 需要一个扩展的Imm-ACK帧
- 11 – 为ITU-T保留

Imm-ACK帧和扩展的Imm-ACK帧的格式在[ITU-T G.9956]第8.3.3.1.1节中规定。

7.2.3.2.10 为ITU-T保留

为ITU-T保留的比特需要做进一步研究。这些比特应由发送器置为0，接收器忽略之。以比特为单位表示的字段大小取决于帧的类型。

7.2.3.3 PFH比特和字节的排序

PFH比特和字节的排序(按照帧类型和频段规划)如表7-10至表7-13所示。

表7-10 – FT1的PFH比特和字节的排序

字段	CENELEC, FCC-1		FCC, FCC-2		说明
		比特		比特	
FT		[1:0]		[1:0]	第7.2.3.1.1节
ML		[9:2]		[9:2]	第7.2.3.2.1节
TM		[17:10]		[49:10]	第7.2.3.2.3节
RSCW		[18]		[50]	第7.2.3.2.4节
CCR		[19]		[51]	第7.2.3.2.5节
REP		[22:20]		[54:52]	第7.2.3.2.6节
INTM		[23]		[55]	第7.2.3.2.7节
MOD		[25:24]		[57:56]	第7.2.3.2.8节
ACK REQ		[26]		[58]	第7.2.3.2.9节
为ITU-T保留		[29:27]		[61:59]	第7.2.3.2.10节
HCS		[41:30]		[73:62]	第7.2.3.1.2节

表7-11 – FT2的PFH比特和字节的排序

字段	CENELEC, FCC-1		FCC, FCC-2		说明
		比特		比特	
FT		[1:0]		[1:0]	第7.2.3.1.1节
FL		[8:2]		[11:2]	第7.2.3.2.2节
为ITU-T保留		[29:9]		[61:12]	第7.2.3.2.10节
HCS		[41:30]		[73:62]	第7.2.3.1.2节

表7-12 – FT3的PFH比特和字节的排序

字段	CENELEC, FCC-1		FCC, FCC-2		说明
		比特		比特	
FT		[1:0]		[1:0]	第7.2.3.1.1节
为ITU-T保留		[29:2]		[61:2]	第7.2.3.2.10节
HCS		[41:30]		[73:62]	第7.2.3.1.2节

表7-13 – FT4的PFH比特和字节的排序

字段	CENELEC, FCC-1		FCC, FCC-2		说明
		比特		比特	
FT		[1:0]		[1:0]	第7.2.3.1.1节
FL		[8:2]		[11:2]	第7.2.3.2.2节
为ITU-T保留		[29:9]		[61:12]	第7.2.3.2.10节
HCS		[41:30]		[73:62]	第7.2.3.1.2节

7.3 物理介质附加子层(PMA)

图7-5中给出了物理介质附加子层(PMA)的功能模型。该图的目的是更详细地描述图7-1中所示的PMA功能块。

在发送方向， α 参考点的PFH和输入物理层帧的有效载荷具有第7.2.1节中规定的格式。输入帧的PFH比特和有效载荷比特按照第7.3.1节所述扰码。输入帧的PFH比特按照第7.3.4节所述做进一步编码。有效载荷比特按照第7.3.3节所述编码。有效载荷编码器的参数由PHY管理实体控制(PMA_MGMT原语)。为提高互操作性，为每一特定的频段规划预先规定PFH编码器的参数。

编码后，PFH和有效载荷按照第7.3.6节所述分别映入整数个符号帧。得到的PFH和有效载荷的符号帧提交给PMD(在 δ 参考点上)，以便调制和在介质上进行传输。

在接收方向，对收到的符号帧进行一切必要的解码、解扰等逆运算。恢复出的PFH和有效载荷被提交给 α 参考点，以便PCS做进一步处理。

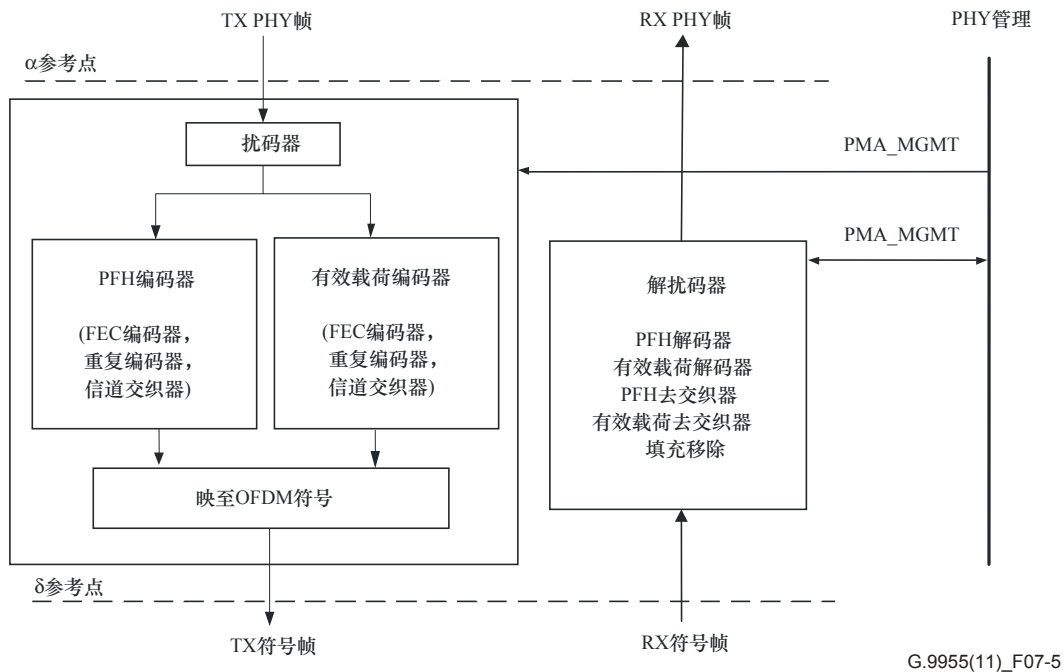


图7-5 – 物理介质附加子层的功能模型

物理介质附加子层(PMA)的管理原语(PMA_MGMT)在第7.8.2节中规定。

7.3.1 扰码器

从PFH的头一个比特开始到有效载荷的最后一个比特结束的所有数据比特，都要用一个伪随机序列进行扰码，该序列由线性反馈位移寄存器(LFSR)用多项式 $p(x) = x^7 + x^4 + 1$ 生成的，如图7-6所示。

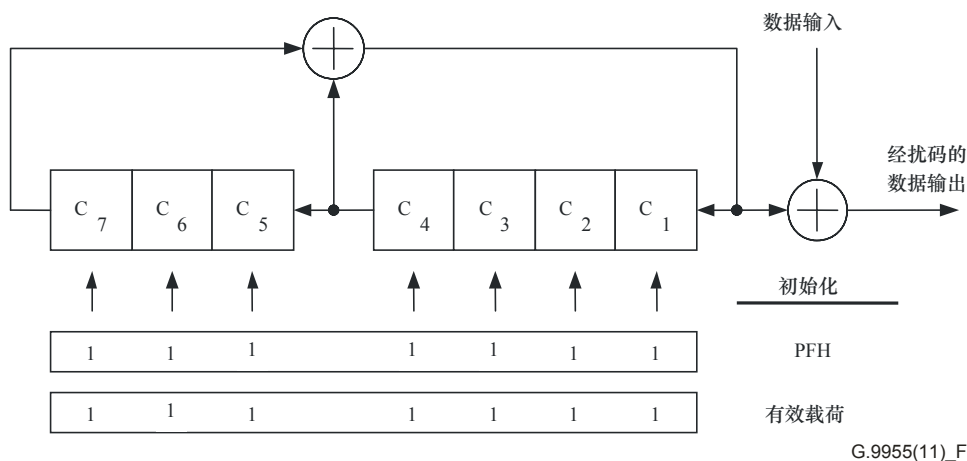


图7-6 – 扰码器

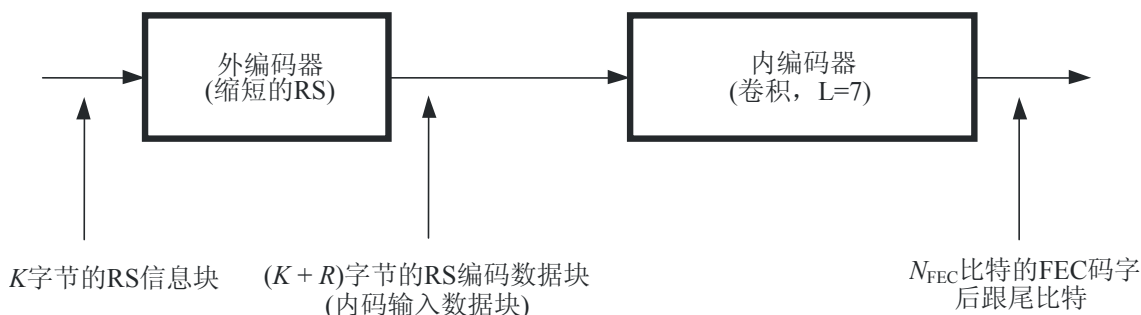
线性反馈位移寄存器应从PFH的第一位开始初始化，初始化矢量等于0x7F(其中的最低有效位对应C₁)；该初始化用于PFH数据的扰码。第二次初始化应对有效载荷数据进行，这

一过程正好在扰码器读出PFH的最后一位之后、在扰码器读出有效载荷的第一位之前发生。对于第二次初始化，初始化矢量应置为0x7F。

7.3.2 前向纠错编码器

图7-7显示了前向纠错编码器的格式。它由一种内卷积编码器和外RS编码器构成。FEC编码器的参数是：

- 输入RS信息块的数目， $m \geq 1$ ；
- 输入RS信息块中的字节数目， K ；
- RS奇偶校验字节的数目， R ；
- 输入内编码器的比特数目， k_I ；
- 内码率， r_I 。
- 输出比特的数目， N_{FEC} (前向纠错码字的大小取决于总的码率)。



G.9955(11)_F07-7

图7-7 – 前向纠错编码器

输入MPDU应首先分为RS信息块。RS信息块的数目 m 取决于MPDU的大小，并由PMI_DATA_REQ原语来确定（参见第7.8.1.1节）。每个信息块的大小 K_l 应为整数个字节，其中 $l = 1, 2, \dots, m$ ，并应为给定值 m 而计算，如下所示：

- 第一个RS信息块的大小应为16字节(MPH的大小，参见[ITU-T G.9956]第8.1.3.1.1节)；
- RS信息块后的 m_1 的大小应为 $K_L = \text{下限}[(N_{MPDU} - 16)/(m - 1)] + 1$ 字节，其中 $m_1 = \text{模}[(N_{MPDU} - 16)/(K_L - 1)]$ ， N_{MPDU} 的大小为以字节作为单位的MPDU；
- 余数 $m - m_1 - 1$ 信息块的大小应为 $K_S = K_L - 1$ 字节。

有效载荷和PFH的其他前向纠错参数的有效值分别在表7-14和表7-15中给出。由内部编码器生成的 m 个输出前向纠错码字加上尾比特，应串接成一个前向纠错码字块。前向纠错码字在前向纠错码字块(在前向纠错编码器的输出端)中的顺序，应与前向纠错编码器输入端的RS信息块的顺序相同。

PFH应被编码为一个单独的码字。扩展Imm-ACK帧的编码有待进一步研究。

7.3.2.1 RS编码器

外码应使用一个标准的字节式RS码。已编码RS块应包含 $N = K+R$ 字节，包括附加在 K 字节输入信息块 $m_0, m_1, \dots, m_{K-2}, m_{K-1}$ 上的 R 校验字节 $c_0, c_1, \dots, c_{R-2}, c_{R-1}$ 。校验字节应采用下列公式从信息字节中计算得出：

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

其中：

$M(D) = m_0D^{K-1} \oplus m_1D^{K-2} \oplus \dots \oplus m_{K-2}D \oplus m_{K-1}$ 为代表输入块的多项式，

$C(D) = c_0D^{R-1} \oplus c_1D^{R-2} \oplus \dots \oplus c_{R-2}D \oplus c_{R-1}$ 为校验多项式，

$G(D) = \prod_{i=1}^R (D \oplus \alpha^i)$ 为RS码的生成多项式。

多项式 $C(D)$ 是 $M(D)D^R$ 除以 $G(D)$ 后得到的余数。应在伽罗瓦域GF(256)中进行算术运算，其中 α 是一个满足二进制多项式 $x^8 \oplus x^4 \oplus x^3 \oplus x^2 \oplus 1$ 的原语要素。数据字节 $(d_7, d_6, \dots, d_1, d_0)$ 由伽罗瓦域元素 $d_7\alpha^7 \oplus d_6\alpha^6 \oplus \dots \oplus d_1\alpha \oplus d_0$ 来识别。

采用上述定义， $(255 - R)$ 字节大小的输入块最多可以纠正 $t = R/2$ 差错字节。对尺寸更小的所有输入块，通过采用下列程序，对所有较小的输入块，应都可纠正 t 个差错的代码：

- 用附加的“0”替代输入块，直至大小为 $255 - 2t$ ；
- 根据上述规定，计算 $2t$ 奇偶校验字节；
- 输出块是在输入块中附加 $2t$ 奇偶校验字节形成的。

t 的最大值不能超过8，最大输入块的大小不能超过239字节。输出块的大小应可在25(含)~255(含)字节的范围内配置成任何整数值。对于少于25字节的输入块，应绕过RS编码器。不同输入块大小的纠错能力有效值 $t = R/2$ 在表7-7中规定。

7.3.2.2 卷积编码器

外编码器编码的每个RS信息块应转换为比特流(最低有效位为第一位)，以形成 $k_1 = 8 \times (K + R)$ 比特的内输入块。内输入块应按照与FEC编码器输入端相应的RS信息块相同的顺序进行串接。最后一个内块应附有六个“0”(尾比特)。串接的内块应输入到图7-8所示的内卷积编码器。内卷积编码器应采用1/2母码率和 $L = 7$ 的约束长度，以及 $G_1=1111001_2 = 171_8$ 和 $G_2=1011011_2 = 133$ 的代码生成器多项式。在第一个内块的第一个比特进入编码器之前，应将卷积编码器的状态置为零。遇最后一个输入内块附加的6个“0”时刷新编码器。

母码率为 $r = 1/2$ 时，编码器产生的所有X和Y比特(参见图7-8)应按下列顺序输出：
 $X_0Y_0X_1Y_1\dots X_kY_k \dots$

码率为 $r_1 = 2/3$ 时，卷积编码器的输出比特应根据 $[1 \ 1; \ 0 \ 1]$ 的样式进行收缩，即每隔一个X输出缩短一次，以产生下列顺序的输出比特流：
 $X_0Y_0Y_1 \ X_2Y_2Y_3\dots X_{2k}Y_{2k}Y_{2k+1} \dots$

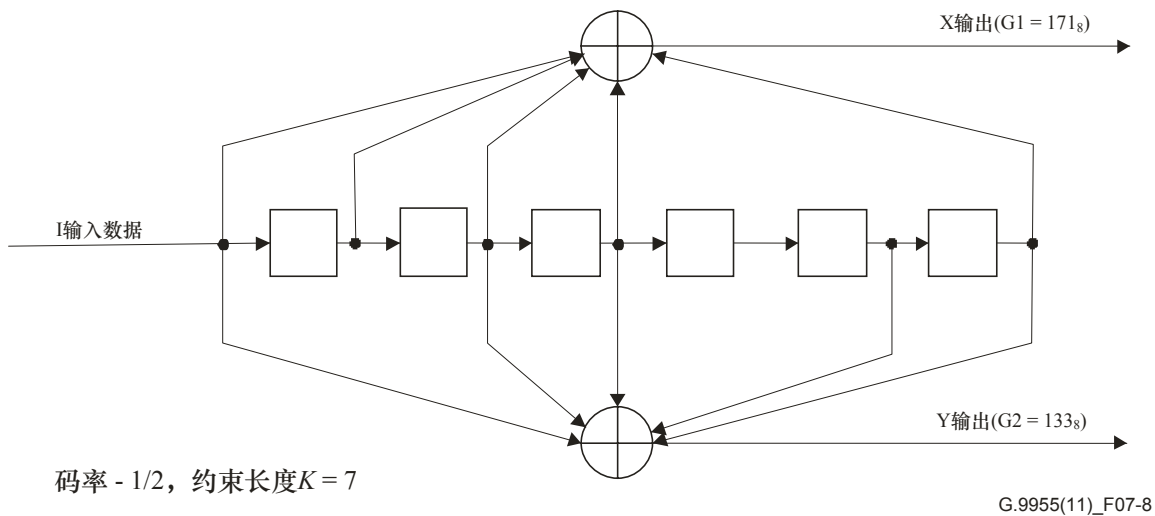


图7-8 – 内卷积码编码器

与同一输入内块相对应的内编码器的各输出比特形成输出FEC码字。FEC码字的长度可由下式计算得出： $N_{FEC} = k_1/r_1$ 比特。

7.3.2.3 FEC编码参数

表7-14归纳了前向纠错编码(FEC)的有效编码参数。

表7-14 – 有效载荷前向纠错编码参数的有效值

RS信息块大小 K , 字节	有效的内码率, r_1	RS奇偶校验 $R = 2t$, 字节
≤ 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

对于表7-14中的 K 、 r_1 和 R 给定值，输出的FEC码字大小 N_{FEC} 可按下式计算得出： $N_{FEC} = (8 \times (K + R))/r_1$ 。

对于PFH，应绕过外编码器。内编码器块大小应为 $k_1 = PHY_H$ 比特(参见第7.2.3节)，码率应如表7-15的规定。输出的FEC码字大小由 $(k_1 + 6)/r_1$ 字节给出。

表7-15 – PFH FEC编码参数的有效值

频段规划	内编码器输出块, k_1 字节	内码率, r_1
CENELEC, FCC-1	42	1/2
FCC, FCC-2	74	1/2

与 m 输入信息块相应的某一FEC码字块中的比特总数可按下列公式计算：

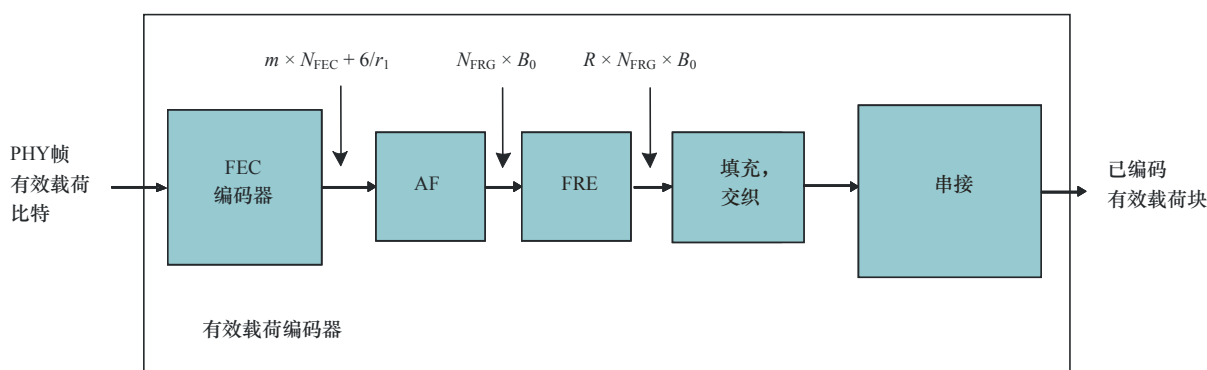
$$N_{FECB} = 6/r_l + \sum_{l=1}^m N_{FEC,l} = \left[6 + 8 \times \sum_{l=1}^m (K_l + R) \right] / r_l$$

注 – FEC编码器的总码率可按下列公式计算：

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

7.3.3 有效载荷编码器

图7-9中给出了有效载荷编码器的功能图。它包含一个FEC编码器、一个组合与分段块(AF)、一个块重复编码器(FRE)，以及一个交织器。FRE用于支持稳健通信模式(RCM)，在正常操作模式(无重复)情况下要绕过去。

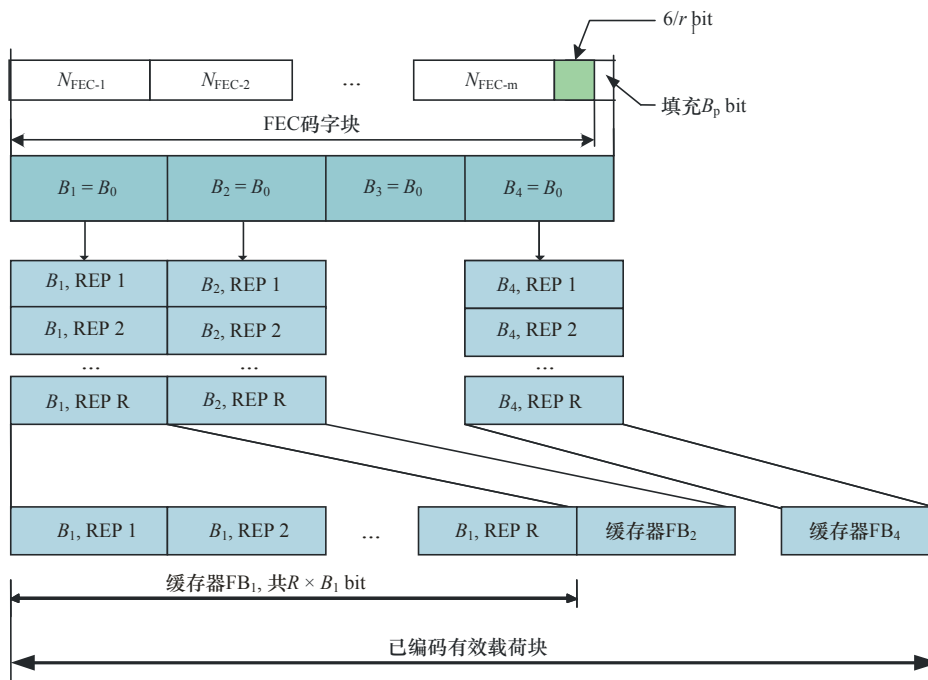


G.9955(11)_F07-9

图7-9 – 有效载荷编码器的功能图

输入物理层帧有效载荷比特应分为 m 个连续的信息块，每块 K_l 字节， $l = 1, 2, \dots, m$ 。每个信息块应由第7.3.2节所述的FEC编码器进行编码。FEC参数 K 、 R 和 r_l 以及编码块大小 N_{FEC} 的有效值在第7.3.2.3节中给出。每个信息块的字节应与这些字节在相应的MPDU中的顺序相同。

分段块(AF)收集由已编码有效载荷的前向纠错生成的FEC码字块，长度为 N_{FECB} 字节。接着，FEC码字块被分成每个大小均为 B_0 比特的段(如图7-10中的 $B_1 - B_4$)。段的数目为 $N_{frg} = \text{上限}(N_{FECB}/B_0)$ 。为了获得整数个段，应将FEC码字块填充至最多为 $B_p = B_0 \times N_{frg} - N_{FECB}$ 比特。



G.9955(11)_F07-10

图7-10 – 已编码有效载荷块的生成
($N_{\text{frg}} = 4$, 在未标明使用IoAC模式时, 采用段的循环移位、交织和填充)

B_0 的值应作为FEC码字块中比特总数的整除数算出, 并就近增至整数个符号值。该值应小于等于下列各值中最小值的那个最大除数:

- 输入比特总数 N_{FECB} ;
- 对于50 Hz交流线路至少持续10 ms、对于60 Hz交流线路或无交流线路至少持续8.33 ms的符号中加载的比特总数 N_{ZC} ;
- 最大段大小 $B_{\text{max}} = 3072$ 比特;

为将 B_0 增加至整数个符号而填充的比特数目不能超过符号中加载的比特数目(k_p)减1。

按照上述定义, 段大小 B_0 和填充的比特数目 B_p 可采用下述步骤算出:

- 找出段大小的上限: $P = \min(N_{\text{FECB}}, N_{\text{ZC}}, B_{\text{max}})$;
- 找出段的数目: $N_{\text{frg}} = \text{ceiling}(N_{\text{FECB}}/P)$;
- 找出段大小: $B_0' = \text{ceiling}(N_{\text{FECB}}/N_{\text{frg}})$; $B_0 = k_p \times \text{ceiling}(B_0'/k_p)$;
- 找出填充比特的数目: $B_p = B_0 \times N_{\text{frg}} - N_{\text{FECB}}$;

其中 k_p 为一个符号中加载的比特数目。

填充比特 B_p 应从图 7-17 所示的 LFSR 中抽取的 MSB 开始连续生成, 直至完成填充。生成多项式应如第 7.4.2.6 节所定义的那样。在抽取第一个填充比特之前, 应将 LFSR 初始化为全 1, 如图 7-17 所示。填充比特的数目应小于 $N_{\text{frg}} \times k_p$ 。

FRE以 R 的重复率提供段的重复。每段应复制 R 次，所有复制的段均应连续进入段缓存器FB，这样，每一复制段的第一比特均跟在前一复制段的最后一个比特之后，参见图7-10。段缓存器FB的大小为 $B_0 \times R$ 比特。FRE应支持 $R = 1、2、4、6、12$ 值($R = 1$ 对应正常工作模式)。若 $R = 1$ ，则FB应相应含有单一的一段，共 B_0 比特。

每一FB的所有段及其复制段应交织。交织方法和交织器参数在第7.3.5节规定，对所有 R 值均相同。规定了两种交织模式。

- 段内交织(IoF)；
- 交流周期内交织(IoAC)。

交织模式在PFH内表明，定义见第7.2.3.2.7节，应根据发送器的决定来选择。在这两种模式下，对每一段而言，交织之前，从第二个复制段(图7-10中的“REP 2”)开始，每一复制段的比特相对于前一复制段，应在从LSB到MSB的方向上循环移位 $M = \text{ceiling}(B_0/R_T)$ 比特，即复制段“Rep($d+1$)”相对于复制段“Rep 1”应移位 $d \times M$ 比特，这样，复制段“Rep 1”的LSB将在复制段“Rep($d+1$)”中有 $(d \times M)$ 比特数。 $R_T \geq R$ 值为重复的总次数，包括填充；该值取决于交织模式。

若设置为IoF模式，则FB的每一段应分别交织。在所有复制段交织之后，FB应串接输出。 R_T 值应置为等于 R 。

若设置为IoAC模式，则每一FB(含有 R 复制段)应填充至大于等于离整数 N_{ZC} 最近的整数个符号，参见图7-11。填充应以循环重复该同一FB中的比特的方式来产生，从其第一比特开始：填充的第一比特应跟在FB最后一个比特之后，并应重复同一FB的第一比特。

另外，所有复制段，不管是原来的还是填充的，均应按照关于有效载荷交织器的第7.3.5节的规定进行交织。进行交织的复制段的总数为 $R_T = \text{ceiling}(\text{ceiling}((B_0 \times R)/N_{ZC}) \times N_{ZC}/B_0)$ 。从最后一个复制段开始，只有用于填补图7-11所示的已填充FB的符号应从交织器中去除。在所有复制段交织之后，已填充FB应串接输出。

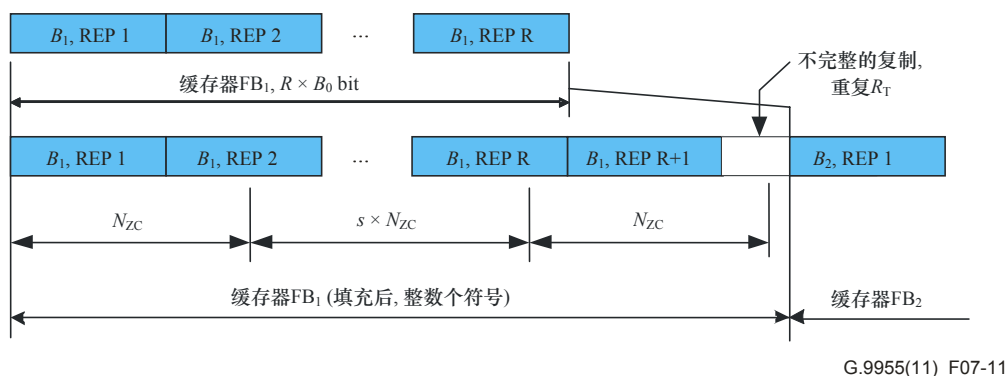
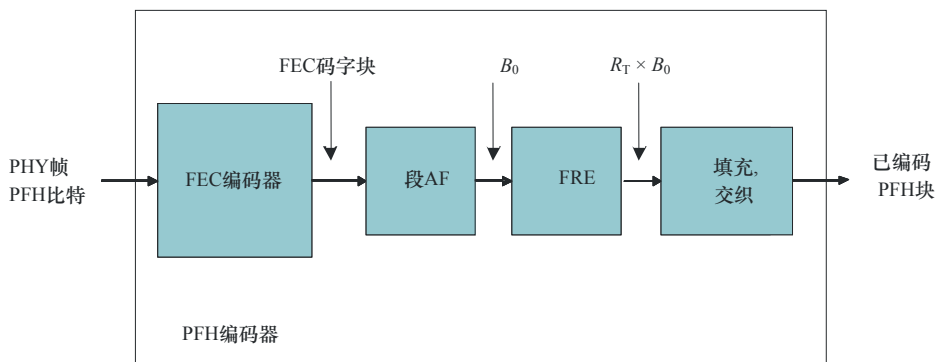


图7-11 -IoAC模式FB填充

如上所述进行处理的FB应串接成一个已编码有效载荷块，顺序同源段，如图7-10所示。传送已编码有效载荷块，以便映入符号帧(参见第7.3.6节)。

7.3.4 PFH编码器

PFH编码器的功能图如图7-12所示，图中的所有功能块按第7.3.3节所述操作。



G.9955(11)_F07-12

图7-12 – PFH编码器的功能图

PFH的比特应按照原有的顺序进入PFH前向纠错编码器，并按照第7.3.2节所述进行编码。PFH前向纠错编码器的参数应符合第7.3.2.3节表7-15的规定。前向纠错编码器输出端的前向纠错码字块含有一个前向纠错码字，长度为 $2 \times (\text{PHY}_H + 6)$ 比特，其中 PHY_H 在第7.2.3节中定义。

已编码PFH块的生成示于图7-13。 B_0 值应等于前向纠错码字块。重复次数 R_T 取决于所用的频段规划，并由携带PFH的符号数目 NS_H 决定，计算公式如下： $R_T = \text{ceiling}((NS_H \times k_H)/B_0)$ ，其中 k_H 为一个符号上加载的比特数目。 NS_H 的两个值由表7-16给出的各自的频段规划(即正常的和稳健的)来规定。 NS_H 的特别值由PMI_MGMT.REQ原语(参见第7.8.2.1节)来确定。

表7-16 – 针对50Hz和60Hz的已编码PFH的符号数目

频段规划	符号数目, NS_H		
	正常	稳健	
	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

比特块 B_0 应复制 R_T 次，复制段应按照编号顺序串接，并分成 NS_I 个符号的段，从第一个复制段的第一个符号开始，如图7-13所示。段的大小应如下设置：

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

其中 B_{\max} 和 N_{ZC} 的值应按照第7.3.3节的规定， NS_{H_Normal} 为 NS_H 的正常值，应按照表7-16的规定。段的总数为 $R_F = \text{ceiling}(NS_H/NS_I)$ 。若 R_T 复制段中比特的数目不足以填充成整数个段，则最后一段应填充 B_0 块的更多个复制来构成整数个段。

从第二段(图7-13中的“第2段”)开始, 每一段与前一复制段相比, 均应循环移位 $M = \text{ceiling}((NS_1 \times k_H)/R_F)$ 比特, 如第7.3.3节的规定。循环移位后, 所有段均应按第7.3.5节关于PFH交织器的规定进行交织。若最后一段不完整, 则只有需要填充至已编码PFH块 NS_H 大小的头几个符号中的比特应从交织器中读出, 如图7-13所示。

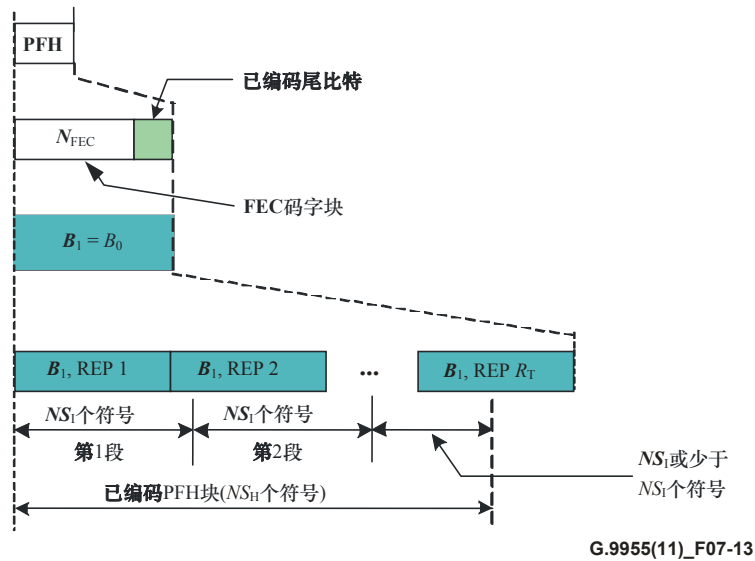


图7-13 – 已编码PFH块的生成

7.3.5 信道交织器

信道交织器根据每个符号帧(装载比特)的子载波数目(在本节中用 m 表示), 对 B_1 比特的块进行交织。对有效载荷而言, 这些子载波是在PFH的TM字段中表明的, 来自PMSC、RMSC (除非使用BAT类型0) 和PSC集的子载波除外。而对于PFH, 这些子载波均为来自RMSC集的子载波以及来自SSC集的子载波, 来自PSC集的除外(参见第7.4.2.1节、第7.4.2.2节、第7.4.2.5节)。

对有效载荷编码器, $B_1 = B_0$; 对PFH编码器, $B_1 = NS_1 \times k_H$ 。交织器仅对 m 的整倍数值 B_1 做了规定, 即 $n = B_1/m$ 为整数。 B_0 输入比特应写入 n 行和 m 列的置换矩阵。采用下列公式在矩阵中插入比特:

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

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

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

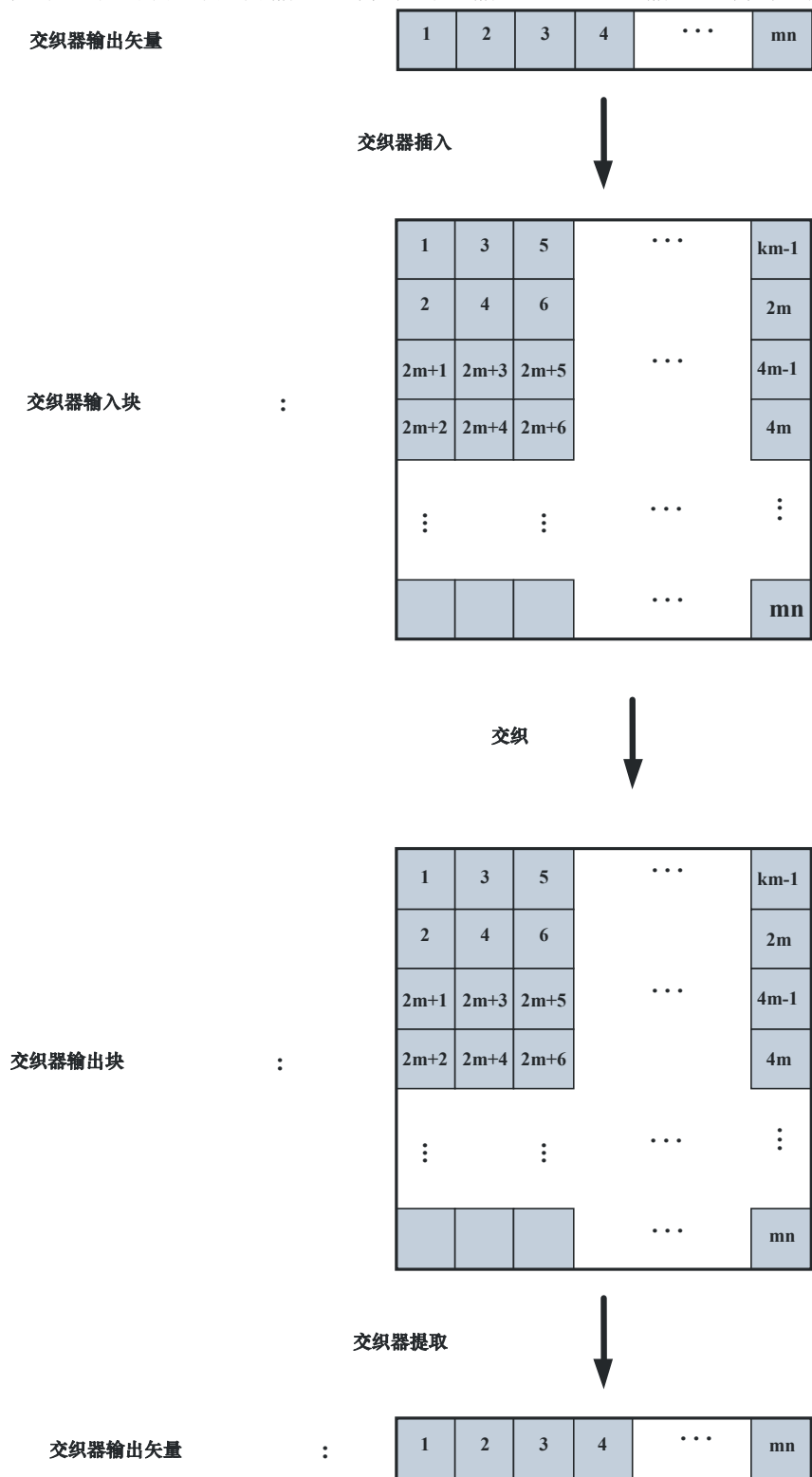
$$j = k \times q + \text{mod}(r, k)$$

其中: p 为输入序列中比特的序列编号(输入矢量), 范围为0 到 B_1-1 ;

k 为所用的调制(对于1比特调制, $k=1$; 对于2比特调制, $k=2$; 等等);

i 为置换矩阵中列的指数, 范围为0 到 $m-1$; 为置换矩阵中行的指数范围为0 到 $n-1$ (置换矩阵的维度为 m 列乘以 n 行)。

图7-14示出了采用上述公式和 $k=2$ 时，插入到矩阵中的比特。图7-14中的每个框表示一比特。框中的编号分别表明输入比特序列（输入矢量）和输出比特序列（输出矢量）中比特的位置。



G.9955(11)_F07-14

图7-14 – 写入和读出置换矩阵的顺序

$n \times m$ 矩阵的项应为可置换的。输入与输出比特指数之间的关系应由下列公式来确定：对原始位置 (i, j) 比特，其中 $i = 0, 1, \dots, m-1$ 且 $j = 0, 1, \dots, n-1$ ，已交织位置由下式确定：

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

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

其中， m_i 、 m_j 、 n_i 和 n_j 是根据 m 和 n 值选出的，限制条件为：

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

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

其中，GCD代表最大公约数。

n_i 、 n_j 和 m_i, m_j 的值应按下列步骤计算：对于给定的 n 值，除数字1和2之外的 n 的所有互质数应按照升序分类；那么， n_i 应为该互质数集合中大于 $n/2$ 的第一个互质数元素， n_j 应为 n_i 之后的下一个元素。对于给定的 m 值，应采用相同的步骤计算 m_i 和 m_j 。

下面是一个 $n = 8$, $m = 10$ 的互质数选择示例：

- 因为 $n = 8$ ，所以除1和2之外的8的互质数为：3、5、7。
大于 $n/2$ 的第一个互质数为5，所以 $n_i = 5$ ；下一个互质数为7，所以 $n_j = 7$ ；
- 因为 $m = 10$ ，所以除1和2之外的10的互质数为：3、7、9。
大于 $n/2$ 的第一个互质数为7，所以 $n_i = 7$ ；下一个互质数为9，所以 $n_j = 9$ 。

在置换后，应按照与写入矩阵相同的顺序从置换矩阵中提取比特。图7-14给出了2比特调制($k=2$)的一个示例。

7.3.6 映至符号帧

从有效载荷编码器输出的已编码有效载荷和从PFH编码器输出的已编码PFH块应映至符号帧。符号帧中比特的数目对于有效载荷符号帧应等于 k_p ，对于PFH符号帧应等于 k_H 。有效载荷和PFH符号帧应传送给PMD，如图7-5所示。

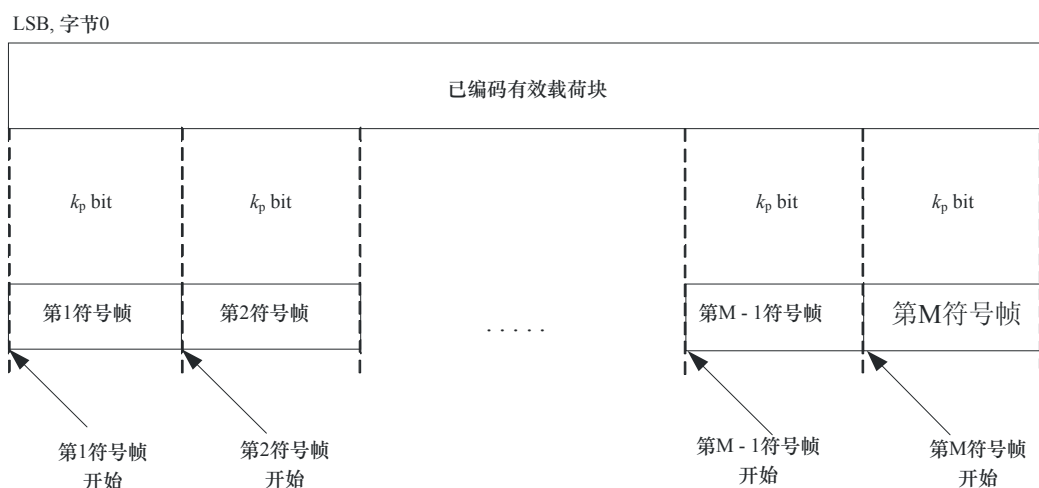
7.3.6.1 有效载荷映射

已编码有效载荷块应映至一个或多个符号帧。符号帧的数目 M 应等于容纳已编码有效载荷块的所有比特所需的最小数目，如第7.3.3节中所规定的那样。

注 – 已编码有效载荷块中的比特数目总是 k_p 的倍数。

第1符号帧应含有已编码有效载荷块的头 k_p 比特，第2帧应含有已编码有效载荷块的第2组 k_p 比特，以此类推，直到最后一个需要容纳已编码有效载荷块的符号帧。

有效载荷映射程序在图7-15中给出，该图还示出了符号帧的起点进一步用作基准(第1帧的起点为有效载荷八位字节0的最低有效位，第2帧的起点为有效载荷块中编号为 $(k_p + 1)$ 的比特，等等)的约定。



G.9955(11)_F07-15

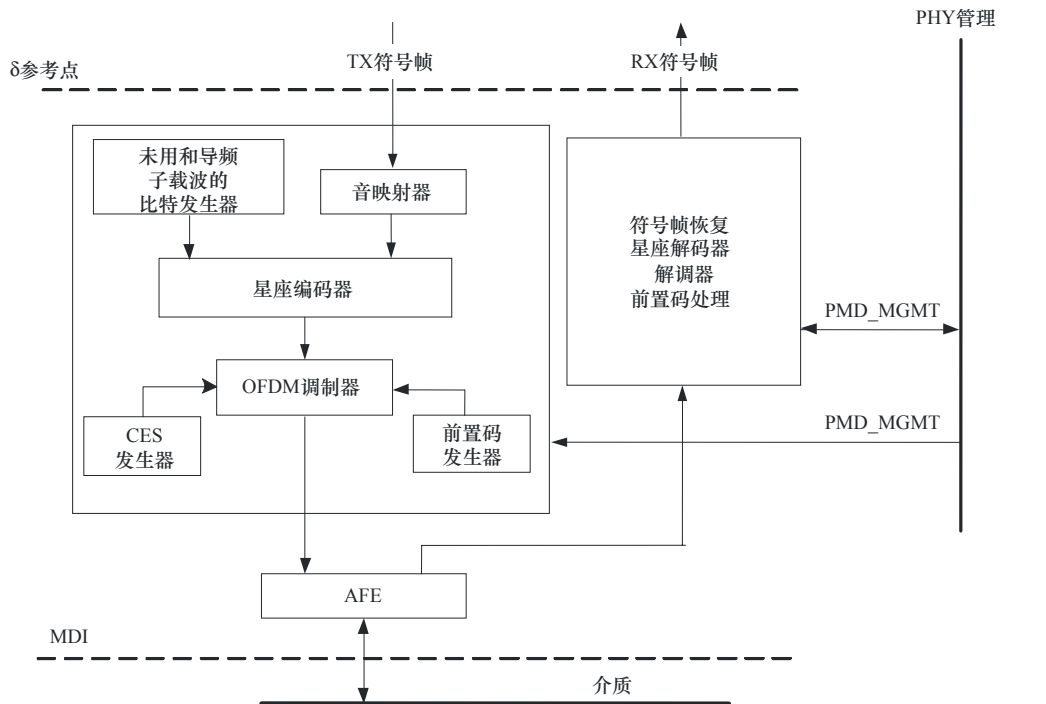
图7-15 – 有效载荷映射

7.3.6.2 PFH映射

已编码PFH块应采用与有效载荷块相同的约定(已编码PFH块中的比特数目为整数个 k_H , 参见第7.3.4节)分成一个或多个符号帧。

7.4 物理介质相关子层(PMD)

图7-16中给出了物理介质相关子层(PMD)的功能模型。在发送方向, 音映射器将PFH和有效载荷的输入符号帧分成几组比特, 并将每组比特与将加载该组比特的一个特定的子载波相关联, 如第7.4.2节的规定。星座编码器将每组输入比特转换为表示该子载波的星座点的复数。星座映射程序如第7.4.3节所述。未用的子载波和导频子载波分别由一个按第7.4.2.6和第7.4.2.7节所述生成的伪随机比特序列进行调制。



G.9955(11)_F07-16

图7-16 – PMD的功能模型

OFDM调制器(参见第7.4.4节)将 N 个复数的输入流转换成 N 个复时域采样的流。在加入前置码和CES后,将发送信号通过模拟前端(AFE)发送到介质。在第7.4.5节中定义的前置码的参数由PHY管理原语PMD.MGMT.REQ来确定。

在接收方向,对从介质输入的帧进行解调和解码。恢复的符号帧通过 δ 参考点转发给PMA。对前置码和CES进行处理,并将处理结果发送给PHY管理实体。

物理介质相关子层(PMD)的管理原语(PMD_MGMT)在第7.8.2.4节中规定。

7.4.1 子载波间隔和指数

子载波间隔 F_{SC} 指的是任何两个相邻子载波间的频率间隔。子载波间隔的有效值在表7-6中给出。

子载波指数 i 对应着子载波的频率顺序:指数为 i 的子载波的中心频率应为 $f = F_{US} - (N/2 - i) \times F_{SC}$ 。指数 i 处在0至 $N - 1$ 之间。子载波指数也称为子载波编号。

有些子载波可能不用于数据传输。这些未用的子载波可以关闭。该功能由子载波屏蔽(参见第7.6.1节)来完成。

注 – 用于两个特定节点之间数据传输的特定子载波可能取决于环路衰减和噪声等信道特性,并取决于具体频谱使用要求,比如为与其他业务共用介质而在特定频段上陷波。

7.4.2 音映射器

音映射器按照所用比特划分表(BAT)将PFH和有效载荷的输入符号帧分成几组比特，并将这几组比特与将加载这几组比特的特定子载波相关联。该信息被发送给星座编码器。

7.4.2.1 子载波类型归纳

就音映射而言，规定了下列类型的子载波。

1) 屏蔽子载波(MSC)指的是不允许用其传输的子载波，即在這些子載波上的增益應置為零。規定兩類MSC：

- 永久屏蔽子载波(PMSC) — 在所有区域内禁止传输的子载波。数据比特不得映至PMSC。
- 区域屏蔽子载波(RMSC) — 对于某些应用，在某些区域内禁止传输，而在其他区域有可能允许传输的子载波。RMSC清单取决于区域或应用，或二者。

MSC的数目， $\#MSC = \#PMSC + \#RMSC$ 。

2) 支持子载波(SSC)是在遵守相关PSD掩模制约情况下允许传输的子载波。规定三类SSC：

- 启用于载波(ASC) — 加载比特($b \geq 1$)用于数据传输的子载波。如第7.4.3节所述，ASC要进行星座映射和缩放。如第7.4.2.2节所述，数据比特应映至ASC。
- 待用于载波(ISC) — 加载伪随机比特而非数据比特的子载波。ISC可用于测量目的或其他辅助用途。ISC的调制在第7.4.2.6节规定。

注 – 采用零传输功率，ISC提供的是基于逐条连接基础的音屏蔽能力，而不是由MSB集提供的静态屏蔽。

- 导频子载波(PSC) — 加载导频信号而非数据比特的子载波。PSC可用于定时恢复、信道估计或其他辅助用途。PSC的调制在第7.4.2.7节规定。
- SSC的数目， $\#SSC = \#ASC + \#ISC + \#PSC$ 。通过使用增益缩放，SSC须经受传输功率整形(参见第7.4.3.3节)。

所有子载波不是属于MSC就是属于SSC。也就是说， $\#MSC + \#SSC = N$ 。

7.4.2.2 比特划分表(BAT)

音映射由一个比特划分表(BAT)规定，该BAT将子载波指数与子载波上要加载的比特编号相关联。BAT中的子载波指数应以升序排列，从最小的指数排到最大的指数。按照第7.4.3节的规定，发送符号帧的各比特应以BAT中子载波指数的顺序加载到子载波上。

按照第7.2.3.2.2节的规定，应在PFH中向接收节点表明发送特定PHY帧的节点所用的BAT。可以规定的BAT最多16个，BAT ID编号范围是0至15。应按照表7-17所述指配BAT ID。

表7-17 – BAT_ID的指配

BAT_ID	BAT的类型	参考
0	类型0	第7.4.2.2.1节
1	类型1	
2	类型2	
3	类型3	
4	类型4	
5	类型5	
6	类型6	
7	类型7	
8-15	由ITU-T保留用于其他BAT	

每一节点至少应支持类型0、类型1、类型2、类型4、类型5、类型6和类型7的BAT。

7.4.2.2.1 预先规定的BAT

预先规定下列BAT：

1. 类型0 BAT：除PMSC和PSC集外，所有子载波均匀加载2比特。
2. 类型1 BAT：除PMSC、PSC和RMSC集外，所有子载波均匀加载2比特(即除PSC外，在SSC集的所有子载波上加载)。
3. 类型2 BAT：在某一特定的ASC集上均匀加载2比特。
4. 类型3 BAT：在某一特定的ASC集上均匀加载3比特。
5. 类型4 BAT：在某一特定的ASC集上均匀加载4比特。
6. 类型5 BAT：除PMSC、PSC和RMSC集外，所有子载波均匀加载1比特(即除PSC外，在SSC集的所有子载波上加载)。
7. 类型6 BAT：在某一特定的ASC集上均匀加载1比特。
8. 类型7 BAT：除PMSC和PSC集外，所有子载波均匀加载1比特。

注 – 在信道特性未知(即不知道特定子载波能否加载比特)的情况下可以使用类型0、类型1、类型5和类型7 BAT。在信噪比较低，无法提供可靠的1比特或2比特加载检测的情况下，应按照第7.3.3节的规定使用重复编码。

按照第7.2.3.2.2节的规定，与类型2、类型4、类型6 BAT结合使用的特定ASC集应采用PFH的TM字段作为一个特定的、与通信信道关联的子载波屏蔽加以规定，同时，每个符号加载的比特总数也可从PFH字段TM和MOD中获得。

7.4.2.3 发送器确定和接收器确定的映射

规定两类音映射类型：发送器确定和接收器确定。对于发送器确定的映射，BAT由发送器规定，或者应为预先规定的BAT，或者应在传输之前采用BAT通信协议让所有目的地节点知晓该BAT。对于接收器确定的映射，BAT由目的地节点的接收器确定，并让发送器知晓。由发送器决定所用的映射类型。如果发送器选择使用接收器确定的映射，那么BAT从接收器传往发送器，作为[ITU-T G.9956]第8.5.4节中定义之信道估计协议的一部分。

7.4.2.4 子载波分组

对于子载波分组，所用的整个频段规划被分成几组连续的子载波，每组 G 个子载波。 $G = 1$ 的值相当于没有分组。若采用分组($G > 1$)，则同组的所有子载波应采用同样的比特加载和同样的增益值。 G 的有效值为2、4、6和8个子载波；符合条件的值取决于频段规划，在第7.2.3.2.3节中予以规定。

第一组子载波包括按子载波指数升序排列的 G 个子载波，从所用频段规划的最低指数开始，如第7.5节的规定。第二组子载波包括按子载波指数升序排列的 G 个子载波，从大于第一组指数的最小指数开始，以此类推。若某组包括被屏蔽的子载波(如PMSC或RMSC)，或来自PSC集，或超出频段规划中的子载波指数上限，则节点应仅对该组中的启用子载波实施指配给该组的比特加载和增益。特定频段规划的缺省组指数 G 在表7-7中做规定。对某一特定的频段规划使用多个 G 值(缺省为一个)的情况，有待进一步研究。

7.4.2.5 特殊映射

7.4.2.5.1 PFH的音映射

PFH应采用在所有子载波上每个子载波均匀加载2比特的加载方式，PMSC集和PSC集(类型0 BAT)除外。

7.4.2.5.2 RCM的音映射

稳健通信模式(RCM)的有效载荷传输应使用每个子载波(类型0 BAT或类型1 BAT)均匀加载2比特的加载方式。

7.4.2.5.3 导频子载波的指配

应将PSC指配给PFH的所有符号和PHY帧有效载荷的所有符号。PFH的每个符号和有效载荷的每个符号应指配相同数目的PSC。

对PSC指配，对SSC集的所有子载波(ISC集的子载波除外)，应按顺序枚举符号的子载波指数，从0开始(频率最低的子载波)到 $M - 1$ (频率最高的子载波)，其中， M 等于SSC数目与ISC数目之间的差异。

每个符号中PSC的数目 p 应按下式计算：

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

其中：

n 为相邻PSC间的子载波数目(PSC间隔)；对所有频段规划， n 的值应设为12；

k 为相邻符号的PSC指数间的指数移位，应设为3。

以 p 个PSC指配的、序列号为 $j(j = 1, 2, \dots, s)$ 的符号中的PSC指数应等于：

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

其中， $\{d_x\}$ 为上述 M 个子载波集处获取的PSC指数集，其中，符号的第一个子载波指数为0。 $j = 1$ 的值对应PFH的第一个符号， $j = s$ 的值对应有效载荷的最后一个符号。

表7-18给出了头6个OFDM符号的 d_x 值的一个示例，其参数集为： $M = 36$ 和 $n = 12$ (对应于： $\text{mod}(M, n) = 0$ 和 $p = 3$)。

表7-18 – 6个OFDM符号的 d_x 值，采用 $M = 36$ 和 $n = 12$

X	符号(j)	导频音位置(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 待用子载波的调制

待用子载波 (ISC) 应采用伪随机二进制序列 (PRBS) 加载，该序列由线性反馈位移寄存器 (LFSR) 发生器用多项式 $p(x) = x^7 + x^4 + 1$ 生成，如图7-17所示。LFSR发生器应在种子为0x7F的第一个有效载荷OFDM符号开始时进行初始化(图7-17中的比特 C_1 为最低有效位)。

对于有效载荷每一符号的每一待用子载波，LFSR应进位2比特。

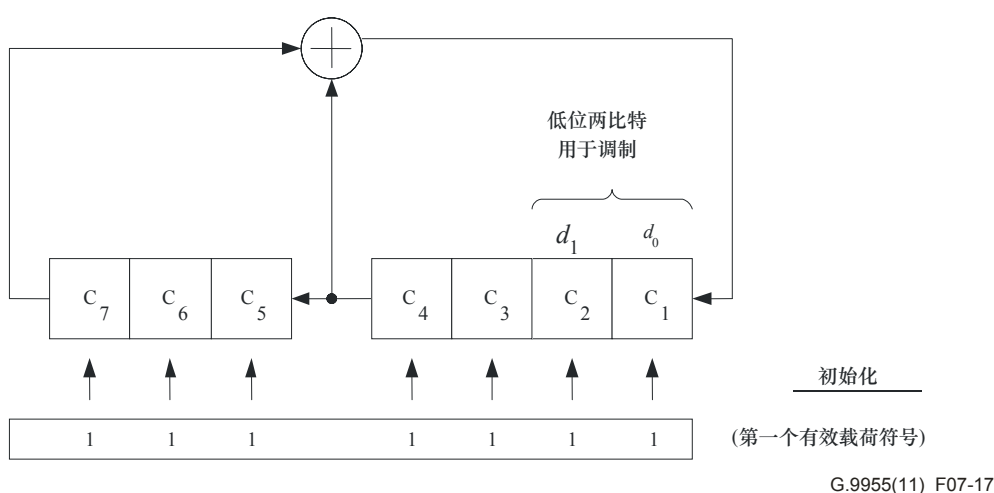


图7-17 – 用于待用子载波调制的LFSR

ISC的调制应从第一个有效载荷OFDM符号开始，ISC集中的每个子载波应采用(图7-17给出的)LFSR的最低有效2比特 d_0 和 d_1 调制，采用第7.4.3节规定的2比特星座映射。

来自LFSR的比特应加载到来自ISC集的子载波上，这些子载波指数按照第7.4.1节规定的子载波指数升序排列。子载波调制应从第一个有效载荷符号中指数最低的ISC开始，以子载波指数的升序接着进行，直至第一个有效载荷符号中指数最高的子载波；接下来是第二个有效载荷符号中指数最低的ISC，以指数的升序接着进行，直至第二个有效载荷符号中指数最高的ISC；以此类推，最后一个有效载荷符号中指数最高的ISC。

7.4.2.7 导频子载波的调制

导频子载波应采用2比特调制，此处的比特应由LFSR生成，LFSR则在第一个PSC传输之前，PFH开始之时以全“1”初始化。生成多项式应按照第7.4.2.6节的规定。

PSC的调制应从第一个PFH符号开始，PSC集中的每个子载波应采用(如图7-17所示)LFSR的最低有效2比特 d_0 和 d_1 调制，采用第7.4.3节规定的2比特星座映射。

7.4.3 星座编码器

星座编码器将(见第7.3.6节，有效载荷或PFH的)符号帧分成连续的几组比特 $\{d_{b-1}, d_{b-2}, \dots, d_0\}$ ，并将每组映至相应的子载波。每组比特的编号和子载波的顺序由BAT确定，如第7.4.2.2节的规定。

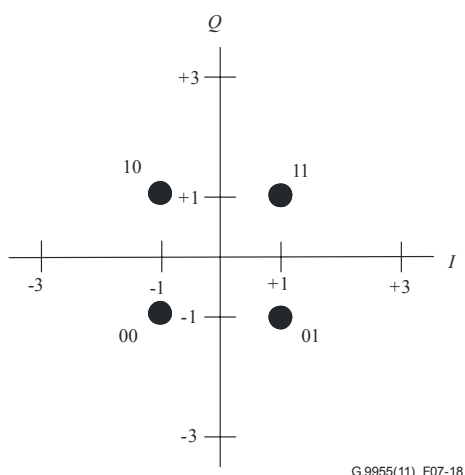
用于编码的各组比特应按序列顺序从符号帧中取出，从符号帧的第一比特(第一组中的比特 d_0)开始，到符号帧的最后一个比特(最后一组的比特 d_{b-1})结束。各组应按照从符号帧中取出的顺序加载到子载波上，按照子载波指数的升序排列(即从指数最低的ASC开始，到指数最高的ASC结束，按顺序经过BAT中规定的所有子载波指数)。未加载子载波(ISC和PSC)的比特指配在第7.4.2.6和第7.4.2.7节中规定。

星座映射将要加载到某一子载波上的每组比特与星座点中的 I 值(同相分量)和 Q 值(正交分量)相关联。输入的每组 b 比特 $\{d_{b-1}, d_{b-2}, \dots, d_0\}$ 应与按本节所述计算得出的具体 I 和 Q 值相关联。星座编码器的某一子载波 i 的输出用一个复数 Z_i 表示，并传送至调制器(见第7.4.4节)。 Z_i 是按照第7.4.3.3节的规定从 I_i 和 Q_i 导出的。

7.4.3.1 偶数比特的星座

若加载到某一子载波的比特数目 b 为偶数(即2或4)，则应采用本节所述的方形星座映射。发送器和接收器均必须支持2比特星座。发送器必须支持4比特星座，接收器支持4比特星座是可选的。

$b=2$ 的星座映射应如图7-18所示和表7-19所述。



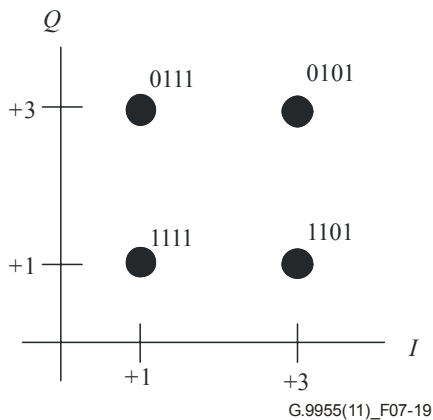
G.9955(11)_F07-18

图7-18 $b = 2$ (d_1d_0)的星座映射

表7-19 $b = 2$ (QPSK)的映射

比特 d_0	I	比特 d_1	Q
0	-1	0	-1
1	1	1	1

$b = 4$ 的星座映射应如图7-20所示。图7-19中给出了第一象限的映射。



G.9955(11)_F07-19

图7-19 $b = 4$ ($d_3d_2d_1d_0$, 第一象限)的星座映射

表7-20 $b = 4$ (16-QAM)的映射

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

7.4.3.2 奇数比特的星座

若加载到某一子载波的比特数目 b 为奇数(即1或3), 则应采用本节所述的星座映射。发送器和接收器均必须支持1比特星座。发送器必须支持3比特星座, 接收器支持3比特星座是可选的。

$b = 1$ 的星座映射应如图7-20和表7-21所示。

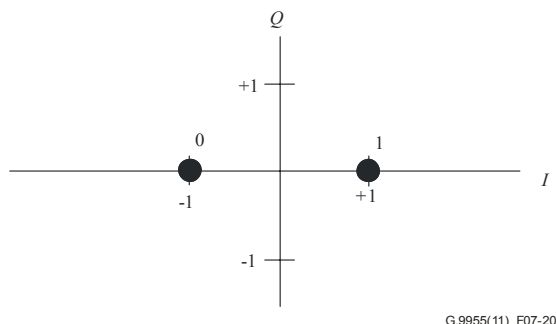


图7-20 – $b = 1$ (d_0)的星座映射

表7-21 – $b = 1$ (BPSK)的映射

比特[d_0]	I
0	-1
1	1

$b = 3$ 的星座映射有待进一步研究。

7.4.3.3 星座缩放

星座解码器输出端与 $I_i + jQ_i$ 相对应的子载波 i 的每一星座点 (I_i, Q_i) , 应按照增益缩放因子 g 和功率归一因子 $\chi(b)$ 进行缩放, 此处 b 表示加载到子载波的比特的数目。星座编码器的输出 Z_i 应为:

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

7.4.3.3.1 功率归一

功率归一缩放可让所有星座, 不管其大小, 均具有相同的平均发送功率。加载了 b 比特的某一子载波所需的功率归一缩放 $\chi(b)$ 取决于 b 值, 应按照表7-22设置。

表7-22 – 功率归一因子

加载的比特数目(b)	$\chi(b)$ (线性量度)
1	1
2	$1/\sqrt{2}$
3	有待进一步研究
4	$1/\sqrt{10}$

7.4.3.3.2 增益缩放

增益缩放 g 通过对不同的子载波运用某种平均功率实现了功率整形。特定子载波的平均发射功率通过设置一个适当的增益来控制。以下规则适用于任何帧：

- 所有前置码符号和所有CES符号具有相同指数的各子载波应具有相同的增益因子；
- 所有PFH符号具有相同指数的各子载波应具有相同的增益因子；
- 所有有效载荷符号具有相同指数的各子载波应具有相同的增益因子。

进一步地，前置码、报头和有效载荷中相同符号的各子载波的增益应符合表7-23中定义的规则。

表7-23 – 不同子载波集的增益因子

情况	ASC	PSC	ISC	MSC
前置码和CES	$GN_0 \times GB_P$	N/A	N/A	0
报头	$GN_0 \times GB_H$	$GN_0 \times GB_H$	N/A	0
有效载荷	GN_0	GN_0	0 to GN_0	0

注1 – GN_0 代表标称增益， GB 代表增益自举。
注2 – 在指配的范围中如何选择ISC增益由供应商自行决定。

应设置标称增益(有效载荷增益) GN_0 、(前置码)增益自举 GB_P 以及相对有效载荷增益 GN_0 的 GB_H ，以便第7.7节中定义的传输功率限制不会在前置码、PFH和有效载荷中出现冲突。

GB_P 或 GB_H 的最大值有待进一步研究，但不得超过1.41(3 dB自举)。缺省值 GB 为1(对前置码和报头没有自举)。

默认情况下，所有子载波的标称增益 GN_0 都是相同的。对具有不同指数的各子载波使用不同的 GN_0 值(频谱整形)有待进一步研究。

7.4.4 OFDM调制器

OFDM调制器由以下主要部分组成：IDFT、循环扩展、加窗、重叠与附加，以及频率上移。对指数为 i 的单一子载波而言，在当前帧内第 l 个OFDM符号输入到调制器的信号为一个复数值 $Z_{i,l}$ ，该复数值或者如第7.4.3节所述由星座编码器生成(对于PFH和有效载荷的符号)，或者如第7.4.5节所述由前置码发生器生成(对于前置码的符号)，或者如第7.4.6节所述由CES发生器生成。在添加循环前缀和加窗之后，由IDFT生成的时域样本要频率上移 F_{US} 。OFDM调制器的功能框图如图7-21所示。

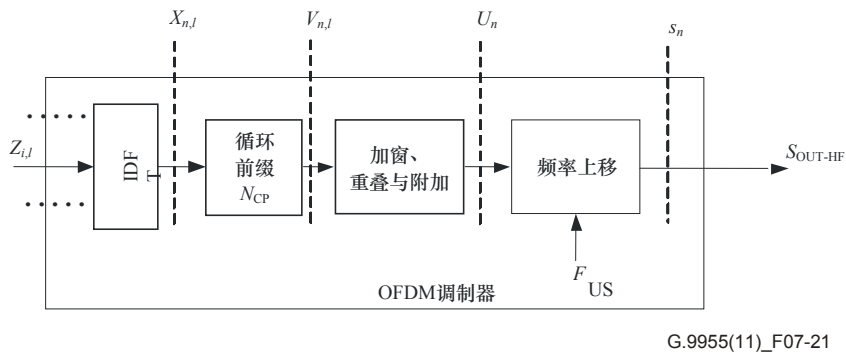


图7-21 – OFDM调制器的功能框图

该功能框图和本节给出的其他图并不意味着任何特定的实现。在调制器中使用的信号处理的各方面均应符合公式和文字描述。

7.4.4.1 IDFT

IDFT将在其输入端的 N 个复数 $Z_{i,l}$ 组成的流转换成 N 个复数时域样本 $x_{n,l}$ 组成的流。输入值表示 N 个经映射的数据块，此处第 i 个数据块表示OFDM信号的第 i 个已调制子载波的复数值 $Z_{i,l}$ ，其中 $i = 0, 1, \dots, N-1$ 为子载波指数， l 为当前帧内OFDM符号的序列号，不包括前缀。转换应按照下列公式进行：

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

其中， M_F 表示当前帧内不包括前缀码符号在内的OFDM符号的总数， N 值代表OFDM频谱内可能已调制子载波的最大数目，应为128或256(参见表7-27)。对于所有屏蔽子载波， $Z_{i,l}$ 值应置为0。对于来自ISC集和PSC集的指数为 $i < N$ 的所有非屏蔽子载波， $Z_{i,l}$ 的相应值应分别按照第7.4.2.6节和第7.4.2.7节所述生成。

7.4.4.2 循环扩展和OFDM符号

循环扩展在相邻的OFDM符号之间提供一个保护间隔。该保护间隔是为了防止符号间干扰(ISI)。

帧中第 l 个OFDM符号的保护间隔应这样实现，即如图7-22所述，在输出其 N 个样本之前，先等候最后 $N_{CP}(l)$ 个IDFT输出样本(称为循环前缀)。符号中样本的顺序应如下：

- 符号的第一个样本是IDFT输出样本 $N - N_{CP}(l)$ ；
- 循环前缀的最后一个样本是IDFT输出样本 $N - 1$ ；下一个样本是IDFT输出样本0。

第 l 个OFDM符号由 N 个IDFT样本和 $N_{CP}(l)$ 次循环扩展组成，样本总数为：

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

如上所述，循环扩展后，在图7-17的参考点 $v_{n,1}$ 的时域样本应符合下列公式：

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

IDFT的样本数目 N 和窗口样本的数目 β 应与同一PHY帧中的所有符号相同。

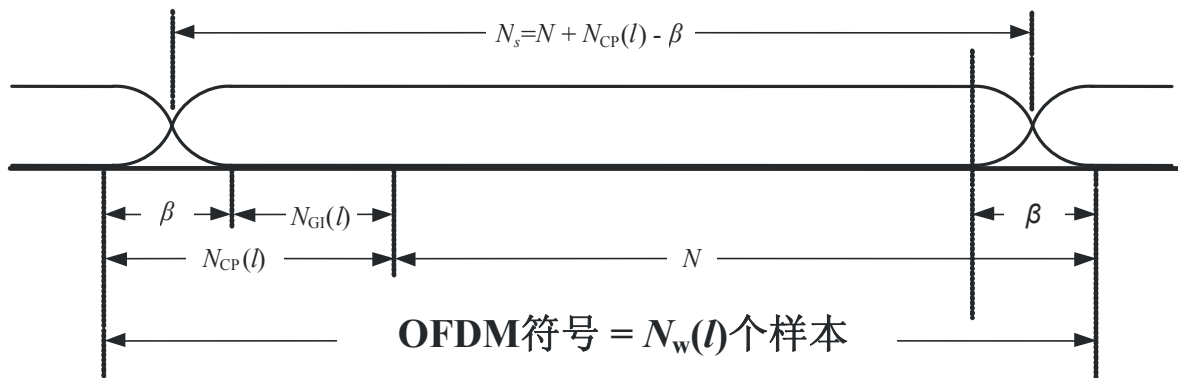
7.4.4.3 符号定时

PHY帧由一个前缀码后跟整数 M_F 个OFDM符号组成。前缀码之后的第一个符号(PFH的第一个符号)的符号计数应为0，帧的最后一个符号的符号计数应为 $M_F - 1$ 。帧中每一个符号的时间位置由样本计数决定。符号计数为0的符号的第一个样本应具有 $M(0) = N_{pr} - \beta$ 的样本计数，此处 N_{pr} 为前缀码中的样本数目。帧中第 l 个符号($l = 1, 2, \dots, M_F - 1$)的第一个样本的计数应为：

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

其中， $N_S(k) = N + N_{CP}(k) - \beta$ ，如第7.4.7节所述， $N_S(k)$ 对PFH的符号和对有效载荷的符号是不同的。

7.4.4.4 加窗、重叠与附加



G.9955(11)_F076-22

图7-22 – OFDM符号的结构

应将循环前缀码的头 β 个样本和IDFT输出的最后 β 个样本用于发送信号包络的整形(加窗)。窗函数有利于PSD整形：它可采用PSD锐滚降来生成频谱陷波，降低带外PSD。窗口样本的数目 β 对同一帧中的所有有效载荷符号、PFH符号、CES和前缀码符号均应相同。

相邻符号的窗口样本应重叠，如图7-22所示。由 $N_{CP}(l) - \beta = N_{GI}(l)$ 值形成保护间隔。因此，第 l 个OFDM符号的样本数目为 $N_S(l) = N + N_{CP}(l) - \beta$ 。

加窗、重叠与附加之后，在图7-21参考点 u_n 的时域样本应符合下列公式：

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

其中， $u_n^{(pr)}$ 为第 7.4.5 节所述前缀码的第 n 个样本(信号 $u_n^{(pr)}$ 已经包含了加窗)， $w(n,l)$ 为按照下列方式规定的 OFDM 符号 $N_w(l)$ 个样本的加窗函数：

$$w(n,l) = \begin{cases} w_\beta(n) & 0 \leq n < \beta \\ 1 & \beta \leq n < N_w(l) - \beta \\ w_\beta(N_w(l) - 1 - n) & N_w(l) - \beta \leq n < N_w(l) \\ 0 & n \text{ 为其他值} \end{cases},$$

其中： $w_\beta(n)$ 为描述窗口滚降部分的函数。滚降函数 $w_\beta(n)$ 应由供货商自行决定，但应符合下列规则：

- 对于 $0 \leq n < \beta$ ， $w_\beta(n) + w_\beta(\beta - n - 1) = 1$ ；
- $0 \leq w_\beta(n) \leq 1$ 。

对于 N_{CP} 和 β 的给定值，应按下式分别计算符号的持续时间 T_{OFDM} ：

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

7.4.4.5 频率上移

频率上移将发送信号的频谱向上偏移 F_{US} 。 F_{US} 的值应为子载波频率 F_{SC} 的倍数：

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

其中： m 为整数，且 $m \geq N/2$ 。 m 的有效值在第7.4.7节的表7-27中规定。

频率上移(图7-21中的参考点 s_n)后的信号的实分量和虚分量应如下：

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

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

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

其中： $u_{n/p}$ 为经过因子 p 插值后的 u_n 。插值因子 p 由供货商自行决定，应大于等于2。

注1 - 足以避免失真的 p 的最小值取决于上移频率 F_{US} 与发送信号带宽 $BW = N \times F_{SC}$ 之比。假定为降低虚分量，采用了适当的低通滤波器。

注2 - 上移的相位应在前置码第一个样本出现时初始化为零，每个样本(插值后)递增 $\frac{2\pi m}{Np}$ 。

7.4.4.6 输出信号

调制器的输出信号应为 s_n 的实分量：

$$S_{out-HF} = \text{Re}(s_n)。$$

7.4.5 前置码

7.4.5.1 前置码的一般结构

按照第7.2.1节的规定，前置码应在每一PHY帧之前。前置码用于协助接收器检测帧是否存在、与帧边界同步，并获得信道估计和OFDM符号对齐等物理层参数。前置码应满足与PHY帧的PFH和有效载荷符号相同的发送信号限值，如第7.7节所规定的那样。

表7-24给出了ITU-T G.9955前置码的一般结构。前置码包括两部分。每个 I 部分 ($I = 1, 2$) 采用SSC集的所有子载波(子载波间隔为 F_{SC})将某一OFDM符号(S_I)重复 N_I 次构成。前置码的每一部分均应采用第7.4.4.4节规定的加窗机制设置窗口，以便符合发送信号限值。前置码的一般结构如图7-26所示，相关参数 N_1 和 N_2 在表7-24中规定。

表7-24 – 前置码的结构

参数	第1部分	第2部分
符号数目(N_I)	N_1 (注1)	$N_2 = 1$
子载波间隔	F_{SC}	F_{SC}
符号的类型(S_I)	S_1	$S_2 = -S_1$ (注2)

注1 – N_1 的有效值为8和 $(8 + \text{ceiling}[(AC_Cycle/4)/T_{OFDM}])$ ，其中， $AC_Cycle = 20\text{ ms}$ (50 Hz电源)和 16.67 ms (60 Hz电源)。 N_1 的其他有效值有待进一步研究。采用何 N_1 值由PMD_MGMT.REQ原语来决定 (参见第7.8.2.4节)。

注2 – 第2部分OFDM符号应为第1部分中所用之符号时域波形的倒置。

图7-23示出了ITU-T G.9955前置码的波形。

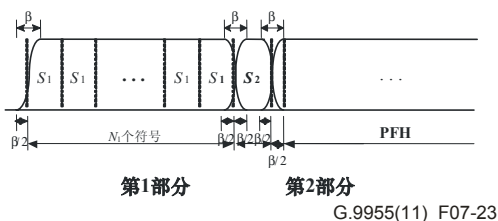


图7-23 – 前置码的结构 ($N_2 = 1$)

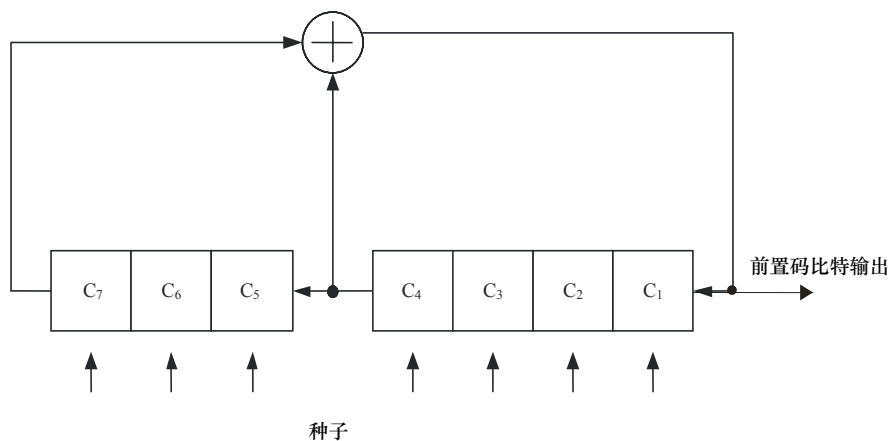
7.4.5.2 前置码生成

本节所述的前置码生成方法适用于所有频段。

7.4.5.2.1 频域符号生成

对范围从 $i = 0$ 到 $i = N - 1$ 的每个子载波 i ，前置码发生器应输出复值 Z_i 。这些值按照相关子载波屏蔽应调制到相应的前置码符号的子载波上(即调制到所有的子载波上，但应屏蔽掉所有来PMSC和RMSC的子载波)，如第7.4.4节的规定。

Z_i 的值应由2比特星座的星座编码器产生，如第7.4.3.1节的规定，由伪随机二进制序列(PRBS)发生器馈送，如图7-24所示。



G.9955(11)_F07-24

图7-24 – PRBS发生器

PRBS发生器应在每个符号开始时初始化为一个种子，种子的缺省值如表7-25的规定。在图7-24中， C_1 是种子的LSB。种子的其他值有待进一步研究。

表7-25 – 用于生成前置码的PRBS缺省种子值

频段规划	种子值
CENELEC A	29 ₁₆
CENELEC B	23 ₁₆
CENELEC CD	50 ₁₆
FCC	4C ₁₆
FCC-1	63 ₁₆
FCC-2	0E ₁₆

PRBS发生器应实现多项式 $g(x) = x^7 + x^4 + 1$ 。对于每个子载波，PRBS应以2比特增加(或者屏蔽或者不屏蔽；子载波的PRBS的移位指数 k 应为 $2k + 2$)。PRBS发生器的输出比特应作为星座编码器的输入位 $\{d_0, d_1\}$ ，其中 d_0 对应于PRBS发生器的 C_1 ， d_1 对应PRBS发生器的 C_2 。各比特应以其指数的升序分配给子载波，从指数 $i = 0$ 开始。

7.4.5.2.2 时域符号生成

要形成前置码的其中一个部分，输出前置码符号应重复 N_T 次。

前置码的第1部分和第2部分应加窗、重叠与附加，如下所述：

- 1) 第1部分：
 - a) 在符号S1的最后 $\beta/2$ 样本之前，循环扩展第1部分的第一个符号；
 - b) 通过添加符号S1的头 $\beta/2$ 样本，循环扩展第1部分的最后一个符号；
 - c) 经扩展的第1部分的最初和最后的 β 个样本分别采用窗函数 $w_{\beta}(n)$ 和 $w_{\beta}(\beta-n-1)$ 进行加窗。
- 2) 第2部分：
 - a) 在符号S2的最后 $\beta/2$ 样本之前，循环扩展第2部分的符号，并通过添加符号S2的头 $\beta/2$ 样本做进一步循环扩展。
 - b) 经扩展的第2部分的最初和最后 β 个样本分别采用窗函数 $w_{\beta}(n)$ 和 $w_{\beta}(\beta-n-1)$ 进行加窗。
- 3) 重叠与附加：
 - a) 对第1部分末尾和第2部分开头的 β 个加窗样本进行重叠与附加。
 - b) 对第2部分末尾的 β 个加窗样本与PFH开头的 β 个加窗样本进行重叠与附加，如第7.4.4.4节所述。

窗整形函数 $w_{\beta}(n)$ 应符合第7.4.4.4节中规定的规则。

前置码OFDM符号的组装如图7-25所示。

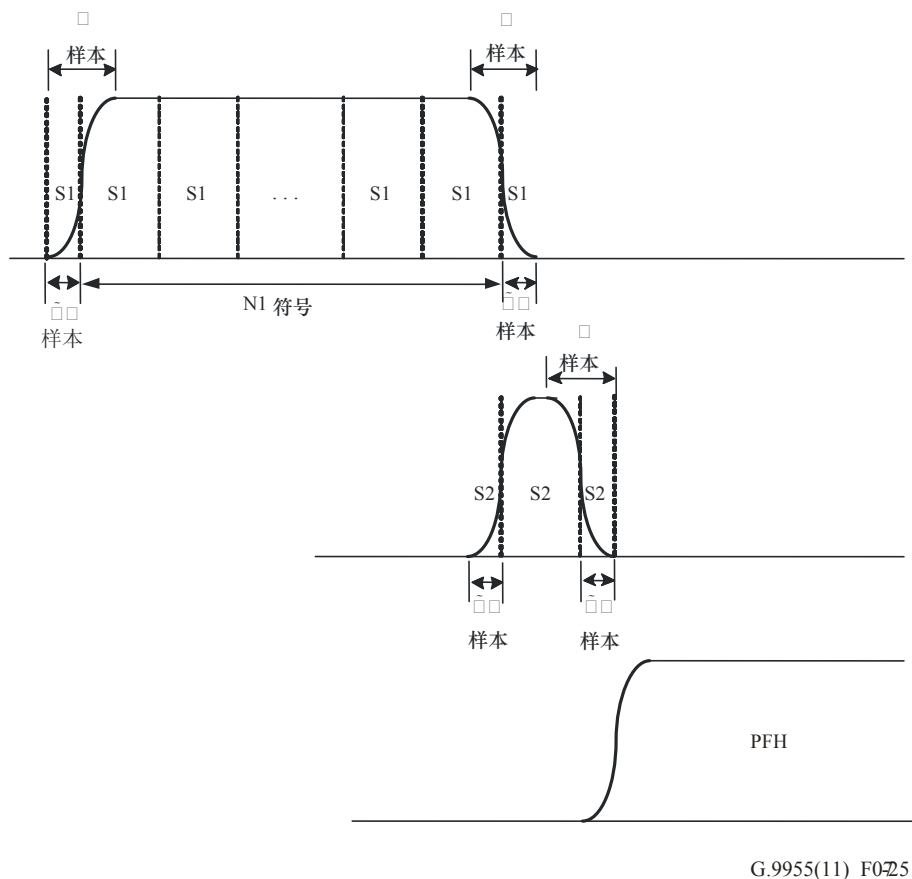


图7-25 – 前置码时域生成

前置码中的样本总数 N_{pr} 可以计算如下：

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

7.4.6 信道估计符号

应使用类型0 BAT传输信道估计符号(CES)。CES的调制参数应与PFH符号的相同，如第7.4.6节的规定。加窗也要用于PFH符号。

CES应在 N_{OCES} 个PFH符号后发送，使用与前置码符号相同的信号电平，并满足第7.7节中规定的发送信号限值。 N_{OCES} 的值取决于频段规划并在表7-26中规定。如果PFH中的符号数（参见表7-16）小于表7-26中所示的 N_{OCES} 值，那么CES符号应紧跟PFH。

表7-26 – 不同频段规划的CES偏移值

频段规划	N_{OCES}
CENELEC A, B, CD(50 Hz)	7
CENELEC A, B, CD(60 Hz)	6
FCC, FCC-1, FCC-2	15
FCC, FCC-1, FCC-2	13
注：50 Hz和60 Hz为电源频率。	

加载到CES上的比特应使用第7.4.5.2.1节中规定的PRBS发生器来产生。PRBS发生器应在每个CES开始时进行初始化，具有与前置码符号S1和S2相同的种子。第一个CES应等于S2，而第二个CES应与第一个CES反向，即-S2 = S1。

7.4.7 PMD控制参数

表7-27归纳了第7.4.4节中所描述的OFDM调制器控制参数的有效值。这个列表是用于不同频段规划的所有参数的一个超集；调制参数的有效值列表和每个频段规划的有效组合见第7.5节。

表7-27 – 有效OFDM控制参数

记号	参数	有效值或范围	
N	子载波数目	$2^k, k = 7, 8$	
F_{SC}	子载波间距[kHz]	$15.625/n, n = 5, 10$	
N_{GI-CES}	CES的保护间隔 [样本]	0	
N_{GI-HD}	PFH的保护间隔[样本]	0	
N_{GI-PL}	有效载荷的保护间隔[样本]	$(12/128)*N,$ $(24/128)*N$	
β	窗大小[样本]	介于0 和 $N/16$ 之间的任何偶数	
F_{US}	上移频率, [kHz]	$N/2 \times F_{SC}$	

注 – 保护间隔和窗口大小以奈奎斯特率的样本来表示。

OFDM调制器的辅助参数在表7-28中给出。

表7-28 – 调制器的辅助参数

记号	参数	定义
BW	总带宽[Hz]	$BW = N \times F_{SC}$
N_w	在一个OFDM符号的总样本数	$N_w = N + N_{CP}$
T_{OFDM}	符号周期[s]	$T_{OFDM} = \frac{N + N_{CP} - \beta}{N \times F_{SC}}$
N_{GI}	保护间隔	$N_{GI} = N_{CP} - \beta$
f_s	发送时钟	$f_s = N \times F_{SC}$

7.5 频段规范

要遵守本建议书就必须支持至少一个CENELEC频段规划或至少有一个FCC频段规划。

7.5.1 CENELEC频段

当工作于CENELEC频段(3 kHz - 148.5 kHz)上时，节点应使用表7-29中规定的控制参数(参见第7.4.7节)。

表7-29 – CENELEC频段的OFDM调制器控制参数

记号	值
N	128
F_{SC}	1.5625 kHz
N_{GI-PL}	12-1, 2比特映射 24-3, 4比特映射
N_{GI-HD}	0
N_{GI-CES}	0
β	8
F_{US}	$64 \times F_{SC}$

CENELEC频段分为子频段，形成本节中所述的频段规划A、B和CD。

7.5.1.1 CENELEC-A频段规划

CENELEC-A频段规划参数在表7-30中规定。

表7-30 – CENELEC-A频段规划参数

记号	值	注
F_{START}	35.9375 kHz	CENELEC-A频段规划的最低频率(第23号子载波)
F_{END}	90.625 kHz	CENELEC-A频段规划的最高频率(第58号子载波号)
PMSC指数	0至22, 59至127	第7.4.2.1节

7.5.1.2 CENELEC-B频段规划

CENELEC-B频段规划参数在表7-31中规定。

表7-31 – CENELEC-B频段规划参数

记号	值	注
F_{START}	98.4375 kHz	CENELEC-B频段规划的最低频率(第63号子载波)
F_{END}	123.4375 kHz	CENELEC-B频段规划的最高频率(第77号子载波)
PMSC指数	0至62, 80至127	第7.4.2.1节

7.5.1.3 CENELEC-CD频段规划

CENELEC-CD频段规划参数在表7-32中规定。

表7-32 – CENELEC-CD频段规划的参数

记号	值	注
F_{START}	125 kHz	CENELEC-CD频段规划的最低频率(第80号子载波)
F_{END}	143.75 kHz	CENELEC-CD频段规划的最高频率(第92号子载波)
PMSC指数	0至79, 93至127	第7.4.2.1节

7.5.2 FCC频段

当工作于FCC频段(9 kHz-490 kHz)上时, 节点应使用表7-33中规定的控制参数(见第7.4.7节)。

表7-33 – FCC频段的OFDM调制器控制参数

记号	值
N	256
F_{SC}	3.125 kHz
N_{GI}	24-1, 2比特映射 48-3, 4比特映射
N_{GI-HD}	0
N_{GI-CES}	0
B	16
F_{US}	$128 \times F_{SC}$

在FCC频段上规定的FCC、FCC-1和FCC-2频段规划在本节中进行描述。FCC频段上的其他频段规划有待进一步研究。

7.5.2.1 FCC频段规划

FCC频段规划的参数在表7-34中规定。

表7-34 - FCC频段规划的参数

记号	值	注
F_{START}	34.375 kHz	FCC频段规划的最低频率(第11号子载波)
F_{END}	478.125 kHz	FCC频段规划的最高频率(第153号子载波)
PMSC指数	0到10, 154至255	第7.4.2.1节

7.5.2.2 FCC-1频段规划

FCC-1频段规划的参数在表7-35中规定。

表7-35 – FCC-1频段规划的参数

记号	值	注
F_{START}	34.375 kHz	FCC频段规划的最低频率(第11号子载波)
F_{END}	137.5 kHz	FCC频段规划的最高频率(第44号子载波)
PMSC指数	0到10, 45至255	第7.4.2.1节

7.5.2.3 FCC-2频段规划

FCC-2频段规划的参数在表7-36中规定。

表7-36 – FCC-2频段规划的参数

记号	值	注
F_{START}	150 kHz	FCC频段规划的最低频率(第48号子载波)
F_{END}	478.125 kHz	FCC频段规划的最高频率(第153号子载波)
PMSC指数	0至47, 154至255	第7.4.2.1节

7.6 发送PSD掩模

7.6.1 频率陷波

本建议书支持以监管和共存为目的的频率陷波。陷波应适用于PHY帧的所有成分(前置码、PFH、CES和有效载荷)以及在域中发送的所有PHY帧。

如果通过屏蔽子载波来实现频率陷波,那么屏蔽的子载波应使用以下规则来确定:

- 在任何两个连续的子载波(F_{Sc})之间的频率区域分为4个间距相等的部分,现进一步组成两个相等的区域:每个子载波周围的R1,以及两个子载波中间的R2,如图7-26所示。
- 如果陷波的频率位于子载波的R1区域,那么该子载波和两个相邻的子载波将被屏蔽(即共有3个子载波,其指数为 $n-1$ 、 n 和 $n+1$,如果陷波的频率位于包括子载波 n 的R1区域的话,那么应被屏蔽)。
- 如果陷波的频率位于子载波的R2区域,那么应屏蔽双边两个最近的子载波(即共有4个子载波,其指数为 $n-1$ 、 n 、 $n+1$ 和 $n+2$,如果陷波频率位于子载波 n 和 $n+1$ 之间的R2区域的话,那么应被屏蔽)。

注 – 根据关于子载波要求的、应被陷波频率的相对位置,所屏蔽的子载波数目可以有所不同,但陷波频率距离没有被屏蔽的最近的子载波至少为 $(7 \times F_{Sc}/4)$ kHz。

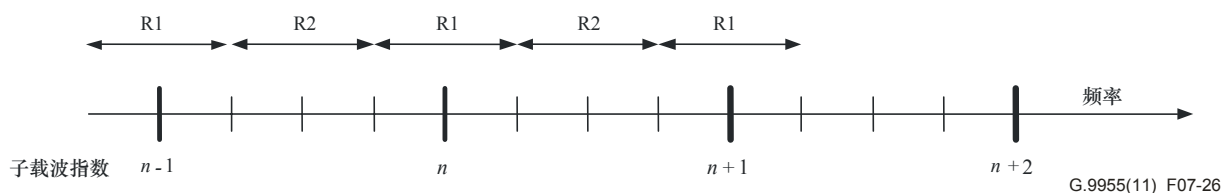


图7-26 – 频率陷波

7.7 电气规范

7.7.1 系统时钟频率容差要求

节点系统时钟频率容差不得超过 ± 50 ppm。

子载波频率和符号定时应来自同一个系统时钟振荡器，并应具有相同的容差。

7.7.2 发送信号的限值

用于准峰值、峰值和平均探测器的测量方法和仪器应如[CISPR 16-1]中的规定。

7.7.2.1 CENELEC的频段规划

对于第7.5.1节中规定的所有CENELEC频段规划，ITU-T G.9955收发器应符合附件F中规定的段内、段外发送信号限值。当加载到附件F、图F-2中规定的标准的人工电源网络(AMN)，如第F.1节为单相、图F.4为三相设备规定的连接时，这些限制必须满足。

7.7.2.2 FCC频段规划

对于第7.5.2节中规定的所有FCC频段规划，应当满足下列限值：

- 1) 当加载到一个标准的终端网络(TN)时，在频段的任何部分采用200 Hz带宽峰值检波器测量的输出信号电压不得超过120 dB(μ V)。
- 2) 当加载到一个标准的TN时，在整个频段规划上使用峰值检波器测量的输出信号电压，对于FCC-1，不得超过134 dB(μ V)，对于FCC和FCC-2，不得超过137 dB(μ V)。中间电压(MV)线发送信号的上限有待进一步研究。
- 3) 频段规划的频谱带宽之外测量的输出信号电压不得超过：
 - 在从9 kHz到150 kHz的频率范围内，由分辨率带宽为200Hz的准峰值检波器测量的输出信号电压的限值应以频率的对数线性地减少，在9 kHz时为89 dB(μ V)，在150kHz时为66 dB(μ V)。
 - 在从150 kHz至535 kHz的频率范围内，由分辨率带宽为9kHz的准峰值检波器测量输出信号电压的限值应以频率的对数线性地减少，在150kHz时为66 dB(μ V)，在535kHz时为60 dB(μ V)。

频谱宽度的定义应符合图7-27。

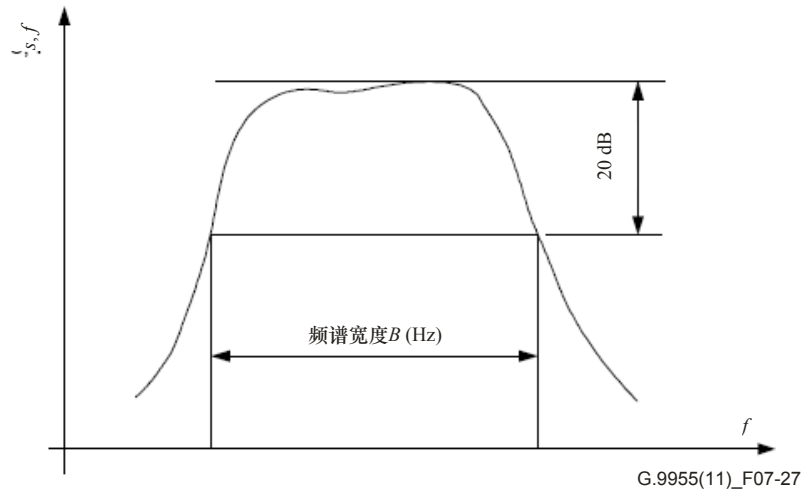


图7-27 – 频谱宽度的测量

其他发送信号的限值有待进一步研究。用于单相和两相信号传输信号限值验证的ITU-T G.9955收发器到TN的连接有待进一步研究。

7.7.2.3 陷波频段

当加载到一个标准的终端网络(TN)时，在全陷波频段，采用200 Hz带宽的准峰值检波器测量的输出信号电压不得超过70 dB(μ V)。

7.7.2.4 FCC标准终端网络

标准终端网络TN应专门用于发送信号限值验证的目的。TN阻抗构成为50欧姆的电阻与一个50 μ H电感、FCC线路阻抗稳定网络(LISN)并联的负载。

其他类型的终端网络有待进一步研究。

7.7.3 误差矢量幅度限值

估计实际发送信号与相应的星座点之间的偏差，采用误差矢量幅度值(EVM)计算如下：

$$EVM = 10 \log \left(\frac{\text{error_vector_RMS}}{\text{reference_signal}} \right)^2。$$

对一个星座点的EVM分量的解释如图7-28所示。

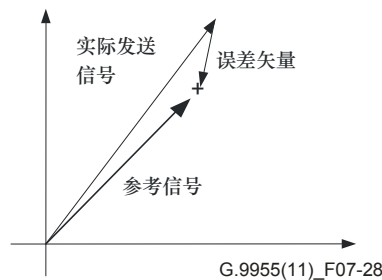


图7-28 – 对EVM的解释

对于发送帧的前12个有效载荷符号，应使用下列程序确定EVM：

- 1) 为每个符号计算实际发送与理想星座点之间的均方根(rms)误差，作为符号中所有子载波上两个相关星座点之间的欧氏距离平方的总和（应对发送器与采样设备之间的PPM漂移进行估算与修正）：

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

其中：

- K 为符号中的ASC数，编号为 $C = 0, 1, \dots, K$ ；
- A_{ic} 和 Φ_{ic} 为实际发送的星座点的幅度和相位；
- B_{ic} 和 Θ_{ic} 为理想的星座点的幅度和相位。

- 2) 计算总的rms误差，作为编号从0到11的12个单独有效载荷符号的rms误差总和：

$$\text{total_error_rms} = \sum_{i=0}^{11} \text{error_rms}_i$$

- 3) 计算每个发送符号的rms为：

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

和12个发送符号的总的rms：

$$\text{total_Tx_rms} = \sum_{i=0}^{11} \text{Tx_rms}_i$$

- 4) 计算EVM，作为总的误差rms与total_Tx_rms之间的比，以dB表示：

$$\text{EVM} = 10 \times \log(\text{total_error_rms}/\text{total_Tx_rms})。$$

EVM的值不得超过表7-37中的值。

表7-37 – 允许的最大EVM值

调制	EVM, dB (注)
1和2比特	-15
3和4比特	-19
注：对所有应用的发送功率电平，都应满足这些EVM要求。	

分别对于CENELEC和FCC频段规划，当设备加载到第7.7.2.1和第7.7.2.4节中规定的标准端接阻抗时，应达到表7-37中所规定的EVM值。

3和4比特调制下满足这些要求的发送功率电平可能会低于1和2比特调制的情况。

7.8 PHY数据、管理和控制原语

本节详细描述第5.2.2节中规定的PHY相关的参考点 (PMI_DATA、PMI_MGMT和PHY_MGMT)。

7.8.1 PMI接口数据原语

在PMI_DATA参考点的数据原语规定如下：

表7-38 – PHY数据原语

分类	原语	方向	描述
PMI_DATA	PMI_DATA.REQ	DLL → PHY	DLL 请求 PHY 发送 MPDU
	PMI_DATA.CNF	PHY → DLL	PHY向 DLL报告MPDU 的发送状态 (发送完成、未完成、失败)
	PMI_DATA.IND	PHY → DLL	PHY 将收到的MPDU数据传递到 DLL

7.8.1.1 PMI_DATA.REQ

该原语由DLL发出，要求发送MPDU。原语的属性在表7-39中规定。

表7-39 – PMI_DATA.REQ原语的属性

名称	类型	有效范围	描述
MPDU长度	整数	0x00 – 0x6A9	包括在MPDU中，由PHY发送的字节数。
MPDU	字节数组	任何	由PHY发送，形成MPDU的字节数组
信息码字的数目	整数	1-32	MPDU中的RS信息块的数目， <i>m</i> （注）

注：RS信息块的大小应如第7.3.2节中的规定。

7.8.1.2 PMI_DATA.CNF

该原语向对等PHY报告MPDU发送的状态。该原语的属性在表7-40中规定。

表7-40 – PMI_DATA.CNF原语的属性

名称	类型	有效范围	描述
MPDU Tx 状态	整数	0-3	发送要求的MPDU状态： 0 – 成功发送 (PHY准备接受下一帧的发送) 1 – 未发送 (发送帧示忙，注) 2 – 发送失败 (PHY正在接收一个帧或准备接收一个帧，注) 3 – 发送失败 (无效大小的MPDU)
注 – 如果DLL发送一个PMI_DATA.REQ，当PMI_DATA.CNF = 1, 2时，PHY可以忽略PMI_DATA.REQ原语并丢弃发送要求的MPDU。			

7.8.1.3 PMI_DATA.IND

该原语表示将收到的MPDU从PHY转移到DLL。原语的属性在表7-41中规定。

表7-41 – PMI_DATA.IND原语的属性

名称	类型	有效范围	描述
MPDU的长度	整数	0x00 – 0x6A9	由PHY收到MPDU中包括的字节数
MPDU	字节数组	N/A	由PHY收到形成MPDU的字节数组
MPDU差错	位图	32位	该原语表示，在收到的MPDU的 m RS信息块中检测到的差错： 0 – PHY没有检测到差错码字 1 – PHY在收到的MPDU的第 k 个RS信息块中检测到一个差错 位图的第一位应对应收到的MPDU的第一个RS信息块，位图的第 m 位对应于最后一个RS信息块。

7.8.2 PMI接口和PHY管理与控制原语

PMI_MGMT参考点和PHY-MGMT参考点上的控制与管理原语在表7-42中规定。

表7-42 – PHY管理与控制原语

类别	原语	描述
PMI_MGMT	PMI_MGMT.REQ	DLL请求PHY应用特定的参数或执行特定的功能
	PMI_MGMT.CNF	PHY确认DLL要求的参数和功能
	PMI_MGMT.IND	PHY指明DLL的状态、介质状态以及接收帧的特定参数
	PMI_MGMT.RES	DLL承认接收PHY状态、介质

表7-42 – PHY管理与控制原语

类别	原语	描述
		状态、接收帧的参数
PHY_MGMT.REQ	PCS_MGMT.REQ	PHY管理实体请求对传输帧应用PCS、PMA、PMD的特定参数
	PMA_MGMT.REQ	
	PMD_MGMT.REQ	
PHY_MGMT.CNF	PCS_MGMT.CNF	PHY子层(PCS、PMA、PMD)确认用于传输帧的参数
	PMA_MGMT.CNF	
	PMD_MGMT.CNF	
PHY_MGMT.IND	PCS_MGMT.IND	PHY子层(PCS、PMA、PMD)向PHY管理实体报告接收帧的特定参数以及获得的信道特征
	PMA_MGMT.IND	
	PMD_MGMT.IND	
PHY_MGMT.RES	PCS_MGMT.RES	DLL管理实体承认PHY子层(PCS、PMA、PMD)报告的接收帧的参数以及信道特征
	PMA_MGMT.RES	
	PMD_MGMT.RES	

7.8.2.1 PMI_MGMT原语

7.8.2.1.1 PMI_MGMT.REQ

该原语请求PHY转为某特定状态（启用或禁用接收器）、应用特定参数、执行DLL宣称的特定功能。原语的属性在表7-34中规定。

表7-43 – PMI_MGMT.REQ原语的属性

名称	类型	有效范围	描述
RxEnbl	整数	0, 1	请求打开/禁用接收器： 0 - 启用接收器； 1 - 禁用接收器。 注 - 当节点传输一帧时，接收器应关闭。当该原语设置为0时，节点不得传输。
请求物理载波监听	整数	0-3	请求PHY的物理载波监听状态： 0 - 没有请求； 1 - 请求ITU-T G.9955载波监听； 2 - 请求非ITU-T G.9955载波监听(参见第5.1.2.3节“基于前置码的共存机制”)； 3 - 请求ITU-T G.9955和非ITU-T G.9955载波监听。
ACK请求	整数	0-3	针对发送器帧的ACK请求： 0 - 没有请求； 1 - 常规ACK请求； 2 - 扩展ACK请求； 3 - ITU-T保留。

表7-43 – PMI_MGMT.REQ原语的属性

名称	类型	有效范围	描述
ACK数据类型	整数	0-3	针对发射帧的ACK请求类型（参见[ITU-T G.9956]，第8.3.3.1.1节） 0 - MS-MPDU确认； 1 - SS-MPDU确认； 2 - 扩展确认； 3 - ITU-T保留。
TP-PR	比特数组	参见[ITU-T G.9956]，第8.3.3.1.1.1节	TP部分报告的内容采用第8.3.3.1.1.1节中定义的格式由节点来传输。
ACK数据	比特数组	参见[ITU-T G.9956]，第8.3.3.1.1节	形成ACK相关参数的比特集由PHY在Imm-ACK帧中来传输(参见[ITU-T G.9956]，第8.3.3.1.1节)。
PHY参数	参见第7.8.2.2节	参见第7.8.2.2节	DLL管理实体宣称的PHY_MGMT.REQ原语的属性，在第7.8.2.2.1节(PCS)、第7.8.2.3.1节(PMA)和第7.8.2.4.1节(PMD)中定义。

7.8.2.1.2 PMI_MGMT.CNF

该原语确认PHY的状态、参数和功能，以响应PMI_MGMT.REQ。原始的属性在表7-44中定义。

表7-44 – PMI_MGMT.CNF原语的属性

名称	类型	有效范围	描述
接收器状态	整数	0-2	确认接收器状态： 0 - 启用接收器； 1 - 禁用接收器； 2 - 接收器忙。 注 - 状态“忙”指的是接收器正在接收一帧，无法执行将要禁用的请求。
ACK TX状态	整数	0, 1	0 - 传输(PHY准备接受要传输的下一帧)； 1 - 不传输(忙着发送ACK帧)。
PHY参数状态	整数阵列	0, 1	PHY_MGMT的属性。CNF原语指明接受还是拒绝DLL管理实体宣称的PHY参数，在第7.8.2.2.2节(PCS)、第7.8.2.3.2节(PMA)和第7.8.2.4.2节(PMD)中定义。 0 - 成功； 1 - 拒绝请求。

7.8.2.1.3 PMI_MGMT.IND

该原语向DLL实体指明PHY和介质的状态，以及接收帧的参数。原语的属性在表7-45中定义。

表7-45 – PMI_MGMT.IND原语的属性

名称	类型	有效范围	描述
物理载波监听	整数	0-3	参见PMD_MGMT.IND原语的物理载波监听属性，表7-54。
ACK请求	整数	0-3	参见PCS_MGMT.IND原语的ACK请求属性，表7-48。
ACK数据类型	整数	0-3	参见PCS_MGMT.IND原语的ACK数据类型属性，表7-48。
ACK数据	比特数组	参见[ITU-T G.9956]，第8.3.3.1.1节	参见PCS_MGMT.IND原语的ACK数据属性，表7-48。
TP-PR	比特数组	参见[ITU-T G.9956]，第8.3.3.1.1.1节	参见PCS_MGMT.IND原语的TP-PR属性，表7-48。
PHY参数	参见第7.8.2.2节	参见第7.8.2.2节	接收帧传递给DLL管理实体的PHY_MGMT.IND原语的属性，在第7.8.2.2.3节(PCS)、第7.8.2.3.3节(PMA)和第7.8.2.4.3节(PMD)中定义。

7.8.2.1.4 PMI_MGMT.RES

该原语有待进一步研究。

7.8.2.2 PCS_MGMT原语

7.8.2.2.1 PCS_MGMT.REQ

该原语请求PCS使用特定参数用于帧的发送。原语的属性在表7-46中规定。

表7-46 – PCS_MGMT.REQ原语的属性

名称	类型	有效范围	描述
帧类型	整数	1-4	所发送PHY帧的类型
PFH数据	参见第7.2.1节和[ITU-T G.9956]第8.3.3.1.1节	参见第7.2.1节和[ITU-T G.9956]第8.3.3.1.1节	所发送帧的PFH参数定义如下： - 第7.8.1节 - Imm-ACK帧相关 - 第7.8.3节 - PMA相关 - 第7.8.4节 - PMD相关

7.8.2.2.2 PCS_MGMT.CNF

该原语确认PCS使用特定参数用于帧的发送。原语的属性在表7-47中规定。

如果PHY未能符合PCS_MGMT.REQ中的特定属性，那么它应将该原语设置为1，这意味着该请求被拒绝(并且不发送该帧)；否则PCS_MGMT.CNF原语的值应设置为0。

表7-47 – PCS_MGMT.CNF原语的属性

名称	类型	有效范围	描述
状态	整数	0,1	0: 成功 1: 请求被拒绝

7.8.2.2.3 PCS_MGMT.IND

该原语向PHY管理实体提供从接收PFH派生的、接收帧的特定参数。原语的属性在表7-48中规定。

表7-48 – PCS_MGMT.IND原语的属性

名称	类型	有效范围	描述
虚拟载波侦听	整数	0-1024	指示帧的有效载荷的符号数，在此期间，介质示忙(只对ITU-T G.9955帧类型2、类型4有效)。
帧的类型(注)	整数	1-4	收到的PHY帧的类型。
RX PFH状态	整数	0-2	收到的帧的PFH状态： 0 – 正确； 1 – HCS差错； 2 – 内容无效。
MPDU大小	整数	0-255	收到的帧的MPDU中的字节数。
有效载荷调制	整数	2-4	每个子载波的比特数，用于收到的帧的有效载荷调制。
有效载荷重复	整数	1-12	收到的帧的有效载荷中的重复次数。
有效载荷交织模式	整数	0, 1	收到的帧的有效载荷交织模式： 0 – IoAC； 1 – IoF。
RS码字大小	整数	0, 1	收到的帧的有效载荷中RS码字中的字节最大数： 0 – 239； 1 – 128。
内码速率	整数	0, 1	指示卷积编码器的码速率： 0 – 1/2； 1 – 2/3。

表7-48 – PCS_MGMT.IND原语的属性

名称	类型	有效范围	描述
音屏蔽	比特数组	1_{16} -FF ₁₆ (CENELEC, FCC-1) 1_{16} - FFFFFFFF ₁₆ (FCC, FCC-2)	指示用来传送收到的帧的有效载荷的音屏蔽。
ACK请求	整数	0, 3	指示是否需要确认收到的帧： 0 – 不需要ACK； 1 – 需要常规的Imm-ACK； 2 – 需要扩展的Imm-ACK； 3 – ITU-T保留。
ACK数据类型	整数	0-3	收到的Imm-ACK帧中的ACK数据类型（参见[ITU-T G.9956]，第8.3.3.1.1节）： 0 – 确认MS-MPDU； 1 – 确认SS-MPDU； 2 – 扩展的ACK； 3 – ITU-T保留。
ACK数据	比特数组	参见[ITU-T G.9956]，第8.3.3.1.1节	由收到的Imm-ACK帧传送的ACK数据（参见[ITU-T G.9956]，第8.3.3.1.1节）。
TP-PR	比特数组	参见[ITU-T G.9956]，第8.3.3.1.1.1节	由收到的Imm-ACK帧传送的TP部分报告（在第8.3.3.1.1.1节中定义）。
LQI	1比特整数	0, 1	由收到的Imm-ACK帧传送的LQI值（参见[ITU-T G.9956]，第8.3.3.1.1节）。
所使用的BAT类型	整数	0-15	指示收到的帧中所用的BAT： 0 – BAT类型0； 1 – BAT类型1； 2 – BAT类型2； 3 – BAT类型3； 4 – BAT类型4； 5 – BAT类型5； 6 – BAT类型6； 7 – BAT类型7。 其他值由ITU-T保留。
注 - 与指示的帧类型无关的原语应设置为默认值0。			

7.8.2.2.4 PCS_MGMT.RES

该原语有待进一步研究。

7.8.2.3 PMA_MGMT原语

7.8.2.3.1 PMA_MGMT.REQ

该原语请求PMA使用特定的参数用于帧的发送。原语的属性在表7-49中规定。

表7-49 – PMA_MGMT.REQ原语的属性

名称	类型	有效范围	描述
有效载荷重复	整数	1-12	发送帧的有效载荷的重复次数；有效值为1, 2, 4, 6, 12。
有效载荷交织模式	整数	0, 1	发送帧的有效载荷交织模式： 0 – IoAC； 1 – IoF。
信息码字的数目	整数	1-32	在MPDU中RS信息块的数目， <i>m</i> （注）。
PFH符号数	整数	0, 1	0 – PFH使用的符号数应符合正常模式； 1 – PFH使用的符号数应符合稳健模式。
内码速率	整数	0, 1	指示卷积编码器的码速率： 0 – 1/2； 0 – 2/3。

注 – RS码字大小应在第7.3.2节中定义。

7.8.2.3.2 PMA_MGMT.CNF

该原语确认PMA使用特定的参数用于帧的发送。原语的属性在表7-50中规定。

如果PMA未能符合PMA_MGMT.REQ中的特定属性，那么它应将该原语设置为1，这意味着该请求被拒绝（帧不被发送）；否则PMA_MGMT.CNF原语的值应设置为0。

表7-50 – PMA_MGMT.CNF原语的属性

名称	类型	有效范围	描述
状态	整数	0,1	0: 成功； 1: 请求被拒绝。

7.8.2.3.3 PMA_MGMT.IND

该原语指示PHY管理实体收到的帧的特定参数。原语的属性在表7-51中规定。

表7-51 – PMA_MGMT.IND原语的属性

名称	类型	有效范围	描述
RS码字差错	位图	32比特	该原语指示在收到的MPDU的 <i>m</i> RS信息块中检测到的差错： 0 – PHY未检测到差错码字； 1 – PHY在收到的MPDU的第 <i>k</i> 个RS信息块中检测到一个差错。 位图的第1比特对应收到的MPDU的第一个RS信息块，位图的第 <i>m</i> 比特对应最后一个RS信息块。

7.8.2.3.4 PMA_MGMT.RES

该原语有待进一步研究。

7.8.2.4 PMD_MGMT原语

7.8.2.4.1 PMD_MGMT.REQ

该原语请求PMD使用特定的参数用于帧的发送。原语的属性在表7-52中规定。

表7-52 – PMD_MGMT.REQ原语的属性

名称	类型	有效范围	描述
频段规划	整数	0-16	用于传输的频段规划： 0 – CENELEC A； 1 – CENELEC B； 2 – CENELEC CD； 4 – FCC； 5 – FCC-1； 6 – FCC-2。 其他值由ITU-T保留。
TX功率	整数	0-255	功率设置PHY得用于发送帧。 值表示以dB毫伏为单位的、要求的发送功率。
有效载荷调制	整数	2-4	每个子载波的比特数，由PHY用于在发送帧中的有效载荷调制。
音屏蔽	数组	0-1	音屏蔽PHY得用于发送帧： 0 – 表示不加载比特(RMSC、ISC和PSC)的子载波； 1 – 表示加载比特(ASC)的子载波。

表7-52 – PMD_MGMT.REQ原语的属性

名称	类型	有效范围	描述
前置码符号数	整数	0, 1	N_1 符号的值应用于前置码： 0 – 8符号； $1 - 8 + \text{ceiling}(T_0/T_{\text{OFDM}})$ ，其中， $T_0 = 5\text{ms}$ ，用于50Hz的电源， $T_0 = 4.167\text{ ms}$ ，用于60Hz的电源。
无效的子载波的TX功率	整数	0, 1	为无效子载波（ISC集）设置的发送功率： 0 – 所有无效子载波上均为零功率； 1 – 所有有效和无效子载波上均为相同功率。
注 - 与所指示帧类型无关的原语应发送到默认值0。			

7.8.2.4.2 PMD_MGMT.CNF

该原语确认特定的参数由PMD用于帧发送。原语的属性在表7-53中规定。

如果PHY无法符合PMD_MGMT.REQ中特定的属性，那么它应设置该原语为1，这意味着请求被拒绝(帧不能发送)；否则PMD_MGMT.CNF原语的值应设置为0。

表7-53 – PMD_MGMT.CNF原语的属性

名称	类型	有效范围	描述
状态	整数	0,1	0: 成功； 1: 请求被拒绝。

7.8.2.4.3 PMD_MGMT.IND

该原语为PHY管理实体提供收到帧的特定参数。原语的属性在表7-54中规定。

表7-54 – PMD_MGMT.IND原语的属性

名称	类型	有效范围	描述
物理载波侦听	整数	0, 1	表示介质的状态：（基于前置码检测的物理载波侦听） 0 – 空； 1 – 因ITU-T G.9955传输而忙； 2 – 因非ITU-T G.9955传输而忙（注）； 3 – 因ITU-T G.9955传输和非ITU-T G.9955传输而忙（注）。 （前置码检测用于争用目的）
接收质量	整数	有待进一步研究	供货商自行决定的一个参数，用于表征链路质量（例如，生成信道估计响应和LQI）。
注 – 值2和3只有当启用了基于共存机制的前置码时才有效（参见第5.1.2.3节）；否则原语的有效值只能为0和1。			

物理载波监听参数应变为“忙”，时间上不晚于线路开始实际传输后的 $T_{TS} * 0.8$ （发出前置码中第一个符号的第一个样本）。 T_{TS} 在[ITU-T G.9956]的第8.1.4节中定义。

7.8.2.4.4 PMD_MGMT.RES

该原语有待进一步研究。

附件A

CENELEC A频段的G3-PLC PHY规范

(本附件构成本建议书的有机组成部分)

注 – 本附件自成一體，它可以独立于本建议书的主体实施。

A.1 范围

本附件规定工作于CENELEC A频段上的、正交频分复用 (OFDM) 电力线通信 (PLC) 系统的物理层实体。

A.2 缩写

ACK	确认
AFE	模拟前端
AGC	自动增益控制
AMM	自动化计量仪管理
CC	卷积码
CENELEC	欧洲电工标准化委员会
CP	循环前缀
CRC	循环冗余校验
D8PSK	差分八进制移相键控
DBPSK	差分二进制移相键控
DQPSK	差分正交移相键控
FCH	帧控制头
FEC	前向纠错
FFT	快速傅里叶变换
FL	帧长度
GF	伽罗瓦域
GI	保护间隔
ICI	载波间干扰
IEEE	美国电气和电子工程师学会
IFFT	快速傅里叶逆变换
IS	信息系统
LSB	最低有效位
LSF	最后段标志
MAC	介质访问控制
MIB	管理信息库
MPDU	介质访问控制协议数据单元

MSB	最高有效位
NACK	否定的确认
OFDM	正交频分复用
PAR	峰值-平均值比
PDC	相位检测计数器
PHY	物理层
PLC	电力线通信
PPDU	PHY协议数据单元
PPM	百万分之几
PSDU	PHY服务数据单元
RC	重复代码
RES	保留(比特字段)
RMS	均方根
RS	里德-所罗门编码
RX	接收器
SC	段数
SDO	标准制定组织
S-FSK	扩频型移频键控
SN	序列号
SNR	信噪比
SYNCP, SYNCM	同步符号
TMI	音映射表指数
TX	发送器

A.3 引言

电力线通信已经使用了几十年，但各种新服务和应用需要更高的可靠性和更高的数据传输速率。然而，电力线信道的通信条件非常不利，信道特征和参数随频率、位置、时间和与其连接的设备的类型而变化。从10 kHz到200 kHz的频率较低的区域特别容易受到干扰。除了背景噪声外，还受到脉冲噪声和窄带干扰，并且群延迟高达几百微秒。

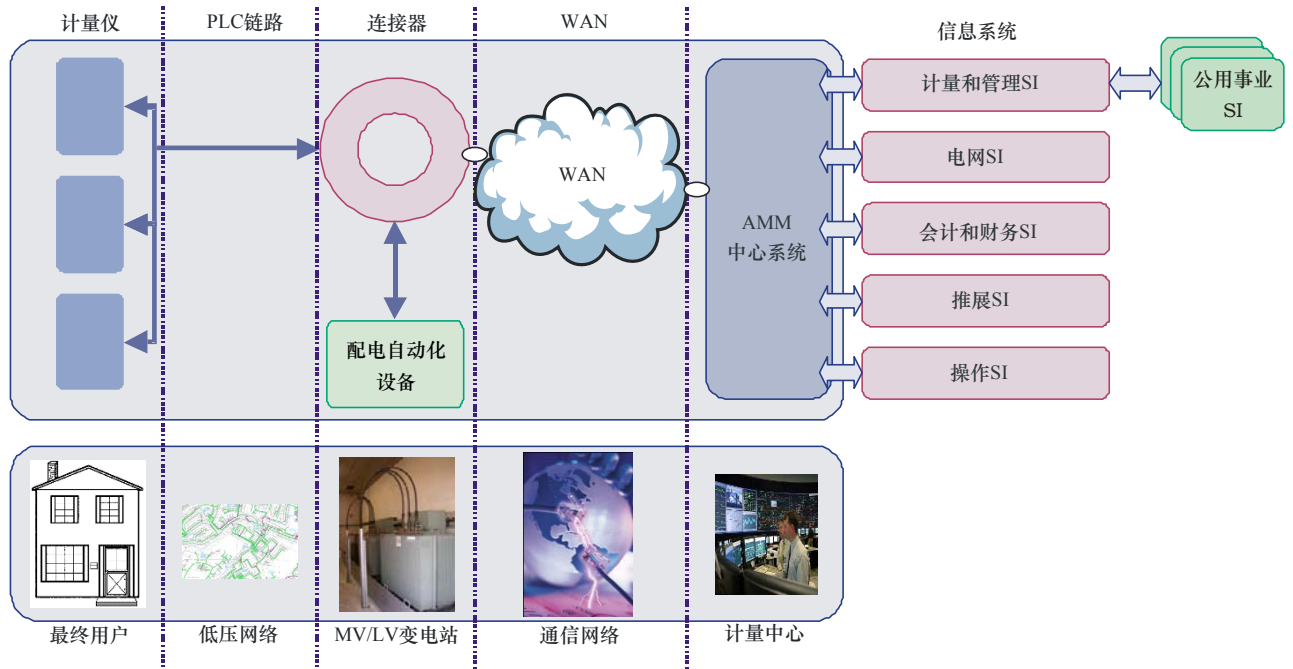
OFDM是一种调制技术，通过使用了先进的信道编码技术，有效地利用CENELEC频段内允许的带宽。这种组合能够在存在窄带干扰、脉冲噪声和频率选择性衰减的情况下实现一种非常稳健的通信。基于OFDM的G3-PLC规范确定的主要目标如下：

1. 在极其恶劣的电力线信道中提供可靠的通信。
2. 在正常操作模式下提供至少20 kbit/s的有效数据速率。
3. 选定陷波频率的能力，允许与S-FSK窄带通信共存。
4. 对于不同的电力线信道采用动态音调能力确保稳健通信。

A.4 一般描述

下图说明了AMM系统的一个例子。

该系统采用安装在客户住地和集线器的仪表之间的OFDM-PLC，以主从配置的形式提供可靠的双向通信。



G.9955(11)_FA-1

图A.1 – 网络架构

AMM的体系结构包括以下5个主要组件：

- 仪表，需要综合测量功耗、简单的负载控制和用户远程信息的能力；
- 中心枢纽，起AMM信息系统与仪表之间的媒介作用，辅助设备可由连接到中心枢纽下游的电网提供；
- PLC(LAN)技术，允许使用低压电网在仪表与中心枢纽之间交换数据和命令；
- 远程连接(WAN)，允许中心枢纽与AMM中心IS之间的连接；
- 中央系统，不仅可以处理其自身的功能服务，而且还为现有的或将来的企业服务提供计量服务，包括部署IS、网络IS、管理-财务IS、客户-供应商IS、干涉-管理IS等。客户-供应商IS是供应商与处理其要求的AMM之间的接口。

A.5 物理层规范

本节规定在CENELEC频段使用正交频分复用(OFDM)系统的物理层块。

A.5.1 系统的概述

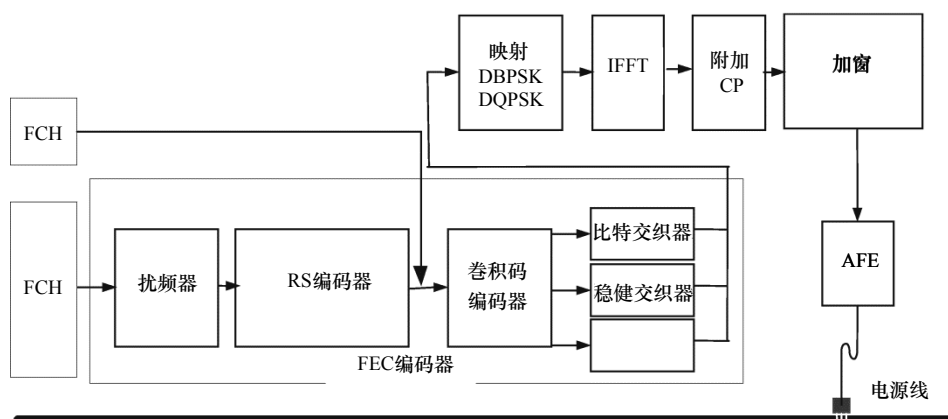
电力线信道的通信条件非常不利。信道特征和参数随频率、位置、时间和与其连接的设备的类型而变化。从10 kHz到200 kHz的频率较低的区域特别容易受到干扰。此外，电力线是一个频率选择性很强的信道。除了背景噪声外，还受到经常出现在50/60 Hz的脉冲噪声和窄带干扰，并且群延迟高达几百微秒。

OFDM可有效利用有限带宽的信道，从而允许使用先进的信道编码技术。这种组合有利于在电力线信道上实现非常稳健的通信。

图A.2表示OFDM发送器的框图。可用带宽被分成数个子信道，可以被视为许多具有不同的非干扰(正交)子载波频率的、独立PSK调制的子载波。卷积和RS编码提供冗余位，使接收器可以恢复因背景噪声和脉冲噪声而引起的比特丢失。时间-频率交织方案用于降低解码器输入时所收到噪声的相关性，提高多样性。

在分配给各个子载波的差分编码相位调制产生的复值信号点上，通过执行IFFT可产生OFDM信号。将循环前缀附加到IFFT产生的每个块的开始，来建立OFDM符号。选择循环前缀的长度，以使信道组延迟不会在连续的OFDM符号之间造成过多的干扰。加窗可减少发射信号的带外泄露。

信道估计用于链路适配。根据接收信号的质量，接收器（如果发送器要求的话）应反馈在发射给相同接收器的后续包中发射站所用的调制建议方案。此外，系统将区分具有劣质信噪比的子载波，且不在其上传输数据。



图A.2 - OFDM收发器的框图

A.5.2 系统的基本参数

G3-PLC支持CENELEC-A频段的35.9 kHz 至 90.6 kHz之间的部分。选择每个子载波具有DBPSK和DQPSK调制方案的OFDM，以支持在正常操作模式下高达33.4 kbit/s的数据率。每个子载波的DBPSK、DQPSK和D8PSK调制使接收器设计更为简单，原因是，接收器不要求跟踪电路用于相干检测每个子载波的相位。相反地，在相邻符号中的子载波相位可作为检测当前符号中子载波相位的参考。

有可能使用此标准来支持频率高达180 kHz的通信。因此，发送器和接收器上的抽样频率选定为0.4 MHz，以便在发送器(修正PSD整形以消除信号图像)和接收器(频段选择和信号增强)中为信号滤波提供一些高于奈奎斯特频率的裕度。

可以使用的子载波最大数目选定为128，导致IFFT的大小为256。因此，OFDM子载波之间的频率间隔等于1.5625 kHz(F_s/N)，其中， F_s 为抽样频率， N 是IFFT的大小。注意：缺点是，如抽样时钟频率的变化可导致载波间干扰(ICI)。在实践中，频率间隔的约2%的典型抽样频率变化所造成的ICI可以忽略。换句话说，对于发送器和接收器时钟中 ± 25 ppm抽样频率，子载波的漂移约等于8 Hz，即所选择的频率间隔约为0.5%。考虑到这些选择，得出可用的子载波数目，如表A.1所示。

表A.1 – 不同频段的子载波数目

	子载波数目	第一个子载波 (kHz)	最后一个子载波 (kHz)
CENELEC A	36	35.938	90.625

系统工作在两种不同的模式，即正常模式和稳健模式。在正常模式下，FEC由RS编码器和卷积编码器组成。系统还支持8字节和16字节校验的RS码。

在稳健模式下，FEC由RS和后随重复代码(RC)的卷积编码器组成。RC代码，每个比特重复4次，使系统可更稳健地应对信道损伤。当然，这将减少约4倍的吞吐量。

在每个PHY(物理层)帧中，符号数的选择基于两个参数，所需的数据传输速率和可接受的稳健性。表A.2和表A.3列出了符号数、RS块大小以及与36个音相关联的数据传输速率。

表A.4显示了包括在FCH中传输的数据速率。计算数据速率时，假设不间断传送数据包，没有帧间的时间间隔。

表A.2 – 不同调制的RS块大小

CENELEC A 符号数	RS块 (字节) D8PSK (出/入) (注1)	RS块(字节) DQPSK (出/入) (注1)	RS块(字节) DBPSK (出/入) (注1)	RS块(字节) 稳健 (出/入) (注2)
12	(80/64)	(53/37)	(26/10)	N/A
20	(134/118)	(89/73)	(44/28)	N/A
32	(215/199)	(143/127)	(71/55)	N/A
40	N/A	(179/163)	(89/73)	(21/13)
52	N/A	(233/217)	(116/100)	(28/20)
56	N/A	(251/235)	(125/109)	(30/22)
112	N/A	N/A	(251/235)	(62/54)
252	N/A	N/A	N/A	(141/133)

注1 – 采用16字节校验的RS。
注2 – 采用8字节校验的RS。

表A.3 – 各种调制的数据速率(不包括FCH)

CENELEC A 符号数	每种调制类型的数据速率, bps			
	D8PSK, P16 ¹⁾	DQPSK, P16 ¹⁾	DBPSK, P16 ¹⁾	稳健, P8 ²⁾
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

¹⁾ P16为采用16比特校验的RS。
²⁾ P8为采用8比特校验的RS。
注 - N/A意味着不适用, 原因在于规定的符号相应数量导致RS编码器块长度超过255这一允许的最大限度。

CENELEC A	每种调制类型的数据速率, bps			
符号数	D8PSK, P16 ¹⁾	DQPSK, P16 ¹⁾	DBPSK, P16 ¹⁾	稳健, P8 ²⁾

表A.4 – 各种调制的数据速率(包括FCH)

CENELEC A	每种调制类型的数据速率, bps			
符号数	D8PSK, P16 ¹⁾	DQPSK, P16 ¹⁾	DBPSK, P16 ¹⁾	稳健, P8 ²⁾
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

¹⁾ P16为采用16比特校验的RS。
²⁾ P8为采用8比特校验的RS。
注 - N/A意味着不适用, 原因在于规定的符号相应数量导致RS编码器块长度超过255这一允许的最大限度。

数据速率的计算基于: 每个PHY帧(N_S)的符号数、每个符号的子载波(N_{car})数和由FEC块添加的校验位数。作为一个例子, 考虑工作于稳健模式的CENELEC A频段中的系统。整个PHY帧承载的比特总数等于:

$$\text{Total_No_Bits} = N_S \times N_{car} = 40 \times 36 = 1440 \text{ 比特}$$

稳健型编码器输入所需的比特数为:

$$\text{No_Bits_Robust} = 1440 \times \text{RobustRate} = 1440 \times 1/4 = 360 \text{ 比特}$$

考虑到事实上, 卷积编码器的速率等于1/2 ($CC_{rate} = 1/2$), 并考虑加入 $CC_{ZeroTail} = 6$ 比特的零, 以将编码器的状态终止为全零状态, 则在RS编码器的输出端, 符号的最大数目($MAXRS_{bytes}$)应等于:

$$MAXRS_{bytes} = \text{floor}((\text{No_Bits_Robust} \times CC_{Rate} - CC_{ZeroTail})/8) = \text{floor}((360 \times 1/2 - 6)/8) = 21$$

取消与得到之校验位(在稳健模式中)相关的8个字节:

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

此104比特在一个PHY帧中承载, PHY帧的持续时间由下列公式计算:

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

其中, N_{pre} 、 N 、 N_O 和 N_{CP} 分别为前置码中的符号数、FFT长度、在每个符号每侧重叠的样本数和循环前缀中的样本数。 N_{FCH} 为FCH中的符号数。 F_s 是抽样频率。不同频段的所有这些参数的典型值在表A.5中给出。

表A.5 – 系统规范

FFT点的数目	$N = 256$
重叠样本数	$N_O = 8$
循环前缀样本数	$N_{CP} = 30$
FCH符号数	$N_{FCH} = 13$
抽样频率	$F_s = 0.4 \text{ MHz}$
前置码中的符号数	$N_{pre} = 9.5$

替代方程中的上述数字，40符号帧的TFrame (PHY帧的持续时间)计算如下：

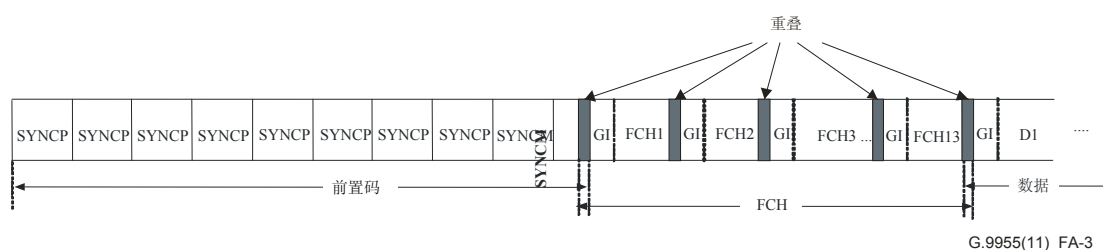
$$T_{\text{Frame}} = ((40 + 13) \times (256 + 22) + (9.5 \times 256)) / 400000 = 0.043 \text{ 秒}$$

因此，数据速率的计算如下：

$$\text{数据速率} = 104 / 0.042 \sim 2.4 \text{ kbit/s}$$

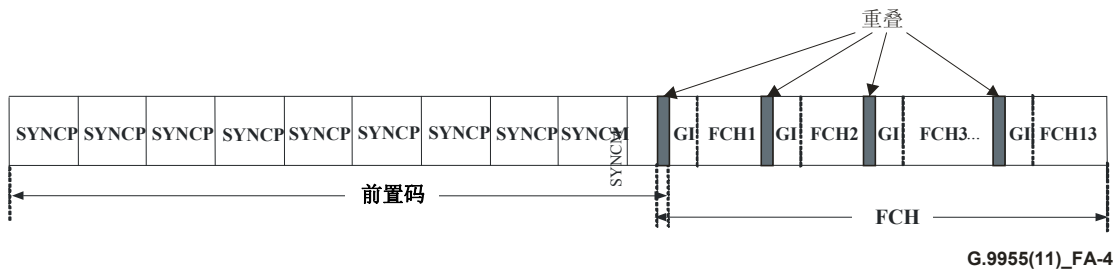
A.5.3 帧结构

PHY支持两种类型的帧。图A.3所示为OFDM PHY的一个典型数据帧。每帧以前置码开始，用于AGC适配之外的同步和检测。SYNCP仅仅表示上面的符号函数中乘以+1的符号，SYNCPM指的是乘以-1的符号。前置码由8个SYNCP符号组成，后随1.5个SYNCPM符号，相邻符号之间没有循环前缀。第一个符号在前位点上包括升余弦整形。最后半个符号还在拖尾点上包括升余弦整形。前置码后随分配给帧控制头(FCH)的13个数据符号。FCH具有重要的解调数据帧所需的控制信息。接下来传输数据符号。第一个FCH符号使用来自最后一个前置码P符号的相位，第一个数据符号使用来自最后一个FCH符号的相位。在图中，“GI”表示保护间隔，这是包含循环前缀的时间间隔。



图A.3 – 典型的数据帧结构

PHY还支持ACK/NACK帧，它仅由前置码和FCH组成。ACK帧的帧结构如图A.4所示。第A.5.5节中所述的FCH中的比特字段将执行ACK/NACK信令。



图A.4 – ACK/NACK帧结构

A.5.4 前置码

前置码由8个相同的SYNCMP符号和1½个相同的SYNCP符号组成。每个SYNCMP和SYNCP符号是256个样本，并预先储存在发送器中，在数据符号之前予以传送。SYNCMP符号用于AGC适配、符号同步、信道估计和初始相位参考估计。SYNCP符号与SYNCMP相同，除了所有子载波为 π 移相之外。在接收器上，符号SYNCMP与符号SYNCP波形之间的相位间距用于帧同步。通过创建36个同样间隔的子载波来生成一个SYNCMP符号，每个子载波的相位由表A.6所示的 ϕ_c 给出。产生该信号的方法之一是在频域中开始，并创建36个复合的子载波，初始相位为 ϕ_c ，如表A.6所示。图A.15显示了36个子载波如何映射至IFFT输入，当中第一个调制子载波是子载波23，最后一个调制子载波是子载波58。

表A.6 – 相位矢量的定义

c	ϕ_c	c	ϕ_c	c	ϕ_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 帧控制头

紧跟前置码之后的13个数据符号被保留为帧控制头(FCH)。FCH是在每个数据帧开始时发送的数据结构，包含有关当前帧的信息。具有关于帧的类型、帧的音映射指数、帧的长度等等信息。FCH数据采用CRC5保护。表A.7定义了FCH的结构。FCH应使用默认的音映射(所有允许的子载波)。

FCH的音映射(参见[ITU-T G.9956]第A.3.3.3.2.2节)字段由9个比特组成, 编号从TM[0]到TM[8], 其中: TM[7]是一个字节的最高有效位(MSB), 而TM[0]为该字节的最低有效位; TM[8]是第2个字节的最高有效位。这9个比特映射至以下频段:

- TM[8]: 在CENELEC A频段中未用;
- TM[7]: 在CENELEC A频段中未用;
- TM[6]: 在CENELEC A频段中未用;
- TM[5]: 为82.8125 至 90.625 kHz;
- TM[4]: 为73.4375 至 81.25 kHz;
- TM[3]: 为64.0625 至 71.875 kHz;
- TM[2]: 为54.6875 至 62.5 kHz;
- TM[1]: 为45.3125 至 53.125 kHz;
- TM[0]: 为35.9375 至 43.75 kHz。

表A.7 – FCH比特字段

字段	字节	比特数	比特	定义
PDC	0	7-0	8	相位检测计数器
MOD	1	7-6	2	调制方式: 00: 稳健模式(第A.5.7.3节) 01: DBPSK 10: DQPSK 11: D8PSK
FL	1	5-0	6	PHY符号中的PHY帧长度
TM[7:0]	2	7-0	8	TM[7:0] – 音映射
TM[8]	3	7	1	TM[8] – 音映射
DT	3	6-4	3	分隔符类型: 000: 没有预期响应的帧开始 001: 有预期响应的帧开始 010: 正确确认(ACK) 011: 负确认(NACK) 100-111: 由ITU-T保留
FCCS	3	3-0	4	帧控制校验序列(CRC5)
	4	7	1	
ConvZeros	4	6-1	6	卷积编码器的6个零
注 – 稳健模式使用4个重复的DBPSK。				

帧长度比特字段给出了帧中的符号数, 基于如下公式:

$$\text{符号数} = \text{FL} \times 4$$

一个5比特的循环冗余校验(CRC)用于FCH中的差错检测。采用下列5次标准生成多项式来计算CRC5:

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

A.5.5.1 数据

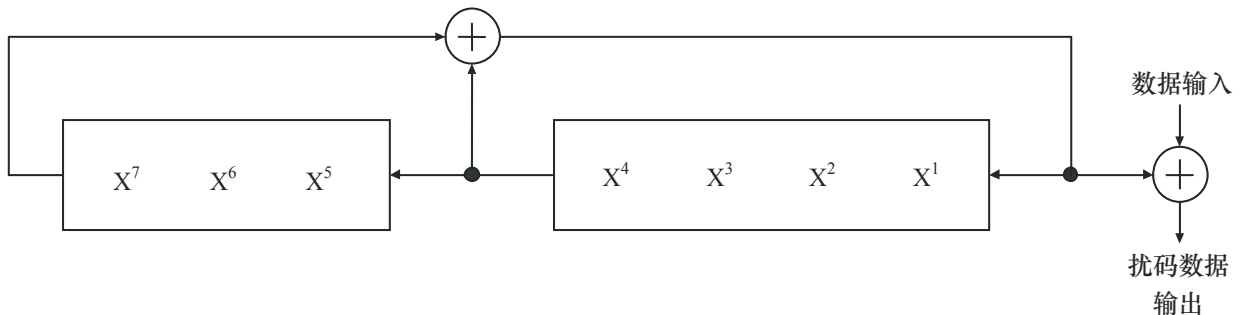
在物理帧(PSDU)中传输的数据由上层提供,作为一个字节流,首先将最高有效位读入扰码器。上层负责填充数据,以适应PHY层的要求(参见附录A-1)。

A.5.6 扰码器

数据扰码器块使数据随机分布。数据流是使用以下生成多项式重复PN序列来完成“异或”操作的:

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

在图A.5说明了这一点。在开始处理每个PHY帧时,将扰码器中的比特全部初始化为1。



G.9955(11)_FA-5

图A.5 – 数据扰码器

A.5.7 FEC编码

FEC编码器由一个RS编码器后随一个卷积编码器组成。在稳健模式下,一个编码器,即重复代码(RC4),在卷积编码器之后使用,以便在卷积编码器的输出端重复4次比特。在超级稳健模式下,一个编码器,即重复代码(RC6),在卷积编码器之后使用,以便在卷积编码器的输出端重复6次。

A.5.7.1 RS编码器

对帧的数据部分,来自扰码器的数据利用伽罗瓦域 $GF(2^8)$,通过缩短的系统代码来编码。一个帧只能使用一个RS块。取决于所用的模式,使用以下参数:

- 正常模式: RS(N = 255, K = 239, T = 8)
- 稳健模式: RS(N = 255, K = 247, T = 4)

RS符号字长度(即RS块中使用的数据字的大小)是固定的8比特。T的值(可修正的符号差错数)对于不同的配置可以是4或8。对于稳健模式,使用T = 4的代码。在RS块中校验字数是2T字节。

代码生成多项式:
$$g(x) = \prod_{i=1}^{2T} (x - a^i)$$

字段生成多项式：
$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1 \text{ (435八位字节)}$$

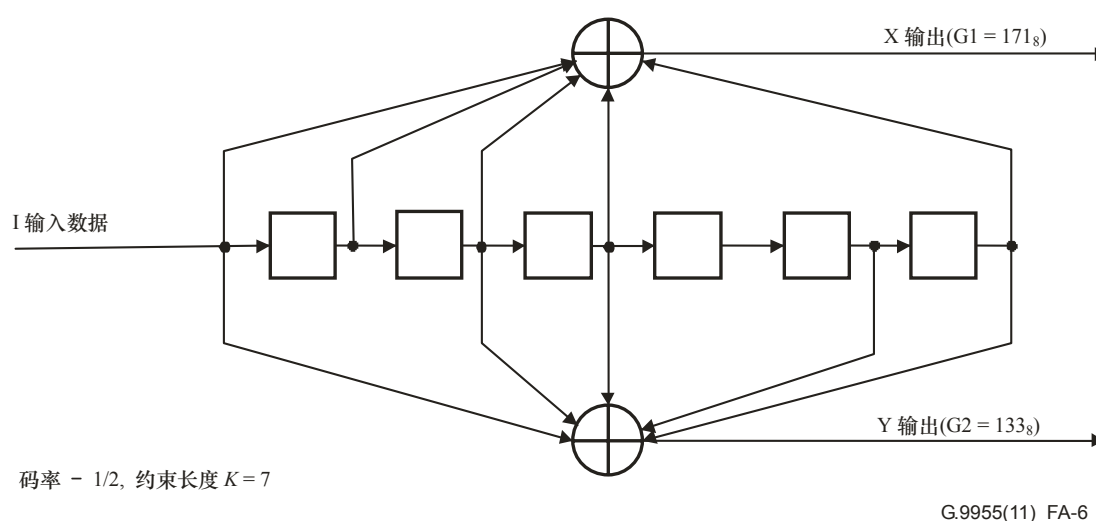
α^0 代表“00000001”，此RS符号最左边的比特是MSB，并第一个源自扰码器并第一个从RS编码器输出。

在伽罗瓦域 $GF(2^8)$ 中执行运算，其中， α 为满足原语二进制多项式 $x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$ 的原语单元。数据字节 $(d^7, d^6, \dots, d^1, d^0)$ 与伽罗瓦域单元 $d^7\alpha^7 + d^6\alpha^6 + \dots + d^1\alpha + d^0$ 相同。

来自数据扰码器的第一个比特成为RS编码器的输入符号的最高有效位。每个RS编码器输入块由一个或多个填充符号(“00000000”)后随消息符号组成。RS编码器的输出(填充符号废弃)继续从第一个消息符号到最后一个消息符号后随奇偶校验符号，每一个符号首先移出最高有效位。

A.5.7.2 卷积编码器

RS块输出的比特流的编码采用标准速率 = 1/2, $K = 7$ 卷积编码器。抽头连接规定为 $x = 0b1111001$ 和 $y = 0b1011011$ ，如图A.6所示。



图A.6 – 卷积编码器

当至卷积编码器的数据的最后1比特已经收到时，卷积编码器插入6个尾比特，要求卷积编码器返回到“零状态”。这样可改善卷积解码器的差错概率，它依赖于解码时的未来比特。尾比特规定为6个零。

零比特填充用于将编码比特调适为某个OFDM符号数，它是4的倍数。比特填充的位置应在卷积编码器输出端，在稳健模式下，在重复块之前完成比特填充。

A.5.7.3 稳健模式和超级稳健模式

当使用稳健模式或超级稳健模式时，基本调制总为DBPSK。

A.5.7.3.1 4次重复编码(RC4)

在稳健模式中，卷积编码器输出处的每一个比特重复4次，而后作为输入传给交织器，如第A.5.8节中所述。这种编码器(RC4)只在稳健模式中被激活。

A.5.7.3.2 6次重复编码(RC6)

在超级稳健模式中，卷积编码器输出处的每一个比特重复6次，而后作为输入传给交织器，如第A.5.8节中所述。仅FCH使用超级稳健模式，但没有RS编码。

A.5.8 交织器

交织器的设计旨在防止出现以下两个不同来源的差错：

- 损坏连续几个OFDM符号的突发差错；
- 频率消失严重，损坏大量OFDM符号的连续几个相邻频率。

为了同时解决这两个问题，交织分两个步骤完成。第一步，每列循环移位不同次数。因此，一个已损坏的OFDM符号分散在不同的符号中。第二步，每行循环移位不同次数，防止频率消失扰乱整个列。

定义m为每个OFDM符号中的数据载波数量，定义n为帧使用的OFDM符号数量，定义total_number_of_bits为包括填充比特在内的编码比特总数。

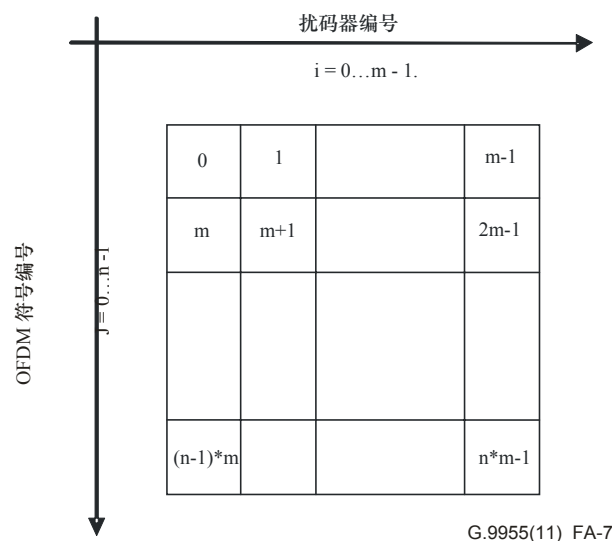
$$n = \text{ceil} \left(\frac{\text{Total_number_of_bits}}{4 * m * \text{mod_size}} \right) * 4$$

其中，mod_size=1, 2, 3, 4为调制大小，即每个星座符号的比特数量。

从m和n处获得循环移位参数m_i、m_j、n_i和n_j。

为了得到适当的参数集，m_i、m_j、n_i和n_j应是符合这些条件的最小数字：

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



图A.7 – 比特进入到交织缓存器的顺序

这些参数组成一个基本置换矩阵(维度为: m列、n行), 根据以下公式, 从其初始位置到交织位置取输入比特:

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

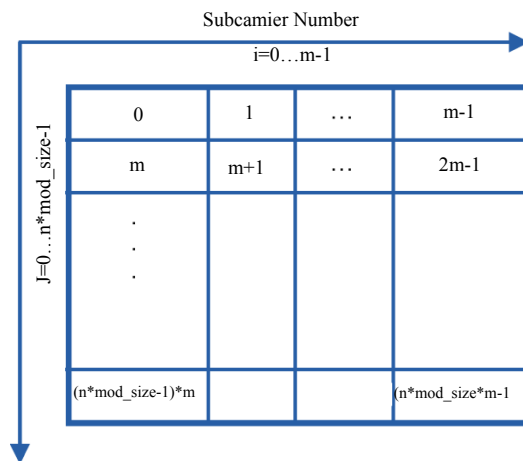
$$I = (i \times m_i + J \times m_j) \% m$$

其中: (i,j) 为初始比特位置(i = 0, 1,..., m-1 和 j = 0, 1,..., n-1), (I,J)为其对应的交织位置。

DBPSK调制置换矩阵对应于基本置换矩阵, 而DQPSK和D8PSK调制分别使用2和3乘以基本置换矩阵。因此, DQPSK和D8PSK调制的置换矩阵维度为m列和n * mod_size行。

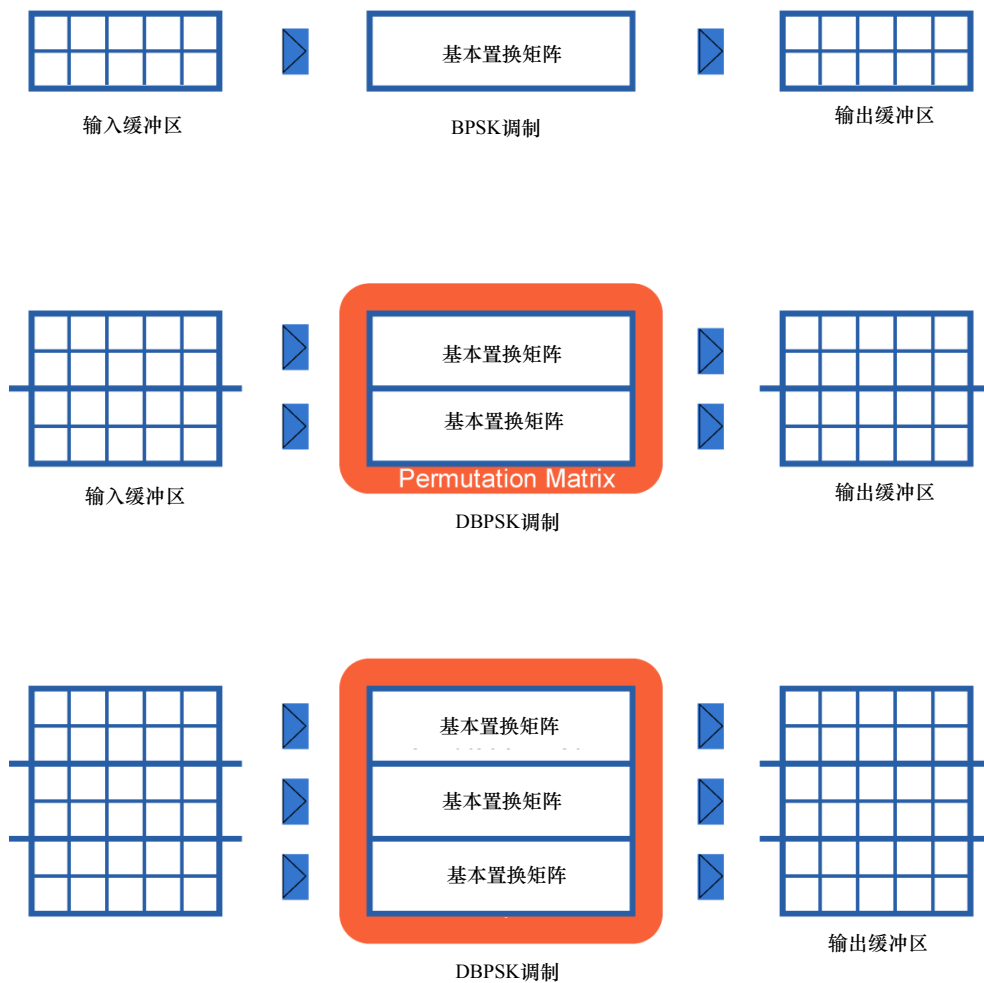
要交织的数据存储在输入缓冲区中, 其维度为m列和n * mod_size行。

置于输入缓冲区中的数据比特逐行摆放, 如图A.8所示。零填充将用于匹配置换矩阵维度。



图A.8 – 放入输入缓冲区的比特阶

一旦交织, 每个比特都将存储于一个输出缓冲区中, 如图A.9所示。

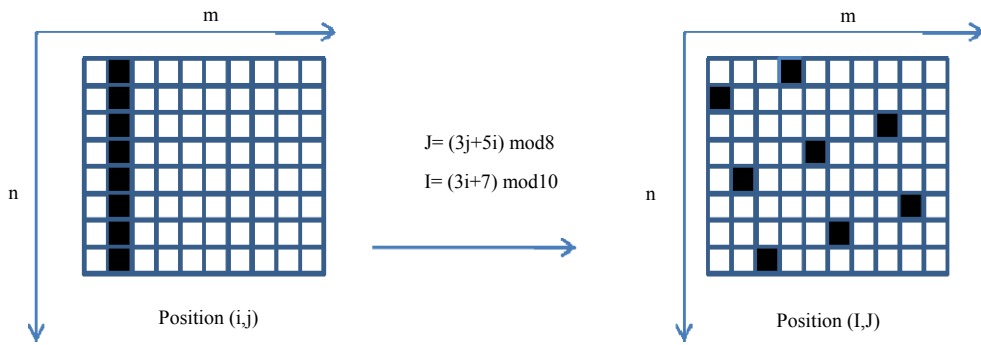


图A.9 – 不同调制使用的置换矩阵

交叉后，映射函数用于调制逐行读取输出缓冲区。对mod_size比特的每个序列进行计算，以形成一个符号。

此处给出了一个例子，供参考。

一个简单的搜索是为了找到一个好的、基于m和n的参数集。对于一个给定的值n， n_j 应是第一个大于2的互质数， n_i 应是第二个大于2的互质数。类似地，对于一个给定的值m， m_i 应是第一个大于2的互质数， m_j 应是第二个大于2的互质数。图A.10显示的是当 $n = 8$, $m = 10$, $n_i = 5$, $n_j = 3$, $m_i = 3$ 和 $m_j = 7$ 时，交织器的传播行为。



图A.10 – 传播行为的例子

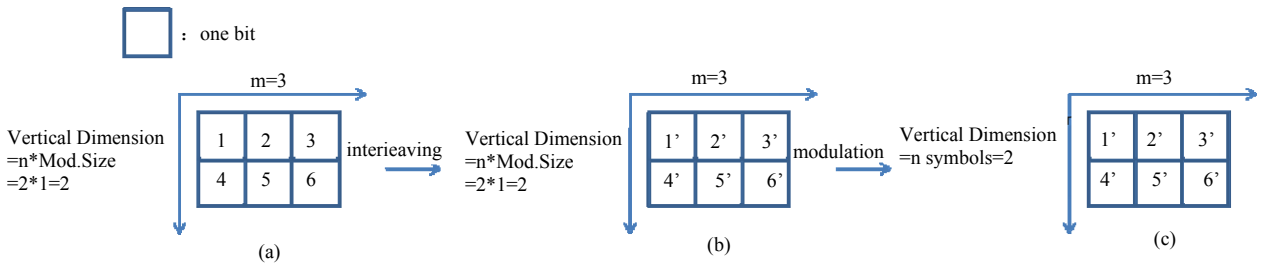
n_i 、 n_j 、 m_i 和 m_j 的计算如下所述：

- $n = 8$ (1和2除外, 8的互质数为: 3, 5, 7)。第一个数为3, 因此 $n_j = 3$; 8的下一个互质数为5, 因此 $n_i = 5$; 1和2除外, n 的第一个互质数为 n_j ; 1和2除外, n 的第二个互质数为 n_i ;
- $m = 10$ (1和2除外, 10的互质数为: 3, 7, 9)。集合中遇到的第一个互质数为3, 因此 $m_i = 3$; 下一个互质数为7, 因此 $m_j = 7$; 1和2除外, m 的第一个互质数为 m_i ; 1和2除外, m 的第二个互质数为 m_j ;

此处使用DBPSK和DQPSK作为例子。假设有3个活跃音($m = 3$)和2个符号($n = 2$)。

用DBPSK调制

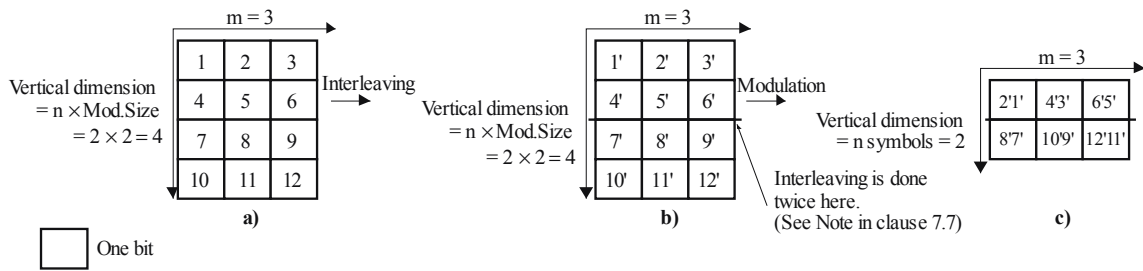
如果输入比特流为“123456”，那么输入比特流将被加载到矩阵，如图A.11(a)所示。矩阵的垂直维度为 $n * \text{mod_size}$ (即 $2 * 1 = 2$)。这之后，利用交织块大小 $n * m$ (即 $2 * 3$)完成交织。处理完所有的比特后，将比特1'2'3'...6'映射至调制器，如图A.11(c)所示。



图A.11 – 用DBPSK交织的例子

用DQPSK调制

如果输入比特流为“1 2 3 4 5 6 ... 12”，那么输入比特流将被加载到矩阵，如图A.12(a)所示。矩阵的垂直维度为 $n * \text{mod_size}$ (即 $2 * 2 = 4$)。这之后，利用交织块大小 $n * m$ (即 $2 * 3$)完成交织。处理完所有的比特后，将比特1' 2' 3' ... 11' 12'映射至调制器，如图A.12(c)所示。



图A.12 – 用DQPSK交织的例子

交织本身可使用以下代码片段来完成:

对 ($i = 0; i < \text{size}; i += \text{ILV_SIZE}$) //参见下面注1

对 ($j = 0; j < \text{ILV_SIZE}; j++$)

$y[i + \text{ILV_TBL}[j]] = (i+j) < \text{size} ? x[i+j] : 0;$

其中, 交织表ILV_TBL和交织大小ILV_SIZE定义如下:

$\text{ILV_SIZE} = m * n$

```

for ( j = 0; j < n; j++ )
{
  for ( 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;
  }
}

```

注 - 对上述DBPSK示例, $\text{ILV_SIZE} = m * n = 3 * 2 = 6$, 大小 = $3 * 2 = 6$, 因此循环运行一次。
 对上述DQPSK示例, $\text{ILV_SIZE} = m * n = 3 * 2 = 6$, 大小 = $3 * 4 = 12$, 因此循环运行两次。

A.5.9 DBPSK/DQPSK/D8PSK映射

每个子载波的调制采用差分二进制或差分正交移相键控 (DBPSK或DQPSK或D8PSK) 或稳健型。稳健型调制是一种DBPSK的稳健形式, 它提供了大量的时间和频率的多样性, 以改善系统在不利条件下的运行能力。前向纠错 (FEC) 适用于帧控制信息 (超级稳健型编码) 和通信包中的数据 (串联RS和卷积编码)。

映射块还负责保证所传输信号符合给定的音映射和音屏蔽。音映射和音屏蔽是MAC层的概念。音屏蔽是一个预定义的(静态的)全系统参数, 用于定义启动、停止和陷波频率。音映射是一个自适应参数, 它基于信道估计, 包含一系列用于两个调制解调器之间的特定通信的子载波。例如, 可以避免受到严重损坏的子载波, 不在这些子载波上传输信息。

A.5.9.1 DBPSK、DQPSK、D8PSK调制的映射

为差分调制(DBPSK、DQPSK或D8PSK)映射数据。不采用相位参考矢量 ϕ ，每个相位矢量使用相同的子载波，前符号作为其相位参考。第一个FCH符号使用来自最后一个前置码P符号的相位，第一个数据符号使用来自最后一个FCH符号的相位。DBPSK和DQPSK的数据编码在表A.8和表A.9中规定，其中 Ψ_k 是来自前符号的第k个子载波的相位。在DBPSK中，0度移相表示二进制“0”、180度移相表示二进制“1”。在DQPSK中，一个2比特对映射到4个不同的输出相位。0、90、180和270度移相分别表示二进制“00”、“01”、“11”和“10”。在D8PSK中，一个3比特三元组映射到8个不同的输出相位。0、45、90、135、180、225、270和315度移相分别表示二进制“000”、“001”、“011”、“010”、“110”、“111”、“101”和“100”。

表A.8 – 第k个子载波的DBPSK编码表

输入比特	输出相位
0	Ψ_k
1	$\Psi_k + \pi$

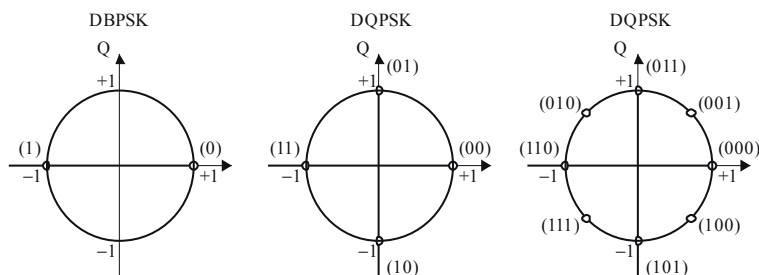
表A.9 – 第k个子载波的DQPSK编码表

输入比特模式(X, Y), Y来自第一个交织矩阵	输出相位
00	Ψ_k
01	$\Psi_k + \pi/2$
11	$\Psi_k + \pi$
10	$\Psi_k + 3\pi/2$

表A.10 – 第k个子载波的D8PSK编码表

输入比特模式(X, Y), Y来自第一个交织矩阵	输出相位
000	Ψ_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	$\Psi_k + 7\pi/4$

另外，在表A.8、表A.9和表A.10中，用来计算“输出相位”的相位差可以用一个星座图来表示(假设参考相位等于0度)，如图A.13所示。

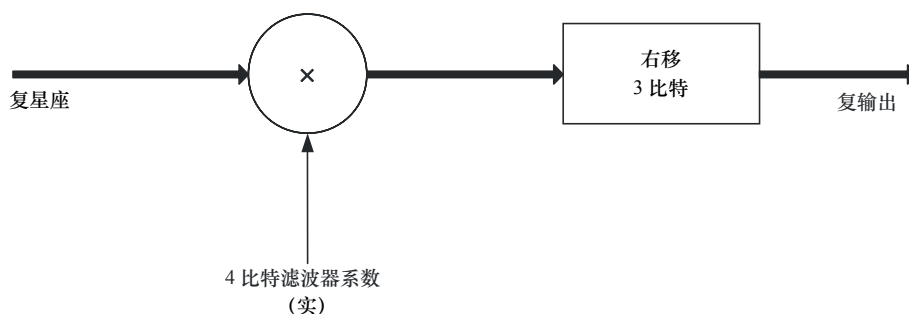


图A.13 – 星座编码

A.5.10 频域预加重

该块的目的是提供发送信号的频率整形，以补充信号通过电力线所导致的衰减。

频域预加重滤波器由一个倍增器组成，它将OFDM符号的复频域样本与128个实滤波系数相乘。如果不执行可选的TXCOEFF参数，那么频域预加重滤波应使用值来满足第A.6.6节中所述的频谱平坦度准则。否则，滤波系数是代表从-8到+7带符号值的4个比特。其值的计算从TXRES和TXCOEFF参数得出，这些参数是从目的站发送到源站的、音映射响应消息的一部分，如第A.5.13节所述。滤波器将OFDM符号的前128个频域复样本与滤波器的128个实系数相乘。OFDM符号其余的128个频域样本应设置为零，且不得与滤波器系数相乘。图A.14显示了预加重滤波器的框图。滤波器的输出为IFFT的输入。

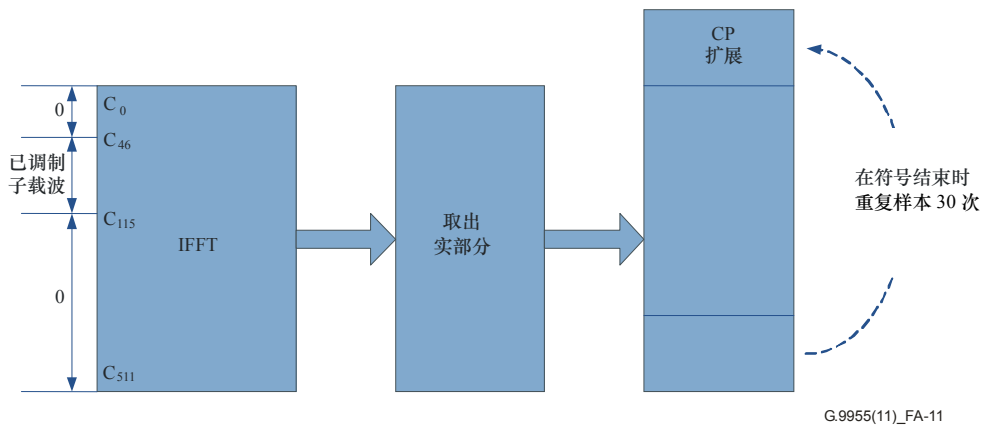


G.9955(11)_FA-10

图A.14 – 预加重滤波器的框图

A.5.11 OFDM生成(IFFT和CP增加)

可以使用IFFT来生成OFDM信号。IFFT块取出输入矢量的256点IFFT，并生成主要的256个时域OFDM字，之前有30个样本的循环前缀。换句话说，即取出IFFT输出端的最后30个样本，并将之放置在符号的前面。有用的输出为IFFT系数的实部分。输入/输出配置如图A.15所示。



图A.15 – IFFT输入/输出和CP增加

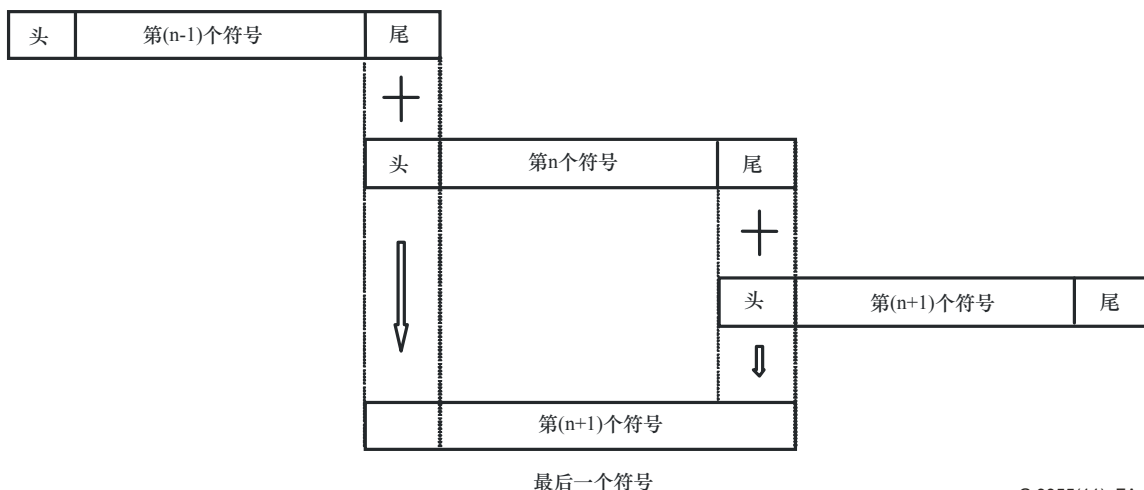
A.5.12 加窗

为了减少带外发送并减少频谱旁瓣，升余弦整形适用于所有的数据符号。然后将连续符号的尾和头重叠并相加。这个过程如下所述。符号的每边首先由升余弦函数进行整形，如图A.16所示。



图A.16 – 升余弦函数加窗

每个8样本边界的窗函数是一个升余弦函数，其值在表A.11中给出。在符号的所有剩余样本上，窗函数有一个值等于1。符号每侧的符号8尾和8头整形样本与相邻符号的尾和头样本重叠，如图A.17所示。



图A.17 – 重叠/附加

图A.13 – 换句话说，为了构造第 n 个符号，首先其8个头样本与第 $(n-1)$ 个符号的8个尾样本重叠，其8个尾样本与第 $(n+1)$ 个符号的8个头样本重叠。最后，相应的重叠部分相加。请注意，第一个符号的头与前置码的尾重叠。发送最后一个符号的尾不采用重叠方式发送。

表A.11 – 升余弦样本

	头样本	尾样本
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 自适应音映射和发送功率控制

G3-PLC将估计收到信号子载波的SNR，并自适应选择可用音、最佳调制和编码率(包括DBPSK、DQPSK和D8PSK)，以确保在电力线信道上的可靠通信。它还规定远程发送器所应采用的功率电平，以及适用于频谱各个部分的增益值。按音质测量可以使系统自适应地避免以差的质量在子载波上传输数据。使用一个音映射指数系统，当中指数从接收器传递到发送器，反之亦然，将允许接收器自适应地选择用于数据传输的子载波，以及用于发送接收器将忽略之虚拟数据的子载波。不过，至少有一组子载波（如FCH的TM字段所示 – 参见第A.5.5节）应承载数据。

自适应音映射的目标是：允许G3-PLC接收器在给定其间现有信道条件下，实现最大可能的吞吐量。为了实现这一目标，接收器应通知远程发送器应在其上发送数据比特的音，以及应在其上发送接收器将忽略之虚拟数据的音。接收器还应告知远程发送器，它适用于每个音的放大或衰减量。

源站可能要求目的站通过设置FCH的TMR比特(如第A.5.5节所述)，来对信道条件进行估计。

目的站必须估计两点之间特定的通信链路，并选择最佳的PHY参数。此信息将被送回发起端，作为音映射响应。

音映射响应消息的参数列于[ITU-T G.9956]的表A.9中。

A.5.13.1 未使用PN调制的子载波

对帧的数据部分，DBPSK、DQPSK、D8PSK和稳健型的映射功能应服从音映射，从而不给被屏蔽的子载波分配相位符号，且幅度为零。当调制类型为DBPSK或DQPSK或D8PSK时，映射功能也服从音映射。当子载波上没有信息传输时，映射功能替代伪噪声(PN)序列的二进制值。应为所有调制比特复制PN序列的一比特输出（1对BPSK、1x2对QPSK、1x3对8PSK等）。

应使用第A.5.6节中介绍的相同生成多项式来生成PN序列。在开始处理每帧时，PN序列发生器中的比特应被初始化为1，在每个映射、未映射或屏蔽的载波后，顺序置为下一个值。PN序列的第一个值(当所有比特都被初始化为1时的输出)对应于每帧第一个OFDM符号的载波数0，第35个值对应于第二个OFDM符号的载波数0。

A.5.14 经过MV/LV变压器

G3-PLC工作于低压电力线以及中压电力线。当工作于中压电力线时，它能够与工作于低压电力线的G3-PLC进行通信。这意味着，在传输信号通过MV/LV变压器而导致严重衰减后，在LV侧的接收器仍能对其进行检测。信号经过变压器时，其总的功率电平预计会出现严重衰减，以及与频率相关的衰减。发送器和接收器应具有弥补这种衰减的机制。发送器应能调整其总的信号电平以及功率谱形状，而接收器应具有AGC(自动增益控制)，以达到足够增益来补偿总的衰减。

G3-PLC系统，除了能在正常模式下工作外，应能作为一个转发器运行。当配置为“转发器”模式时，G3-PLC系统应能对接收到的帧进行解码，然后以更高的信号电平重新发送，从而部分补偿变压器引入的衰减。在需要时，转发器应设在MV/LV变压器的LV侧。

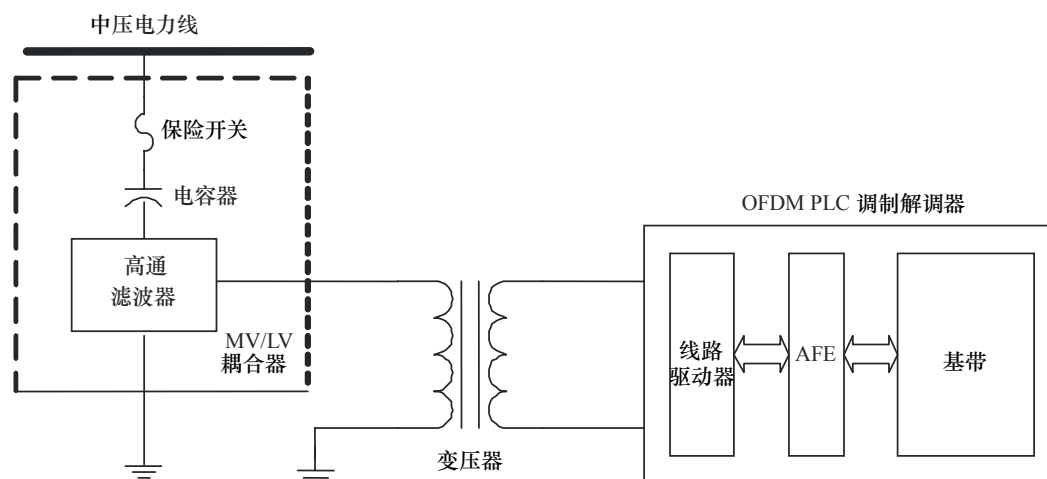
A.5.15 MV耦合器（说明性的）

通过PLC耦合器件，G3-PLC调制解调器与MV电力线实现接口，它基本上是一个高通滤波器，其目的是允许PLC信号通过，但拒绝电力系统频率并保护通信设备免受开关操作引起的电源系统电压和瞬态电压的损坏。

基本电路图如下图所示。一个完整的耦合电路包括一个线路网络，以防止PLC信号被变电站以及由耦合电容和耦合装置构成的耦合滤波器短路。

对于G3-PLC调制解调器，在将最大功率转换到MV配电线路的信号输入端时，解决阻抗不匹配问题非常重要。建议所有正在使用的变压器，应通过矢量网络分析仪测量传输和反射特性来进行验证。

推荐的耦合接口如图A.18所示，接口应设在PLC设备与MV介质之间(24 kV和75 Ω-175 Ω的阻抗)。



G.9955(11)_FA-14

图A.18 – 推荐的耦合电路

A.5.15.1 耦合器的技术特点

表A.12 – 耦合器的技术特点

参数	测量条件	值
	中间电压电路参数	
初级测试电压 U_N	设备输入和接地输出之间的电压	$24/\sqrt{3}$ kV _{RMS}
测试短期交流电压 U_{TH}	在1分钟内设备输入和接地输出之间的电压	50 kVrms
最大短期工作电压 U_{MAX}	在9小时内的中电压	26 kV _{RMS} 9小时
测试雷电脉冲电压 U_L	1,2/50 us内设备输入和接地输出之间的脉冲电压	125 kV
局部放电电平		≤ 20 pC
在操作过程中的环境温度		-40°C-+65°C
耦合电容容量 C_c	-40°C < T_a < +70°C	1.5-13 nF
保险丝操作最大时间	在 $I \geq 30A$ 时 在 $I \geq 45A$ 时	$t \leq 100$ ms $t \leq 10$ ms

表A.12 – 耦合器的技术特点

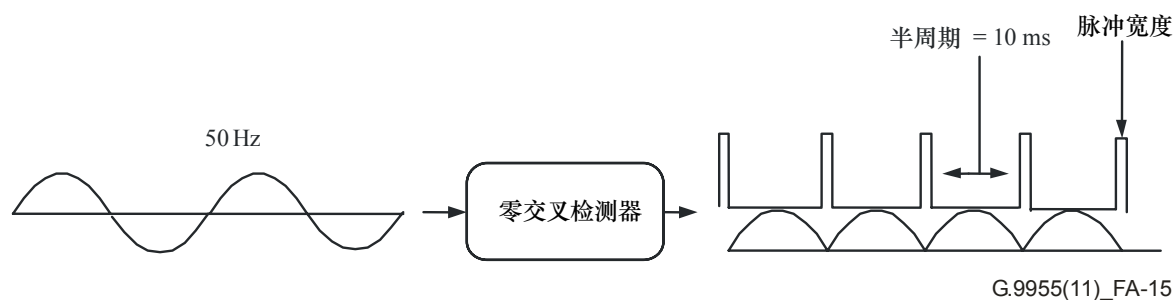
参数	测量条件	值
	低电压电路参数	
标称线路侧的阻抗 R_{LINE}		$75 \Omega \leq R \leq 170 \Omega$
标称设备端的阻抗 R_{LOAD}		75Ω
在发送和接收方向的最大工作衰减 $R_{LOAD} = 75 \Omega$, $R_{LINE} = 170 \Omega$	$35 \text{ kHz} \leq f \leq 170 \text{ kHz}$	3 dB

A.5.16 交流相位检测

必须知道 AMM 应用中每个仪表的相位。此信息主要在系统层面有用，以检查配电线路上的意外损失，并应存储在 MIB 中。

电源上的 3 个相位是正弦波，相互之间的相移为 120° ，每半个周期在 50 Hz 上为 10 ms，在 60 Hz 上为 8.3 ms。基于通过电力线上 0 伏 50Hz 的正弦转换，零交叉检测器输出脉冲应被用于 TX 仪表和 RX 仪表之间的同步。TX 仪表基于内部计数器在将发送数据包的瞬间生成一个时间戳。接收器提供自己的时间戳以及与 Rx 仪表之间的延迟，Rx 仪表提供相位差。实现发送器与接收器之间相位差的程序如下所述：

1. 包括仪表和数据集中器的所有设备都应具有内部定时器，与零交叉检测器同步。
2. 所有设备都应有一个零交叉检测器来发出一个输出脉冲，使脉冲宽度为总时间的 5%。零交叉检测器的特点如图A.19所示。



图A.19 – 零交叉检测器

3. 一个8位计数器在发送有效载荷后在FCH帧上设置一个时间戳。
4. 在FCH帧检测后，接收器应计算延迟，这是发送计数器与接收计数器之间的差值。相位差应计算如下：

$$\text{相位差} = (\text{Rx_counter} - \text{Tx_counter})/3$$

电磁传播的时间以及数据包处理和检测的额外延迟应被视为测量延迟。电磁传播延迟是 5.775 us/km，可以忽略不计，但处理延迟在如下方程中予以计量：

$$\text{新_相位差} = (\text{Rx_计数器} - \text{检测_延迟}) - (\text{Tx_计数器} - \text{发送_延迟})/3$$

A.6 发送器电气规范

A.6.1 输出电平测量

G3-PLC发送器输出电平应符合附件F。

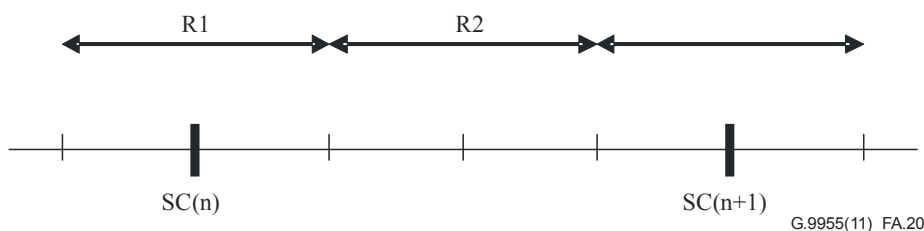
A.6.2 发送频谱掩模

规定G3-PLC PHY在某些频率上具有可编程陷波，以便：

13. 避免电力线的监管机构将某些频率留做他用。
14. 允许与官方SDO定义的S-FSK系统共存。
15. 允许与其他在电力线上运行的潜在系统互操作。

发送器应使用适当的计划，在频谱中插入深陷波。特别是，IEC 61334-5-1标准中提到的两个频率，如标记和空白频率 f_M 和 f_S ，应作为陷波，以便与S-FSK系统共存。

根据所需陷波频率与子载波的相对位置，几个子载波被屏蔽。在被屏蔽子载波上没有任何数据发送。根据下图，如果陷波频率在R1区，那么SC(n-1)、SC(n)和SC(n+1)被屏蔽(共有3个子载波)。如果陷波频率在R2区，那么在任一侧最近的两个子载波(即SC(n-1)、SC(n)、SC(n+1)和SC(n+2))被屏蔽(共有4个子载波)。



图A.20 – 频率陷波

陷波图应该是一个在设备的初始化步骤中设置的全局参数。如上所述，为了给特定的频段提供足够深的陷波，需要在该频段之前和之后关注一个(或有时两个)额外的子载波，这取决于陷波相对于子载波的位置。下面的伪代码可以用于一个/两个额外的子载波之间的决定。

如果 $\text{NotchFreq}/\text{SamplingFreq} \times \text{FFTSize}$ 在R1区

$$\text{SC}(N-1) = \text{SC}(N) = \text{SC}(N+1) = 0;$$

如果 $\text{NotchFreq}/\text{SamplingFreq} \times \text{FFTSize}$ 在R2区

$$\text{SC}(N-1) = \text{SC}(N) = \text{SC}(N+1) = \text{SC}(N+2) = 0;$$

SamplingFreq和FFTSize分别为400 kHz和256。

Sc是一个数组，确定哪些子载波用于传输数据(如果Sc(i)是零，那么不使用该子载波发送任何数据)。

陷波频率降低了用来传递信息的启用音的数目。因为陷波针对所有的传输信号，包括FCH，FC中的符号数目取决于启用音的数目。

下面的一段代码可以确定用于传输33位FC的OFDM符号的数目：

```
fcSize = 33; //FC 的大小
rxFCSymNum = ceil(((fcSize + 6) × 2 × 6)/freqNum);
```

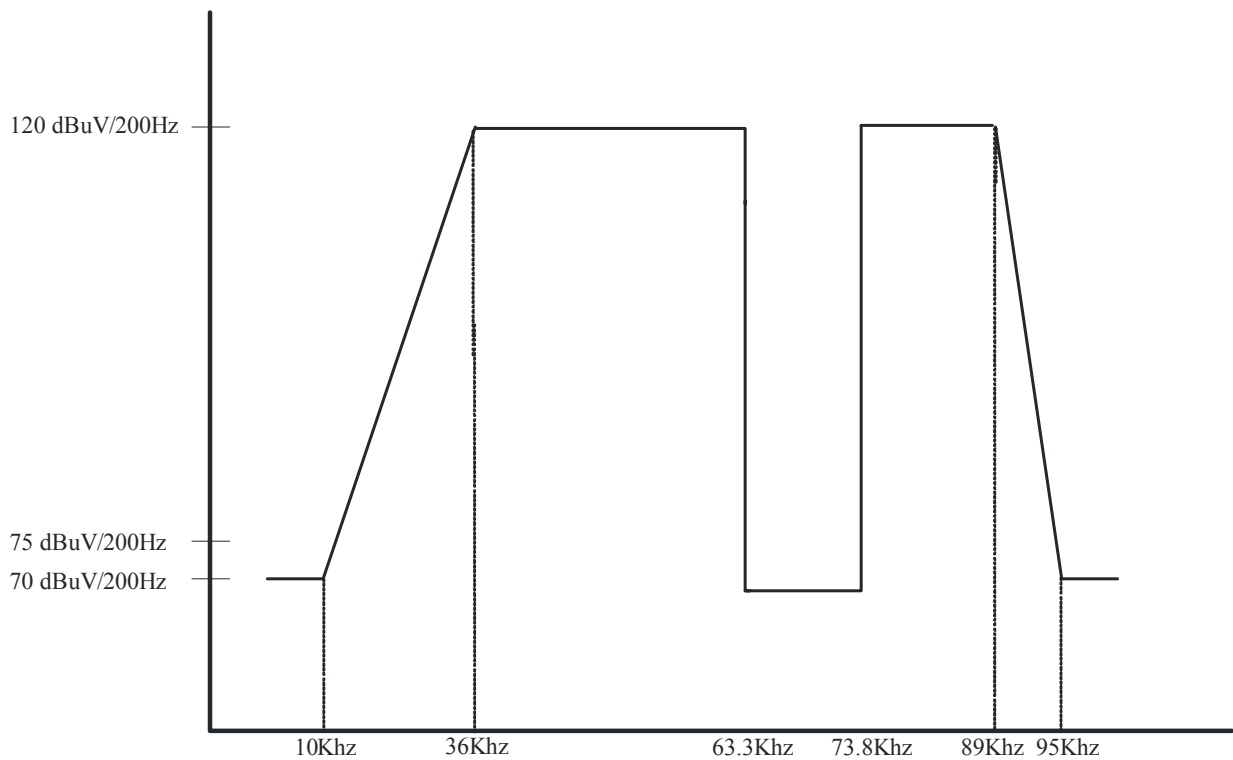
其中，freqNum是频率陷波后可用的子载波数目，ceil是ceiling(向上舍入)函数。

为了对S-FSK影响最小，OFDM调制解调器在S-FSK频率之间，即在63 kHz至74 kHz频段上，不得发送任何信号。在这种模式下的陷波子载波如表A.13所示。

表A.13 – 共存模式下的陷波子载波

子载波编号	子载波频率
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

因此，有11个子载波不能传输数据。考虑到以下事实，即共有36个子载波可用，25个子载波保留用于数据传输，因此在FC中有19个OFDM符号，原因是， $ceil((33 \pm 6) \times 2 \times 6/25) = 19$ 。



G.9955(11)_FA.21

图A.21 – 两个陷波插入与S-FSK PLC调制解调器共存的频谱

所有站都应在每个子站中指定的子载波上使用音屏蔽，以便符合发送频谱掩模要求。陷波频率的发送功率谱密度应低于为其余的子载波规定的限值25 dB。

采用分辨率带宽为200 Hz 的频谱分析仪和准峰值检测器进行测量。应配置发送器以反复发送最大长度的滚动数据样式的数据包。

A.6.3 杂散传输

制造商有义务确保杂散辐射符合使用此站之国家的在用规定。

A.6.4 系统时钟频率容差

系统时钟容差最大应为 ± 25 ppm。发送频率和符号时序应源自同一个系统时钟振荡器。

A.6.5 发送星座的准确性

A.6.5.1 发送星座误差

相对星座rms误差，在一个符号中的所有子载波上平均，并且在几个OFDM符号上平均，不得超过理想信号rms电平的-15 dB。

A.6.5.2 发送调制精度测试

可以进行发送调制精度测试的仪器应能够将所发送信号转换成每秒400 K或更多样本的样本流，具有足够精度的幅度、直流偏移和相位噪声。处理样本信号的方式与实际接收器类似，按照下面的步骤或等效的程序进行：

1. 发送一个37字节的全1序列，表示一个12-符号的QPSK帧，通过一个理想的浮点发送器，并为12个数据符号中的每一个保存复输入至IFFT块，作为 $A_{i,c}e^{j\Phi_{i,c}}$ ，其中， $A_{i,c}e^{j\Phi_{i,c}}$ 是对应在第c个子载波上承载的第i个OFDM符号的参考星座点。指数“i”的值应在0和11之间，而指数“c”应在0和35之间。理想发送器应包括在本标准规定的所有发送器块，包括扰码器、前向纠错、交织器和映射器。
2. 接下来，使用步骤1中指定的比特，使用被测发送器来产生相同的帧。
3. 连接测试设备，模拟直接连接至发送器的接收器，以检测帧的开始。
4. 保存帧的12个OFDM符号的所有时间样本。
5. 离线，应用每个OFDM符号的浮点FFT，并存储复值，作为 $B_{i,c}e^{j\Theta_{i,c}}$ ，其中，“i”是OFDM符号编号，“c”是对应该符号的载波编号。 $B_{i,c}e^{j\Theta_{i,c}}$ 表示实际发送的星座点，理想情况下， $A_{i,c}e^{j\Phi_{i,c}} = B_{i,c}e^{j\Theta_{i,c}}$ 。
6. 计算每个符号步骤5结束时获得的理想星座点与实际发送点之间的均方差（MSE），作为符号中所有子载波的两点之间欧氏距离的平方和。第i个符号的MSE定义如下：

$$MSE_i = \frac{1}{36} \sum_{c=0}^{35} \left| A_{i,c}e^{j\Phi_{i,c}} - B_{i,c}e^{j\Theta_{i,c}} \right|^2$$

下一步，计算总的MSE误差，作为每个符号的MSE之和：

$$Total_MSE = \sum_{i=0}^{11} MSE_i$$

7. 计算第i个OFDM符号承载之参考星座点的平均能量：

$$Avg_En_i^{(ref)} = \frac{1}{36} \sum_{c=0}^{35} |A_{i,c}|^2$$

以及所有发送OFDM符号的总的平均能量：

$$Tot_En^{(ref)} = \sum_{i=0}^{11} Avg_En_i^{(ref)}$$

8. 以dB为单元、归一化后的总的MSE应满足下列公式：

$$10 \log_{10} \left(\frac{Total_MSE}{Tot_En^{(ref)}} \right) < -15 \text{ dB}$$

A.6.6 发送器频谱平坦度

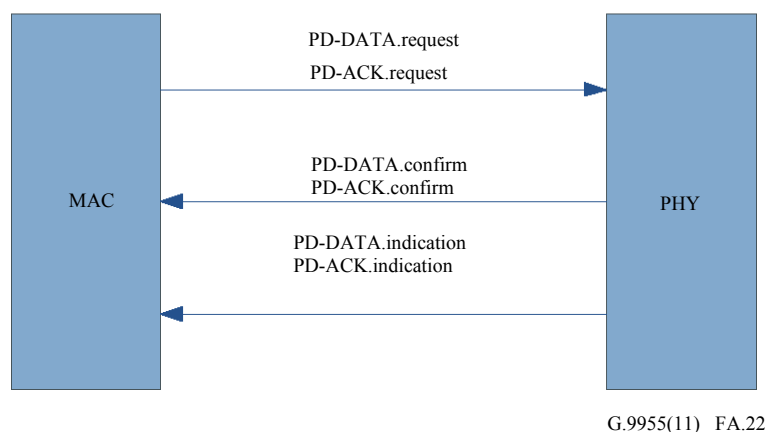
相对于所有的阻抗为50 Ω时测量的子载波的平均功率，单个载波的平均功率不得超出±2 dB的范围。

A.7 PHY原语

A.7.1 数据原语

PHY实体收到PD-DATA.request原语后，将导致尝试发送所提供的PSDU。PHY将首先构建一个PPDU，包含所提供的PSDU，然后发送PPDU。如果PHY收到PD-DATA.request原语，而接收器无效、发送器未忙于发送时，那么PHY应首先构建一个PPDU，包含所提供的PSDU，然后发送PPDU。当PHY实体已成功完成发送时，它会发出一个SUCCESS状态的PD-DATA.confirm原语。如果收到PD-DATA.request原语，而接收器启用(TXOFF_RXON状态)，那么PHY实体会丢弃PSDU并发出BUSY_RX状态的PD-DATA.confirm原语。如果收到PD-DATA.request原语时，发送器已经示忙(BUSY_TX状态)，那么PHY实体会丢弃PSDU并发出BUSY_TX状态的PD-DATA.confirm原语。如果因无效的参数或任何其他原因而无法处理或发送PHY，那么PHY实体会丢弃PSDU并发出FAILED状态的PD-DATA.confirm原语。

PHY实体收到PD-ACK.request原语后，将导致尝试发送ACK/NACK帧。PHY将首先构建一个ACK/NACK帧，然后发送之。当PHY实体已成功完成发送时，它会发出一个SUCCESS状态的PD-ACK.confirm原语。如果收到PD-ACK.request原语，而接收器有效(TXOFF_RXON状态)，那么PHY实体会丢弃所构建的ACK/NACK帧，并发出BUSY_RX状态的PD-ACK.confirm原语。如果收到PD-ACK.request原语时，发送器已经示忙(BUSY_TX状态)，那么PHY实体会丢弃所构建的ACK/NACK帧，并发出BUSY_TX状态的PD-ACK.confirm原语。如果因无效的参数或任何其他原因而无法处理或发送PHY，那么PHY实体会丢弃所构建的ACK/NACK帧并发出FAILED状态的PD-ACK.confirm原语。



图A.22 – 数据或ACK原语流

A.7.1.1 PD-DATA.request

PD-DATA.request原语由本地MAC子层实体生成并发送至其PHY实体，以请求传输MPDU。PD-DATA.request原语的语义如下所示：

```
PD-DATA.request (  
    psduLength  
    psdu  
)
```

Error! Reference source not found.规定PD-DATA.request原语的参数。

表A.14 – PD-DATA.request原语参数

名称	类型	有效范围	说明
psduLength	整数	0x00-0xEF	包含在PSDU中将由PHY实体发送的字节数。
psdu	整数数组	任何	形成PSDU请求由PHY实体发送的字节组。

MAC发布PD-DATA.request后，PHY应不晚于 $0.1 * aSlotTime$ 即启动发送。aSlotTime在[ITU-T G.9956]表A.13中定义。

A.7.1.2 PD-DATA.confirm

PD-DATA.confirm原语证实，结束从本地PHY实体至对等PHY实体发送MPDU(即PSDU)。PD-DATA.confirm原语的语义如下所示：

```
PD-DATA.confirm (  
    status  
)
```

表A.15规定PD-DATA.confirm原语的参数。

表A.15 – PD-DATA.confirm原语参数

名称	类型	有效范围	说明
状态	列举	SUCCESS, BUSY_RX, BUSY_TX, FAILED	请求发送数据包的结果。

A.7.1.3 PD-DATA.indication

PD-DATA.indication原语表示从PHY至本地MAC子层实体发送MPDU(即PSDU)。PD-DATA.indication原语的语义如下所示：

```
PD-DATA.indication (  
    psduLength,  
    psdu,  
    ppduLinkQuality  
)
```

表A.16规定PD-DATA.indication原语的参数。

表A.16 – PD-DATA.indication原语参数

名称	类型	有效范围	说明
psduLength	整数	0x00-0xEF	由PHY实体收到的PSDU中包含的字节数
Psd	整数	-----	由PHY实体收到的形成PSDU的字节组
ppduLinkQuality	整数	0x00-0xFF	在PPDU接收过程中测量的链路质量(LQI)值

对每个收到的包测量LQI，它是基本电力线信道质量的一个表征。

LQI是一个整数，范围从0x00 到 0xFF，之间的LQI值应在这两个限值之间均匀分布。LQI值是归一化至-10 dB或更低(0x00)至53 dB或更高(0xFF)的平均SNR（当中，若存在，对收到之包中的频段规划和整体OFDM符号中的所有活跃音和导频音求平均），当中，值-9.75 dB表示为0x01，值52.75 dB表示为0xFE。活跃音定义为承载数据的音（导频音和虚拟比特音不包括在内）。

LQI值在PHY中计算，并用PD-DATA.indication通过ppduLinkQuality参数传给MAC — 参见表A.16。测量并报告LQI，它可用于确定传输参数，如调制模式。

A.7.1.4 PD-ACK.request

PD-ACK.request原语请求从本地MAC子层实体至PHY发送ACK帧。PD-ACK.request原语的语义如下所示：

```
PD-ACK.request (
    FCH
)
```

表A.17规定PD-ACK.request原语的参数。

表A.17 – PD-ACK.request原语参数

名称	类型	有效范围	说明
FCH	结构	第A.5.5节 PHY	MAC层提供第A.5.5节所述的所有帧控制头参数，以构成ACK的FCH帧。

A.7.1.5 PD-ACK.confirm

PD-ACK.confirm确认结束发送ACK包。PD-ACK.confirm原语的语义如下所示：

```
PD-ACK.confirm (
    Status
)
```

Error! Reference source not found.规定PD-ACK.confirm原语的参数。

表A.18 – PD-ACK.confirm原语参数

名称	类型	有效范围	说明
状态	枚举	SUCCESS BUSY_RX, BUSY_TX, FAILED	确认ACK帧的发送。

A.7.1.6 PD-ACK.indication

PD-ACK.indication 原语表示从PHY至本地MAC子层实体接收ACK帧。PD-ACK.indication原语的语义如下所示：

PD-DATA.indication (FCH)

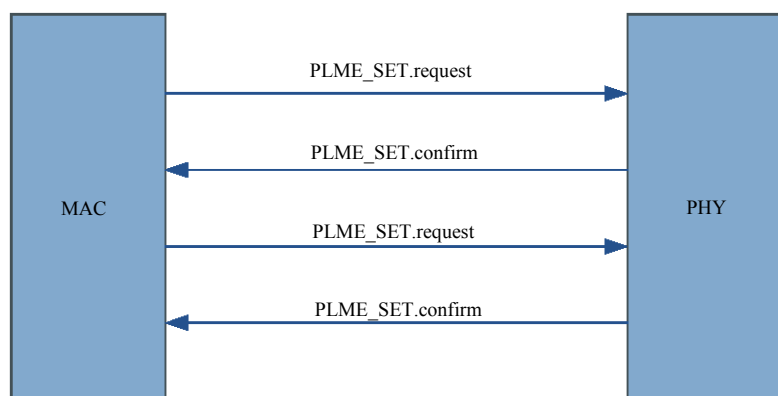
表A.19规定PD-ACK.indication原语的参数。

表A.19 – PD-ACK.indication原语参数

名称	类型	有效范围	说明
FCH	结构	第A.5.5节 PHY	MAC层接收源自PHY层的第A.5.5节中所述的所有帧控制头参数。

A.7.2 管理原语

有三种类型的管理原语，分别为获取、设置和确认，用于启动命令或检索源自PHY的数据。PLME_SET.request功能配置PHY到最初的特定功能。PLME_GET.request检索源自PHY的具体参数，PLME-GET.confirm报告由MAC启动之行动的结果。



G.9955(11)_FA.23

图A.23 – 管理原语流

A.7.2.1 PLME_SET.request

PLME_SET.request原语的语义如下所示：

```
PLME_SET.request (  
    TXPower  
    ModulationType  
    ToneMap  
    PreEmphasis  
    ToneMask  
    DT  
)
```

表A.20规定PLME_SET.request原语的参数。

表A.20 – PLME_SET.request原语参数

名称	类型	有效范围	说明
TXPower	整数	0x00-0x20	MAC层采用该原语通知PHY，增益/功率设置PHY必须使用，以发送下一个数据包。
AGCGain	整数	0x0-0x3F	MAC将AGC增益变至所需的功率电平。
ModulationType	整数	0x0-0x3	为下一帧设置TX调制方案。
ToneMap	数组	0x0-0x1	音映射参数。 值0指示远程发送器，虚拟数据应在相应的子载波上发送，同时值为1表示应在相应的子载波上传输有效数据。
PreEmphasis	整数	0x00-0x1F	规定可用频谱的每个10 kHz部分的发送增益。
ToneMask	数组	0x0-0x1	音屏蔽参数。 值0表示音陷波，值1表示音激活。
DT	整数	0x00-0x07	分隔符类型如表A.7所述。

A.7.2.2 PLME_SET.confirm

PHY存储新的参数并将新存储的值返回到MAC层。PLME_SET.confirm原语的语义如下所示：

```
PLME_SET.confirm (  
    TXPower  
    ModulationType  
    ToneMap  
    PreEmphasis  
    ToneMask  
    DT  
)
```

表A.21规定PLME_SET.confirm原语的参数。

表A.21 – PLME_SET.confirm原语参数

名称	类型	有效范围	说明
TXPower	整数	0x00-0x20	将新存储的值返回到MAC层
ModulationType	整数	0x0-0x3	将新存储的值返回到MAC层
ToneMap	数组	0x0-0x1	将新存储的值返回到MAC层
PreEmphasis	整数	0x00-0x1F	将新存储的值返回到MAC层
ToneMask	数组	0x0-0x1	将新存储的值返回到MAC层
DT	整数	0x00-0x07	分隔符类型如表A.7所述。

A.7.2.3 PLME_GET.request

PLME_GET.request原语请求PHY获得表A.22中所述的参数。PLME_GET.request原语的语义如下所示：

```
PLME_GET.request (
)
```

A.7.2.4 PLME_GET.confirm

PLME GET.confirm原语的语义如下所示：

```
PLME_GET.confirm (
    SNR
    CarrierSNR
    RXSensitivity
    ZCTDifferential
    TXPower,AGCGain,
    ModulationType,
    ToneMap,
    PreEmphasis,
    ToneMask,
    DT
)
```

Error! Not a valid bookmark self-reference.规定PLME_GET.confirm原语的参数。

表A.22 – PLME_GET.confirm原语参数

名称	类型	有效范围	说明
SNR	整数	0x00-0x1F	MAC层请求获得信道SNR值(dB)。
CarrierSNR	整数	0x00-0x1F	PHY提供每个载波的SNR。
RXSensitivity	整数	0x0-0x1F	PHY提供至MAC层的接收器灵敏度。
ZCTDifferential	整数	0x00-0xFF	PHY计算并提供本地50 Hz相位与远程终端到MAC层之间的时间差。
SNR	整数	0x00-0xFF	MAC层请求获得信道SNR值(dB)。
CarrierSNR	整数	0x00-0x3F	PHY提供每个载波的SNR。

表A.22 – PLME_GET.confirm原语参数

名称	类型	有效范围	说明
RX Sensitivity	整数	0x0-0x1F	PHY提供至MAC层的接收器灵敏度。
ZCTDifferential	整数	0x00-0xFF	PHY计算并提供本地50 Hz相位与远程终端到MAC层之间的时间差。
TXPower	整数	0x00-0x20	MAC层该原语来通知PHY，增益/功率设置PHY须用于传送下一个包。
ModulationType	整数	0x0-0x3	为下一个帧设置TX调制方案。
ToneMap	数组	0x0-0x1	音映射参数。 值0指示远程发送器，虚拟数据应在对应的子载波上传送，值1表示有效数据应在对应的子载波上传送。
PreEmphasis	整数	0x00-0x1F	规定可用频率的每个10 kHz部分的传送增益。
ToneMask	数组	0x0-0x1	音屏蔽参数。 值0表示陷波音，1表示启用音。
DT	整数	0x00-0x07	分隔符类型如表A.7所述。

SNR是一个整数，范围从0x00 到 0xFF，之间的值应在这两个限值之间均匀分布。SNR归一化为-10 dB或更低 (0x00) 至53 dB或更高 (0xFF) 的范围内，当中，值-9.75 dB表示为0x01，值52.75 dB表示为0xFE。

CarrierSNR是一个整数，范围从0x00 到 0x3F，之间的值应在这两个限值之间均匀分布。CarrierSNR值归一化为-10 dB或更低(0x00)至53 dB或更高(0x3F)的范围内，当中，值-9 dB表示为0x01，值52 dB表示为0x3E。

A.7.2.5 PLME_SET_TRX_STATE.request

PLME_SET_TRX_STATE.request原语请求PHY改变状态。

PLME_SET_TRX_STATE.request原语的语义如下所示：

```
PLME_SET_TRX_STATE.request (
    State
)
```

表A.23规定PLME_SET_TRX_STATE.request原语的参数。

表A.23 – PLME_SET_TRX_STATE.request原语参数

名称	类型	有效范围	说明
状态	枚举	TXON_RXOFF TXOFF_RXON	发送数据包时关闭RX PHY。PHY不发送时，关闭发送器并激活RX。

A.7.2.6 PLME_SET_TRX_STATE.confirm

PLME_SET_TRX_STATE.confirm原语证实PHY的状态改变。

PLME_SET_TRX_STATE.confirm原语的语义如下所示：

```
PLME_SET_TRX_STATE.confirm (  
    Status  
)
```

表A.24规定PLME_SET_TRX_STATE.confirm原语的参数。

表A.24 – PLME_SET_TRX_STATE.confirm原语参数

名称	类型	有效范围	说明
状态	枚举	SUCCESS BUSY_TX BUSY_RX	如果TX或RX示忙，那么证实RX和TX设置或提供差错信息。

A.7.2.7 PLME_CS.request

PLME_CS.request原语请求PHY获得使用载波监听的介质状态。PLME_CS.request原语的语义如下所示：

```
PLME_CS.request (  
)
```

A.7.2.8 PLME_CS.confirm

PLME_CS.confirm原语报告介质状态。PLME_CS.confirm原语的语义如下所示：

```
PLME_CS.confirm (  
    Status  
)
```

表A.25规定PLME_CS.confirm原语的参数。

表A.25 – PLME_CS.confirm原语参数

名称	类型	有效范围	说明
状态	枚举	IDLE BUSY	电力线介质状态。

附录A-I

G3-PLC：编码和解码示例

(本附录不构成本建议书的有机组成部分)

A-I.1 数据编码示例

假设以DQPSK模式（每个符号2比特）、用25个可用的载波（因限波与/或音映射），发送一个40字节的MAC包。

交织器输入处的数据大小等于 $\text{inter_input_size} = (((40 * 8) + (16 * 8)) + 6) * 2 = 908$ 比特（Reed-Solomon增加16字节，卷积编码器增加6比特，并对大小乘以2）。

最小交织器缓冲大小：

- 有25个载波，因此 $m = 25$ 。
- 有 $n = \text{FL} * 4 * \text{bits_per_symbol}$ ，因此 $\text{FL} = \text{ceiling}(\text{inter_input_size} / (m * 4 * \text{bits_per_symbols})) = \text{ceiling}(908 / (25 * 4 * 2)) = \text{ceiling}(4,54) = 5$ and $n = 40$ 。

由于 $m = 25$ 且 $n = 40$ ，矩阵可以“储存”1000比特，数据为908比特长，因此必须增加92比特的填充。这些92比特的填充在“字节填充”和“比特填充”之间拆分，最大化“字节填充”（约束条件是输入以字节为单位）。因此，在数据进入扰码器之前，上层应增加 $\text{floor}(92 / 2/8) = 5$ 字节的填充，由PHY层在交织器输入处增加剩余的12比特“比特填充”。

A-I.2 数据解码示例

在解码一帧时，需要计算“比特填充”的数量，以便处理帧。FCH包含以下信息（在上一段中解码示例）：

- $\text{FL} = 5$
- DQPSK调制（每个符号2比特）
- 使用25个载波（音映射 + 限波信息）

因此，交织器缓冲可容纳 $25 * (4 * \text{FL} * 2) = 1000$ 比特。

在这1000比特中：

- $16 * 8 * 2$ 比特由Reed-Solomon来增加；
- 12比特由卷积编码器来增加；
- 剩余的732比特是数据和填充的混合：
 - 数据部分等于 $\text{floor}(732 / 2 / 8)$ 字节 = 45字节；
 - “比特填充”等于 $732 - (\text{data_size} * 8 * 2)$ 比特 = 12比特。

在45字节的数据中，由MAC层利用“分段长度”头信息来移去5字节的“字节填充”。

附件B

PRIME电力线通信物理层

(本附件构成本建议书的有机组成部分)

注 – 本附件自成一体，它可以独立于本建议书的主体实施。

B.1 引言

本附件是PRIME(电力线智能计量演进)技术的技术规范。

B.1.1 范围

本附件规定用于电力线上的窄带数据传输的物理层，该电力线可能是智能电网系统的一部分。

B.1.2 概述

本附件的目的是为基于正交频分复用(OFDM)的电力线环境的窄带数据传输系统，规定PHY，以便提供主要的核心设施服务。

该描述是从发送器的角度来确保设备之间的互操作性，并允许不同的实施方案。

B.1.3 规范性参考文献

下列ITU-T建议书和其他参考文献的条款，在本建议书中的引用而构成本建议书的条款。在出版时，所指出的版本是有效的。所有建议书和其他参考文献均会得到修订，本建议书的使用者应查证是否有可能使用下列建议书和其他参考文献的最新版本。当前有效的ITU-T建议书清单定期出版。本建议书引用的文件自成一体时不具备建议书的地位。

[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 文件惯例

本文件分为几节。

二进制数表示为前缀“0b”后随二进制数字，如“0b0101”。十六进制数表示为前缀“0x”，如“0x0F”。

在本文件的主体内容中，强制要求以“应”(shall)表示。

将清楚地指明可选要求。如果某选项被纳入某实施方案中，那么应按本文件中的规定予以应用。

$\text{floor}(x)$ 表示低于或等于 x 的最大整数。

B.1.5 定义

本附件定义以下术语：

B.1.5.1 base node 基础节点：是控制和管理一个子网资源的主节点。

B.1.5.2 beacon slot 信标时隙：是信标PDU在一个帧内的位置。

B.1.5.3 destination node 目的地节点：是接收一个帧的节点。

B.1.5.4 downlink 下行链路：数据在从基础节点到服务节点的方向上传输。

B.1.5.5 level (PHY layer) 层 (PHY层)：当在物理层 (PHY) 范畴内使用时，指的是传输功率电平。

B.1.5.6 level (MAC layer) 层 (MAC层)：当在介质访问控制 (MAC) 范畴内使用时，指的是参考设备在交换层次结构中的位置。

B.1.5.7 MAC frame MAC帧：是抽出时间用于信道使用的复合单元。一个MAC帧由一个或多个信标、一个SCP、零个或一个CFP组成。基本节点上传输的信标作为MAC帧的分隔符。

B.1.5.8 neighbour node 邻近节点：如果节点A可以直接传输和接收节点B，那么节点A是节点B的邻近节点。

B.1.5.9 node 节点：是任何一个能够传输和接收来自其他子网单元的子网单元。

B.1.5.10 PHY frame 物理层帧：OFDM符号的前置码的集，构成单一PHY层协议数据单元 (PPDU)。

B.1.5.11 preamble 前置码：PHY帧的最初部分，用于同步之目的。

B.1.5.12 registration 注册：一个服务节点被接受为一个子网的成员并分配一个LNID的过程。

B.1.5.13 service node 服务节点：是子网中任何一个非基础节点的节点。

B.1.5.14 source node 源节点：是发送帧的节点。

B.1.5.15 subnetwork 子网：是一组可以通过符合本附件进行通信并共享单一基础节点的单元。

B.1.5.16 subnetwork address 子网地址：是普遍标识子网的特性，是其基础节点的EUI-48地址。

B.1.5.17 switching 交换：提供非邻近节点之间的连通。

B.1.5.18 unregistration 取消注册：一个服务节点离开一个子网的过程。

B.1.5.19 uplink 上行链路：数据在从服务节点到基础节点的方向上传输。

B.1.6 缩写词和首字母缩略语

本附件使用以下缩写词和首字母缩略语：

AC 交流电

AES 高级加密标准

AMM	高级计量管理
ARQ	自动重复请求
ATM	异步转移模式
BER	比特差错率
BPDU	信标PDU
BSI	二进制移相键控
CENELEC	欧洲电工标准化委员会
CFP	自由争论期
CID	连接标识符
CL	会聚层
CIMTUSize	会聚层最大传输单元大小
CPCS	公共部分会聚子层
CRC	循环冗余校验
CSMA-CA	载波侦听多路碰撞避免
D8PSK	差分八相移相键控
DBPSK	差分二进制移相键控
DHCP	动态主机配置协议
DPSK	差分移相键控（通用）
DQPSK	差分正交移相键控
DSK	设备秘密密钥
ECB	电子码块
EMA	指数趋向平均数
ENOB	有效位数
EUI-48	48位扩展唯一标识符
EVM	错误矢量量级
FCS	帧校验序列
FEC	前向纠错
FFT	快速傅里叶变换
GK	生成密钥
GPDU	通用MAC PDU
HCS	头校验和
IEC	国际电工委员会
IEEE	美国电气和电子工程师学会
IFFT	快速傅里叶逆变换
IGMP	互联网组管理协议
IPv4	网际协议第4版
kbit/s	每秒千比特

KDIV	密钥分级符
LCID	本地连接标识符
LFSR	线性反馈位移寄存器
LLC	逻辑链路控制
LNID	本地节点标识符
LSID	本地交换机标识符
LWK	本地工作密钥
MAC	介质访问控制
MK	主密钥
MLME	MAC层管理实体
MPDU	MAC协议数据单元
MSB	最高有效位
MSDU	MAC服务数据单元
MSPS	每秒百万个样本
MTU	最大传输单元
NAT	网络地址解析
NID	节点标识符
NSK	网络秘密密钥
OFDM	正交频分复用
PDU	协议数据单元
PHY	物理层
PIB	PLC信息库
PLME	PHY层管理实体
PNPDU	推广所需PDU
PPDU	PHY协议数据单元
Ppm	百万分之几
PSD	功率谱密度
PSDU	PHY服务数据单元
QoS	服务质量
SAP	服务接入点
SAR	分段和重组
SCP	共享争论期
SCRC	安全CRC
SDC	服务数据单元
SEC	安全性
SID	开关标识符

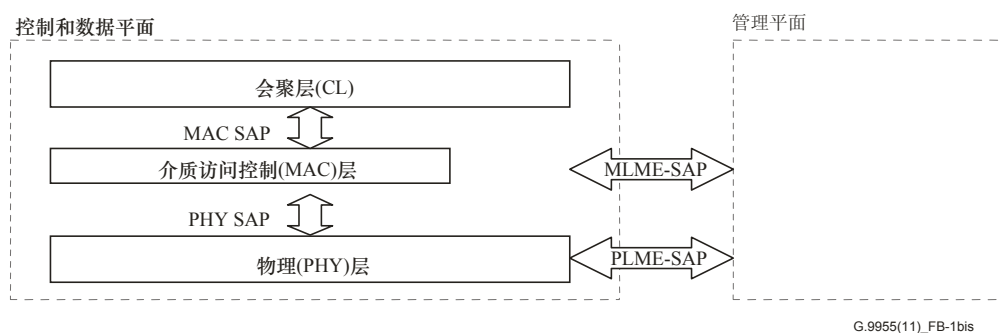
SNA	子网地址
SNK	子网密钥（对应REG. SNK 或 SEC. SNK）
SNR	信噪比
SP	安全配置文件
SSCS	服务特定会聚子层
SWK	子网工作密钥
TCP	传输控制协议
TOS	服务类型
UI	唯一标识符
USK	唯一密钥
VJ	Van Jacobson
WK	工作密钥

B.2 一般描述

本附件是在CENELEC A频段上使用OFDM调制之电力线通信解决方案规范的第一部分。该解决方案侧重于提供一个非常稳健的通信应用信道，如自动化仪表管理(AMM)。目标传输速率在每秒数十千比特的阶上。

B.2.1 体系结构的一般描述

图B.1描绘通信层和本规范的范围。



图B.1 – PRIME协议层的参考模型

服务特定会聚层(CL)对业务进行分类，与适当的MAC连接相关。该层对恰当包含在MAC服务数据单元(MSDU)中的任何一种业务执行映射。它还可以包括压缩功能。规定了若干个SSCS，使不同类型的业务适应MSDU。

MAC层提供系统接入的核心MAC功能性、带宽划分、连接建立/维护和拓扑分辨率。

物理层使用正交频分复用（OFDM）技术来发送和接收邻近节点之间的MPDU。选择OFDM作为调制技术主要出于以下原因：

- 频率选择性信道中存在的固有适应性(由于窄带干扰或无意干扰,这是相当常见但是不可预测的);
- 其相对脉冲噪声的稳健性,源自扩展的符号区间和FEC的使用;其以简单收发器实施方案实现高频谱的能力。

B.3 物理层

B.3.1 引言

本节为CENELEC A频段中基于PLC通信方案的OFDM规定物理层(PHY)实体,如附件F中的规定。PHY实体使用3 kHz至95 kHz中的频率,并限于电力供应商及其被授权方。不过,众所周知,低于40 kHz的频率在典型的LV电力线上出现了几个问题,例如:

- 发送器的负载阻抗模值有时低于1 Ω,尤其是对位于变压器上的基础节点;
- 有色背景噪声始终存在于电力线上,由许多相对低功率的噪声源总和引起,在更低频率上振幅呈指数增长;
- 计量室出现一个额外的问题,正如众所周知的,消费者行为对信道特性的影响在低频率处更高,也就是说,各种家电设备的操作对于转移函数特性和噪声场景都会造成重大和不可预测的时间偏差。

因此,OFDM信号将使用47.363 kHz的频率带宽,位于CENELEC A频段的高频率处。

OFDM信号本身将使用97个(96个数据子载波加1个导频载波)等距子载波,带有一个短的循环前缀。

连同三个可能的星座一起使用差分调制方案:DBPSK、DQPSK或D8PSK。因此,理论上能够获得的未编码速率约为:47 kbps、94 kbps和141 kbps(如果不考虑循环前缀的话)。

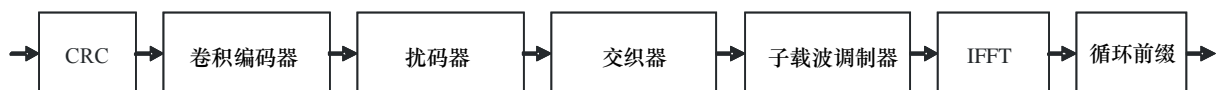
使用附加扰码器,以避免发生相同比特的长序列。

最后,1/2率卷积编码将与比特交织一起使用。如果信道足够好且需要更高的吞吐量,那么更高层可以禁用这种情况。

B.3.2 概述

图B.2所示为PHY层发送器框图。

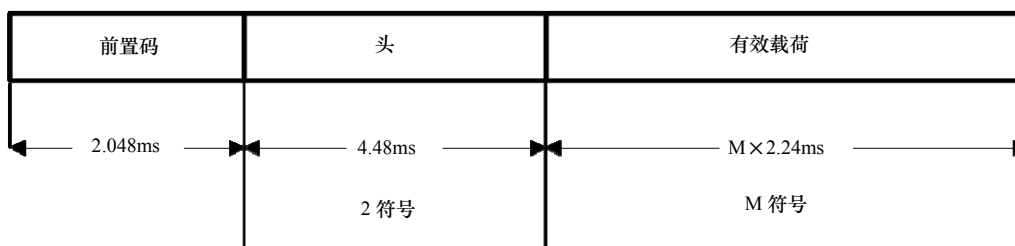
在发送器侧,PHY层接收来自MAC层的MPDU,并生成一个PHY帧。如果由更高层来决定,那么CRC块之后的PPDU为卷积编码,然后进行交织(不过,总是会有扰码存在)。使用DBPSK、DQPSK或D8PSK方案对输出进行差分调制。下一步是OFDM,其中包括IFFT(快速傅里叶逆变换)块和循环前缀生成器。



G.9955(11)_FB-2

图B.2 – 物理层发送器

PHY帧的结构如图B.3所示。每个PHY帧从前置码开始,持续2.048ms,后跟许多OFDM符号,每个持续2.24ms。前两个OFDM符号携带PHY帧头。也生成PHY头,如第B.3.4节所述。剩下的M个OFDM符号携带有效载荷,如第B.3.4节所述生成。在PHY头中指明M值,最大等于63。



图B.3 – PHY帧格式

B.3.3 PHY参数

表B.1列出了频率和时序参数。

表B.1 – PRIME PHY的频率和时序参数

基带时钟(Hz)	250000	
子载波间隔(Hz)	488.28125	
数据子载波的数目	84(头)	数据子载波的数目
导频子载波的数目	13(头)	导频子载波的数目
FFT间隔(样本)	512	
FFT间隔(μs)	2048	
循环前缀(样本)	48	
循环前缀(μs)	192	
符号间隔(样本)	560	
符号间隔(μs)	2240	
前置码周期(μs)	2048	

有些参数取决于每个OFDM子载波的调制。

表B.2所示为有效载荷传输期间的PHY数据速率，以及各种不同调制与编码组合的MSDU最大长度。

表B.2 – FEC开/关的每种调制的PHY数据速率

	DBPSK		DQPSK		D8PSK	
	开	关	开	关	开	关
卷积码(1/2)	开	关	开	关	开	关
每个子载波的信息比特, N_{BPSK}	0.5	1	1	2	1.5	3
每个OFDM符号的信息比特, N_{BPS}	48	96	96	192	144	288
原始数据速率(kbit/s约值)	21.4	42.9	42.9	85.7	64.3	128.6
63个符号的最大MSDU长度(比特)	3016	6048	6040	12096	9064	18144
63个符号的最大MSDU长度(字节)	377	756	755	1512	1133	2268

表B.3所示为调制和编码方案，以及PHY帧的头部分大小。

表B.3 – 头参数

	DBPSK
卷积码(1/2)	开
每个子载波的信息比特, N_{BPSC}	0.5
每个OFDM符号的信息比特, N_{BPS}	42

强烈建议用于生成OFDM传输信号的所有频率来自单一频率参考。系统时钟的最大容差应为 ± 50 ppm，包括时钟老化。

B.3.4 前置码、头和有效载荷结构

B.3.4.1 前置码

在每个PPDU开始处使用一个前置码用于同步目的。为了提供最大的能量，使用一个常数包络信号来替代OFDM符号。也需要前置码有频率的灵活性，在存在频率选择性衰减时允许同步，当然，良好的非周期自相关特性是强制性的。线性啁啾信号符合上述所有要求。因此，前置码波形如下：

$$S_{CH}(t) = A \cdot \text{rect}(t/T) \cdot \cos\left[2\pi\left(f_0 t + 1/2\mu t^2\right)\right]$$

其中， $T = 2048 \mu\text{s}$ ， $f_0 = 41992 \text{ Hz}$ (初始频率)， $f_f = 88867 \text{ Hz}$ (最终频率)， $\mu = (f_f - f_0)/T$ 。

$\text{rect}(\cdot)$ 函数定义为：

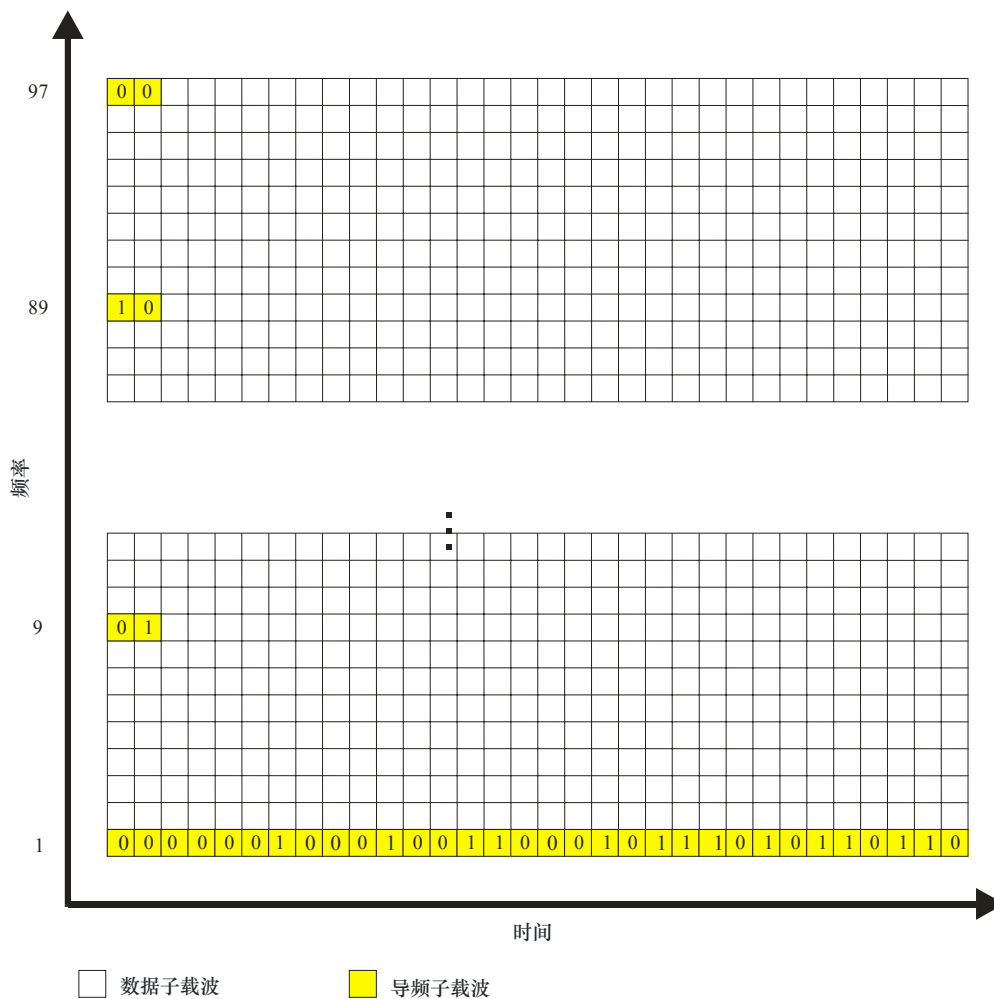
$$\begin{aligned} \text{rect}(t) &= 1, & 0 < t < 1 \\ \text{rect}(t) &= 0, & \text{其他情况} \end{aligned}$$

B.3.4.2 导频结构

两个OFDM符号组成PHY头，应包含13个导频子载波，用于估计起始差错取样值和频率偏移取样值。

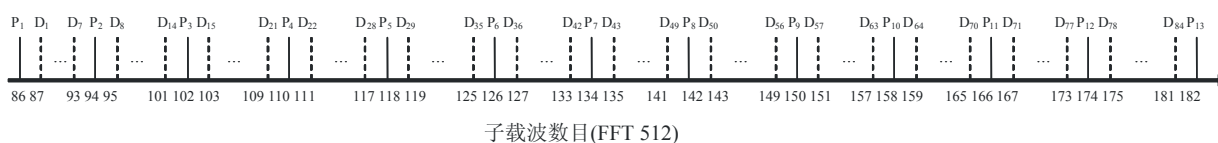
对于随后的OFDM符号，使用一个导频子载波来提供用于频域DPSK解调的相位参考。

导频子载波的频率分配如图B.4和图B.5所示，其中， P_i 是第*i*个导频子载波， D_i 是第*i*个数据子载波。



G.9955(11)_FB-4

图B-4 – 导频子载波和数据子载波的分配(OFDM符号与子载波)



G.9955(11)_FB-5

图B.5 – 信息头内的导频和数据子载波频率划分

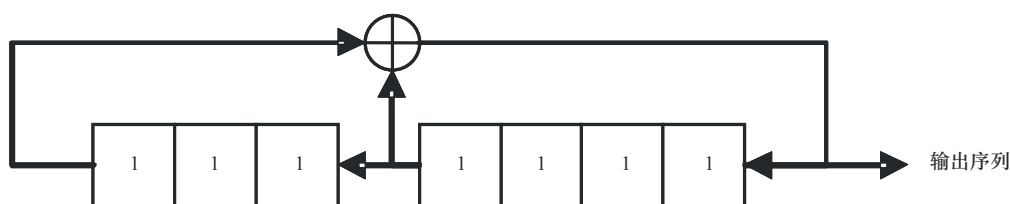
导频子载波须由一个伪随机二进制序列(PRBS)进行BPSK调制, 以防止谱线的产生。导频子载波的相位由PRBS序列控制, 这是一个127个比特序列的循环扩展, 如下所示:

$Pref_{0..126} =$

{0,0,0,0,1,1,1,0,1,1,1,1,0,0,1,0,1,1,0,0,1,0,0,1,0,0,0,0,0,0,1,0,0,0,1,0,0,1,1,0,0,0,1,0,1,1,1,0,1,0,1,1,0,1,1,0,0,0,0,1,1,0,0,1,1,0,0,1,1,0,1,0,0,1,1,1,0,0,1,1,1,0,1,1,0,1,0,0,0,1,0,1,0,1,0,1,1,1,1,0,0,0,1,0,1,0,1,0,1,1,1,1,0,0,0,1,0,1,0,1,0,1,1,1,1,0,0,0,1,0,1,0,1,1,1,1,1,0,0,0,1,0,1,0,1,1,1,1,1,1,1}

其中, '1'是指180°移相, '0'是指0°移相。序列的每一个比特用于每一个导频子载波, 第一个OFDM符号以第一个导频子载波开始, 然后是下一个导频子载波, 依此类推。同样的过程用于第二个OFDM符号。对于随后的OFDM符号, 一个序列单元用于一个导频子载波(参见图B.4)。

图B.6中规定，当使用“全1”的初始状态时，PRBS序列可由扰码器产生。



G.9955(11)_FB-6

图B.6 – 导频序列生成使用的LFSR

须在紧随前置码之后的每一个PPDU的开始处，启动PRBS序列的加载。

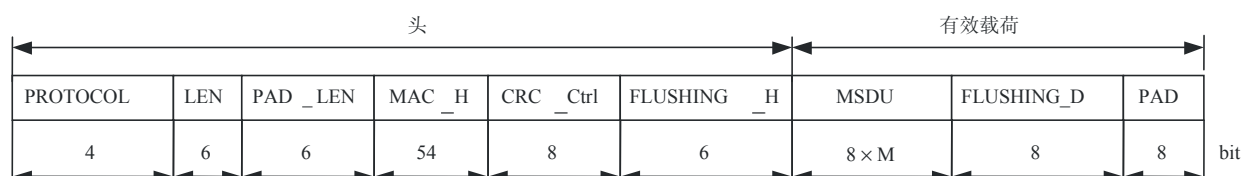
B.3.4.3 PHY头和有效载荷

PHY头由2个OFDM符号组成，总使用DBPSK调制来发送这些符号，且FEC(卷积编码)为‘On’。然而，有效载荷是DBPSK、DQPSK还是D8PSK调制，取决于MAC层的配置。MAC层将使用至相同接收器的过去传输中出现的差错信息，或者使用SNR反馈，来选择最佳调制方案。然后，该系统将自行进行动态配置，以在通信吞吐量与效率之间提供最佳折衷方案，包括确定是否使用FEC(卷积编码)。

对应PHY头的、PPDU中的前两个OFDM符号由84个数据子载波和13个导频子载波组成。在PHY头之后，有效载荷中的每个OFDM符号都携带96个数据子载波和1个导频子载波。每个数据子载波承载1、2或3比特。

来自每个字段的比特流应首先发送MSB，

参见图B.7。



G.9955(11)_FB-7

图B.7 – PPDU: PHY头和有效载荷(编码前传输的比特)

PHY头: 每个PPDU包含PHY和MAC头信息。它由以下字段组成:

协议: 包含有效载荷的传输方案。由物理层新增。

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

图B.8 – PPDU的“协议”字段

其中，RES意味着“保留”而后缀“_F”意味着FEC为“On”。

LEN: 规定在OFDM符号中有效载荷(编码后)的长度。由物理层新增。

PAD_LEN: 规定PAD字段(编码前)的长度，以字节为单位。由物理层新增。

MAC_H: MAC层头。包含在头符号中, 以保护所包含的信息。MAC头由MAC层生成, 只有MAC头的前54个比特嵌在PHY头中。

CRC_Ctrl: $CRC_Ctrl(m)$, $m = 0..7$, 包含在PROTOCOL、LEN、PAD_LEN和MAC_H字段(PD_Ctrl)上的CRC校验和。PD_Ctrl多项式形式表示如下:

$$\sum_{m=0}^{69} PD_{Ctrl}(m)x^m$$

校验和计算如下: 多项式 x^8+x^2+x+1 除以PD_Ctrl的余数得到CRC_Ctrl(m), 其中, CRC_Ctrl(0)是LSB。生成多项式是众所周知的CRC-8-ATM。附录B-I中给出了一些示例。由物理层新增。

FLUSHING_H: 卷积解码所需的刷新比特。在该字段中的所有比特都设为0, 以重置卷积编码器。由物理层新增。

有效载荷:

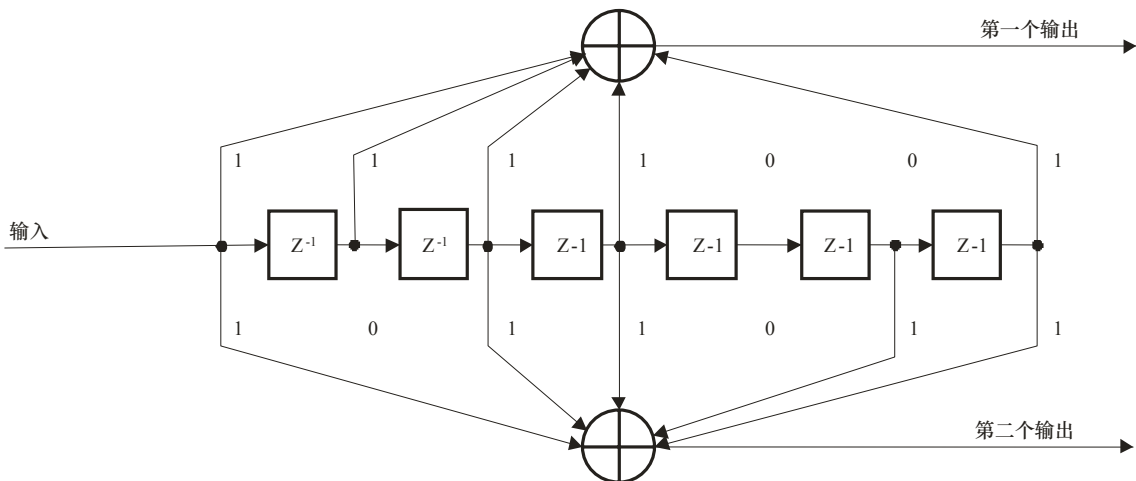
MSDU: 未编码的MAC层服务数据单元。

FLUSHING_D: 卷积解码所需的刷新比特。在该字段中的所有比特都设为0, 以重置卷积编码器。该字段只在FEC为“On”时才存在。

PAD: 为了确保有效载荷生成的(编码)比特数填充整数个OFDM符号, 在编码之前, 应对有效载荷填充比特。所有填充比特都应设为0。

B.3.5 卷积编码器

可以对未编码物理层流进行卷积编码, 以形成编码物理层流。编码器是一个1/2率卷积编码器, 限制长度 $K = 7$ 和代码生成器“多项式”1111001和1011011。在开始时, 编码器的状态设置为0。在信息头或有效载荷传输结束处, 须插入0, 以刷新编码器(对PHY头为8个0, 对有效载荷为6个0)。第一个代码生成器生成的比特是第一个输出。编码器的框图如图B.9所示。



G.9955(11)_FB-8

图B.9 – 卷积编码器

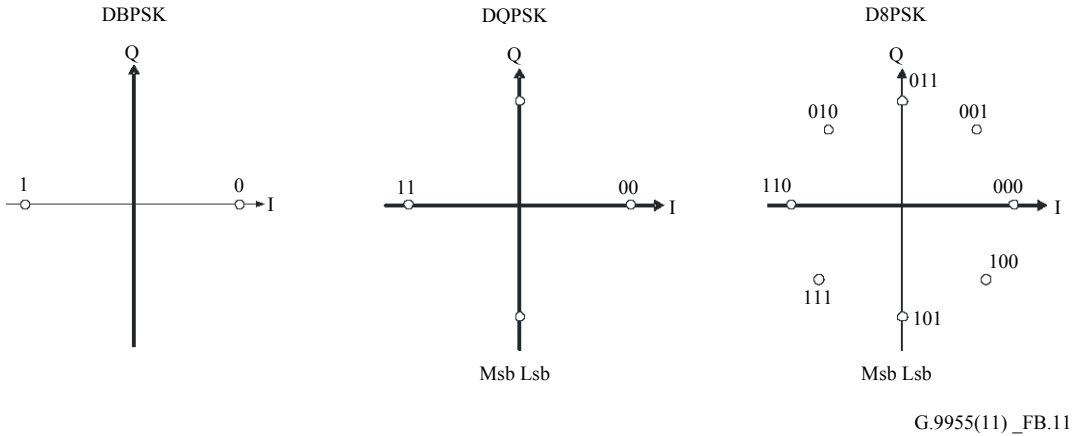
B.3.6 扰码器

扰码块随机产生比特流, 因此减少了IFFT输出处的波峰因数。总要执行扰码过程。

扰码块使用一个伪随机噪声序列pn对输入比特流执行xor操作, pn由一个127单元序列的循环扩展给出, 如下所示:

来自交织器的比特流被分为 M 比特组，其中， M 组的第一位是最高有效位(MSB)。

执行频域差分调制。图B.11所示为DBPSK、DQPSK和D8PSK映射：



图B.11 – DBPSK、DQPSK和D8PSK映射

接下来的等式规定了 M 相位的 M 进制DPSK星座：

$$s_k = A e^{j\theta_k}$$

其中：

k 是OFDM符号中的第 k 个子载波的频率指数。 $k = 1$ 对应相位参考导频子载波。

s 是第 k 个给定子载波的调制器输出(复数)。

θ_k 表示获得的调制信号的绝对相位，如下所示：

$$\theta_k = (\theta_{k-1} + (2\pi/M)\Delta b_k) \bmod 2\pi$$

该等式适用于有效载荷 $k > 1$ 的情况， $k = 1$ 子载波为相位参考导频。当传输信息头时，分配在第 k 个子载波的导频用作分配在第 $(k+1)$ 个子载波上数据的相位参考。

$\Delta b_k \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ 代表相位增量中的编码信息，由星座编码器提供。

$M = 2, 4$ 或 8 分别对应DBPSK、DQPSK或D8PSK的情况。

A 代表自星座中心的环半径。

OFDM符号可以用数学形式表示为：

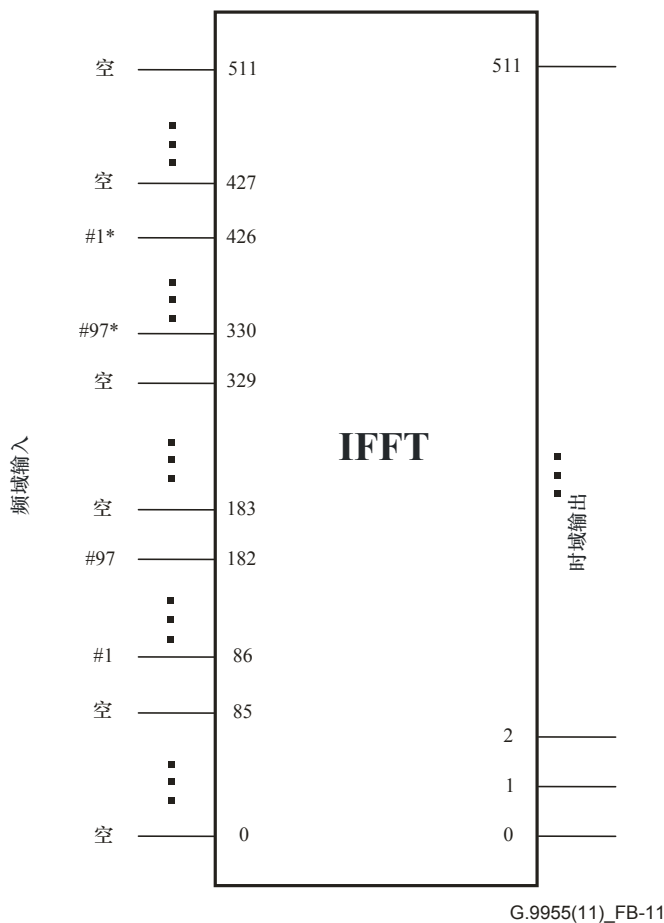
$$c_i(n) = \left\{ \sum_{k=86}^{182} s(k-85, i) \exp\left(\frac{j2\pi k}{512}(n - N_{CP})\right) + \sum_{k=330}^{426} s(427-k, i) \exp\left(\frac{j2\pi k}{512}(n - N_{CP})\right) \right\}$$

i 为代表第 i 个OFDM符号的时间指数； $i = 0, 1, \dots, M+1$ ；

n 为样本指数； $48 \leq n \leq 559$ (从0至47，代表循环前缀指数($N_{CP} = 48$))；

$s(k, i)$ 为来自子载波调制块的复数值，符号“*”表示复数共轭。

如果使用一个复数512点IFFT，那么96个子载波须如图B.12所示进行映射。符号“*”表示复数共轭。



图B.12 – 子载波映射

傅里叶逆变换后，由48个样本循环扩展符号，以创建循环前缀(N_{CP})。

B.3.9 发送器的电力规范

B.3.9.1 概述

以下要求是达成互操作性和适当的发送器性能的发送器最低技术要求。

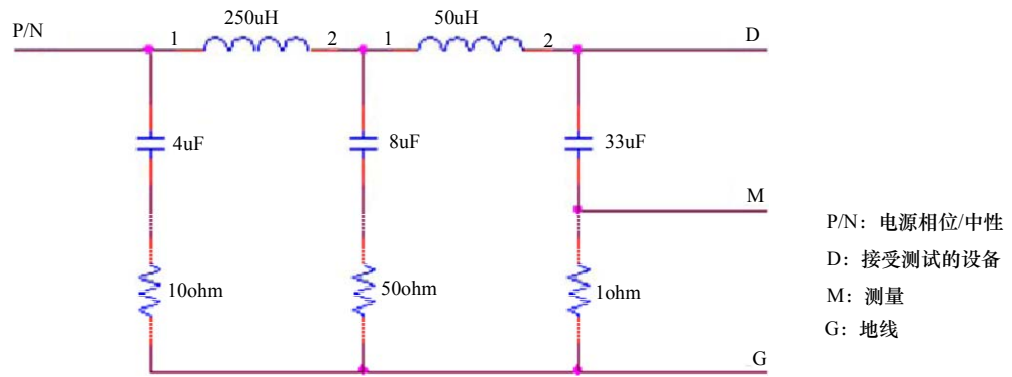
B.3.9.2 发送PSD

将根据以下条件来测量和建立发送器规范。

根据附件F中的图B.12，对单相设备的测量，须在相位连接或中性连接上进行。

对于在所有三个相位上同时传输的三相设备，测量应在所有三个相位进行，如附件F中图F.4所示。在中性导体上没有测量是必需的。

图F.2和图F.4中的人工电源网络如图B.13所示，它基于附件F中的图F.3。引入33 μF 电容和1 Ω 电阻使网络在相关频段的阻抗为2 Ω 。



图B.13 – 人工电源网络

所有发送器的输出电压都被指定为与中性终端相关的线路终端上测得的电压。从测量设备上获得的值则须相应地增加6 dB(1/2率分压器)。

对所有设备都将进行测试，以符合在全温度范围内的PSD要求，这取决于节点类型：

- -40°C至 +70°C范围内的基础节点
- -25°C 至 +55°C范围内的业务节点

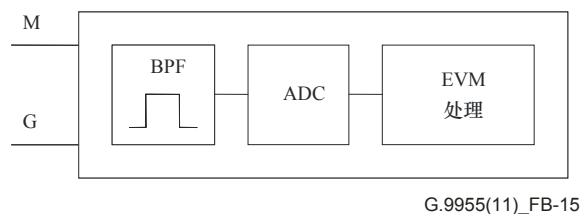
所有的测试都将在正常的流量负荷条件下进行。

在所有情况下，PSD都应符合所用系统所在国家的现行法规。

当连接到图B.13的人工电源网络时，功率放大器须能够在120 dB μ V rms(1 Vrms)的传输节点上(S1参数)插入一个最终的信号电平，正如图F.2中的单相设备和图F.3中的三相设备中一次插入一个相位那样。对于三相设备同时插入所有三个相位的情况，最终的信号电平应是114 dB μ V rms(0.5 Vrms)。正如之前所规定，测量仪器进行测量应增加6 dB，以弥补人工网络插入损耗。

B.3.9.3 差错矢量幅度(EVM)

须测量与人工电源网络阻抗相关的插入信号的质量，以验证发送器装置。相应地，须使用提供EVM测量(EVM仪器)的矢量分析仪，参见第C.1节中的EVM定义。图F.2和图F.4中描述的测试建立须分别在单相设备和三相设备同时所有相位上传输的情况下使用。



图B.14 – EVM仪器(框图)

该EVM仪器应包括一个带通滤波器，在50 Hz处的衰减为40 dB，以确保模拟到数字转换器(ADC)的反失真。

ADC的最低性能为1 MSPS，14位有效比特数(ENOB)。在EVM计算中必须考虑到频段带动滤波器的抖动和组延迟。

B.3.9.4 传导骚扰限值

可采用区域性规定，如在欧洲，发送器须遵守附件F中为3 kHz至9 kHz和95 kHz到30 MHz频段上的AC电力网上的传导发送，所规定的最大发送电平和杂散发送。欧洲的规定还要求发送器和接收器须遵守附件F中规定的3 kHz至148.5 kHz范围内的阻抗限值。

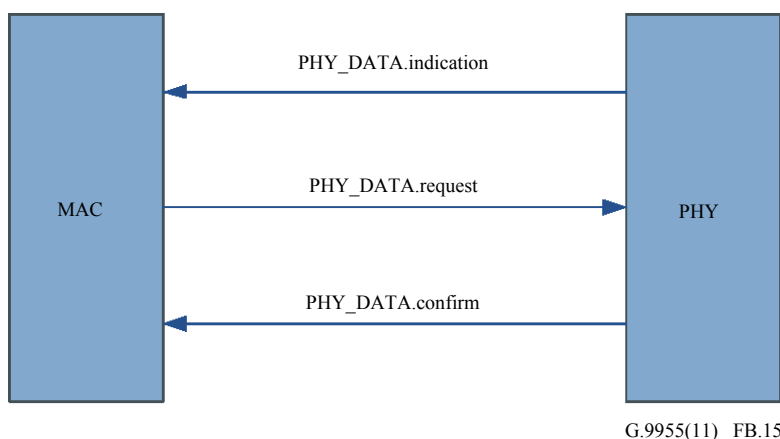
B.3.10 物理层服务规范

B.3.10.1 概述

物理层须有一个20比特自由运行的时钟，以10 μs的步伐递增。时钟从0到1048575计数，超出后归0。因此，该时钟的周期为10.48576秒。时钟从不停止，也不重新启动。该时钟测得的时间正是在一些物理层原语中用来表示特定时间的瞬时。

B.3.10.2 物理层数据平面原语

B.3.10.2.1 概述



图B.15 – PHY原语概述

请求原语是从MAC传递到PHY的，以请求启动一个服务。

指示原语和确认原语是从MAC传递到PHY的，以指示对MAC有意义的一个内部物理层事件。此事件可能在逻辑上与远程服务请求相关，或可能由物理层的一个内部事件引发。

B.3.10.2.2 PHY_DATA.request

B.3.10.2.2.1 功能

传递PHY_DATA.request原语到物理层实体，请求使用物理层传输程序来发送一个PPDU到一个或多个远程物理层实体。它还允许设置传输须开始的时间。

B.3.10.2.2.2 结构

该原语的语义如下：

PHY_DATA.request{MPDU, Length, Level, Scheme, Time}.

MPDU参数规定了由物理层实体传输的MAC协议数据单元。这是强制实施的，以实现MPDU跨PHY-SAP的字节对齐。这意味着2个额外比特(由于MAC层信息头的非字节对齐特性)位于信息头的开始处。

长度参数规定MPDU的字节长度。长度应为2个字节。

电平参数规定输出信号电平，物理层据此传输MPDU。可采取的值以下为八选其一：

- 0: 最大输出电平(MOL)
- 1: MOL -3 dB
- 2: MOL -6 dB
- ...
- 7: MOL -21 dB

方案参数规定供MPDU使用的传输方案。可能为以下任意值：

- 0: DBPSK
- 1: DQPSK
- 2: D8PSK
- 3: 未使用
- 4: DBPSK + 卷积码
- 5: DQPSK + 卷积码
- 6: D8PSK + 卷积码
- 7: 未使用

时间参数规定须发送MPDU的瞬时时间。它以10 μsec为单位来表示，取值范围为0 至 $2^{20} - 1$ 。

时间参数由MAC计算，须考虑到PHY_timer.get primitive获得的当前PHY时间。MAC应考虑到以下事实，即在信标时隙和网络中其他设备授予的CFP周期中，不可发送PPDU的任何部分。如果设置了时间参数，那么将违犯这些规则，PHY将在PHY_Data.confirm中返回一个失败信息。

B.3.10.2.2.3 使用

每当数据要被传输到一个或多个对等MAC实体时，MAC层实体就会生成原语。

接受该原语会导致物理层实体执行所有物理层的具体行动，并传递适当形成的PPDU，以便转移到一个或多个对等物理层实体。当时间 = 定时器时，将启动下一次传输。

B.3.10.2.3 PHY_DATA.confirm

B.3.10.2.3.1 功能

PHY_DATA.confirm原语只在本地有意义，并对PHY_DATA.request原语提供适当响应。PHY_DATA.confirm原语告知MAC层实体，前面的PHY_DATA.request的MPDU是否已成功发送。

B.3.10.2.3.2 结构

该原语的语义如下：

PHY_DATA.confirm{*Result*}.

结果参数用于把状态信息发送回本地请求实体。用该参数表示前面相关的PHY_DATA.request是成功还是失败。有些结果对所有实施方案都是标准的：

- 0: 成功。
- 1: 为时已晚。传输时间已过。
- 2: 无效的长度。
- 3: 无效的方案。
- 4: 无效的电平。
- 5: 缓存器溢出。
- 6: 信道忙。
- 7-255: 专有。

B.3.10.2.3.3 使用

生成该原语，以对一个PHY_DATA.request做出响应。

假定MAC层有足够的信息来把确认原语与对应的请求原语关联起来。

B.3.10.2.4 PHY_DATA.indication

B.3.10.2.4.1 功能

该原语规定了从物理层实体到MAC层实体的数据转移。

B.3.10.2.4.2 结构

该原语的语义如下：

PHY_DATA.indication{*PSDU, Length, Level, Scheme, Time*}.

*PSDU*参数规定由本地物理层实体接收到的物理层服务数据单元。这是强制实施的，以实现MPDU跨PHY-SAP的字节对齐。这意味着2个额外比特(由于MAC层信息头的非字节对齐特性)位于信息头的开始处。

*长度*参数规定收到之PSDU的字节长度。长度为2个字节。

*电平*参数规定信号电平，物理层据此接收PSDU。可采取的值以下为十六选一：

- 0: ≤ 70 dB μ V
- 1: ≤ 72 dB μ V
- 2: ≤ 74 dB μ V
- ...
- 15: > 98 dB μ V

*方案*参数规定接收PSDU的方案。可能为以下任意值：

- 0: DBPSK
- 1: DQPSK
- 2: D8PSK
- 3: 未使用
- 4: DBPSK + 卷积码
- 5: DQPSK + 卷积码

6: D8PSK + 卷积码

7: 未使用

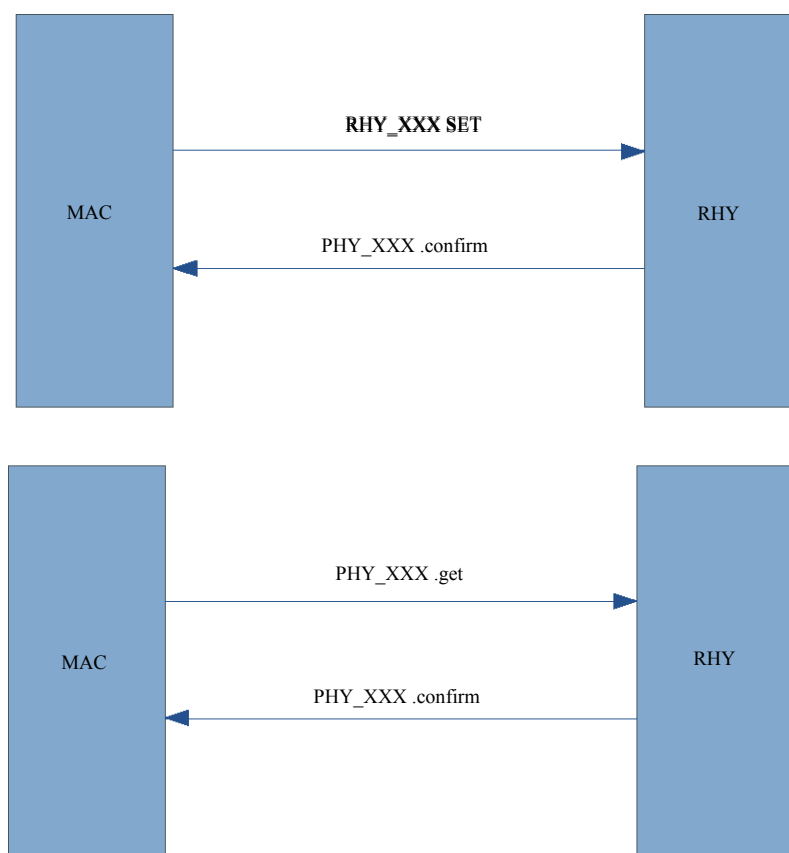
时间参数是指收到与PSDU相关之前置码的时间。

B.3.10.2.4.3 使用

从物理层实体传递PHY_DATA.indication到MAC层实体，以指示一个有效PPDU的到达。

B.3.10.3 物理层控制平面原语

图B.16所示为PHY控制平面原语的通用结构。每个原语可以有“设”(set)、“得”(get)或“确认”(confirm)字段。表B.4列出了控制平面原语以及各原语相关的字段。每行列出一个控制平面原语。某列中的“X”表示在所在行所述的原语中使用相关的字段。



图B.16 – PHY控制平面原语概述

表B.4 – 与PHY控制平面原语相关的字段

	设	得	确认
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 功能

把PHY_AGC.set原语传递给物理层实体，以设置物理层的自动增益模式。

B.3.10.3.1.2 结构

该原语的语义如下：

PHY_AGC.set {*Mode, Gain*}.

模式参数规定物理层是否在自动增益模式下运作。可采取的值以下为二选一：

0: 自动

1: 手动

增益参数规定在自动模式下的初始接收增益。可采取的值以下为 N 选一：

0: min_gain dB

1: min_gain + step dB

2: min_gain + 2 × step dB

...

$N-1$: min_gain + ($N-1$) × step dB

其中，min_gain和 N 取决于具体的实施方案。参数step也是一个实施方案问题，但不得超过6 dB。最大增益值min_gain + ($N-1$) × step将至少为21 dB。

B.3.10.3.1.3 使用

当必须改变接收增益模式时，由MAC层生成该原语。

B.3.10.3.2 PHY_AGC.get

B.3.10.3.2.1 功能

把PHY_AGC.get原语传递给物理层实体，以获得物理层的自动增益模式。

B.3.10.3.2.2 结构

该原语的语义如下：

PHY_AGC.get{}

B.3.10.3.2.3 使用

当需要知道已配置的接收增益模式时，由MAC层生成该原语。

B.3.10.3.3 PHY_AGC.confirm

B.3.10.3.3.1 功能

通过PHY层实体把PHY_AGC.confirm原语传递给MAC层实体，以响应一个PHY_AGC.set或PHY_AGC.get命令。

B.3.10.3.3.2 结构

该原语的语义如下：

PHY_AGC.confirm {Mode, Gain}.

模式参数规定物理层是否配置在自动增益模式下运作。可采取的值以下为二选一：

- 0: 自动
- 1: 手动

增益参数规定当前的接收增益。可采取的值以下为N选一：

- 0: min_gain dB
- 1: min_gain + step dB
- 2: min_gain + 2 × step dB
- ...
- N-1: min_gain + (N-1) × step dB

其中，min_gain和N取决于具体的实施方案。参数step不得超过6 dB。最大增益值min_gain + (N - 1) × step将至少为21 dB。

B.3.10.3.4 PHY_Timer.get

B.3.10.3.4.1 功能

通过MAC层实体把PHY_Timer.get原语传递给物理层实体，以获得传输必须开始的时间。

B.3.10.3.4.2 结构

该原语的语义如下：

PHY_Timer.get {}.

B.3.10.3.4.3 使用

由MAC层生成该原语，以了解传输何时开始。

B.3.10.3.5 PHY_Timer.confirm

B.3.10.3.5.1 功能

通过PHY层实体把PHY_Timer.confirm原语传递给MAC层实体，以响应一个PHY_Timer.get命令。

B.3.10.3.5.2 结构

该原语的语义如下：

PHY_Timer.confirm {Time}.

以10微秒为单位规定时间参数。可采取的值介于0至220-1之间。

B.3.10.3.6 PHY_CD.get

B.3.10.3.6.1 功能

通过MAC层实体把PHY_CD.get原语传递给物理层实体，以寻找载波检测信号。载波检测算法须基于前置码检测和信息头识别(参见第B.3.4节)。

B.3.10.3.6.2 结构

该原语的语义如下：

PHY_CD.get {}.

B.3.10.3.6.3 使用

当需要知道物理介质是否空闲时，由MAC层生成该原语。

B.3.10.3.7 PHY_CD.confirm

B.3.10.3.7.1 功能

通过PHY层实体把PHY_CD.confirm原语传递给MAC层实体，以响应一个PHY_CD.get命令。

B.3.10.3.7.2 结构

该原语的语义如下：

PHY_CD.confirm {*cd*, *rssi*, *Time*, *header*}.

*cd*参数可采取的值有以下二选一：

- 0: 检测不到载波
- 1: 检测到载波

*rssi*参数是收到的信号强度指示，指的是前置码。仅当*cd*等于1时，它才相关。可采取的值有以下十六选一：

- 0: ≤ 70 dB μ V
- 1: ≤ 72 dB μ V
- 2: ≤ 74 dB μ V
- ...
- 15: > 98 dB μ V

时间参数指示当前PPDU结束的瞬间。仅当*cd*等于1时，它才相关。当*cd*等于0时，时间参数取值为0。如果*cd*等于1，但仍然不知道整个PPDU的时间间隔(即信息头尚未处理)，信息头参数将取值为1，而时间参数将指示信息头将结束的瞬间，规定以10微秒为单位。在任何其他情况下，时间参数的值指的是当前PPDU将结束的瞬间，规定以10微秒为单位。时间参数指的是一个绝对时间点，因此它被称为系统时钟。

信息头参数可采取的值有以下二选一：

- 1: 如果已检测到一个前置码，但尚不知道从信息头解码起整个PPDU的时间间隔。
- 0: 在任何其他情况下。

B.3.10.3.8 PHY_NL.get

B.3.10.3.8.1 功能

通过MAC层实体把PHY_NL.get原语传递给物理层实体，以获得的本底噪声电平值。

B.3.10.3.8.2 结构

该原语的语义如下：

PHY_NL.get {}.

B.3.10.3.8.3 使用

当需要知道当前电力线的噪声电平时，由MAC层生成该原语。

B.3.10.3.9 PHY_NL.confirm

B.3.10.3.9.1 功能

通过PHY层实体把PHY_NL.confirm原语传递给MAC层实体，以响应一个PHY_NL.get命令。

B.3.10.3.9.2 结构

该原语的语义如下：

PHY_NL.confirm {*noise*}.

噪声参数可采取的值以下为十六选一：

- 0: ≤ 50 dB μ V
- 1: ≤ 53 dB μ V
- 2: ≤ 56 dB μ V
- ...
- 15: > 92 dB μ V

B.3.10.3.10 PHY_SNR.get

B.3.10.3.10.1 功能

通过MAC层实体把PHY_SNR.get原语传递给物理层实体，以获得信噪比的值，规定为测量到的接收信号电平与上一个接收PPDU的噪声电平之比。信噪比的计算在第B.4.2节中描述。

B.3.10.3.10.2 结构

该原语的语义如下：

PHY_SNR.get {}.

B.3.10.3.10.3 使用

为了分析信道特性，且如果需要的话，调用稳健性管理程序，当需要知道信噪比时，由MAC层生成该原语。

B.3.10.3.11 PHY_SNR.confirm

B.3.10.3.11.1 功能

通过PHY层实体把PHY_SNR.confirm原语传递到MAC层实体，以响应一个PHY_SNR.get命令。

B.3.10.3.11.2 结构

该原语的语义如下：

PHY_SNR.confirm {*SNR*}.

SNR参数是指信号噪声比，规定为测量到的接收信号电平与上一个接收PPDU的噪声电平之比。可采取的值以下为八选其一。3比特指数到实际SNR值的映射按附件C所述计算，如下所示：

- 0: ≤ 0 dB
- 1: ≤ 3 dB
- 2: ≤ 6 dB
- ...

7: > 18 dB

B.3.10.3.12 PHY_ZCT.get

B.3.10.3.12.1 功能

通过MAC层实体把PHY_ZCT.get原语传递给物理层实体，以获得电力网的零交叉时间以及最后一次发送或接收与电力网零交叉之间的时间。

B.3.10.3.12.2 结构

该原语的语义如下：

PHY_ZCT.get {}.

B.3.10.3.12.3 使用

当需要知道电力网的零交叉时间时，由MAC层生成该原语，例如，为了计算节点连接到哪个相位。

B.3.10.3.13 PHY_ZCT.confirm

B.3.10.3.13.1 功能

通过PHY层实体把PHY_ZCT.confirm原语传递到MAC层实体，以响应一个PHY_ZCT.get命令。

B.3.10.3.13.2 结构

该原语的语义如下：

PHY_ZCT.confirm {Time}.

时间参数是指上一次零交叉事件发生的时间瞬时。

B.3.10.4 物理层管理原语

PHY层管理原语使得物理层与这些原语的MAC层实施方案是可选的。关于PHY层管理原语的通用结构，参见图B.16。

表B.5 – PHY层管理原语

原语	设	得	确认
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 功能

调用PLME_RESET.request原语，以请求物理层重置其当前功能状态。作为该原语的结果，物理层应重置所有的内部状态，并刷新所有的缓存器，以清除任何排队的接收或发送数据。由PLME来调用所有的SET原语，并传递给PHY，以设置PHY中的参数。也由PLME来发起GET原语，但只用于读取PHY参数。

B.3.10.4.1.2 结构

该原语的语义如下：

PLME_RESET.request{}

B.3.10.4.1.3 使用

上层管理实体将调用该原语，以处理任何系统层面的异常问题，要求中止任何排队的传输，并从初始化状态重启所有操作。

B.3.10.4.2 PLME_RESET.confirm

B.3.10.4.2.1 功能

生成PLME_RESET.confirm，以响应一个对应的PLME_RESET.request原语。它指示所请求的重置是否得以成功执行。

B.3.10.4.2.2 结构

该原语的语义如下：

PLME_RESET.confirm{*Result*}.

结果参数须包含下列值之一：

0: 成功

1: 失败。由于内部实施问题，请求的重置失败。

B.3.10.4.2.3 使用

生成该原语，以响应一个PLME_RESET.request。

B.3.10.4.3 PLME_SLEEP.request

B.3.10.4.3.1 功能

调用PLME_SLEEP.request原语，以请求物理层暂停其当前活动，包括所有的接收功能。物理层应在进入睡眠状态之前完成所有等待的发送。

B.3.10.4.3.2 结构

该原语的语义如下：

PLME_SLEEP.request{}

B.3.10.4.3.3 使用

设计该原语是为了帮助优化功耗。

B.3.10.4.4 PLME_SLEEP.confirm

B.3.10.4.4.1 功能

生成PLME_SLEEP.confirm，以响应一个对应的PLME_SLEEP.request原语，并提供信息指示是否已成功进入所请求的睡眠状态。

B.3.10.4.4.2 结构

该原语的语义如下：

PLME_SLEEP.confirm{*Result*}.

结果参数须包含下列值之一：

- 0: 成功
- 1: 失败。由于内部实施问题，请求的睡眠失败。
- 2: 物理层已处于睡眠状态。

B.3.10.4.4.3 使用

生成该原语，以响应一个PLME_SLEEP.request。

B.3.10.4.5 PLME_RESUME.request

B.3.10.4.5.1 功能

调用PLME_RESUME.request原语，以请求物理层恢复其暂停的活动。作为该原语的结果，物理层须启动其正常的发送和接收功能。

B.3.10.4.5.2 结构

该原语的语义如下：

PLME_RESUME.request{}

B.3.10.4.5.3 使用

假设作为上一个PLME_SLEEP.request原语的结果，当前物理层处于暂停状态，则上层管理实体调用该原语，以恢复正常的物理层操作。

B.3.10.4.6 PLME_RESUME.confirm

B.3.10.4.6.1 功能

生成PLME_RESUME.confirm，以响应一个对应的PLME_RESUME.request原语，并提供信息指示所请求的恢复状况。

B.3.10.4.6.2 结构

该原语的语义如下：

PLME_RESUME.confirm{*Result*}.

结果参数须包含下列值之一：

- 0: 成功
- 1: 失败。由于内部实施问题，请求恢复失败。
- 2: 物理层已处于完全工作状态。

B.3.10.4.6.3 使用

生成该原语，以响应一个PLME_RESUME.request。

B.3.10.4.7 PLME_TESTMODE.request

B.3.10.4.7.1 功能

调用PLME_TESTMODE.request原语，让物理层进入测试模式（由模式参数规定）。从各种可能的模式中，提供具体的功能模式作为输入参数。接收到该原语后，物理层应在进入请求的测试模式之前，完成缓存器内任何待发送的传输。

B.3.10.4.7.2 结构

该原语的语义如下：

PLME_TESTMODE.request{*enable, mode, modulation, pwr_level*}.

启用参数启动或停止测试模式，可采取的值有以下二选其一：

- 0: 停止测试模式，并返回到正常功能状态
- 1: 从目前的功能状态转移到测试模式

当物理层为测试模式时，模式参数枚举出要展示的特定功能行为，可采取的值有以下二选其一：

- 0: 连续发送
- 1: 发送占空比为50%

调制参数规定在传输过程中使用的调制方案，可采取的值有以下八选其一：

- 0: DBPSK
- 1: DQPSK
- 2: D8PSK
- 3: 未使用
- 4: DBPSK + 卷积码
- 5: DQPSK + 卷积码
- 6: D8PSK + 卷积码
- 7: 未使用

*pwr_level*参数规定传输测试信号处的相对电平，可采取的值有以下八选其一：

- 0: 最大输出电平(MOL)
- 1: MOL -3 dB
- 2: MOL -6 dB
-
- 7: MOL -21 dB

B.3.10.4.7.3 使用

当要求执行具体测试时，由管理实体调用该原语。

B.3.10.4.8 PLME_TESTMODE.confirm

B.3.10.4.8.1 功能

生成PLME_TESTMODE.confirm，以响应一个对应的PLME_TESTMODE.request原语，来指示是否已成功转移到测试模式。

B.3.10.4.8.2 结构

该原语的语义如下：

PLME_TESTMODE.confirm{*Result*}.

结果参数须包含下列值之一：

- 0: 成功
- 1: 失败。由于内部实施问题，转移到测试模式失败。
- 2: 物理层已处于测试模式。

B.3.10.4.8.3 使用

生成该原语，以响应一个PLME_TESTMODE.request。

B.3.10.4.9 PLME_GET.request

B.3.10.4.9.1 功能

PLME_GET.request查询一个给定的PIB属性信息。

B.3.10.4.9.2 结构

该原语的语义如下：

PLME_GET.request{*PIBAttribute*}

*PIBAttribute*参数标识特定属性，在列举PIB属性的表的Id字段中列出。

B.3.10.4.9.3 使用

管理实体调用该原语，以查询其中可用的PIB属性。

B.3.10.4.10 PLME_GET.confirm

B.3.10.4.10.1 功能

生成PLME_GET.confirm原语，以响应对应的MLME_GET.request原语。

B.3.10.4.10.2 结构

该原语的语义如下：

PLME_GET.confirm{*status*, *PIBAttribute*, *PIBAttributeValue*}

状态参数报告所请求的信息结果，可以是表B.6中的其中一个值。

表B.6 – PLME_GET.confirm原语中的状态参数值

结果	说明
成功 = 0	参数读取成功。
失败 = 1	由于内部实施原因，参数读取失败。
BadAttr = 2	不支持指定的PIB属性。

*PIBAttribute*参数标识特定属性，在列举PIB属性的表的Id字段中列出。

*PIBAttributeValue*参数规定与给定*PIBAttribute*相关的值。

B.3.10.4.10.3 使用

物理层生成该原语，以响应一个PLME_GET.request原语。

附录B-I

PRIME: CRC示例

(本附录不构成本建议书的有机组成部分)

下表给出了针对若干特定字符串的CRC计算结果。

表B-I.1 – 针对各种ASCII字符串的CRC计算示例

字符串	CRC-8
'T'	0xab
"THE"	0xa0
0x03, 0x73	0x61
0x01, 0x3f	0xa8
"123456789"	0xf4

附件C

PRIME: EVM计算

(本附件构成本建议书的有机组成部分)

C.1 EVM和SNR定义

本PRIME附件对利用参考接收机进行的EVM计算进行了描述，它假定了准确的同步和FFT窗位置。

设

$\{r_k^i; k = 1, 2, \dots, 97\}$ 表示符号*i*和*k*的FFT输出为频率音；

$\Delta b_k \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ 表示对以相位递增形式编码的、所收到信息符号的决策；

$M = \text{DBPSK, DQPSK 或 D8PSK}$ 情况下分别为2, 4 或 8。

则EVM定义由下式给出：

$$EVM = \frac{\sum_{i=1}^L \sum_{k=2}^{97} \left[\text{abs} \left(r_k^i - r_{k-1}^i - \left(\frac{j2\pi}{M} \right) \Delta b_k - \right) \right]^2}{\sum_{i=1}^L \sum_{k=2}^{97} [\text{abs}(r_k^i)]^2}$$

在上式中，abs(.)指的是复数的大小，L是最近收到的PPDU有效载荷中的OFDM符号数，基于此对EVM进行计算。

而后，SNR定义为上述EVM的倒数。

附录C-I

PRIME: 交织矩阵

(本附录不构成本建议书的有机组成部分)

头交织矩阵:

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

DBPSK (FEC ON)交织矩阵:

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

DQPSK (FEC ON)交织矩阵:

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

D8PSK (FEC ON)交织矩阵:

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

附件D

电动车充电操作模式

(本附件构成本建议书的有机组成部分)

D.1 概述

本附件规定了一种操作模式，目的是提供插电式电动车 (PEV) 和电动车供电设备 (EVSE) 之间的通信。它特别规定了PEV和EVSE之间在AC线和导引线上的通信。为了符合本附件的规定，应满足以下要求和特性：

- 能够在CENELEC或FCC频段上操作；
- 需要强制支持本建议书的主体内容；
- 在导引线上工作时，应仅为点对点模式，即只有两个收发器连接到导线上；
- 根据以下的注释，支持本附件的ITU-T G.9955设备应能回落到G3-PLC FCC模式。回落到G3-PLC FCC的方法在第D.2节中的回落协议中规定。

注 - 在本节中描述的将回落纳入附件E模式，在ISO/IEC 15118中选择G3-PLC FCC作为V2G(车对供电网)应用的解决方案时，因情况而异。如果ISO/IEC选择另一种解决方案，或规定多种解决方案，那么要符合本附件的话，支持回落协议可能不是必须的条件。此外，根据ISO/IEC 15118的决定，本协议可能会做相应调整。

D.2 回落协议

在本节中规定的回落协议是专为遵守本附件而要求的。

为了符合回落模式，ITU-T G.9955设备应初始化为G3-PLC FCC模式，如本建议书附件E中的规定。此外，使用附件E的设备之间在建立连接后，应在PEV和EVSE节点之间执行一个握手协议，以表明它们能够支持ITU-T G.9955主体内容。如果双方都支持ITU-T G.9955主体内容，那么应EVSE节点（受回落协议控制）的请求，双方都可以切换到ITU-T G.9955主体内容。如果至少有一个节点表明不支持ITU-T G.9955主体内容，那么两个节点都应继续在G3-PLC FCC模式下工作，直至通信会话结束。

握手协议的其他细节有待进一步研究。

附件E

附件A的FCC扩展至G3-PLC

(本附件构成本建议书的有机组成部分)

E.1 附件A的FCC扩展至G3-PLC

E.1.1 系统基本参数

E.1.1.1 一般说明

G3 PLC初始规范支持35.9 kHz至90.6 kHz之间的CENELEC A频段部分。它规定了DBPSK和DQPSK调制方案的OFDM物理层。在初始规范中,选择取样频率为400 kHz,这样它可能支持CENELEC B、C和D频段。本增补是用于FCC频段,因此选择取样率为1.2 MHz。

根据每个物理层帧的符号数(N_S);每个符号的子载波数目(N_{CARR})和由FEC块添加的校验位数来计算数据速率。作为一个示例,考虑在CENELEC A频段稳健模式下工作的40个数据符号系统。整个物理层帧携带的比特总数等于:

$$\text{Total_No_Bits} = N_S \times N_{CARR} = 40 \times 36 = 1440 \text{ 比特}$$

在稳健编码器的输入端所需的比特数为:

$$\text{No_Bits_Robust} = 1440 \times \text{Robust}_{\text{RATE}} = 1440 \times 1/4 = 360 \text{ 比特}$$

考虑到卷积编码器速率等于1/2 ($\text{CC}_{\text{RATE}} = 1/2$),且增加 $\text{CCZerotail} = 6$ 个零比特以终结编码器状态至全零状态,则在Reed Solomon编码器输出端的最大符号数($\text{MAXRS}_{\text{BYTES}}$)必须等于:

$$\text{MAXRS}_{\text{BYTES}} = \text{floor}((\text{No_Bits_Robust} \times \text{CC}_{\text{RATE}} - \text{CCZerotail})/8) = \text{floor}((360 \times 1/2 - 6)/8) = 21$$

计算8个与校验位(稳健模式)相关的符号,可得:

$$\text{DATALength} = (21 - \text{ParityLength}) \times 8 = 104 \text{ 比特}$$

在一个物理层帧的区间内携带这104比特。一个物理层帧的区间接下列公式计算:

$$T_{\text{FRAME}} = ((N_S + N_{\text{FCH}}) \times (N_{\text{CP}} + N - N_0) + (N_{\text{PRE}} \times N))/F_S$$

其中, N_{PRE} 、 N 、 N_0 和 N_{CP} 分别表示前置码中的符号数、FFT长度、在一个符号的每一侧重叠的取样数和循环前缀内的取样数。 N_{FCH} 是FCH中的符号数。 F_S 是取样频率。在表E.1中给出了Cenelec A上所有这些参数的典型值。

表E.1 – 系统规范

FFT点的数目	$N = 256$
重叠的样本数	$N_0 = 8$
循环前缀的样本数	$N_{\text{CP}} = 30$
FCH符号的数目	$N_{\text{FCH}} = 13$
取样频率	$F_s = 0.4 \text{ MHz}$
前置码中的符号数	$N_{\text{pre}} = 9.5$

替换上述等式中的数，可以得出40符号帧的 T_{FRAME} (物理层帧区间)如下：

$$T_{\text{FRAME}} = ((40+13) \times (256 + 22) + (9.5 \times 256))/400000 = 0.043 \text{秒}$$

因此，数据速率的计算方法是：

$$\text{数据速率} = 104/0.042 \approx 2.4 \text{ kbit/s}$$

E.1.1.2 FCC频段规划

FCC频段支持10 kHz至490 kHz。本附件定义了FCC频段（154.6875 kHz 至 487.5 kHz）中一个频率子集上的操作。支持DBPSK、DQPSK和D8PSK调制方案，结果是在正常操作模式下，数据速率高达300 kbit/s。考虑到这些选择和子载波有4.6875 kHz的载波间隔，在154.6875 kHz 至 487.5 kHz频率范围内，可用的子载波数目为72，在表E.2中给出。本频段规划指的是FCC1频段规划。

表E.2 – 用于FCC1频段的子载波数目

频段规划	子载波数目	第一个子载波 (kHz)	最后一个子载波 (kHz)
FCC1	72	154.6875	487.5

选择每个物理层帧内的符号数基于两个参数，即所要求的数据速率和可接受的稳健性。表E.3和表E.4中列出了符号数、RS块的大小以及与72音相关的数据速率的几个值作为示例。

表E.3 – 各种调制的RS块大小

FCC 符号数目	RS块(字节) D8PSK (出/入) (注1)	RS块(字节) DQPSK (出/入) (注1)	RS块(字节) DBPSK (出/入) (注1)	RS块(字节) 稳健性 (出/入) (注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)
注1 – 16字节校验的RS块。				
注2 – 8字节校验的RS块。				

表E.4 – 各种调制的数据速率(不包括FCH)

FCC 符号数目	数据速率 (bps) D8PSK (注1)	数据速率 (bps) DQPSK (注1)	数据速率(bps) DBPSK (注1)	数据速率(bps) 稳健性 (注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
注1 – 16字节校验的RS块。 注2 – 8字节校验的RS块。				

数据速率的计算方法类似于CENELEC A情况。帧控制头使用72比特，结果是12个FCH符号。可以通过下式计算得出：

$$\text{FCH符号数} = \text{ceiling}((72 \times 2 \times 6)/72) = 12$$

FCC参数的典型值在表E.5中给出。

表E.5 – 系统规范

FFT点的数目	N = 256
重叠的样本数	$N_O = 8$
循环前缀的样本数	$N_{CP} = 30$
FCH符号的数目	$N_{FCH} = 12$
取样频率	$F_s = 1.2 \text{ MHz}$
循环前缀	30
前置码中的符号数	$N_{pre} = 9.5$

应使用初始相位值生成前置码并对FCH的第一个符号进行调制，见表E.6。帧控制头FCH的比特字段在表E.7中示出。

表E.6 – FCC1频段规划的相位矢量定义

c	ϕ_c	c	ϕ_c	C	ϕ_c	c	ϕ_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	$9(\pi/8)$

c	ϕ_c	c	ϕ_c	C	ϕ_c	c	ϕ_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	$10(\pi/8)$

表E.7 – FCC1频段规划的FCH比特字段

字段	字节	比特号	比特	定义
PDC	0	7 至 0	8	相位检测计数器
MOD	1	7 至 5	3	调制类型:
				0: ROBO
				1: DBPSK
				2: DQPSK
相干模式		4	1	0: 差分模式 1: 相干模式
DT		3 to 1	3	分隔符类型:
				000: 启动帧, 不期待响应
				001: 启动帧, 期待响应
				010: 正确确认(ACK)
				011: 负确认(NACK)
				100-111: 保留
FL		0	1	物理层符号中的物理层帧长度
	2	7至0	8	
TM[7:0]	3	7至0	8	TM[7:0]: 音映射表

c	ϕ_c	c	ϕ_c	C	ϕ_c	c	ϕ_c
TM[15:8]		4	7至0	8	TM[15:8]: 音映射表		
TM[23:16]		5	7至0	8	TM[23:16]: 音映射表		
保留		6	7至0	8	保留		
保留		7	7至6	2	保留		
FCCS		7-8	5至0	6	帧控制校验序列(CRC8)		
		8	7至6	2			
ConvZeros		8	5至0	6	对于卷积编码器, 为6个零		
注 – 上表中所有保留的比特均设为0。							

E.1.1.2.1 可选的FCC频段规划

除了154.687 kHz 至 487.5 kHz的主FCC频段, 一个节点还可支持以下频段规划:

表E.8 – 可选的FCC频段规划

	子载波数目	第一个子载波 (kHz)	最后一个子载波(kHz)
FCC1.a	24	154.687	262.5
FCC 1.b	40	304.687	487.5

上述频段规划的FCH符号数应根据有关主频段的所述过程进行计算。例如, 对于FCC-1频段规划, FCH符号数应为: $\text{ceiling}((72 \times 2 \times 6) / 24) = 36$ 。

初始阶段的值应用于生成前置码, 并对上述4个频段规划的FCH第一个符号进行调制, 在表E.9、表E.10中给出。

表E.9 – FCC-1频段规划的相位矢量定义

C	ϕ_c	C	ϕ_c	c	ϕ_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	$10(\pi/8)$

表E.10 – FCC-1.b频段规划的相位矢量定义

c	ϕ_c	c	ϕ_c	c	ϕ_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 可选的相干模式

本节描述当工作于可选的相干模式时G3-PLC FCC扩展的操作。本节仅描述有别于本附件中所描述之主差分模式的标准部分。未在此处描述的相干发送器部分应完全按照本附件的描述进行操作，它论述了差分模式。

E.1.1.3.1 帧结构

类似于差分模式，相干模式应支持两种类型的帧：数据帧和ACK/NACK帧。数据帧的帧结构应等同于差分模式中所用的帧结构，两种变化除外：

- a) PHY帧的数据部分应由一个S1符号作为前导，后跟一个S2符号，两个符号都应插在最后一个FCH符号与第一个数据符号之间。S2符号应具有差分模式中对P符号所用的、相同的相位参考矢量。与P符号的唯一区别是：S2符号由一个P符号和一个30样本的循环前缀、一个8样本的重叠构成，结果是：当使用256的IFFT大小时，产生278个样本。因此，S2符号的持续时间应等同于FCH符号或数据符号的持续时间。S1符号应是一个反向的S2(即-S2)，因此它也将由278个样本组成。
- b) 导频音应如第E.1.1.3.14节中关于导频音的描述那样插入数据符号。
- c) FCH应相干地进行调制。

针对相干模式的ACK/NACK帧的帧结构应等同于差分模式中所用的帧结构。

E.1.1.3.2 前置码

相干模式的前置码由8个或(8 + 4 = 12)个相同的P符号组成, 紧随其后的是一个M符号, 其后是半个M符号。相干模式的P和M符号等同于差分模式中生成的符号。因此, 相干模式与差分模式下前置码序列之间的唯一区别是: 对相干模式, 一个S1后跟一个S2符号, 插在最后一个FCH符号与第一个数据符号之间。用于两种模式的初始相位如表E.6所示。

所有相干模式前置码符号(最后一个FCH符号与第一个数据符号之间的P、M和附加符号), 相比数据符号, 应具有相同的增益因子。增益定义为3 dB。

E.1.1.3.3 帧控制头

保留紧跟前置码后的12个符号, 用于帧控制头(FCH), 其格式等同于差分模式中生成的格式。FCH中的“相干模式”比特应用于指示是差分地还是相干地调制有效载荷。对帧控制头本身应相干地进行调制。

E.1.1.3.4 CRC8

一个8比特循环冗余校验(CRC)用于FCH的错误检测。CRC8作为一个58比特序列的函数进行计算, 初始值为0xFF。使用以下八阶生成器多项式来计算CRC8:

$$G(x) = x^8 + x^2 + x + 1$$

数据比特转向为CRC8寄存器, 从FCH第一个字节的最高有效位开始。CRC8是FCH多项式除以生成器多项式的余数。传播余数的补, 从最高阶比特开始, 在最低阶比特结束。

E.1.1.3.5 数据扰码器

相干模式中使用的数据扰码器应等同于差分模式中所用的数据扰码器。

E.1.1.3.6 FEC编码

FEC编码器由一个Reed-Solomon编码器后跟一个卷积编码器组成。在稳健模式中, 在卷积编码器后使用一个额外的编码器, 即重复代码(RC), 以便在卷积编码器输出端重复比特四次。

相干模式的FEC编码器应等同于差分模式所用的编码器。特别是, Reed-Solomon编码、卷积编码和以4和6重复的编码都应等同于差分模式。

E.1.1.3.7 有效载荷填充

应对编码输出(FCH和有效载荷)进行填充, 以使编码比特成为整数个OFDM符号。填充通过在末尾处添加“0”来完成, 以使编码比特成为整数个OFDM符号。

E.1.1.3.8 交织器

相干模式的交织器应等同于差分模式下的交织器, 当中, 导频音不得认为是有效音的一分部, 因此, 交织器应彻底忽略之。这意味着子载波数量“m”中不得包括导频音(在差分模式下, 也不得包括屏蔽音)。

E.1.1.3.9 BPSK、QPSK、8PSK、16QAM和稳健模式的相干映射

映射块负责保证所传输信号符合给定的音映射和音屏蔽。音映射和音屏蔽是MAC层的概念。音屏蔽是一个预定义的(静态的)系统参数,用于定义开始、停止和陷波频率。音映射是一个基于信道估计的自适应参数,它包含一系列载波,将用于两个调制解调器之间的某个特定通信。

数据比特映射相干调制(BPSK、QPSK、8PSK、16QAM或稳健型),如下所示:对于一个给定的符号,不使用相同的载波,而使用之前的符号作为其相位参考,它使用相同载波的前置码相位作为其参考。该预定义的相位参考等同于为差分调制规定的相位参考,如表E.6所示。FCH符号和数据符号均使用相同的相位参考矢量。

E.1.1.3.10 BPSK和稳健调制的映射

在BPSK(和稳健)调制中,相移 0° 代表一个二进制“0”,相移 180° 代表表E.11中所述的二进制“1”。

表E.11 – 第k个子载波的BPSK和稳健编码表

输入比特	输出相位
0	Ψ_k
1	$\Psi_k + \pi$

星座应等同于差分模式。

E.1.1.3.11 QPSK调制的映射

在QPSK调制中,一对2比特映射至4个不同的输出相位。相移 0° 、 90° 、 180° 和 270° 分别代表二进制“00”、“01”、“11”、“10”,如表E.12所示。

表E.12 – 第k个子载波的QPSK编码表

输入比特样式(X,Y), Y首先离开交织器	输出相位
00	Ψ_k
01	$\Psi_k + \pi/2$
11	$\Psi_k + \pi$
10	$\Psi_k + 3\pi/2$

星座应等同于差分模式。

E.1.1.3.12 8PSK调制的映射

在8PSK调制中,三个一组的3比特映射至8个不同输出相位中的一个上。相移 0° 、 45° 、 90° 、 135° 、 180° 、 225° 、 270° 和 315° 分别代表二进制“000”、“001”、“011”、“010”、“110”、“111”、“101”、“100”,如表E.13所示。

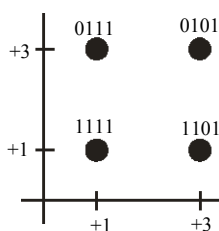
表E.13 – 第k个子载波的8PSK编码表

输入比特样式(X,Y,Z), Z首先离开交织器	输出相位
000	Ψ_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	$\Psi_k + 7\pi/4$

星座应等同于差分模式。

E.1.1.3.13 16QAM调制的映射

在16-QAM调制中，4比特映射至16个不同星座点的一个上。映射情况如图E.1和表E.14所示。



图E.1 – 16-QAM星座图

完整的星座描述如表E.14所示。

表E.14 – 16-QAM的映射

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

E.1.1.3.14 导频音

导频音可用于相干模式，以帮助时钟恢复和信道估计，特别是在恶劣的环境中，存在强噪声和频率信道变化时。

对导频指配，只对有效的子载波集，按顺序枚举导频指数：

$$P(i,j) = (\text{OFFSET} + (\text{FreqSpacing} \times i) + 2 \times j) \% M_{\text{ACTIVE}} \quad (\text{D-1})$$

其中：

$P(i,j)$ 是有效子载波集合中，符号 j 中导频的相对位置 i 。按 $0, 1, 2, \dots, M_{ACTIVE}-1$ 枚举有效载波集。

M 是在给定频段[FCC-1: $M=72$; FCC-1.a: $M=24$; FCC-1.b: $M=40$]中，每个符号的子载波数。

M_{ACTIVE} 有效子载波数($M_{ACTIVE} \leq M$)

FreqSpacing = 在相同符号中导频之间的频率间隔[对所有FCC频段为12个]

i = 导频指数 = $0, 1, 2, \dots, \text{ceil}(M_{ACTIVE}/\text{FreqSpacing})-1$

j = 符号数 = $0, 1, 2, 3, \dots, N-1$

N = 每个帧的数据符号总数。

OFFSET = X [FCC-1: $X = 36$; FCC-1.a: $X = 0$; FCC-1.b: $X = 0$]

有关FFT数字命理学的绝对导频音指数通过以下公式给出：

$$P_{abs}(i,j) = \text{STARTINDEX} + Q_{ACTIVE}(P(i,j)) \quad (D-2)$$

其中：

$Q = [0, 1, 2, \dots, M-1]$ 是某给定频段的子载波相对指数的一个矢量， $\text{Length}(Q) = M$ 。

Q_{ACTIVE} 是某给定频段的有效子载波相对指数的一个矢量。 Q_{ACTIVE} 源自去除非有效（即屏蔽的）子载波后的 Q ， $\text{Length}(Q_{ACTIVE}) = M_{ACTIVE}$ 。

STARTINDEX对应频段规划中的第一个子载波：

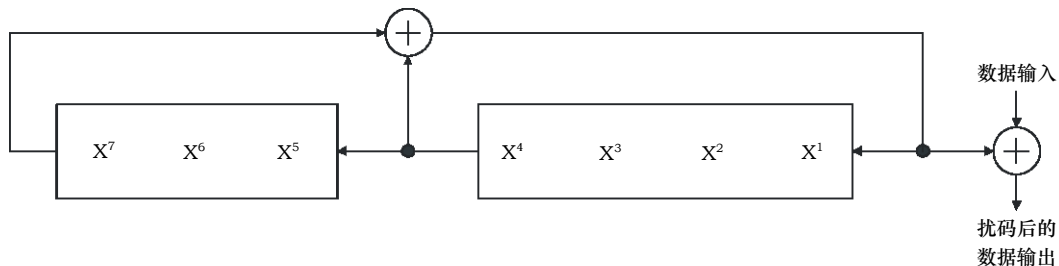
STARTINDEX = Y [FCC-1 $Y=33$;
FCC-1.a $Y=33$;
FCC-1.b $Y=65$]

导频音由使用规定的星座、以QPSK调制的、指定音频率中的正弦波组成。映射至星座点的比特应以下列多项式，使用一个线性反馈移位寄存器(LFSR)，自一个伪随机序列生成：

$$p(x) = x^7 + x^4 + 1$$

如图E.2所示。

LFSR中的比特在每个PHY帧开始处应全部初始化为1。



G.9955(11)-Amd(12)_FG.1

图E.2 – 用于生成数据比特的LFSR，用于调制导频音

LFSR应只产生用于调制导频的比特。对自LFSR的每两个连续的输出比特，第一位应映射至QPSK符号的LSB，第二位应映射至QPSK符号的MSB。

E.1.1.3.15 频率域预先强调

有待进一步研究。

E.1.1.3.16 OFDM生成(IFFT 和 CP添加)

相干模式下生成OFDM应等同于差分模式中所用的过程。

E.1.1.3.17 加窗

相干模式下加窗应遵循差分模式中所用的相同过程。

E.1.1.4 差错矢量幅度限制

对EVM计算，通过以下变化，可使用第A.6.5.2节中给出的过程：

- 1) 子载波数为72而非36；
- 2) 对前置码EVM计算，应使用开始于第三个符号的6个符号：

$$\text{a) } \text{Tot_En}^{(ref)} = \sum_{i=2}^7 \text{Avg_En}_i^{(ref)}$$

$$\text{b) } \text{Total_MSE} = \sum_{i=2}^7 \text{MSE}_i$$

为数据和前置码符号而计算的EVM值不得超过表E.15中给出的值。

表E.15 – EVM值允许的最大值

调制	EVM, dB (注)
1,2, 3比特	-15
4比特	-19

注 - 这些EVM需求应符合所有应用的传输功率电平；不过，对于3比特和4比特调制，满足这些需求的传输功率电平可能会低于1比特和2比特调制情况下的传输功率电平。

附件F

频段和电磁骚扰的要求

(本附件构成本建议书的有机组成部分)

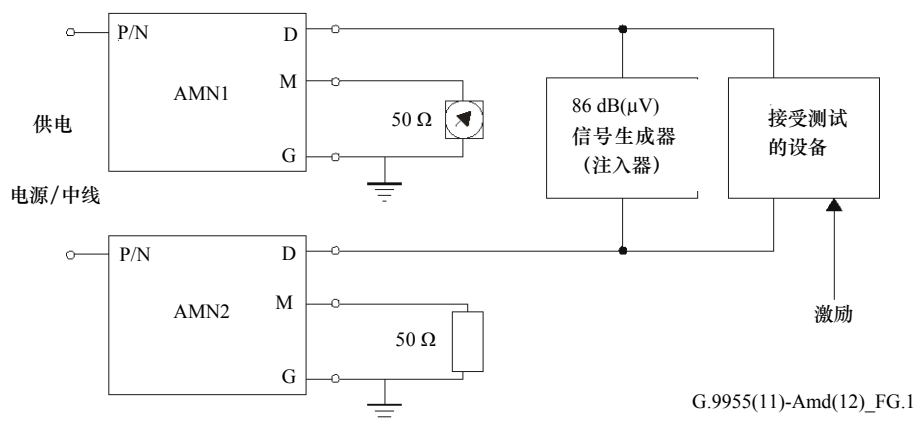
应采用[EN50065-1]的第6节、第7节、第8节和第9节。

附件G

频率范围（在此频率范围内，发送器设备检测125 KHz至140 KHz频率范围内、来自另一个设备的信号）的测量方法

（本附件构成本建议书的有机组成部分）

G.1 试验装置的布局如图G.1所示。所示的人工电源网络符合[CISPR 16-1]第11.2节的要求。传输设备在其额定电源供应电压上进行测试。



注 - AMN1至AMN2是符合[CISPR 16-1]第11.2节的人工电源网络（如图5/9-148.5 kHz的例子）

图G.1 – 测试信号检测器频率范围的测量方案

G.2 调整测量接收器至一个高于132.5 kHz的、方便的频率上，以便当激活发送器时，传输由测量接收器来指明，测量接收器不对来自信号生成器的、低于132.5 kHz的输出做出响应。

G.3 设置信号生成器的输出电压，以便发送器电源终端上的信号电压为86 dB(μ V)，并将频率设为132.4 kHz。以正常方式尝试启动由传输设备进行的传输。记录测量接收器是否检测传输。不应有传输，除非如第5.3节所允许的那样。

G.4 重复G.3，同时以200 Hz的步伐降低信号生成器的频率，直至检测到传输。第一个出现的频率应小于131.5 kHz。

G.5 调整测量接收器至一个低于132.5 kHz的、方便的频率上，以便当激活发送器时，传输由测量接收器来指明，测量接收器不对来自信号生成器的、高于132.5 kHz的输出做出响应。

G.6 在132.6 kHz上重复G.3，以递增的频率步伐重复G.4，记录恢复传输的第一个频率。该频率应大于133.5 kHz。

附件H

125 KHz至140 KHz频率范围内发送设备信号频谱分布的测量方法

(本附件构成本建议书的有机组成部分)

操作条件在第8节中规定。对于该测试:

- a) 依据[CISPR 16-1]第1部分的一个测量接收器, 应使用200 Hz的带宽; 以及
- b) 应使用一个如[CISPR 16-1]第11.2节所述的人工电源网络。

在125 kHz 至 140 kHz的频率范围内, 应每隔200 Hz记录一次测量接收器的输出。可能需要使用一个精确的频率源来设置每一个新的频率。频率源应准确至±50 Hz。

对该测试, 相对最大电压而言, 电压级小于-40 dB是可被忽略。

根据以下公式, 在子频段上所测电压的加权和应至少为总数的30%:

$$\frac{\sum_{i=125,0}^{140} V_i \times H_i}{\sum_{i=125,0}^{140} V_i} > 0.3$$

其中:

V_i 是在*i* kHz频率上测得的电压, 并转换为线性单元;

$i = 125, 0, 125, 2, \dots, 140, 0$, H_i 的值由表H.1给出。

表H.1 – H_i 的值

频率 (kHz)	H_i (dB)
125.0 至 131.5	线性增加(以dB为单位), 频率对数从-36到0。
131.5 至 133.5	0
133.5 至 140.0	线性减少(以dB为单位), 频率对数从0到-36。

如果它可以显示相同的结果, 那么频谱分析仪可用于该测量。

附件J

测量方法（3 kHz 至 30 MHz）

（本附件构成本建议书的有机组成部分）

本附件为测量设备产生的终端电压提供有关人工电源网络的信息。所有其他需求在[CISPR 16-1]第二部分中给出。

J.1 人工电源网络

J.1.1 概述

需要人工电源V-网络在接受测试的设备终端的高频率上提供一个定义好的阻抗。需要其他电感将测试电路与供应电源上不想要的射频信号隔离开来。

J.1.2 阻抗

J.1.2.1 频率范围从3 kHz 至 9 kHz

对于频段3 kHz至9 kHz，应对[CISPR 16-1]图23的网络做一修正，如图F.3所示。

注 - 0.47 μ F电容器(参见图F.3)没有可以忽略不计的阻抗。除非另有说明，将有必要为该阻抗引起的分压修正测量集的读取结果。

J.1.2.2 频率范围从9 kHz 至 30 MHz

人工电源V-网络应有对应(50 Ω //50 μ H + 5 Ω) 或 50 Ω //50 μ H网络的一个阻抗，如[CISPR 16-1]图7a和图7b中的规定。

注意：可能需要一个校正因子，详情请见[CISPR 16-1]第F.2节和表F.1。

附件K

骚扰功率的测量方法（30 MHz 至 1 GHz）

（本附件构成本建议书的有机组成部分）

注 - 该方法的应用在某些情况下可能会受到物理因素的限制。

K.1 概述

普遍认为，对高于30 MHz的频率而言，设备产生的干扰能量通过受扰接收器的辐射来传播。

经验表明，干扰能量主要通过部分电源导线和设备附近的其他连接线来辐射。因此，同意定义设备的干扰能力指的是它可提供给其电源导线和其他连接线的功率。该功率近乎等于由设备提供给一个适当吸收装置的功率，吸收装置放在这些导线的周边，在此位置上，吸收的功率最大。

K.2 测量过程

根据[CISPR 16-2]第2.5节，测量使用一个吸收夹具来进行(由一个后跟吸收铁氧体环的r.f.变压器组成)，测量仪器连接到它。吸收夹具先后应用于所有导线，其长度为25厘米或更长，未屏蔽或屏蔽，可连接到被测设备的各个单元（例如，至电源或供电电源的导线、信号线、控制线等）。在每根导线上，对测量的每个频率，从定位的夹具开始，吸收夹具移开半波长的一段距离，以便其变压器接近单元。在属于相同被测设备的单元之间的互连导线上，应进行两次测量，夹具的变压器接受第一次测量，位于导线末端的两个单元中的另一个接受第二次测量。

注 - 最初的测量可以在一个固定的位置用夹具来进行，以找到扰动可能特别强的频率。

25厘米或更长的所有连接导线在测量期间长度应至少为30 MHz的半波长（即5米）加上两倍的吸收夹具长度。需要的话，导线应能延长，以满足此要求。不过，对原始长度小于较低频率半波长的连接线而言（其末端连接到一个没有其他外部导线的单元上），吸收夹具相对同一单元的移动距离进一步限制在一个等于导线初始长度的距离上。

对每根导线，当吸收夹具沿着导线移动时获得最大测量值，对每个频率要注册规定的距离。每个频率上，为所有导线注册的最大值中的最高值，经恰当校准，作为被测设备的辐射干扰功率。

测量期间，接受测试的设备应至少离地0.8米，放在一张非金属的桌面上，连上带有吸收夹具的导线，从连接至导线的单元处水平拉出。非金属物体，包括可能的其他被测单元或者任何人，离导线或单元应在0.8米内。如果机械上和功能上可能的话，任何其他不马上接受测试的导线应断开连接，或者安装铁氧体环，以衰减可能影响测量结果的r.f.电流。

这样的一根导线应远离连接单元，方向上应至少偏离被测导线所在方向90°。不用的所有连接器都应处于无端接状态。有连接线的连接器都应以典型的使用方式进行端接。如果导线是屏蔽的并正常端接于一个屏蔽的单元，那么应屏蔽端接。

K.3 连接于某导线而非电源导线端的、有辅助装置的设备

测量装置

辅助导线通常可通过用户来扩展，例如，带松散端的导线，或者在一端或两端配有插头或插座的导线应扩展至约6米长，这等于30 MHz的半波长加上两倍的吸收夹具长度；用于测量的一个夹具以及用于额外隔离的、可能的第二个夹具。

因其大小而不同穿过吸收夹具的任何插头或插座都得移走。

附件L

150 kHz以上测量仪器的衰减特征

(本附件构成本建议书的有机组成部分)

对150 kHz以上的带外信号测量，应使用符合[CISPR 6-1]第3节、具有以下衰减特征的测量仪器。

表L.1 – 150 kHz以上测量仪器的衰减

相对中间频段的偏离 (kHz)	衰减
0	0
4	≤ 6
5	≥ 6
10	≥ 34
20	≥ 81

附件M

极其稳健模式

(本附件构成本建议书的有机组成部分)

本附件规定极其稳健模式(ERM)操作所需的、本建议书的程序和主体内容扩展。

注1 – 本附件的实现需要强制支持本建议书的主体内容。

注2 – 本附件可与本建议书的主体内容结合使用,以支持恶劣条件下的高度稳健的通信。

注3 – 本附件的实施允许以SNR进行的操作,而无需任何特殊的MAC管理协议来同步时间或发送器与接收器之间的频段。

注4 – 一个潜在的应用场景是一个通道,它包括MV/LV变压器,虽然本附件并不排除其他方法来为相同或相似的应用场景提供解决方案。

注5 – 本附件规定参数的一个默认集,以支持ERM。需要改变ERM默认参数的管理程序有待进一步研究。

注6 – ERM相关的其他管理功能有待进一步研究。

M.1 在ERM中使用PFH字段

ERM中PFH字段的陈述应等同于本建议书的主体内容,以下字段除外:

- 1) 持续时间(FL)字段的值(参见第7.2.3.2.2节)应以10乘以 K_{Dur} OFDM符号作为单位。
- 2) 应使用重复(REP)字段的一组扩展的有效值(参见第7.2.3.2.6节),如表M.1中所述。

表M.1 – REP字段的扩展

REP字段值	FRE的R参数
101	32
110	64
111	128

M.2 PMA功能性的ERM扩展

- 1) FRE应支持表M.1中定义的、R的一组扩展的有效值。其他值有待进一步研究。
- 2) ERM中所用的PFH中的符号默认值应如表M.2中所规定的那样。其他值有待进一步研究。

表M.2 – 在编码PFH中的默认符号数

频段规划	符号数, NS_H
CENELEC A	200
CENELEC B	400
CENELEC CD	600
FCC	160
FCC-1	200
FCC-2	210

M.3 PMD功能性的ERM扩展

- 1) 应在所有子载波上统一加载1比特规定一个预定义的BAT类型7，PMSC和PSC集除外。
- 2) PFH的音映射应对所有子载波中的每一个子载波统一使用1比特加载，PMSC集和PSC集除外(BAT类型7)。
- 3) ERM中RCM有效载荷传输的音映射应对每一个子载波统一使用1比特的比特加载(BAT类型5或BAT类型7)。

M.3.1 ERM前置码

在ERM中，节点应使用本节中定义的ERM前置码。

M.3.1.1 通用前置码结构

表M.3描述ERM的通用前置码结构。

表M.3 – ERM前置码结构

参数	第一部分	第二部分
符号数(N_1)	N_1 (注1)	N_2 (注3)
子载波间隔	F_{SC}	F_{SC}
符号类型(S_1)	S_1 (注2)	S_2 (注4)

注1 – N_1 值的上限和下限取决于频段规划。 N_1 默认的上限和下限值在表M.4中规定。 N_1 其他有效的上限和下限值有待进一步研究。要用的 N_1 值(从其下限到其上限)由PMD_MGMT.REQ原语决定。

注2 – 本建议书主体内容中规定的相同符号 S_1 用于ERM。

注3 – N_2 的默认值为30。 N_2 的其他值有待进一步研究。要用的 N_2 值由PMD_MGMT.REQ原语决定。

注4 – 频域中，第二部分的第 n 个OFDM S_2 符号应为： $e^{2\pi j \cdot \varphi_n} \cdot S_3$ ，其中， S_3 是一个频域QPSK调制的OFDM符号。 S_3 在频域中生成，如第M.3.1.2节中的规定， φ_n 的默认相位值应为： $\{\varphi_n, n=1,2,\dots,30\}=[0, 0, 2, 3, 2, 1, 26, 25, 2, 4, 13, 18, 20, 11, 6, 28, 24, 6, 26, 16, 6, 13, 0, 23, 8, 21, 31, 13, 27, 6] / 32$ 。 φ_n 的其他相位值有待进一步研究。要用的 φ_n 由PMD_MGMT.REQ原语决定。

表M.4 – 每个频段规划的 N_1 默认上限值和下限值

频段规划	N_1 的默认下限值	N_1 的默认上限值
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 频域前置码符号生成

信号 S_3 使用信号 S_1 相同的过程生成(参见第7.4.5.2.1节)，不同处在PRBS种子的值，如表M.5所示。

表M.5 – S_3 的默认种子值

频段规划	S_3 的默认种子值
CENELEC A	25_{16}
CENELEC B	19_{16}
CENELEC CD	05_{16}
FCC	$4A_{16}$
FCC-1	$6C_{16}$
FCC-2	63_{16}

种子的其他值有待进一步研究。

M.3.1.3 时域前置码符号生成

要形成前置码的其中一个部分，输出前置码符号应重复 N_1 次。

前置码的第一部分和第二部分应加窗、重叠与附加，如下所述：

第一部分：

- d. 在符号 S_1 的最后 $\beta/2$ 样本之前，循环扩展第一部分的第一个符号；
- e. 通过添加符号 S_1 的头 $\beta/2$ 个样本，循环扩展第一部分的最后一个符号；
- f. 经扩展的第一部分的最初和最后的 β 个样本分别采用窗函数 $w_\beta(n)$ 和 $w_\beta(\beta-n-1)$ 进行加窗。

第二部分：

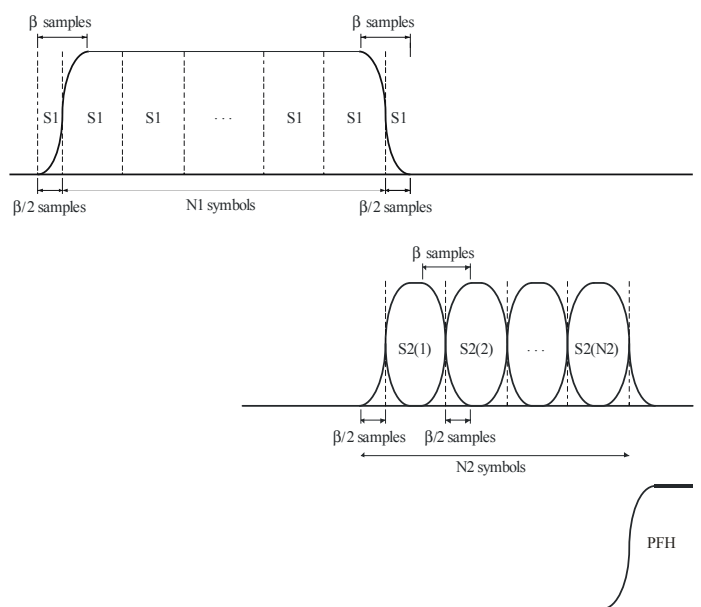
- c. 在符号 $S_2(i)$ 的最后 $\beta/2$ 个样本之前，循环扩展第二部分的每个 $S_2(i)$ 符号，并通过添加符号 $S_2(i)$ 的头 $\beta/2$ 个样本做进一步循环扩展。
- d. 第二部分每个 $S_2(i)$ 符号的最初和最后 β 个样本分别采用窗函数 $w_\beta(n)$ 和 $w_\beta(\beta-n-1)$ 进行加窗。

重叠与附加:

- c. 对第一部分末尾和第二部分开头的 β 个加窗样本进行重叠与附加。
- d. 对第二部分头 N_2-1 个 $S_2(i)$ 符号末尾的 β 个加窗样本用第二部分下 $S_2(i+1)$ 个符号开始的 β 个加窗样本进行重叠与附加。
- e. 对第二部分末尾的 β 个加窗样本用PFH开头的 β 个加窗样本进行重叠与附加, 如第7.4.4.4节所述。

窗整形函数 $w_\beta(n)$ 应符合第7.4.4.4节中规定的规则。

ERM前置码中OFDM符号的组装如图M.1所示。



图M.1 – 为ERM生成时域前置码符号

ERM前置码中的样本总数 N_{pr} 可计算如下:

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

M.3.1.4 CES符号

在ERM中, 不得发送任何CES符号。

附录I

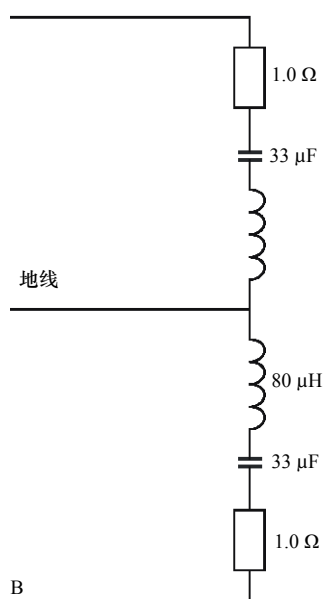
旨在展示信令系统性能的单个人工网络设计方案

(本附录不构成本建议书的有机组成部分)

对实际网络的测量显示，要求用于合规测试的、两个独立的人工电源网络并不真正代表实际的网络阻抗。

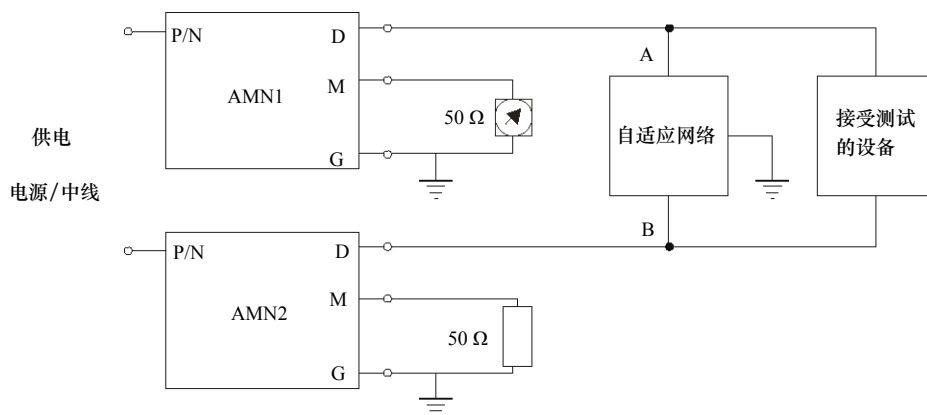
为确定什么样的水平更实际地发生在网络上，图I.1所示的自适应网络可与符合[CISPR 16-1]第11.2节的人工网络结合使用（如图5的例子）。

注 - 当测试本标准的强制性部分时，不使用自适应网络。



G.9955(11)_Fl.b

图I.1a – 针对3 kHz-148.5 kHz频率范围的自适应网络



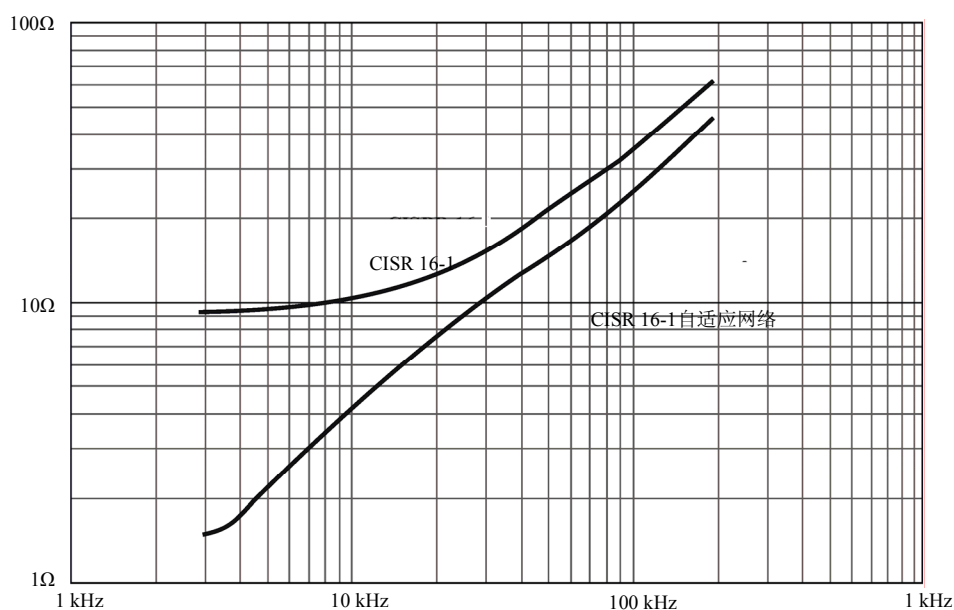
G.9955(11)_Fl.b

注 - AMN1至AMN2是符合[CISPR 16-1]第11.2节的人工电源网络（如图5/9-148.5 kHz的例子）。

图I.1b – 自适应网络与CISPR 16-1网络相连

这允许在整个频率范围3 kHz - 148.5 kHz上进行调查性测量，并提出更接近实际中发现之阻抗的阻抗。

阻抗的理论分析结果如图I.2所示。



G.9955(11)_FI.2

图I.2 – 当自适应网络添加至CISPR 16-1网络时的标称CISPR 16-1阻抗(翻倍)以及点A与点B之间的计算阻抗(图I.1b)

注1 - 应注意因连接的自适应网络而引起的、通过地线增加的电流。

注2 - 在3 kHz-148.5 kHz频率范围的最低频率上，0.25 μ F电容器没有可忽略不计的阻抗。可能需要为该阻抗引起的分压修正测量集的读取结果。

附录II

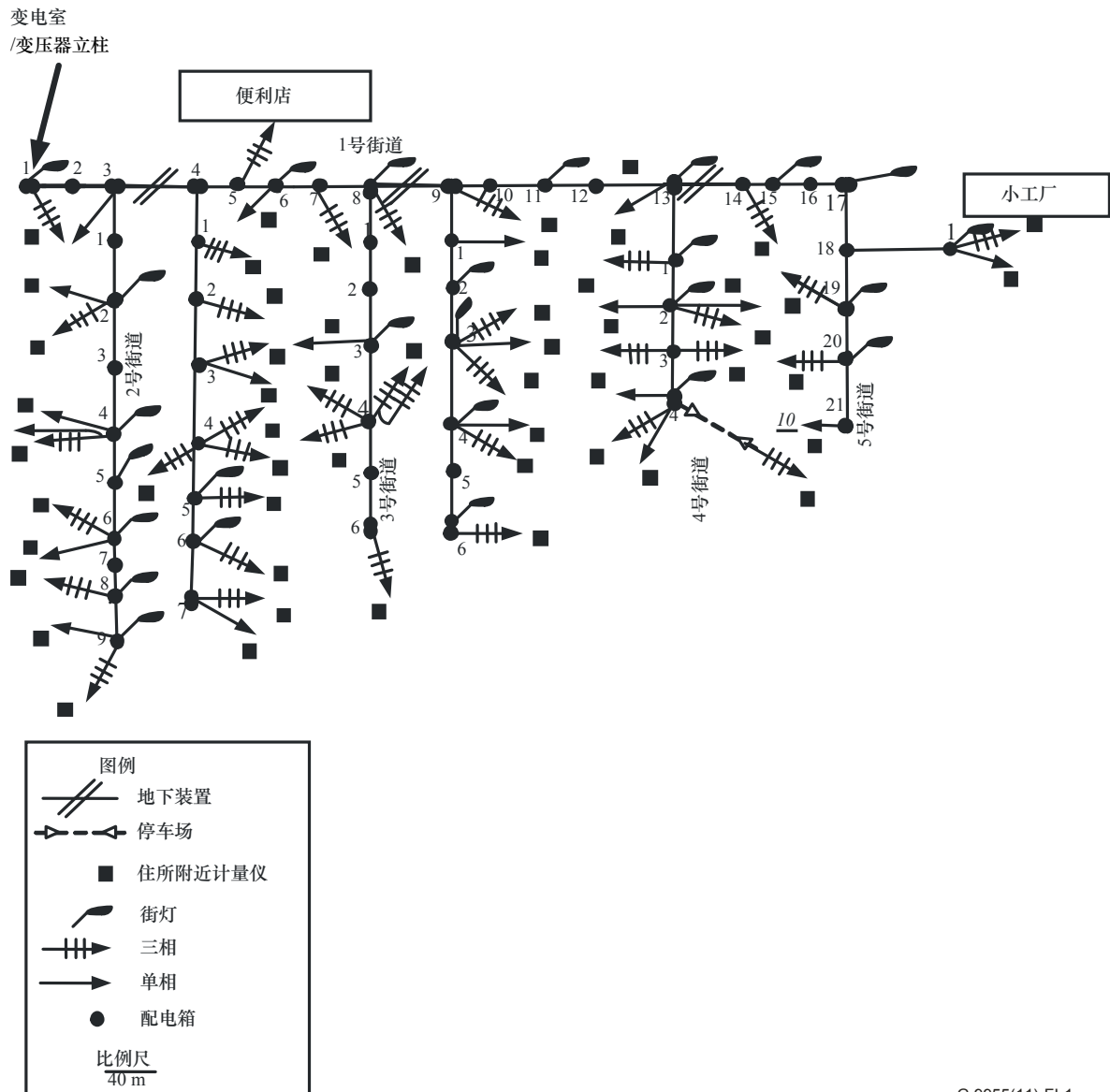
ITU-T G.9955网络拓扑结构示例和使用案例

(本附录不构成本建议书的有机组成部分)

II.1 UAN拓扑结构和部署场景示例

II.1.1 EM-UAN网络部署示例

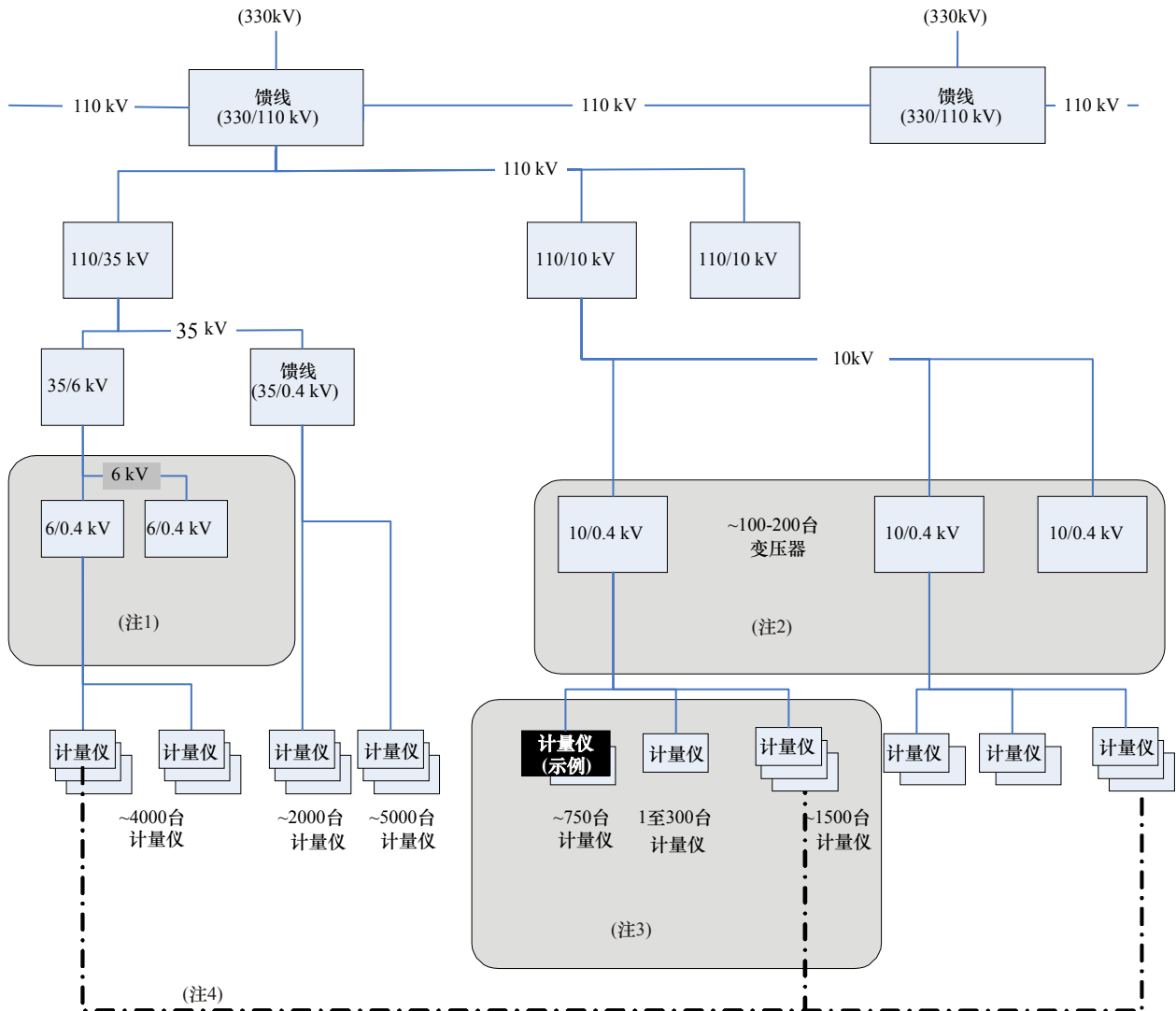
本建议书所涉及的UAN域，可以建立在电力线分布的低电压(LV)和中电压(MV)支线上。在低电压支线上建立的域通常与MV和LV线之间的变压器(MV-LV变压器)相关。头端(主域)通常位于MV-LV变压器上，而终端节点在CP上，连接到低压线路。图II.1展示了一个与该类型UAN域相关的服务区示例，并显示了邻近区域的一个AMI/AMM装置样例。每个黑框表示一个驻地计量仪，而每个驻地计量仪可能还包括一个EM-HAN。



G.9955(11)-FI-1

图II.1 – 邻近AMI/AMM装置图示例

在其他网络拓扑结构中，同一个域之间的通信或不同域之间的通信可能通过MV-LV变压器(35/6 kV、35/0.4 kV、10/0.4 kV)。由于安全原因，预计不会使用高压(HV)线(110 kV)进行通信，即便信号甚至有可能通过MV-HV变压器，当然几率要低得多。图II.2示出了UAN网络不同部分之间可能出现的重叠。

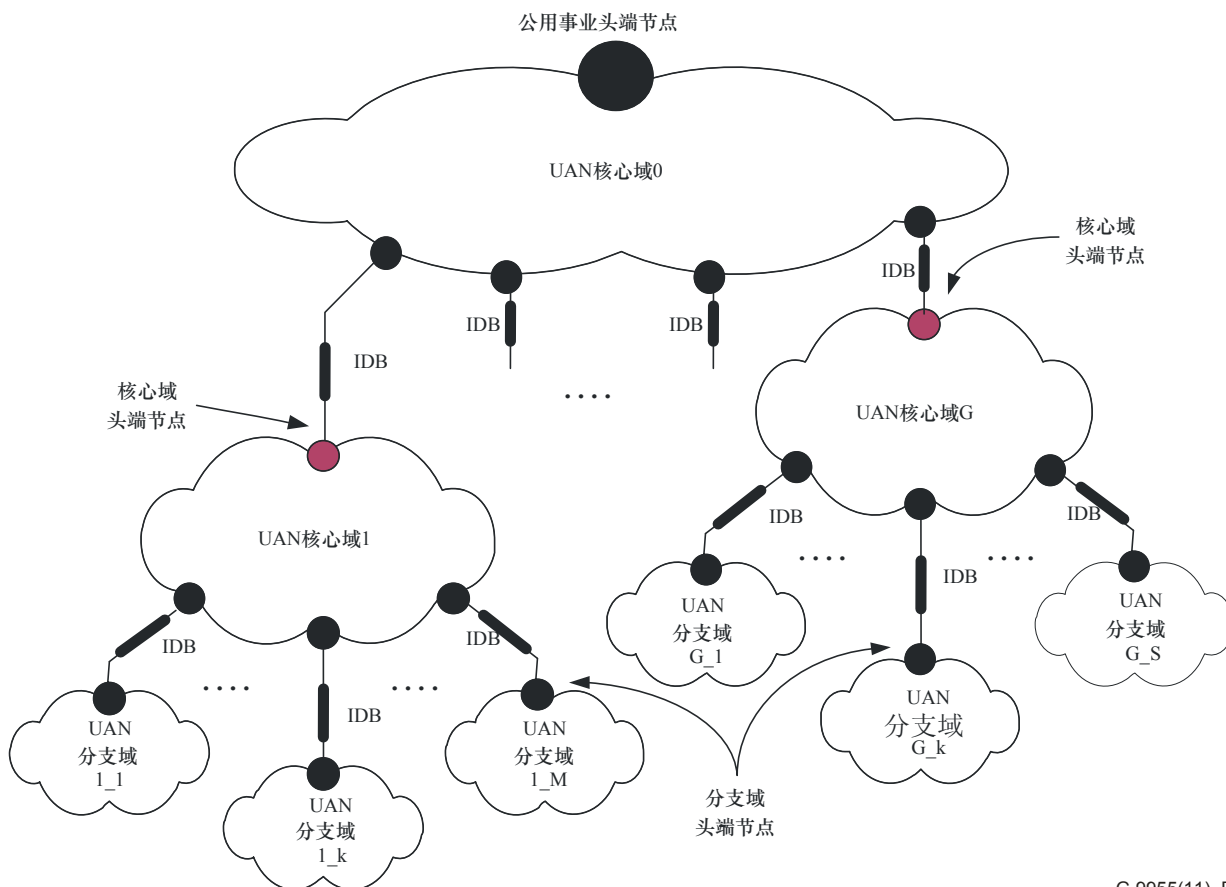


- 注1 – 位于低压-中压6 kV变电室内/变压器立柱上的调制解调器之间的通信有80%-100%都在同一个高压分支下。
- 注2 – 位于低压-中压10 kV变电室内/变压器立柱上的调制解调器之间的通信有80%-100%都在同一个高压分支下。
- 注3 – 在实际网络中某一选定计量仪与其他各计量仪之间的通信有30%-50%发生在不同的时间。
- 注4 – 调制解调器之间的通信有1%由110 kV馈线隔离。

G.9955(11)_FI-2

图II.2 – AMI/AMM安装示例

另一种类型的UAN域可以建立在MV线上，其终端节点位于MV-LV变压器上并桥接该MV域到对应的LV域上。在图II.3中示出了包含LV域的UAN网络示例模型。该模型包括与低压线相关的UAN域(在图II.3中称为分支域)和把分支域连接到设备头端的UAN域(在图II.3中称为核心域)。



G.9955(11)_FI-3

图II.3 – 包含多个域的UAN示例

ITU-T系列建议书

A系列	ITU-T工作的组织
D系列	一般资费原则
E系列	综合网络运营、电话业务、业务运营和人为因素
F系列	非话电信业务
G系列	传输系统和介质、数字系统和网络
H系列	视听和多媒体系统
I系列	综合业务数字网
J系列	有线网和电视、声音节目和其他多媒体信号的传输
K系列	干扰的防护
L系列	电缆和外部设备其他组件的构造、安装和保护
M系列	电信管理，包括TMN和网络维护
N系列	维护：国际声音节目和电视传输电路
O系列	测量设备的规范
P系列	终端以及主观的和客观的评估方法
Q系列	交换和信令
R系列	电报传输
S系列	电报业务终端设备
T系列	远程信息处理业务的终端设备
U系列	电报交换
V系列	电话网上的数据通信
X系列	数据网、开放系统通信和安全性
Y系列	全球信息基础设施、互联网协议问题和下一代网络
Z系列	用于电信系统的语言和一般软件问题