

EN 300 744 v1.1.2 (1997-08)

欧洲标准（电信系列）

数字视频广播（**DVB**）  
数字地面电视的帧结构，信道编码与调制

---

欧洲广播联盟（**EBU**）

**ETSI**

欧洲电信标准协会

## 目录

知识产权

序言

**1 范围**

**2 引用标准**

**3 定义、符号与缩略语**

**3.1 定义**

**3.2 符号**

**3.3 缩略语**

**4 基线系统**

**4.1 一般考虑**

**4.2 接口**

**4.3 信道编码与调制**

**4.3.1 传输复用与能量分布的随机化**

**4.3.2 外码与外交织**

**4.3.3 内码**

**4.3.4 内交织**

**4.3.4.1 比特交织**

**4.3.4.2 符号交织**

**4.3.5 信号星座与映射**

**4.4 OFDM 帧结构**

**4.5 参考信号**

- 4.5.1 功能与来源**
- 4.5.2 参考序列的定义**
- 4.5.3 离散导频的位置**
- 4.5.4 连续导频载波的位置**
- 4.5.5 所有参考信号的幅度**
- 4.6 传输参数信号 (TPS)**
  - 4.6.1 TPS 的范围**
  - 4.6.2 TPS 传输格式**
    - 4.6.2.1 初始化**
    - 4.6.2.2 同步**
    - 4.6.2.3 TPS 长度指示器**
    - 4.6.2.4 帧数目**
    - 4.6.2.5 星座**
    - 4.6.2.6 分层信息**
    - 4.6.2.7 码率**
    - 4.6.2.8 保护间隔**
    - 4.6.2.9 传输模式**
    - 4.6.2.10 TPS 的误码保护**
  - 4.6.3 TPS 调制**
- 4.7 每个 OFDM 超帧的 RS 包数目**
- 4.8 频谱特性与频谱模板**
  - 4.8.1 频谱特性**

## **4.8.2 带外频谱模板**

## **4.8.3 射频信号的中心频率**

附件 **A** (标准的附录): 仿真系统的性能

附件 **B** (辅助信息): **P1** 和 **F1** 的定义

附件 **C** (辅助信息): 交织示例

附件 **D** (辅助信息): 发散信号的处理规则

### **D.1 FFT 的应用**

### **D.2 “基带” 中心频率的选择**

### **D.3 潜在的难题**

历史

## 知识产权

现有文件的知识产权要素或保护要点已经由 ETSI 公告。任何 ETSI 的成员和非成员如果要公开使用与这些要点相关的资料，都可以在 ETR314 中找到：“ETSI 有关 ETSI 标准的知识产权、要点或保护要点，知识产权通告”。这些都可以从 ETSI 秘书处免费获取。最新的资料更新可以在 ETSI 网站得到。  
(<http://www.etsi.fr/ipr>)

## 序言

第二版本包含以下纯属编辑性质的修改，以前的版本是 ETS，现在则称为 EN。

- 1) 在正式文本的首页增加 DVB 标识;
- 2) 标题由“电视、声音和数据业务等的数字广播系统”改为“数字视频广播等”;
- 3) 序言中增加 DVB 内容

本欧洲标准（通讯系列）由欧洲广播联盟（EBU）、电工标准化欧洲委员会（CENELEC）和欧洲电讯标准协会（ETSI）的联合技术委员会（JTC）提出。

说明：JTC 于 1990 年开始联合起草广播及相关领域的专用标准。从 1995 年开始，JTC 成为包括 CENELEC 备忘录在内的三部分实体，从事无线电和电视接收机的标准化。EBU 是一个广播机构的专业协会，这些机构的成员在技术、法律、节目制作和节目交换领域进行合作。EBU 由欧洲广播领域的大约 60 个国家组成；总部设在日内瓦。

\*欧洲广播联盟 EBU

Case Postal 67

Switzerland

Tel: +41 22 717 21 11

FAX: +41 22 717 24 81

### 数字视频广播（DVB）工程

**DVB** 工程于 1993 年启动，它是一个电视行业的公众和私人机构的市场化联盟。其宗旨是为引入基于 MPEG2 的数字电视业务而确立一个框架。现在已经有全球 25 个国家的 200 多个组织参加。DVB 培育消费电子和广播工业的市场化体制，即满足真实需求和经济环境。

#### 提出的日程安排

ETS 300 744 的采用日期：1997.2.28

ETS 300 744 (doa) 最新发日期：1997.6.30

新国家标准的最新颁布日期或认可 ETS 300 744 的日期 (dop/e)：1997.12.31

相矛盾的国家标准的撤消日期 (dow) :1997.12.31

## 1 范围

本文件描述数字地面电视广播的基线传输系统。规定了数字多节目地面 LDTV/SDTV/EDTV/HDTV 业务的信道编码/调制系统。其范围如下：

- 给出数字地面电视基线系统的一般说明；
- 确定基线系统完整的性能要求和特征，以便实现业务质量目标；
- 规定了数字调制信号，以保证不同厂家研制的设备之间兼容；

因此，本文涉及到接收方面的问题是必要的。

## 2 引用标准

所引用标准应为：

- a) 特殊的出版文号（由出版日期、版号、版本号等确定），其后的修订版，不采用；
- b) 高于或包括指定版本的所有版本（版本同一性确定前，由“高于或包括”确定）；
- c) 包括指定版本及其后版本的所有版本（版本同一性确定后，由“先前”确定）；
- d) 没有明确版号的出版物，采用最新版本。

ETS 非特殊的参考，也将作为相同版号的 EN 的最新出版物引用。

[1] ISO/IEC 13818 第 1、2、3 部分（1994 年 11 月）：“活动图象和伴音的编码”。

[2] EN 300 421：“数字视频广播（DVB）；11/12GHz 卫星业务的帧结构，信道编码与调制”。

[3] EN300 429：“数字视频广播（DVB）；电缆系统的帧结构，信道编码与调制”

## 3 定义、符号及缩略语

### 3.1 定义

按照本文件的目的，采用以下定义：

**约束长度：**卷积编码器中延迟元件数+1

### 3.2 符号

根据本文件的用途，下列符号被采用：

- |             |                                     |
|-------------|-------------------------------------|
| $A(e)$      | 内部比特交织器 $e$ 输出矢量                    |
| $a_{e,w}$   | 内部比特交织器输出码流 $e$ 的比特数 $w$            |
| $\alpha$    | 分层传输 QAM 调制时的星座比率                   |
| $B(e)$      | 内部比特交织器 $e$ 输入矢量                    |
| $b_{e,w}$   | 内部比特交织器输入码流 $e$ 的比特数 $w$            |
| $b_{e,d_o}$ | 内交织器解复用器的解复用后的比特流数 $e$ 的输出比特数 $d_o$ |
| $C_{m,l,k}$ |                                     |

### 3.3 缩略语

文件中采用下述缩略语:

ACI	邻频道干扰 (Adjacent Channel Interference)
AFC	自动频率控制(Automatic Frequency Control)
BCH	BCH 码(Bose-Chauhuri-Hocquenghem code)
BER	误码率或误比特率 (Bit Error Ratio)
D/A	数模变换器 (Digital-to-Analogue converter)
DBPSK	差分二进移相键控调制 (Differential Binary Phase Shift Keying)
DFT	快速傅立叶变换 (Discrete Fourier Transform)
DVB	数字视频广播 (Digital Video Broadcasting)
DVB-T	数字地面电视广播 (DVB Terrestrial)
EDTV	增强清晰度电视 (Enhanced Definition Television)
ETS	欧洲电信标准 (European Telecommunication Standard)
FEC	前向纠错 (Forward Error Correction)
FFT	快速傅立叶变换(Fast Fourier Transform)
FIFO	先进先出移位寄存器(First-In First-Out shift register)
HDTV	高清晰度电视(High Definition Television)
HEX	十六进制符号(Hexadecimal notation)
HP	高优先权比特流(High Priority bit stream)
IF	中频(Intermediate Frequency)
IFFT	快速傅立叶反变换(Inverse Fast Fourier Transform)
LDTV	有限清晰度电视(Limited Definition Television)
LO	本地震荡器(Local Oscillator)
LP	低优先权比特流(Low Priority bit stream)
LSB	最小有效比特(Least Significant Bit)
MPEG	活动图象专家组(Moving Picture Experts Group)
MSB	最大有效比特(Most Significant Bit)
MUX	复用(Multiplex)
NICAM	近瞬态压缩扩展音频复用 (Near-Instantaneous Companded Audio Multiplex)
OCT	十进制符号(Octal notation)
OFDM	正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
PAL	逐行倒相 (Phase Alternating Line)
PCR	节目时钟基准 (Program Clock Reference)
PID	节目标识符 (Program Identifier)
PRBS	伪随机二进制序列 (Pseudo Random Binary Sequence)
QAM	正交幅度调制 (Quadrature Amplitude Modulation)
QEF	准无误码(Quasi Error Free)
QPSK	四进移相键控 (Quaternary Phase Shift Keying)
RF	射频(Radio Frequency)
RS	Rs 码 (Reed-Solomon)
SDTV	标准清晰度电视 (Standard Definition Television)
SECAM	具存储器的序贯色彩, 一种欧洲电视标准(Systeme Sequentiel Couleur A Memoire)

SFN	单频网 (Single Frequency Network)
TPS	传输参量信令 (Transmission Parameter Signalling)
TV	电视 (Television)
UHF	超高频 (Ultra-High Frequency)
VHF	甚高频 (Very-High Frequency)

## 4 基线系统

### 4.1 一般考虑

系统方框图描述了设备与 MPEG2 传输复用器输出的基带电视信号的匹配及地面信道特性。对数据流将应用以下处理 (见图 1):

- 传输复用及能量散布的随机化
- 外码 (即 RS 码)
- 外交织 (即卷积交织码)
- 内码 (即收缩卷积码)
- 内交织
- 映射与调制
- 正交频分复用 OFDM 传输

系统与 MPEG2 编码的电视信号 ISO/IEC 13818[1]兼容。

由于该系统是为地面数字电视业务设计的,工作于为模拟传输配置的 UHF 频谱 (见注),因此,系统必须具有抵抗来自现有 PAL/SECAM 业务的高电平同频干扰 (CCI) 和邻频干扰 (ACI) 的能力。在 UHF 频段应用时,还必须允许最大的频谱效率。这一要求可以通过采用单频网工作实现。

注:即 8MHz 信道间隔。本文件用于 7MHz 信道时,所有系统参数都按照系统时钟从 64/7MHz 到准确的 8MHz 的变比成比例缩小。帧结构以及编码、映射、内交织的规则不变,只有系统的数据容量,由于系统的信号带宽减少,要按照 7/8 的比例减少。

要实现这些要求,决定采用具有误码纠错的 OFDM 系统。为了最大限度地与卫星基线规范 (见 EN 300 421[2]) 和电缆基线规范 (见 EN 300 429[3]) 一致,外码和外交织是通用的。内码则与卫星基线规范相同。为了取得网络拓扑和频率效率之间的最佳互换,采用了灵活的保护间隔技术。从而使系统可以支持不同的网络结构,如大范围的单频网和单机发射,以保证最大的频率效率。

定义两种工作模式:2K 模式和 8K 模式。2K 模式使用于单发射机工作和发射机间隔距离有限的小型单频网。8K 模式可用于单发射机工作以及小型和大型单频网。

系统允许不同电平的 QAM 调制和采用不同的内码码率,以牺牲**码率换取较好的不平度**。系统也允许两个电平分级的信道编码,包括相同的和多协议星座。因此系统方框图将扩展为包括图 1 中虚线所示的模块。分路器将输入的传输流分为两路独立的 MPEG 传输流,称为高优先权和低优先权码流。这两种比特流被映射器和调制器映射为信号星座,因此映射器和调制器有相应的输入端数。

为保证这种分层系统传输的信号能被简单的接收机接收,分层特性取决于不采用分层源编码的分层信道编码和调制。

这样,节目业务就可以做到一个低码率的粗糙的图象与其他的较高码率较好质量的图象“同播”。相反,完全不同的节目也可以按不同的图象质量等级以分



离的码流发射。因此接收机只要一台原理相反的设备：解内交织，解内码，解外交织，解外码和复用适配。因此接收机中唯一增加的部分是解调器和解映射器，用于产生从映射在发送端的码流中选择的码流。

这种接收机是经济型的，在连续解码并出现图象和声音时，从一层到另一层切换（即在接收过程中选择比较差的层）时，将无法接收。当内解码和不同的信源解码器适当的重新组合并重新锁定时，暂停是必然的（亦即图象冻结约 0.5 秒，声音中断约 0.2 秒）。

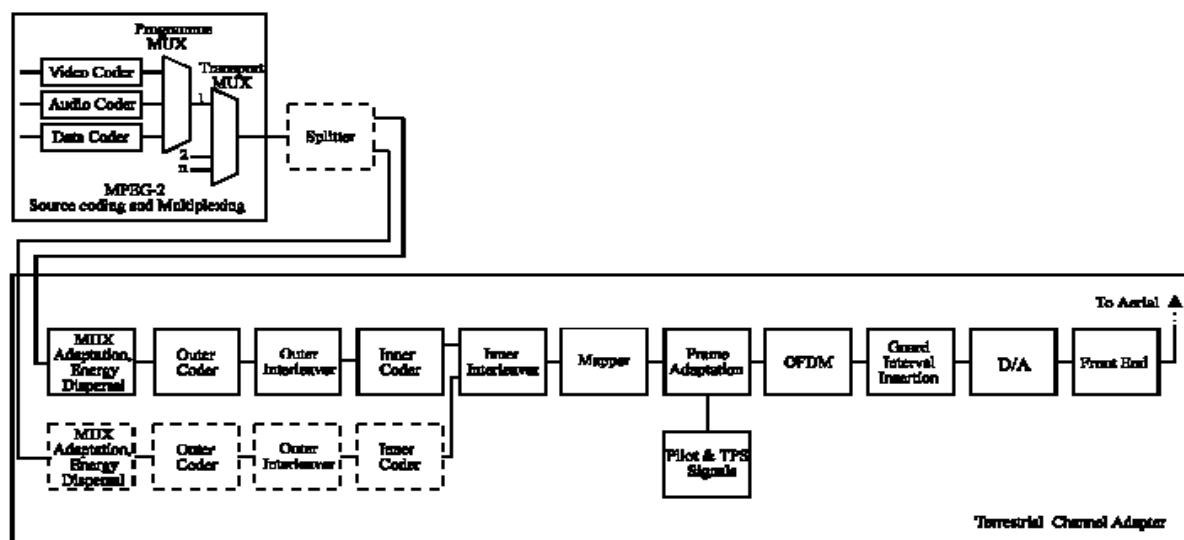


图 1：系统方框图

## 4.2 接口

本文件中定义的基线系统按下列接口分隔：

位置	接口	接口类型	连接
发射台	输入	MPEG2 传输流复用	自 MPEG2 复用器来
	输出	射频信号	至天线
接收装置	输入	RF	从天线来
	输出	MPEG2 传输流复用	至 MPEG2 解复用器

## 4.3 信道编码与调制

### 4.3.1 传输复用和能量分布随机化

系统输入码流将组织在固定长度包内，跟在 MPEG2 传输复用器后。MPEG2 传输复用包的总长度为 188 字节。它包括 1 字节同步字（即 47H）在发射端的处理次序是从同步字节（即 01 000 111）的 MSB（即“0”）开始。为了保证足够的二进制变换，输入 MPEG2 复用器的数据将按照图 2 描述的结构随机化。

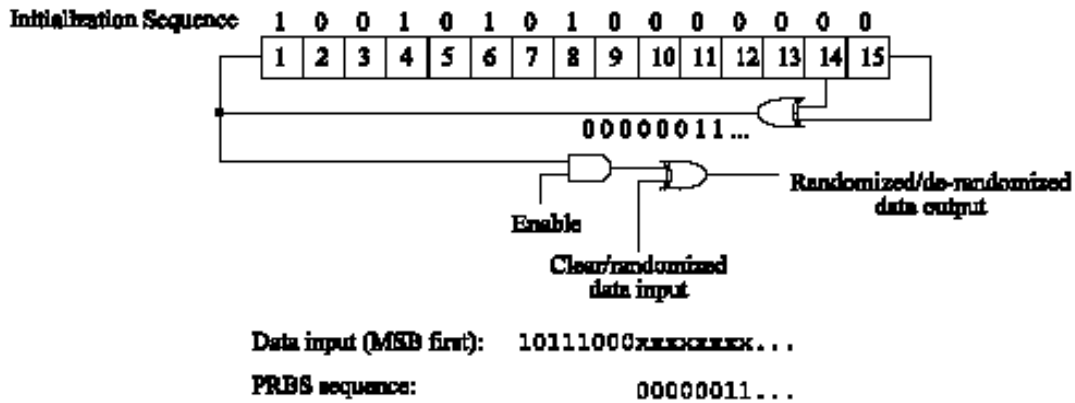


Figure 2: Scrambler/descrambler schematic diagram

图 2 加扰和去加扰原理图

伪随机二进制序列（PRBS）的生成多项式应为： $1+X^{14}+X^{15}$

注：这儿给出的多项式表达式是按从卫星基线规范 EN 300 421[2]导出的形式描述的。在其他地方，卫星和地面规范两者通常采用不同的多项式符号，即 Peterson 和 Weldon 教科书中的多项式符号。（纠错码，第二版，MIT 出版，1972）

将序列“100101010000000”加载到 PRBS 寄存器，如图 2 所示，就会在每八个传输包的起始进行初始化。为了给去加扰器提供一个初始化信号，八个包群中的第一个传输包的 MPEG2 同步字节从 47<sub>HEX</sub>（SYNC）做比特反转为 B8<sub>HEX</sub>（SYNC）。这一过程即为“传输复用适配”。（见图 3B）

PRBS 发生器输出的头一个比特用做紧随其后的反转 MPEG2 同步字节（即 B8H）的第一个字节的头一个比特（即 MSB）。为了实现其他同步功能，在随后的 7 个传输包的 MPEG2 同步字节期间，PRBS 连续发生，但无输出。剩下的这些是非随机化的。因此 PRBS 序列将为 1503 字节。当调制器的输入比特流不存在或与 MPEG2 传输流格式不兼容（即同步字节为+187 字节）时，随机化过程仍然起作用。

### 4.3.2 外码与外交织

外编码和外交织将决定输入包结构（见图 3a）。

Reed-Solomon 截短码 RS (204, 188, t=8)（见注 1）取自原始的系统 RS 码 RS (255, 239, t=8), 将此码应用于图 3b 的随机化传输包 (188byte)，以产生一个误码保护包（见图 3c）。RS 编码也用作非反转 (47H) 或反转 (B8H) 包的同步字节。

注 1: RS 码长度为 204 字节，在 204 字节的接收字中，数据字节大小为 188 字节，允许校验 8 个随机的错误字节。

码生成多项式为： $g(x)=(x+\lambda^0)(x+\lambda^1)(x+\lambda^2)\dots(x+\lambda^{15})$ ,

其中  $\lambda = 02_{HEX}$

字段生成多项式为： $p(x)=x^8+x^4+x^3+x^2+1$

RS 截短码可以在 RS (255, 239, t=8) 编码器的输入端，在数据字节后增加 51 个字节，并全部置零。RS 编码后，这些空字节被丢弃，生成 N=204 字节的 RS 码。

如原理图 4 所示，深度为 I=12 的卷积交织用于误码保护包（见图 3c），从

而形成交织的数据结构（见图 3d）。卷积交织过程基于和 Ramsey 拉姆塞 III 型逼近法兼容的 I=12 Forney 福奈逼近法。被交织的数据字节将使误码保护包排列有序并被反转或非反转 MPEG2 同步字节所分割（保持 204 字节周期）。

交织器可以由 I=12 分支组成，通过输入开关周期性地接到输入字节串。每个分支 j 都是一个深度为  $j \times M$  单元的先进先出移位寄存器，其中  $M=17=N/I$ ， $N=204$ 。这个先进先出单元包括 1 字节，输入和输出开关是同步的。

同步过程中，SYNC 字节和  $\overline{\text{SYNC}}$  将在“0”支路发送（时延校为零）。

注：解交织器在原理上与交织器类似，但支路指针则相反（即  $j=0$  调为最大时延）。解交织器的同步可以由“0”支路的第一个识别同步字节（SYNC 或  $\overline{\text{SYNC}}$ ）发送。

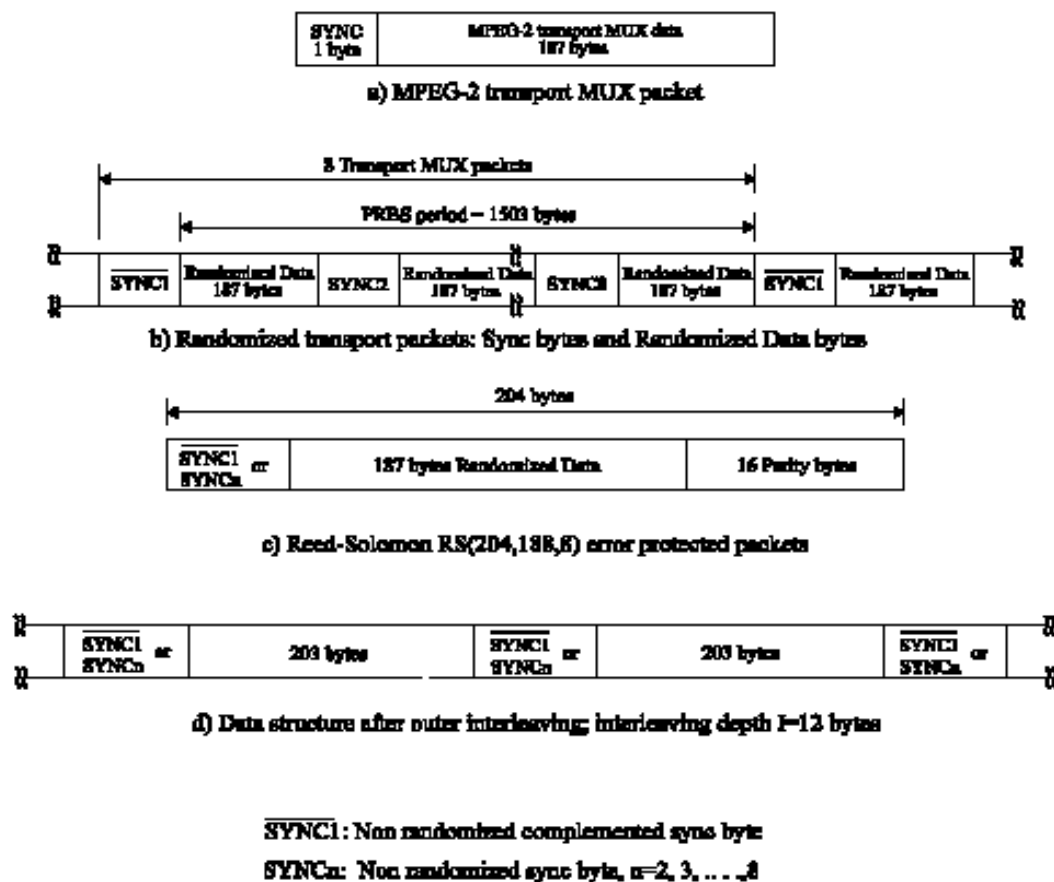


Figure 3: Steps in the process of adaptation, energy dispersal, outer coding and interleaving

$\overline{\text{SYNC1}}$  是非随机同步字节补码， $\overline{\text{SYNCn}}$  是非随机同步字节， $n=2, 3, \dots, 8$

### 4.3.3 内码

系统允许的收缩卷积码的范围以码率为 1/2，64 状态的主卷积码为基础。这就允许对一种指定业务或非分层或分层传输模式选择最合适的纠错电平。主码的生成多项式对 X 输出，为  $G_1=171_{\text{OCT}}$ ，对 Y 输出为  $G_2=133_{\text{OCT}}$ （见图 5）。

如果采用两电平分层传输模式，两个并行的信道编码器都可以具有相同的码率。除 1/2 码率的主码外，系统还允许 2/3、3/4、5/6、7/8 的收缩码率。

收缩卷积码按表 3 所示使用。也可见图 5。表中 X 和 Y 相对于卷积编码器的两个输出。

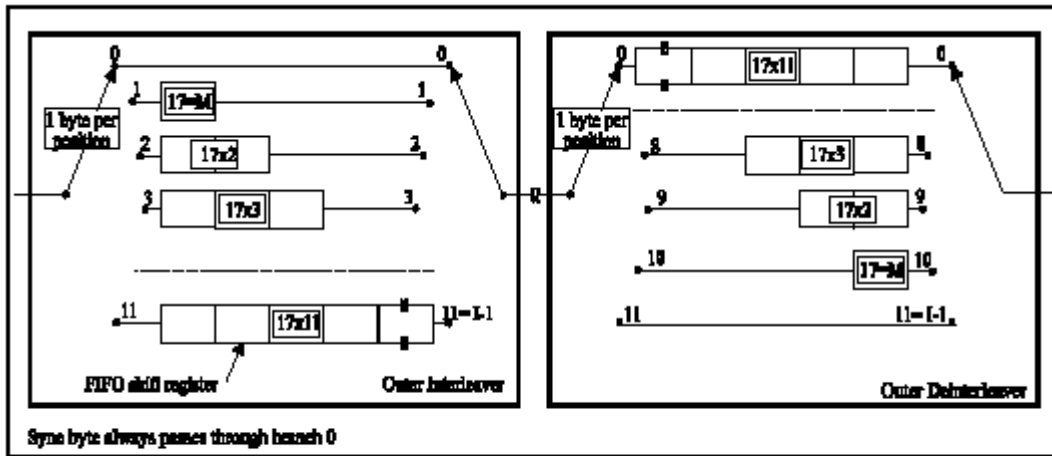


Figure 4: Conceptual diagram of the outer interleaver and deinterleaver

表 2: 可能的码率下，并-串变换后的收缩模式和发送序列

码率 R	收缩模式	发送序列（并-串变换后）
1/2	X: 1 Y: 1	$X_1 Y_1$
2/3	X=1 0 Y=1 1	$X_1 Y_1 Y_2$
3/4	X=1 0 1 Y=1 1 0	$X_1 Y_1 Y_2 X_3$
5/6	X=1 0 1 0 1 Y=1 1 0 1 0	$X_1 Y_1 Y_2 X_3 Y_4 X_5$
7/8	X=1 0 0 0 1 0 1 Y=1 1 1 1 0 1 0	$X_1 Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 X_5 Y_6 X_7$

X1 首先发送，在超帧的起始，SYNC 或  $\overline{\text{SYNCl}}$  的 MSB 将位于图 5 的“数据输入”点。超帧在 4.4 节中定义。

第一个卷积编码比特总是校正为 X1。

### 4.3.4 内交织

内交织包括跟随符号交织的比特交织。比特交织和符号交织以块为基础。

#### 4.3.4.1 比特交织

由两个比特流组成的输入，解复用为 V 个子码流，其中对 QPSK，V=2；16QAM 时 V=4；64QAM 时 V=6。在非分层模式中，单个输入码流解复用为 V 个子码流；分层模式中，高优先权码流解复用为两个子码流，低优先权码流解复用为 V-2 子码流。它用于均匀和非均匀 QAM 模式，见图 7a 和 7b。

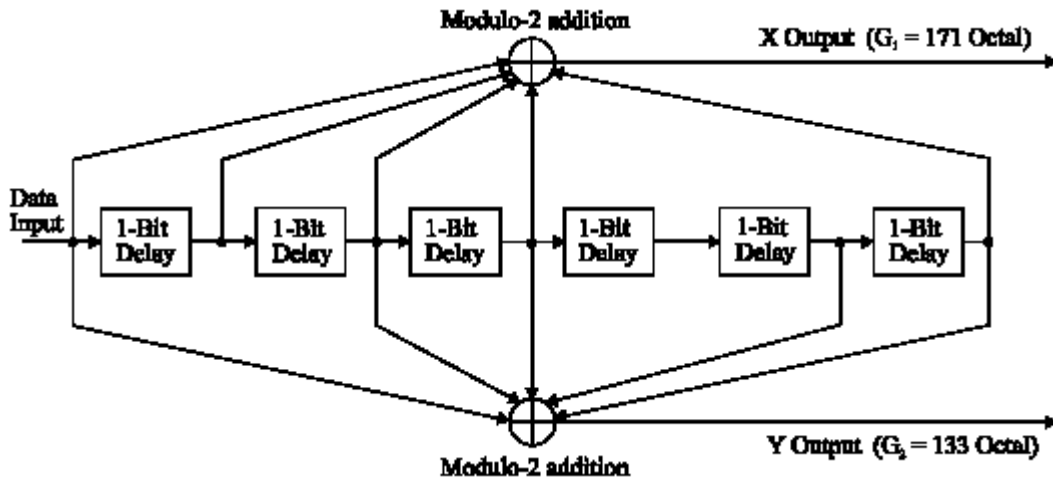


图5 1/2 码率的主卷积码

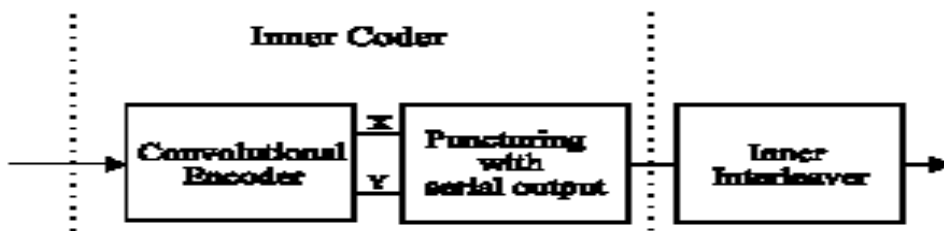


Figure 6: Inner coding and interleaving

图6 内码和内交织

解复用是以输入比特  $x_{di}$  在输出比特  $b_{e, do}$  上的映射定义的。

在非分层模式中,  $x_{di} = b_{[di \pmod{v}][\text{div}(v/2) + 2[di \pmod{v/2}]]}$ ,  $di \pmod{v}$

分层模式中,  $x'_{di} = b_{di \pmod{2}}$ ,  $di \pmod{2}$

$$x''_{di} = b_{di \pmod{(V-2)}[\text{div}((V-2)/2) + 2[di \pmod{((V-2)/2)}] + 2, di \pmod{(V-2)}}$$

式中:  $x_{di}$  是非分层模式中解复用器的输入;

$x'_{di}$  是解复用器的高优先权输入;

$x''_{di}$  是分层模式中解复用器的低优先权输入;

$di$  是输入比特数;

$b_{e, do}$  是解复用器的输出;

$e$  是解复用的比特流数目 ( $0 \leq e < V$ )

$do$ : 解复用器输出端一给定码流的比特数;

mod: 取整运算

div: 整除运算

解复用得出下列映射:

QPSK:  $x_0$  映射到  $b_{0,0}$

$x_1$  映射到  $b_{1,0}$

16QAM 非分层传输:

16QAM 分层传输:

$x_0$  映射到  $b_{0,0}$

$x'_0$  映射到  $b_{0,0}$

$x_1$  映射到  $b_{2,0}$

$x'_1$  映射到  $b_{1,0}$

$x_2$  映射到  $b_{1,0}$   
 $x_3$  映射到  $b_{3,0}$   
 64QAM 非分层传输:  
 $x_0$  映射到  $b_{0,0}$   
 $x_1$  映射到  $b_{2,0}$   
 $x_2$  映射到  $b_{4,0}$   
 $x_3$  映射到  $b_{1,1}$   
 $x_4$  映射到  $b_{3,1}$   
 $x_5$  映射到  $b_{5,0}$

$x_{\prime\prime 0}$  映射到  $b_{2,0}$   
 $x_{\prime\prime 1}$  映射到  $b_{3,0}$   
 64QAM 分层传输:  
 $x'_{\prime 0}$  映射到  $b_{0,0}$   
 $x'_{\prime 1}$  映射到  $b_{1,0}$   
 $x_{\prime\prime 0}$  映射到  $b_{2,0}$   
 $x'_{\prime\prime 1}$  映射到  $b_{4,0}$   
 $x'_{\prime\prime 2}$  映射到  $b_{3,0}$   
 $x_{\prime\prime 3}$  映射到  $b_{5,0}$

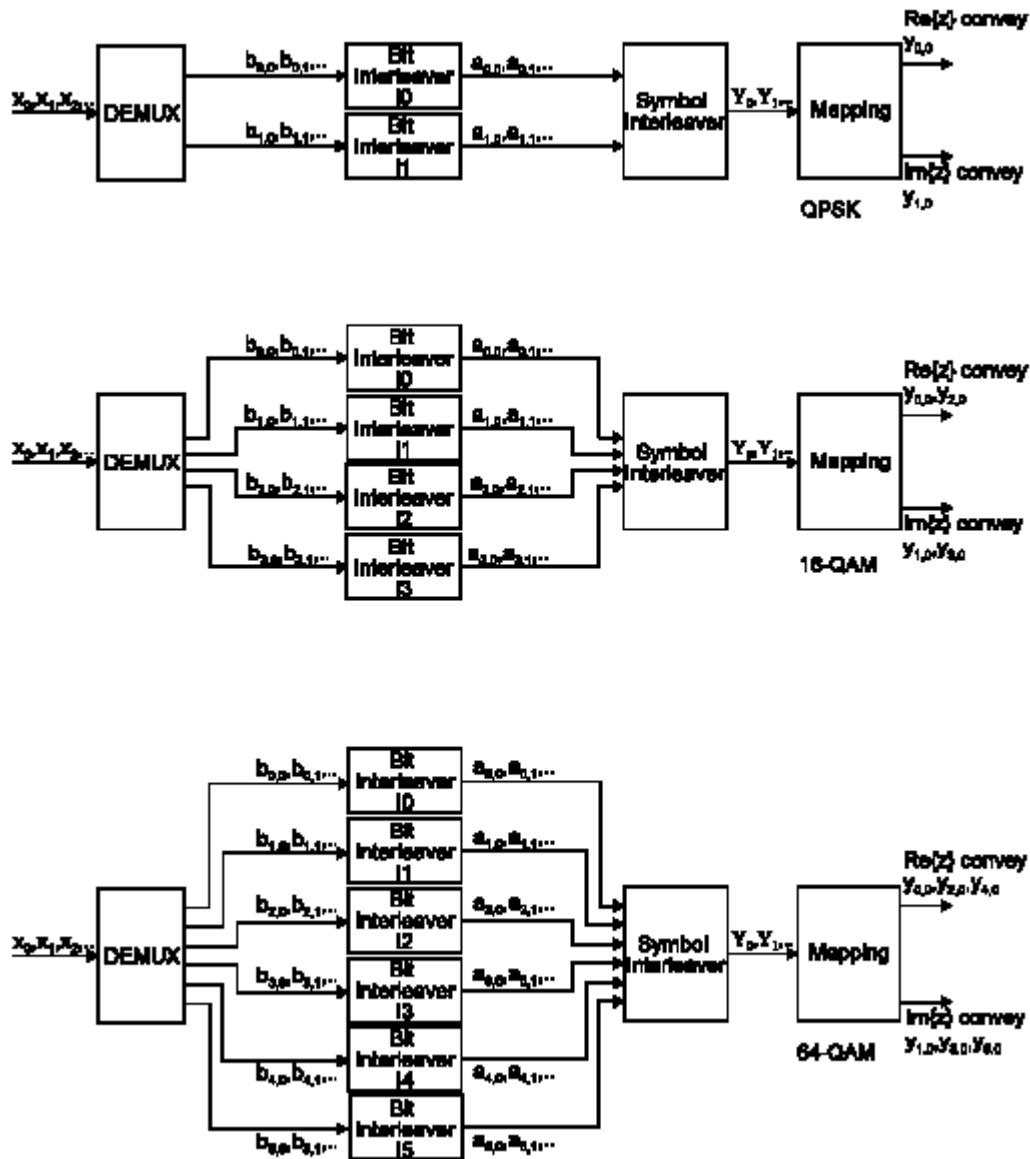


图 7a 非分层传输模式，输入比特在输出调制符号上的映射

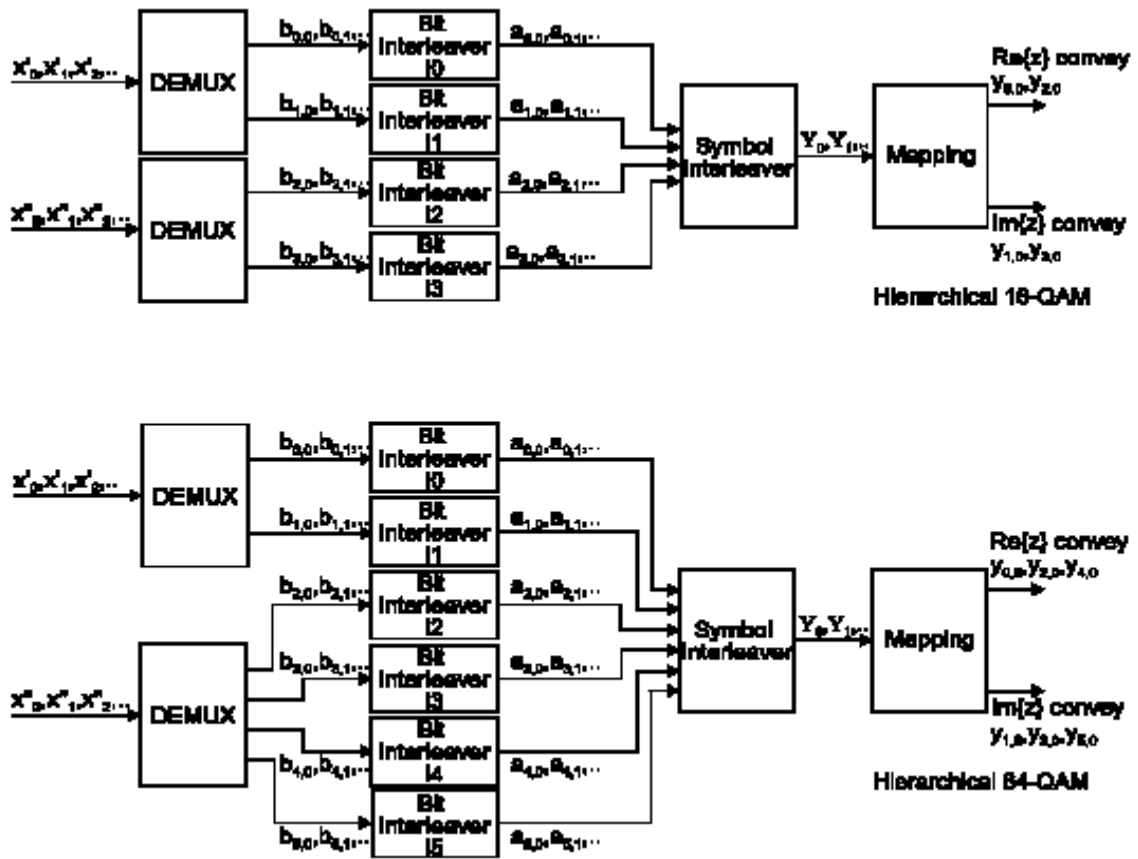


图 7b 分层传输模式下，输入比特在输出调制符号上的映射

解复用器的每个子码流都由一个单独的比特交织器处理。所以按  $V$  共有 6 个交织器，标号为 I0 到 I5。其中 I0 和 I1 用作 QPSK，I0 到 I3 用于 16QAM，I0 到 I5 用于 64QAM。

比特交织只在有用数据上进行。每个交织器的块的大小是一样的，但每种情况下的交织序列则不同。比特交织块的大小为 126 比特。所以块交织过程对 2K 模式，是有用数据的每个 OFDM 符号准确重复 12 次，对 8K 模式则是每个符号重复 48 次。每个比特交织器的输入矢量定义为：

$$B(e) = (b_{e,0}, b_{e,1}, b_{e,2}, \dots, b_{e,125}) \quad \text{其中 } e \text{ 的范围从 } 0 \text{ 到 } v-1$$

交织输出矢量  $A(e) = (a_{e,0}, a_{e,1}, a_{e,2}, \dots, a_{e,125})$  定义为：

$$a_{e,w} = b_{e, H_e(w)} \quad w = 0, 1, 2, \dots, 125$$

其中  $H_e(w)$  是置换函数，对每个交织器是不同的。

每个交织器的  $H_e(w)$  定义如下：

- 10:  $H_0(w) = w$   
 11:  $H_1(w) = (w + 63) \bmod 126$   
 12:  $H_2(w) = (w + 105) \bmod 126$   
 13:  $H_3(w) = (w + 42) \bmod 126$   
 14:  $H_4(w) = (w + 21) \bmod 126$   
 15:  $H_5(w) = (w + 84) \bmod 126$

v 比特交织器的输出被分类形成数字数据符号，这样 v 比特的每个符号都包括来自每一个 v 交织器中的一个比特。因此比特交织器的输出是个 v 比特字  $y'$ ，以 I0 的输出作为其最重要的比特，即：

$$y'_w = (a_{0,w}, a_{1,w}, \dots, a_{v-1,w})$$

### 4.3.4.2 符号交织

符号交织的目的是将 V 比特字映射在每个 OFDM 符号的 1512 个(2K 模式)或 6048 个(8K 模式)有效载波上。符号交织器作用于 1512 (2K 模式)或 6048 个(8K 模式)数据符号。

因此，对 2K 模式，来自比特交织器的 126 个数据字分 12 个组分别读入一矢量  $Y' = (y'_0, y'_1, y'_2, \dots, y'_{1511})$ 。同样，在 8K 模式时，矢量  $Y' = (y'_0, y'_1, y'_2, \dots, y'_{6047})$  是 126 个数据字分 48 组的集合。

交织的矢量  $Y = (y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N_{\max}-1})$  定义为：

$$y_{H(q)} = y'_q \text{ for even symbols for } q = 0, \dots, N_{\max}-1$$

$$y_q = y'_{H(q)} \text{ for odd symbols for } q = 0, \dots, N_{\max}-1$$

其中对 2K 模式， $N_{\max}=1512$ ；对 8K 模式  $N_{\max}=6048$ 。

定义 OFDM 帧中当前 OFDM 符号位置的符号指针按节 4.4 定义。

$H(q)$  是置换函数，定义如下：

$A_n(N_r-1)$  比特二进制字  $R_i'$  是用  $N_r = \log_2 M_{\max}$  定义，其中  $M_{\max}=2048$  (2K 模式)， $M_{\max}=8192$  (8K 模式)。  $R_i'$  取下列数值：

$$i = 0, 1: \quad R'_i [N_r-2, N_r-3, \dots, 1, 0] = 0, 0, \dots, 0, 0$$

$$i = 2: \quad R'_i [N_r-2, N_r-3, \dots, 1, 0] = 0, 0, \dots, 0, 1$$

$$2 < i < M_{\max}: \quad \{ R'_i [N_r-3, N_r-4, \dots, 1, 0] = R'_{i-1} [N_r-2, N_r-3, \dots, 2, 1];$$

$$\text{in the 2k mode: } R'_i [9] = R'_{i-1} [0] \oplus R'_{i-1} [3]$$

$$\text{in the 8k mode: } R'_i [11] = R'_{i-1} [0] \oplus R'_{i-1} [1] \oplus R'_{i-1} [4] \oplus R'_{i-1} [6] \quad \}$$

矢量  $R_i$  由矢量  $R_i'$  经比特置换得到，见表 3a 和 3b。置换函数  $H(q)$  定义如下：

$$q = 0;$$

$$\text{for } (i = 0; i < M_{\max}; i = i + 1)$$

$$\{ H(q) = (i \bmod 2) \cdot 2^{N_r-1} + \sum_{j=0}^{N_r-2} R_i(j) \cdot 2^j;$$

$$\text{if } (H(q) < N_{\max}) \quad q = q + 1; \quad \}$$

生成置换函数的运算原理框图见图 8a (2K 模式) 和 8b (8K 模式)。



表 3a 2K 模式的比特置换

Table 3a: Bit permutations for the 2k mode

R', bit positions	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
R, bit positions	0	7	5	1	8	2	6	9	3	4

表 3b 8K 模式的比特置换

Table 3b: Bit permutations for the 8k mode

R', bit positions	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
R, bit positions	5	11	3	0	10	8	6	9	2	4	1	7

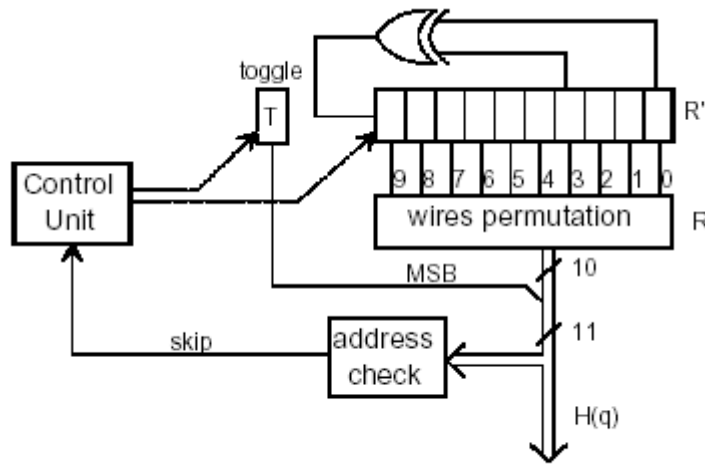


Figure 8a: Symbol interleaver address generation scheme for the 2k mode

图 8a 2K 模式符号交织器地址生成原理图

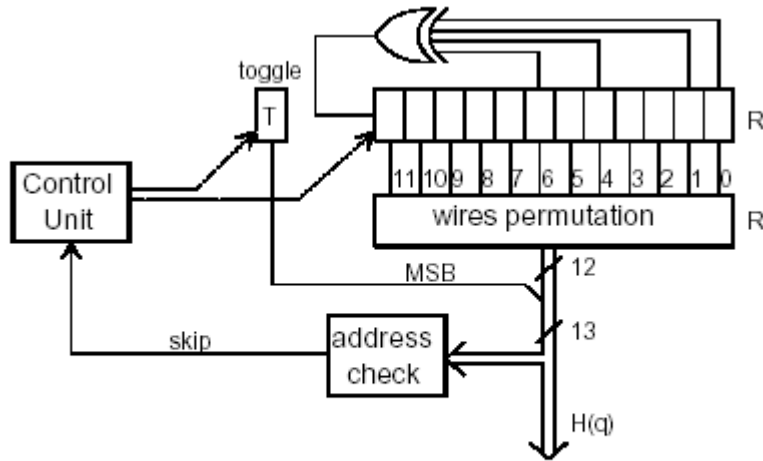


Figure 8b: Symbol interleaver address generation scheme for the 8k mode

图 8b 8K 模式符号交织器地址生成原理图

同样的方法用于  $y'$ ,  $y$  有  $v$  比特生成:

$$y_{q'} = (y_{0,q'}, y_{1,q'}, \dots, y_{v-1,q'}) \quad \text{式中 } q' \text{ 是符号交织器输出的符号数。}$$

$y$  的这些数值将数据影射到信号星座图中, 将在 4.3.5 节讨论。

### 4.3.5 信号星座与映射

系统采用正交频分复用（OFDM）传输。一个 OFDM 帧中的所有数据载波都是采用格雷码映射的 QPSK、16QAM、64QAM、非均匀 16QAM 或非均匀 64QAM。对 QPSK、16QAM 和 64QAM，按照下列方法应用格雷码映射。映射将根据图 9 进行。

$y_{u,q}$  表示这些比特描述一复合的调制符号  $z$ 。

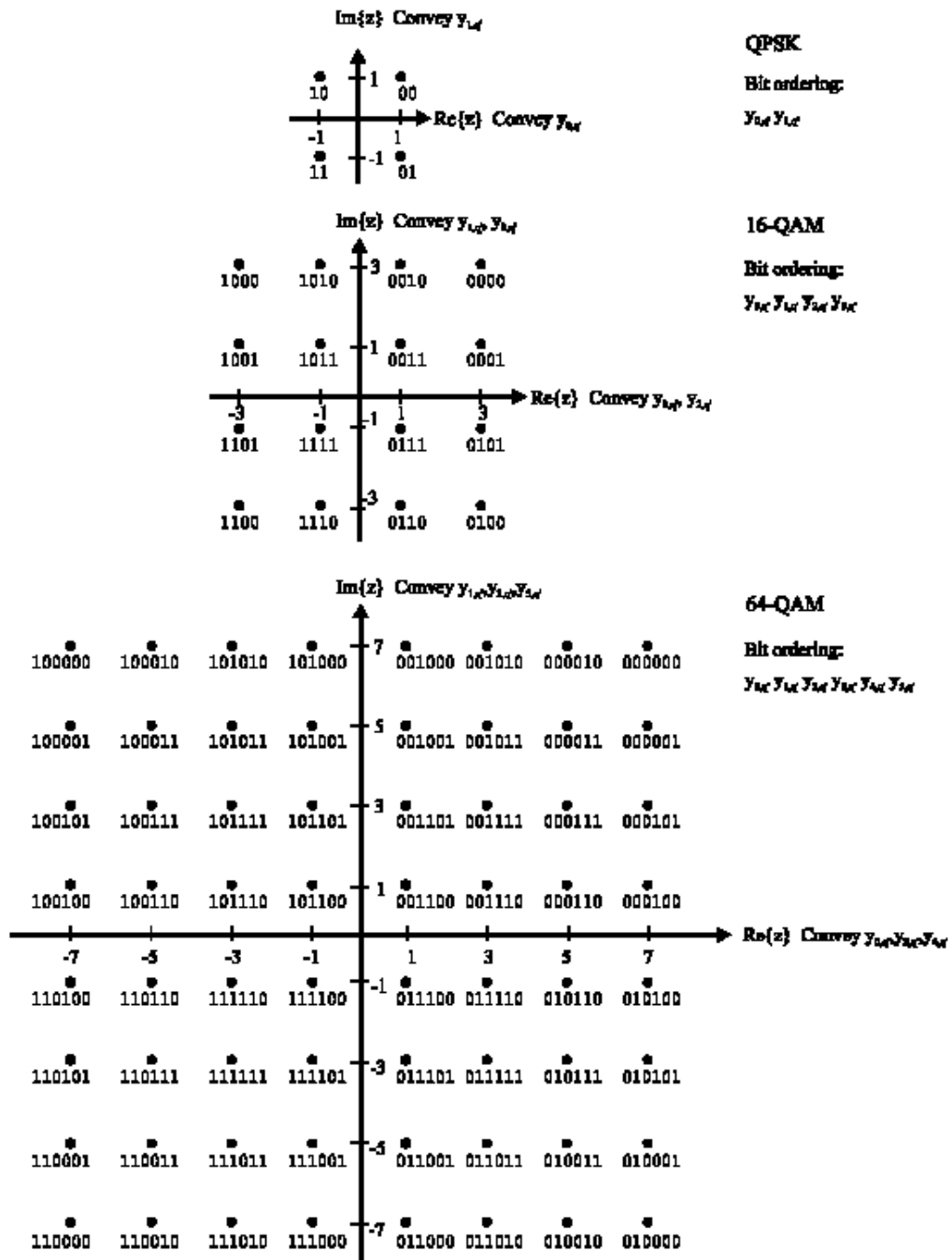


Figure 9a: The QPSK, 16-QAM and 64-QAM mappings and the corresponding bit patterns (non-hierarchical, and hierarchical with  $\alpha = 1$ )

图 9a QPSK、16QAM 和 64QAM 映射及相应的比特图

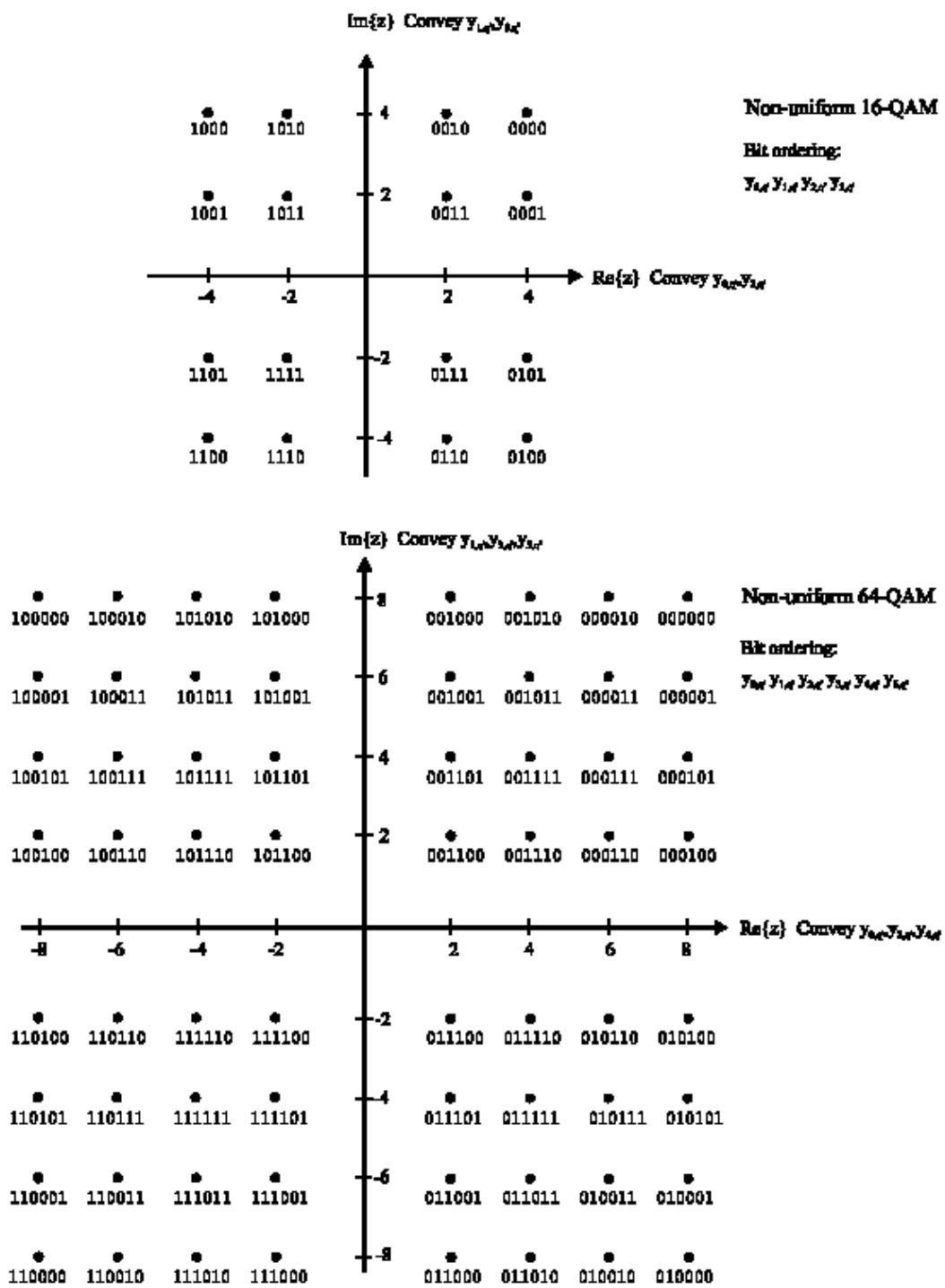


Figure 9b: Non-uniform 16-QAM and 64-QAM mappings with  $\alpha = 2$

图 9b 非均匀 16QAM 和 64QAM 映射 ( $\alpha = 2$ )  
 $y_{u,q}$  表示这些比特描述一复合的调制符号  $z$ 。

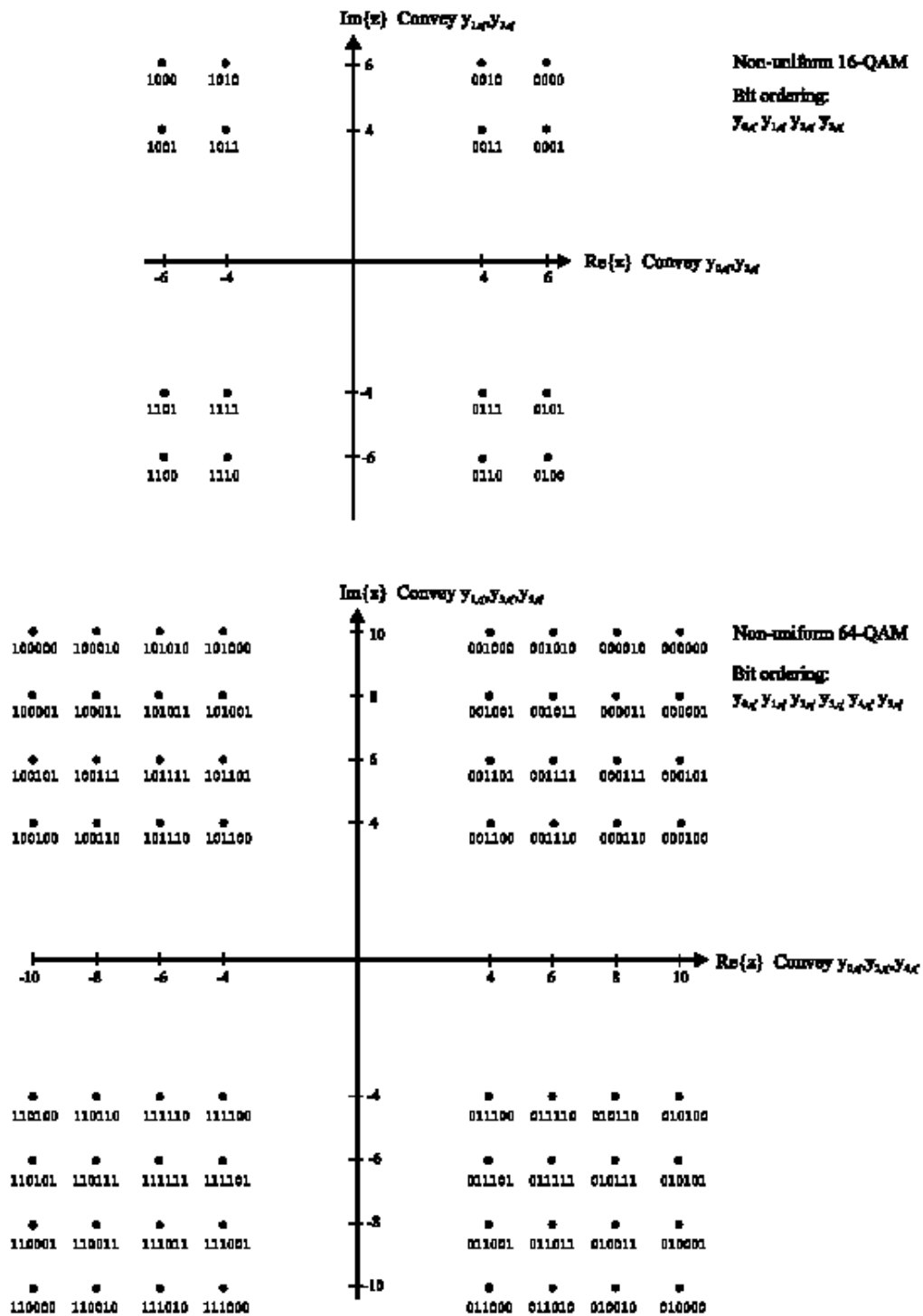


Figure 9c: Non-uniform 16-QAM and 64-QAM mappings with  $\alpha = 4$

图 9c 非均匀 16QAM 和 64QAM 映射 ( $\alpha = 4$ )

$y_{u,q}$  表示这些比特描述一复合的调制符号  $z$ 。

非分层传输:

内交织输出的数据流由  $v$  比特字组成,它们根据图 9a 映射为一个复合的数  $z$ 。

分层传输:

在分层传输的情况下，数据流按图 7b 格式化，然后按图 9a、9b 或 9c 所示映射。

对分层 16QAM:

高优先权比特是内交织器输出字的  $y_{0,q'}$  和  $y_{1,q'}$  比特。低优先权比特是内交织器输出字的  $y_{2,q'}$  和  $y_{3,q'}$  比特。按图 9a、9b 或 9c 所示映射。例如左上角星座点相应于 1000，表示  $y_{0,q'}=1$ ， $y_{1,q'}=y_{2,q'}=y_{3,q'}=0$ 。如果这一星座图是被解码的 QPSK，则高优先权比特  $y_{0,q'}$  和  $y_{1,q'}$  就被导出。要解码低优先权比特，则所有的星座都要被检查，并从  $y_{0,q'}$ 、 $y_{1,q'}$ 、 $y_{2,q'}$  和  $y_{3,q'}$  中提取合适的比特  $y_{2,q'}$  和  $y_{3,q'}$ 。

对分层 64QAM:

高优先权比特是内交织器输出字的  $y_{0,q'}$  和  $y_{1,q'}$  比特。低优先权比特是内交织器输出字的  $y_{2,q'}$ 、 $y_{3,q'}$ 、 $y_{4,q'}$  和  $y_{5,q'}$  比特。按图 9a、9b 或 9c 所示映射。如果这一星座图是被解码的 QPSK，则高优先权比特  $y_{0,q'}$  和  $y_{1,q'}$  就被导出。要解码低优先权比特，则所有的星座都要被检查，并从  $y_{0,q'}$ 、 $y_{1,q'}$ 、 $y_{2,q'}$ 、 $y_{3,q'}$ 、 $y_{4,q'}$  和  $y_{5,q'}$  比特中提取合适的比特  $y_{2,q'}$ 、 $y_{3,q'}$ 、 $y_{4,q'}$  和  $y_{5,q'}$ 。

#### 4.4 OFDM 帧结构

被发送的信号组织在帧中。每一帧的持续时间为  $T_F$ ，由 68 个 OFDM 符号组成。四帧组成一个超帧。对 8K 模式，每个符号有  $K=6817$  个载波，2K 模式有  $K=1705$  个载波，并在持续时间  $T_S$  内发送。 $T_S$  包括两部分，持续时间为  $T_U$  的有用部分和保护间隔  $\Delta$ 。保护间隔循环存在于有用部分  $T_U$  的延续，并插在这部分的前面。有四个保护间隔值可用，按表 5 所列。不同的值按  $T=7/64 \mu S$  的倍数或微秒提供。

OFDM 帧中的符号编号为 0 到 67。所有符号都包含数据和参考信息。

由于 OFDM 信号有许多单独调制的载波组成，每个符号都可以分为小单元，每个单元都相应于符号持续期内一个载波上的调制载波。

除了被发送的数据外，一个 OFDM 帧还包括：

- 离散导频
- 连续导频载波
- TPS 载波

这些导频用于帧同步、频率同步、时间同步、信道估计、传输模式识别，也用作相位噪声跟随。

这些载波用  $k \in [K_{min}, K_{max}]$  编号，以  $K_{min}=0$  和  $K_{max}=1704$  (2k 模式)、6816 (8K 模式) 分别确定。相邻载波的间隔为  $1/T_U$ ，载波  $K_{min}$  和  $K_{max}$  之间的间隔由  $(K-1)/T_U$  确定。8K 和 2K 模式下 OFDM 参数只如表 4 所示。

参数	8K 模式	2K 模式
载波数	6817	1705
载波 $K_{min}$ 编号	0	0
载波 $K_{max}$ 编号	6816	1704
持续期 $T_U$	896 $\mu S$	224 $\mu S$
载波间隔 $1/T_U$ (注 1)	1116Hz	4464 Hz
载波 $K_{min}$ 和 $K_{max}$ 之间的间隔 $(K-1)/T_U$ (注 2)	7.61 MHz	7.61 MHz
注 1: 表列值为近似值		
注 2: 7MHz 带宽时为 6.66MHz		

发送信号用以下多项式描述：

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} c_{m,l,k} \times \psi_{m,l,k}(t) \right\}$$

where

$$\psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k}{U} (t - \Delta - l \times T_s - 68 \times m \times T_s)} & (l + 68 \times m) \times T_s \leq t \leq (l + 68 \times m + 1) \times T_s \\ 0 & \text{else} \end{cases}$$

k: 载波数

l: OFDM 符号数

m: 传输的帧数

K: 传输载波数

T<sub>S</sub>: 符号持续期

T<sub>U</sub>: 载波间隔

Δ: 保护间隔时间

f<sub>c</sub>: RF 信号的中心频率

k': 相对于中心频率的载波编号  $k' = k - (K_{\max} + K_{\min}) / 2$ ;

c<sub>m,0,k</sub>: 对 m 帧中数据符号 1 的载波 k 的复合符号

c<sub>m,1,k</sub>: 对 m 帧中数据符号 2 的载波 k 的复合符号

...

c<sub>m,67,k</sub>: 对 m 帧中数据符号 68 的载波 k 的复合符号

表 5 允许的保护间隔下，符号的持续期

Table 5: Duration of symbol part for the allowed guard intervals

Mode	8k mode				2k mode			
	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Guard interval Δ / T <sub>U</sub>								
Duration of symbol part T <sub>U</sub>	8 192 × T 896 μs				2 048 × T 224 μs			
Duration of guard interval Δ	2 048 × T 224 μs	1 024 × T 112 μs	512 × T 56 μs	256 × T 28 μs	512 × T 56 μs	256 × T 28 μs	128 × T 14 μs	64 × T 7 μs
Symbol duration T <sub>S</sub> = Δ + T <sub>U</sub>	10 240 × T 1 120 μs	9 216 × T 1 008 μs	8 704 × T 952 μs	8 448 × T 924 μs	2 560 × T 280 μs	2 304 × T 252 μs	2 176 × T 238 μs	2 112 × T 231 μs

c<sub>m,l,k</sub> 是根据数据的调制字母表，星座点 z 的规格化调制值。

表 6 数据符号的标准化系数

Table 6: Normalization factors for data symbols

Modulation scheme		Normalization factor
QPSK		$c = z\sqrt{2}$
16-QAM	$\alpha = 1$	$c = z\sqrt{10}$
	$\alpha = 2$	$c = z\sqrt{20}$
	$\alpha = 4$	$c = z\sqrt{52}$
64-QAM	$\alpha = 1$	$c = z\sqrt{42}$
	$\alpha = 2$	$c = z\sqrt{60}$
	$\alpha = 4$	$c = z\sqrt{108}$

## 4.5 参考信号

### 4.5.1 功能与来源

OFDM 帧中不同的单元调制有接收机能接收的参考信号，这些参考信号被发射出去。这些单元所包含的参考信息以“自举”的功率电平被发射（见 4.5.5 节）。这些单元中被发射的信息就是离散导频或连续导频。

每个连续导频都与每四个符号一个离散导频相对应；符号之间的有用数据载波的数目是个常数：2K 模式是 1512 个有用载波，8K 模式是 6048 个有用载波。

离散导频或连续导频信令的数值来自伪随机二进制序列（PRBS），这是一个对每个被发射载波都一样的数值序列。（见 4.5.2 节）

### 4.5.2 参考序列的定义

连续和散布导频是按照与各自的载波编号  $k$  相应的 PRBS 序列  $w_k$  被调制的。这个序列也给出了 TPS 信令的起始相位（详见 4.6 节）。

PRBS 序列按图 10 生成。

PRBS 进行初始化，以便 PRBS 的第一个输出比特与第一个有效载波相对应。在每个有用载波上由 PRBS 生成一个新的数值（无论它是否是导频）。

伪随机二进制序列的生成多项式为： $X^{11}+X^2+1$ （见图 10）

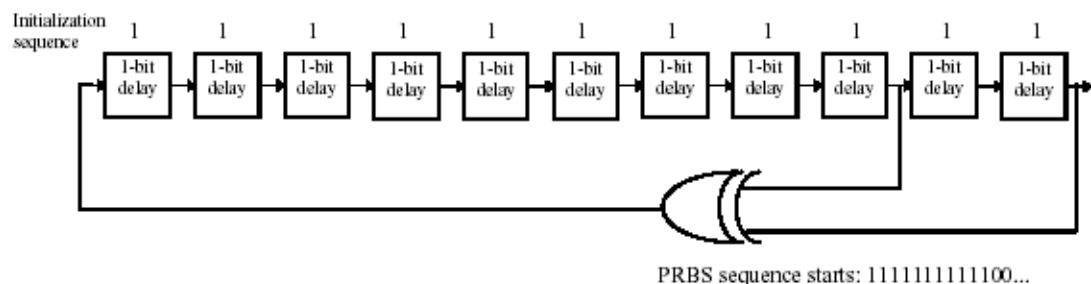


Figure 10: Generation of PRBS sequence

### 4.5.3 离散导频的位置

从参考序列提取的参考信令是在每个符号的离散导频上被发射的。离散导频允许在“自举”的功率电平上被发射。因此相应的调制由下式给出：

$$\text{Re}\{c_{m,l,k}\} = 4/3 \times 2 (\frac{1}{2} - w_k)$$

$$\text{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$$

式中  $m$  是帧编号,  $k$  是载波的频率编号,  $l$  是符号的时间编号。

对编号为  $l$  的符号 (范围为  $0 \sim 67$ ) 来说, 那些属于子集  $\{k = K_{\min} + 3 \times (l \bmod 4) + 12p \mid p \text{ 为整数}, p \geq 0, k \in [k_{\min}, k_{\max}]\}$  的载波就是离散导频。其中  $p$  为所有大于或等于零的整数, 使  $k$  不超出有效范围  $[k_{\min}, k_{\max}]$ 。

导频插入图形见图 11 所示。

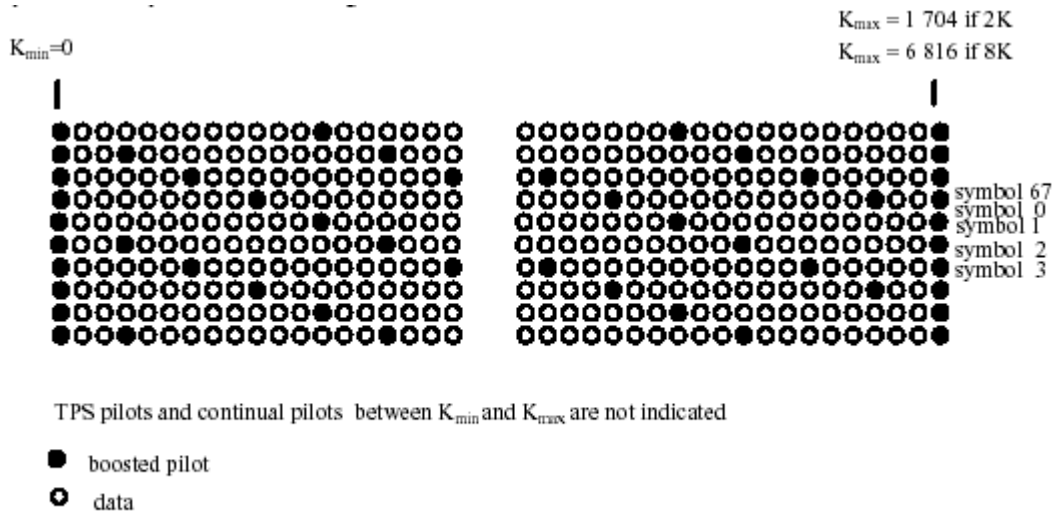


Figure 11: Frame structure

图 11 帧结构

#### 4.5.4 连续导频载波的位置

除了上述的离散导频外, 还根据表 7 插入 177 个 (8K 模式) 或 45 个 (2K 模式) 连续导频。



Table 7: Carrier indices for continual pilot carriers

Continual pilot carrier positions (index number k)	
2k mode	8k mode
0 48 54 87 141 156 192 201 255 279 282 333 432	0 48 54 87 141 156 192 201 255 279 282 333 432
450 483 525 531 618 636 714 759 765 780 804 873	450 483 525 531 618 636 714 759 765 780 804 873
888 918 939 942 969 984 1050 1101 1107 1110	888 918 939 942 969 984 1050 1101 1107 1110
1137 1140 1146 1206 1269 1323 1377 1491 1683	1137 1140 1146 1206 1269 1323 1377 1491 1683
1704	1704 1752 1758 1791 1845 1860 1896 1905 1959
	1983 1986 2037 2136 2154 2187 2229 2235 2322
	2340 2418 2463 2469 2484 2508 2577 2592 2622
	2643 2646 2673 2688 2754 2805 2811 2814 2841
	2844 2850 2910 2973 3027 3081 3195 3387 3408
	3456 3462 3495 3549 3564 3600 3609 3663 3687
	3690 3741 3840 3858 3891 3933 3939 4026 4044
	4122 4167 4173 4188 4212 4281 4296 4326 4347
	4350 4377 4392 4458 4509 4515 4518 4545 4548
	4554 4614 4677 4731 4785 4899 5091 5112 5160
	5166 5199 5253 5268 5304 5313 5367 5391 5394
	5445 5544 5562 5595 5637 5643 5730 5748 5826
	5871 5877 5892 5916 5985 6000 6030 6051 6054
	6081 6096 6162 6213 6219 6222 6249 6252 6258
	6318 6381 6435 6489 6603 6795 6816

注：这里“连续”的意思是指这些导频出现在所有符号中。  
 所有连续导频都按照参考序列被调制，见 4.5.2 节。  
 连续导频在“自举”功率电平被发射。  
 相应的调制由下式给出：

$$\text{Re}\{c_{m,lk}\} = 4/3 \times 2^{(1/2 - w_k)}$$

$$\text{Im}\{c_{m,lk}\} = 0$$

#### 4.5.5 参考信令的幅度

如 4.4 节所述，所有数据单元的调制都按  $E[c \times c^*] = 1$  格式化。

所有连续或离散导频，它们都是节 4.5.3 或 4.5.4 定义的一部分，并都在自举电平发射，因此  $E[c \times c^*] = 16/9$ 。

#### 4.6 传输信令 TPS

TPS 载波用于传输与传输方案即信道编码与调制有关的参数。对 2K 模式，TPS 是在 17 个 TPS 载波，对 8K 模式是在 68 个载波上被并行传输的。相同符号中的每个 TPS 载波传送相同的差分编码信息比特。下列载波编号包含了 TPS 载波。

表 8 TPS 载波的的编号

Table 8: Carrier indices for TPS carriers

2k mode	8k mode
34 50 209 346 413 569 595 688 790	34 50 209 346 413 569 595 688 790 901 1073 1219 1262 1286
901 1073 1219 1262 1286 1469 1594	1469 1594 1687 1738 1754 1913 2050 2117 2273 2299 2392 2494
1687	2605 2777 2923 2966 2990 3173 3298 3391 3442 3458 3617 3754
	3821 3977 4003 4096 4198 4309 4481 4627 4670 4694 4877 5002
	5095 5146 5162 5321 5458 5525 5681 5707 5800 5902 6013 6185
	6331 6374 6398 6581 6706 6799

TPS 载波将信令传输至：

- 包括 QAM 星座图的  $\alpha$  值的调制信息；
- 分层信息；
- 保护间隔（对原始产物没有，但在重新配置的情况下，为支持接收机初始响应，则有）
- 内码码率
- 传输模式（2K 或 8K，对原始产物没有，但在重新配置的情况下，为支持接收机初始响应，则有）
- 一个超帧中的帧数目。

注： $\alpha$  值描述基于广义 QAM 星座的云空间的调制。承认包括 QPSK、16QAM 和 64QAM 的均衡与非均衡调制原理规范。

#### 4.6.1 TPS 的范围

TPS 定义在 68 个连续的 OFDM 符号即一个 OFDM 帧之上，四帧相当于一个超帧。

与每个 OFDM 帧头一个符号的 TPS 载波相应的参考序列，用于对 TPS 载波上的 TPS 调制初始化。每个 TPS 块（相当于一个 OFDM 帧）包含 68 比特，定义如下：

- 1 个初始化比特；
- 16 个同步比特；
- 37 个信息比特；
- 14 个用于误码保护的冗余比特。

37 个信息比特中，23 个已经使用，14 比特则留待今后使用，并设为零。

#### 4.6.2 TPS 的传输格式

传输参数信息按表 9 传输。

每个传输参数：星座特性、 $\alpha$  值、码率、超帧指示器及保护间隔在比特组合上的映射根据 4.6.2.1 至 4.6.2.8 节的说明实现。

表 9 TPS 信令和格式

Table 9: TPS signalling information and format

Bit number	Format	Purpose/Content
$s_0$	see subclause 4.6.2.1	Initialization
$s_1 - s_{16}$	0011010111101110 or 1100101000010001	Synchronization word
$s_{17} - s_{22}$	010 111	Length indicator
$s_{23}, s_{24}$	see table 10	Frame number
$s_{25}, s_{26}$	see table 11	Constellation
$s_{27}, s_{28}, s_{29}$	see table 12	Hierarchy information
$s_{30}, s_{31}, s_{32}$	see table 13	Code rate, HP stream
$s_{33}, s_{34}, s_{35}$	see table 13	Code rate, LP stream
$s_{36}, s_{37}$	see table 14	Guard interval
$s_{38}, s_{39}$	see table 15	Transmission mode
$s_{40} - s_{53}$	all set to "0"	Reserved for future use
$s_{54} - s_{67}$	BCH code	Error protection

超帧  $m'$  中传输 TPS 信息比特  $s_{25} - s_{39}$  永远适用于超帧  $m' + 1$ ，其余比特则总是归于超帧  $m'$ 。

#### 4.6.2.1 初始化

对差分 2PSK 调制，头一个比特  $s_0$  是初始化比特。TPS 初始比特的调制源自 4.5.2 节定义的 PRBS 序列。这一过程在 4.6.3 节详细叙述。

#### 4.6.2.2 同步

TPS 的 1 到 16 比特是同步字。

每个超帧中的第一和第三 TPS 块都有下列同步字：

$$s_1 - s_{16} = 0011010111101110$$

第二和第四 TPS 块都有下列同步字：

$$s_1 - s_{16} = 1100101000010001$$

#### 4.6.2.3 TPS 长度指示器

TPS 信息的第一个 6 比特用做 TPS 长度指示器（二进制计数），指示 TPS 中所用比特数。目前这一长度指示器的值为  $s_{17} - s_{22} = 010111$ 。

#### 4.6.2.4 帧数

四帧组成一个超帧，超帧内的各帧按表 10 从 0 到 3 编号。

表 10 帧数的信令格式

Table 10: Signalling format for frame number

Bits $s_{23}, s_{24}$	Frame number
00	Frame number 1 in the super-frame
01	Frame number 2 in the super-frame
10	Frame number 3 in the super-frame
11	Frame number 4 in the super-frame

#### 4.6.2.5 星座

星座按表 11 用 2 比特表示。为了确定调制模式，接收机也将按表 12 给出的分层信息解码。

表 11 可能的星座图信令

Table 11: Signalling format for the possible constellation patterns

Bits $s_{25}, s_{26}$	Constellation characteristics
00	QPSK
01	16-QAM
10	64-QAM
11	reserved

#### 4.6.2.6 分层信息

分层信息详细规定传输是否分层，如果是，则  $\alpha$  值是多少。相应于不同  $\alpha$  值的 QM 星座图如图 9a/9b/9c 所示。其中  $\alpha$  值按表 12 用三个比特表示。

表 12  $\alpha$  值的信令格式

Table 12: Signalling format for the  $\alpha$  values

Bits $s_{27}, s_{28}, s_{29}$	$\alpha$ value
000	Non hierarchical
001	$\alpha = 1$
010	$\alpha = 2$
011	$\alpha = 4$
100	reserved
101	reserved
110	reserved
111	reserved

#### 4.6.2.7 码率

非分层信道编码与调制要求同一码率  $r$ 。此时三个比特规定了表 13 指定的码率，三个比特的值为 000。

实现分层调制两种不同电平要采用两种不同的码率。从高优先权  $r_1$  码率开始，以低优先权  $r_2$  码率结束。每种码率按表 13 表示。

#### 4.6.2.8 保护间隔

保护间隔的值按表 14 表示。

表 13 各种码率的信令格式

Table 13: Signalling format for each of the code rates

Bits $s_{30}, s_{31}, s_{32}$ (HP stream) $s_{33}, s_{34}, s_{35}$ (LP stream)	Code rate
000	1/2
001	2/3
010	3/4
011	5/6
100	7/8
101	reserved
110	reserved
111	reserved

表 14 各种保护间隔的信令格式

Table 14: Signalling format for each of the guard interval values

Bits $s_{36}, s_{37}$	Guard interval values ( $\Delta T_U$ )
00	1/32
01	1/16
10	1/8
11	1/4

#### 4.6.2.9 传输模式

两个比特用来表示传输模式（2K 或 8K）。

表 15 传输模式的信令格式

Table 15: Signalling format for transmission mode

Bits $s_{38}, s_{39}$	Transmission mode
00	2k mode
01	8k mode
10	reserved
11	reserved

#### 4.6.2.10 TPS 的误码保护

包括 TPS 同步字节和信息字节的 53 个字节 ( $s_1-s_{53}$ ) 是由 BCH 截短码 BCH(67, 53,  $t=2$ ) 的 14 个奇偶比特扩充而来，这一截短码源自原始系统 BCH (127, 113,  $t=2$ ) 码。

码的生成多项式为： $h(x) = x^{14} + x^9 + x^8 + x^6 + x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$ 。

BCH 截短码可以通过在 BCH (127, 113,  $t=2$ ) 编码器输入的信息比特前增加 60 比特且全部置零获得。BCH 编码后，这些空比特将舍弃，生成 67 比特的 BCH 码字。

#### 4.6.3 TPS 调制

TPS 单元是在“正常”功率电平发送的，即以能量等于全部比特平均值的电平发送，即  $E[c \times c^*] = 1$ 。

每个 TPS 载波是 DBPSK 调制，并传诵相同的信息。DBPSK 在每个 TPS 块的开始被初始化。

以下规律适用于 TPS 导频的差分调制。这些导频位于帧  $m$  中符号  $l$  的载波  $k$ ：

- if  $s_l = 0$ , then  $\text{Re}\{c_{m,l,k}\} = \text{Re}\{c_{m,l-1,k}\}$ ;  $\text{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$ ;
- if  $s_l = 1$ , then  $\text{Re}\{c_{m,l,k}\} = -\text{Re}\{c_{m,l-1,k}\}$ ;  $\text{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$ .

一帧中第一个符号中的 TPS 载波的绝对 (absolute) 调制来自如下的参考序列  $w_k$ ：

$$\text{Re}\{c_{m,l,k}\} = 2 (\frac{1}{2} - w_k)$$

$$\text{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$$

#### 4.7 每个 OFDM 超帧 RS 包的数量

OFDM 帧结构允许对 RS 的 204 比特包的整数包在一个超帧传输，所以无论哪

种星座、不同的保护间隔长度和码率或信道带宽都可以避免任何填充的要求，见表 16。

表 16 不同保护间隔、码率和调制模式的组合下  
每个 OFDM 超帧中 RS 包的数目

Table 16: Number of Reed-Solomon packets per OFDM super-frame for all combinations of guard interval, code rates and modulation forms

Code rate	QPSK		16-QAM		64-QAM	
	2k mode	8k mode	2k mode	8k mode	2k mode	8k mode
1/2	252	1008	504	2016	756	3024
2/3	336	1344	672	2688	1008	4032
3/4	378	1512	756	3024	1134	4536
5/6	420	1680	840	3360	1260	5040
7/8	441	1764	882	3528	1323	5292

表 17 非分层系统不同保护间隔、星座和码率下的有用比特率

Table 17: Useful bitrate (Mbit/s) for all combinations of guard interval, constellation and code rate for non-hierarchical systems

Modulation	Code rate	Guard interval			
		1/4	1/8	1/16	1/32
QPSK	1/2	<i>4,98</i>	<i>5,53</i>	<i>5,85</i>	<i>6,03</i>
	2/3	<i>6,64</i>	<i>7,37</i>	<i>7,81</i>	<i>8,04</i>
	3/4	<i>7,46</i>	<i>8,29</i>	<i>8,78</i>	<i>9,05</i>
	5/6	<i>8,29</i>	<i>9,22</i>	<i>9,76</i>	<i>10,05</i>
	7/8	<i>8,71</i>	<i>9,68</i>	<i>10,25</i>	<i>10,56</i>
16-QAM	1/2	<i>9,95</i>	<i>11,06</i>	<i>11,71</i>	<i>12,06</i>
	2/3	<i>13,27</i>	<i>14,75</i>	<i>15,61</i>	<i>16,09</i>
	3/4	<i>14,93</i>	<i>16,59</i>	<i>17,56</i>	<i>18,10</i>
	5/6	<i>16,59</i>	<i>18,43</i>	<i>19,52</i>	<i>20,11</i>
	7/8	<i>17,42</i>	<i>19,35</i>	<i>20,49</i>	<i>21,11</i>
64-QAM	1/2	<i>14,93</i>	<i>16,59</i>	<i>17,56</i>	<i>18,10</i>
	2/3	<i>19,91</i>	<i>22,12</i>	<i>23,42</i>	<i>24,13</i>
	3/4	<i>22,39</i>	<i>24,88</i>	<i>26,35</i>	<i>27,14</i>
	5/6	<i>24,88</i>	<i>27,65</i>	<i>29,27</i>	<i>30,16</i>
	7/8	<i>26,13</i>	<i>29,03</i>	<i>30,74</i>	<i>31,67</i>

NOTE: Figures in italics are approximate values.  
For the hierarchical schemes the useful bit rates can be obtained from table 17 as follows:  
HP stream: figures from QPSK columns;  
LP stream, 16 QAM: figures from QPSK columns;  
LP stream, 64 QAM: figures from 16 QAM columns.

## 4.8 频谱特性与频谱模型

### 4.8.1 频谱特性

OFDM 符号组成一族间隔相等的正交载波，这些数据载波的幅度和相位按照 4.3.5 节所述的映射过程逐个符号变化。

每个载波的功率谱密度  $P_k(f)$  在频率：

$$f_k = f_c + \frac{k'}{T_U}$$

$k' = k - (K_{\max} + K_{\min}) / 2$ ; ( $K_{\min} \leq k \leq K_{\max}$ ) 时为：

$$P_k(f) = \left[ \frac{\sin \pi \times (f - f_k) \times T_s}{\pi \times (f - f_k) \times T_s} \right]^2$$

被调数据载波的全部功率谱密度是全部这些载波功率谱密度之和。理论的 DVB 传输信号频谱如图 12 所示。由于 OFDM 符号持续时间大于载波间隔的倒数，每个载波的功率谱密度的主圆顶部分要窄于两倍的载波间隔。因此在 7.608258MHz (2K) 或 7.611607 MHz (8K) 名义带宽内谱密度不是一个常数 (见注)。

注：斜体字是近似值。

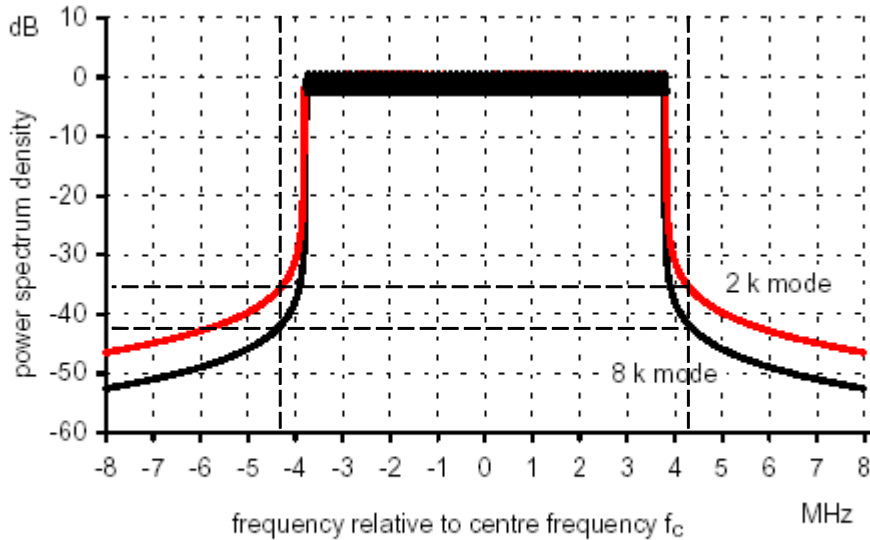


Figure 12: Theoretical DVB transmission signal spectrum for guard interval  $\Delta = T_u / 4$

图 12 保护间隔  $\Delta = T_u / 4$  时的理想 DVB 传输信号频谱

#### 4.8.2 带外频谱模型

可以用适当的滤波器降低标称带宽以外的频率点的频谱电平。

数字地面电视发射机和工作在邻频道的模拟发射机共同工作时的频谱模板见图 13 和表 18。模拟发射机采用下列模拟制式：

G / PAL / A2 and G / PAL / NICAM

I / PAL / NICAM

K / SECAM and K / PAL

L / SECAM / NICAM

图 13 所示的模板包含了对模拟电视的最低保护要求，这里模拟和数字电视发射机是同时工作，并适用于以下情况：

- 数字和模拟发射机之间没有极化区别；
- 两台发射机的发射功率相同（模拟同步顶功率等于数字电视发射机的总功率）；

如果两台发射机的发射功率不相同，就可以按以下比例修正：

修正 = 最小模拟有效发射功率  $erp$  - 最大数字有效发射功率  $erp$

修正后的拐点等于参考拐点加修正值（dB）。

Power level measured in a 4 kHz bandwidth,  
where 0 dB corresponds to the total output power

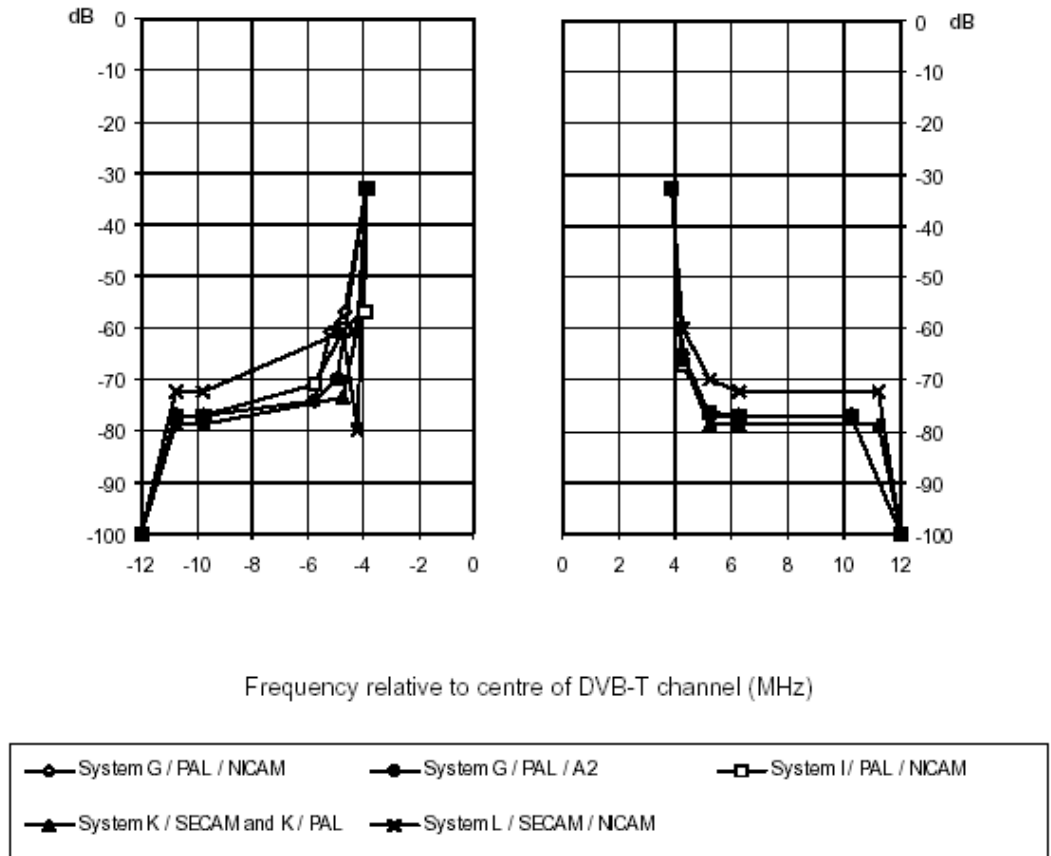


Figure 13: Spectrum masks for a digital terrestrial television transmitter operating on a lower or higher adjacent channel to a co-sited analogue television transmitter

图 13 上下邻频道有模拟发射机同时工作时  
数字地面电视发射机的频谱模型



表 18 频谱模型的拐点

Table 18: Breakpoints for spectrum mask

Breakpoints										
see notes below	G/PAL / NICAM		G/PAL / A2		I/PAL / NICAM		K/SECAM	K/PAL	L/SECAM / NICAM	
	rel. freq. MHz	rel. level dB	rel. freq. MHz	rel. level dB	rel. freq. MHz	rel. level dB	rel. freq. MHz	rel. level dB	rel. freq. MHz	rel. level dB
1	-12	-100	-12	-100	-12	-100	-12	-100	-12	-100
2	-10,75	-76,9	-10,75	-76,9	-10,75	-76,9	-10,75	-78,7	-10,75	-72,4
3	-9,75	-76,9	-9,75	-76,9	-9,75	-76,9	-9,75	-78,7	-9,75	-72,4
4	-5,75	-74,2	-5,75	-74,2	-5,75	-70,9	-4,75	-73,6	-4,75	-60,9
5	-5,185	-60,9	-5,185	n.a.	-4,685	-59,9	-4,185	-59,9	-4,185	-79,9
6	n.a.	n.a.	-4,94	-69,9	n.a.	n.a.	n.a.	n.a.	n.a.	n.a.
7	-4,65	-56,9	n.a.	n.a.	-3,925	-56,9	n.a.	n.a.	-4,65	n.a.
8	-3,9	-32,8	-3,9	-32,8	-3,9	-32,8	-3,9	-32,8	-3,9	-32,8
9	+3,9	-32,8	+3,9	-32,8	+3,9	-32,8	+3,9	-32,8	+3,9	-32,8
10	+4,25	-64,9	+4,25	-64,9	+4,25	-66,9	+4,25	-66,1	+4,25	-59,9
11	+5,25	-76,9	+5,25	-76,9	+5,25	-76,2	+5,25	-78,7	+5,25	-69,9
12	+6,25	-76,9	+6,25	-76,9	+6,25	-76,9	+6,25	-78,7	+6,25	-72,4
13	+10,25	-76,9	+10,25	-76,9	+10,25	-76,9	+11,25	-78,7	+11,25	-72,4
14	+12	-100	+12	-100	+12	-100	+12	-100	+12	-100

NOTE 1: Lower end of lower adjacent channel.  
 NOTE 2: Vision carrier in lower adjacent channel.  
 NOTE 3: Vision carrier + 1 MHz in lower adjacent channel.  
 NOTE 4: Upper end of video sideband in lower adjacent channel.  
 NOTE 5: Upper end of the RF bandwidth of the first soundcarrier in lower adjacent channel.  
 NOTE 6: Upper end of the RF bandwidth of the A2 second soundcarrier in lower adjacent channel.  
 NOTE 7: Upper end of the RF bandwidth of the NICAM signal in the lower adjacent channel.  
 NOTE 8: Lower end of the RF bandwidth of the DVB-T signal.  
 NOTE 9: Upper end of the RF bandwidth of the DVB-T signal.  
 NOTE 10: Lower video sideband (vision carrier - 1 MHz) in upper adjacent channel.  
 NOTE 11: Vision carrier in upper adjacent channel.  
 NOTE 12: Vision carrier + 1 MHz in upper adjacent channel.  
 NOTE 13: Upper end of video sideband in upper adjacent channel.  
 NOTE 14: Upper end of upper adjacent channel.

表 18 中的“n. a”表示模拟电视信号的这部分不存在或对频谱形状没有影响。

对临界的情况，例如电视频道邻近其他业务（小功率或单独接收），频谱模型对频道外的衰减要求较高。临界情况下的频谱模型如图 14 所示。临界模型的拐点见表 19。

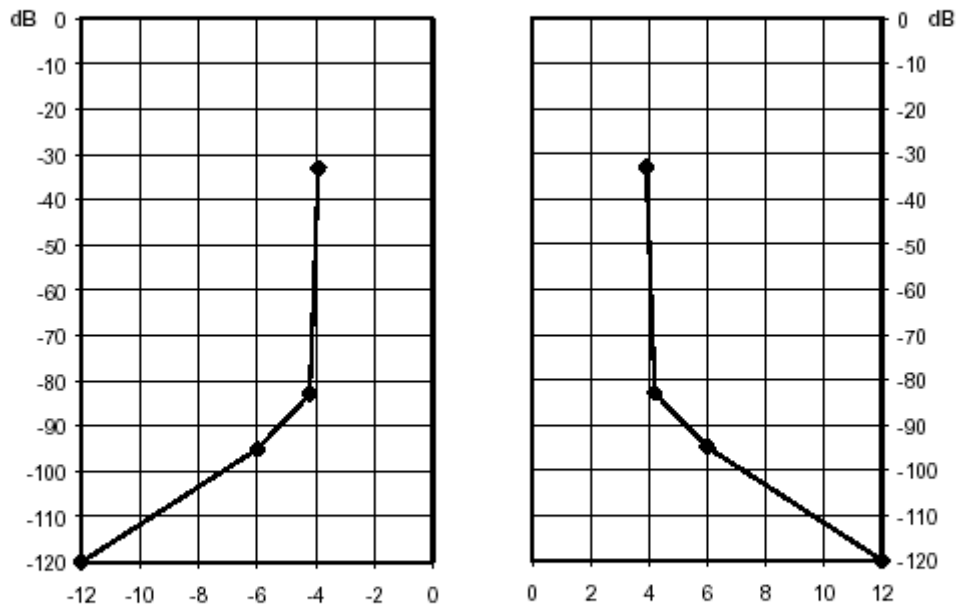
### 4.8.3 RF 信号的中心频率

射频信号的标称中心频率  $f_c$  为：

$$470 \text{ MHz} + 4 \text{ MHz} + i_1 \times 8 \text{ MHz}, i_1 = 0, 1, 2, 3, \dots$$

这是使用中的 UHF 频道的正确中心频率。这一中心频率可以偏移以改善频谱分配。

Power level measured in a 4 kHz bandwidth,  
 where 0 dB corresponds to the total output power



Frequency relative to centre of DVB-T channel (MHz)

Figure 14: Spectrum mask for critical cases

图 14 临界情况的频谱

表 19 临界情况下的频谱拐点

Table 19: Breakpoints for spectrum mask for critical cases

Breakpoints	
relative frequency (MHz)	relative level (dB)
-12	-120
-6	-95
-4,2	-83
-3,8	-32,8
+3,8	-32,8
+4,2	-83
+6	-95
+12	-120

## 附录 A (标准的附录)

### 仿真系统性能

表 A1、A2、A3 给出了信道编码和调制的“理想信道估计和无相位噪声”仿真性能预期。这些结果是对高斯信道、瑞森信道 (F1) 和瑞利信道 (P1) 给出的, 有关 F1 和 P1 在附录 B 叙述。关联的有用比特率也按照保护间隔和有效符号持续时间的函数按四种不同保护间隔值给出。

表 A1 各种码率和调制类型在维特比解码后  $BER=2 \times 10^{-4}$ , 非分层传输时要求的 C/N。也给出了 RS 解码后的净比特率

**Table A.1: Required C/N for non-hierarchical transmission to achieve a BER =  $2 \times 10^{-4}$  after the Viterbi decoder for all combinations of coding rates and modulation types. The net bit rates after the Reed-Solomon decoder are also listed**

Modulation	Code rate	Required C/N for BER = $2 \times 10^{-4}$ after Viterbi QEF after Reed-Solomon			Bitrate (Mbit/s)			
		Gaussian channel	Ricean channel (F <sub>1</sub> )	Rayleigh channel (P <sub>1</sub> )	$\Delta/T_U = 1/4$	$\Delta/T_U = 1/8$	$\Delta/T_U = 1/16$	$\Delta/T_U = 1/32$
QPSK	1/2	3,1	3,6	5,4	4,98	5,53	5,85	6,03
QPSK	2/3	4,9	5,7	8,4	6,64	7,37	7,81	8,04
QPSK	3/4	5,9	6,8	10,7	7,46	8,29	8,78	9,05
QPSK	5/6	6,9	8,0	13,1	8,29	9,22	9,76	10,05
QPSK	7/8	7,7	8,7	16,3	8,71	9,68	10,25	10,56
16-QAM	1/2	8,8	9,6	11,2	9,95	11,06	11,71	12,06
16-QAM	2/3	11,1	11,6	14,2	13,27	14,75	15,61	16,09
16-QAM	3/4	12,5	13,0	16,7	14,93	16,59	17,56	18,10
16-QAM	5/6	13,5	14,4	19,3	16,59	18,43	19,52	20,11
16-QAM	7/8	13,9	15,0	22,8	17,42	19,35	20,49	21,11
64-QAM	1/2	14,4	14,7	16,0	14,93	16,59	17,56	18,10
64-QAM	2/3	16,5	17,1	19,3	19,91	22,12	23,42	24,13
64-QAM	3/4	18,0	18,6	21,7	22,39	24,88	26,35	27,14
64-QAM	5/6	19,3	20,0	25,3	24,88	27,65	29,27	30,16
64-QAM	7/8	20,1	21,0	27,9	26,13	29,03	30,74	31,67

NOTE: Figures in italics are approximate values.

Quasi Error Free (QEF) means less than one uncorrected error event per hour, corresponding to  $BER = 10^{-11}$  at the input of the MPEG-2 demultiplexer.

表 A2 维特比解码后 BER=2X10<sup>-4</sup>，分层传输时要求的 C/N

Table A.2: Required C/N for hierarchical transmission to achieve a BER = 2 × 10<sup>-4</sup> after Viterbi decoder

Modulation	Code Rate	$\alpha$	Required C/N for BER = 2 × 10 <sup>-4</sup> after Viterbi QEF after Reed-Solomon			Bitrate (Mbit/s)			
			Gaussian Channel	Ricean Channel (F <sub>1</sub> )	Rayleigh Channel (P <sub>1</sub> )	$\Delta T_U = 1/4$	$\Delta T_U = 1/8$	$\Delta T_U = 1/32$	$\Delta T_U = 1/16$
QPSK in non-uniform 16-QAM	1/2	2	4,8	5,4	6,9	4,98	5,53	5,85	6,03
	2/3		7,1	7,7	9,8	6,64	7,37	7,81	8,04
	3/4		8,4	9,0	11,8	7,46	8,29	8,78	9,05
						+			
	1/2		13,0	13,3	14,9	4,98	5,53	5,85	6,03
	2/3		15,1	15,3	17,9	6,64	7,37	7,81	8,04
	3/4		16,3	16,9	20,0	7,46	8,29	8,78	9,05
	5/6		16,9	17,8	22,4	8,29	9,22	9,76	10,05
7/8	17,9	18,7	24,1	8,71	9,68	10,25	10,56		
QPSK in non-uniform 16-QAM	1/2	4	3,8	4,4	6,0	4,98	5,53	5,85	6,03
	2/3		5,9	6,6	8,6	6,64	7,37	7,81	8,04
	3/4		7,1	7,9	10,7	7,46	8,29	8,78	9,05
						+			
	1/2		17,3	17,8	19,6	4,98	5,53	5,85	6,03
	2/3		19,1	19,6	22,3	6,64	7,37	7,81	8,04
	3/4		20,1	20,8	24,2	7,46	8,29	8,78	9,05
	5/6		21,1	22,0	26,0	8,29	9,22	9,76	10,05
7/8	21,9	22,8	28,5	8,71	9,68	10,25	10,56		

NOTE: Figures in italics are approximate values.  
Results for QPSK in non-uniform 64-QAM with  $\alpha = 4$  are not included due to the poor performance of the 64-QAM signal.

表 A3 分层传输，维特比解码后 BER=2X10<sup>-4</sup>时要求的 C/N

Table A.3: Required C/N for hierarchical transmission to achieve a BER = 2 x 10<sup>-4</sup> after Viterbi decode

Modulation	Code Rate	$\alpha$	Required C/N for BER = 2 x 10 <sup>-4</sup> after Viterbi QEF after Reed-Solomon			Bitrate (Mbit/s)			
			Gaussian Channel	Ricean Channel (F <sub>1</sub> )	Rayleigh Channel (P <sub>1</sub> )	$\Delta/T_U = 1/4$	$\Delta/T_U = 1/8$	$\Delta/T_U = 1/16$	$\Delta/T_U = 1/32$
QPSK	1/2	1	8,9	9,5	11,4	4,98	5,53	5,85	6,03
	2/3		12,1	12,7	14,8	6,64	7,37	7,81	8,04
	3/4		13,7	14,3	17,5	7,46	8,29	8,78	9,05
in			+						
uniform 64-QAM	1/2	1	14,6	14,9	16,4	9,95	11,06	11,71	12,06
	2/3		16,9	17,6	19,4	13,27	14,75	15,61	16,09
	3/4		18,6	19,1	22,2	14,93	16,59	17,56	18,10
	5/6		20,1	20,8	25,8	16,59	18,43	19,52	20,11
	7/8		21,1	22,2	27,6	17,42	19,35	20,49	21,11
QPSK	1/2	2	6,5	7,1	8,7	4,98	5,53	5,85	6,03
	2/3		9,0	9,9	11,7	6,64	7,37	7,81	8,04
	3/4		10,8	11,5	14,5	7,46	8,29	8,78	9,05
in			+						
non- uniform 64-QAM	1/2	2	16,3	16,7	18,2	9,95	11,06	11,71	12,06
	2/3		18,9	19,5	21,7	13,27	14,75	15,61	16,09
	3/4		21,0	21,6	24,5	14,93	16,59	17,56	18,10
	5/6		21,9	22,7	27,3	16,59	18,43	19,52	20,11
	7/8		22,9	23,8	29,6	17,42	19,35	20,49	21,11

NOTE: Figures in italics are approximate values.

Results for QPSK in non-uniform 64-QAM with  $\alpha = 4$  are not included due to the poor performance of the 64-QAM signal.

## 附录 B （资料的附录）

### F1 和 P1 的定义

系统性能用两个信道模型分别仿真，固定接收为-F1，便携接收为-P1。信道模型由以下方程式产生，其中  $x(t)$  和  $y(t)$  分别为输入和输出信号：

a) 固定接收 F1:

$$y(t) = \frac{\rho_0 x(t) + \sum_{i=1}^N \rho_i e^{-j2\pi\theta_i} x(t-\tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^N \rho_i^2}}$$

其中：

- 求和前的第一项是可见行
- $N$  是回波数，等于 20
- $\theta_i$  是表 B1 所列第  $i$  条路径的散射引起的相移；
- $\rho_i$  表 B1 所列第  $i$  条路径的衰减；
- $\tau_i$  表 B1 所列第  $i$  条路径的相对延迟

瑞森系数  $K$  是直射路径和反射路径的功率比，表示为：

$$K = \frac{r_0^2}{\sum_{i=1}^N r_i^2}$$

仿真时，瑞森系数  $K=10\text{dB}$ ，此时：

$$\rho_0 = \sqrt{10 \sum_{i=1}^N \rho_i^2}$$

b) 便携接收，瑞利衰落 (P1)

$$y(t) = k \sum_{i=1}^N \rho_i e^{-j2\pi\theta_i} x(t-\tau_i) \quad \text{where} \quad k = \frac{1}{\sqrt{\sum_{i=1}^N \rho_i^2}}$$

$\theta_i$ 、 $\rho_i$ 、 $\tau_i$  见表 B1。

**Table B.1: Attenuation, phase and delay values for  $F_1$  and  $P_1$**

$i$	$\rho_i$	$\tau_i$ [ $\mu\text{s}$ ]	$\theta_i$ [rad]
1	<i>0,057 662</i>	<i>1,003 019</i>	<i>4,855 121</i>
2	<i>0,176 809</i>	<i>5,422 091</i>	<i>3,419 109</i>
3	<i>0,407 163</i>	<i>0,518 650</i>	<i>5,864 470</i>
4	<i>0,303 585</i>	<i>2,751 772</i>	<i>2,215 894</i>
5	<i>0,258 782</i>	<i>0,602 895</i>	<i>3,758 058</i>
6	<i>0,061 831</i>	<i>1,016 585</i>	<i>5,430 202</i>
7	<i>0,150 340</i>	<i>0,143 556</i>	<i>3,952 093</i>
8	<i>0,051 534</i>	<i>0,153 832</i>	<i>1,093 586</i>
9	<i>0,185 074</i>	<i>3,324 866</i>	<i>5,775 198</i>
10	<i>0,400 967</i>	<i>1,935 570</i>	<i>0,154 459</i>
11	<i>0,295 723</i>	<i>0,429 948</i>	<i>5,928 383</i>
12	<i>0,350 825</i>	<i>3,228 872</i>	<i>3,053 023</i>
13	<i>0,262 909</i>	<i>0,848 831</i>	<i>0,628 578</i>
14	<i>0,225 894</i>	<i>0,073 883</i>	<i>2,128 544</i>
15	<i>0,170 996</i>	<i>0,203 952</i>	<i>1,099 463</i>
16	<i>0,149 723</i>	<i>0,194 207</i>	<i>3,462 951</i>
17	<i>0,240 140</i>	<i>0,924 450</i>	<i>3,664 773</i>
18	<i>0,116 587</i>	<i>1,381 320</i>	<i>2,833 799</i>
19	<i>0,221 155</i>	<i>0,640 512</i>	<i>3,334 290</i>
20	<i>0,259 730</i>	<i>1,368 671</i>	<i>0,393 889</i>
NOTE: Figures in italics are approximate values.			

## 附录 C（资料的附录）

### 交织示例

表 C.1 描述了 2K 模式、64QAM、非分层传输下，超帧中第一个符号的比特交织和符号交织规则以及相应的在载波上的映射。

当进入比特交织器的输入比特编号为 0 到 9071，并且与相应的载波编号一致时，表 C.1 表示输入比特指向图 7a 所示的影射块。该指针即为交织器输入比特的编号。

表 C.1 输入比特的映射

Input to mapping block $Y_{q'} = Y_{0q'}, Y_{1q'}, Y_{2q'}, Y_{3q'}, Y_{4q'}, Y_{5q}'$	Carrier number k
pilot	0
0, 381, 631, 256, 128, 509	1
4602, 4983, 5233, 4858, 4730, 5111	2
36, 417, 667, 292, 164, 545	3
4656, 5037, 5287, 4912, 4784, 5165	4
48, 429, 679, 304, 176, 557	5
2376, 2757, 3007, 2632, 2504, 2885	6
780, 1161, 1411, 1036, 908, 1289	7
6906, 7287, 7537, 7162, 7034, 7415	8
4590, 4971, 5221, 4846, 4718, 5099	9
5286, 4911, 5161, 4786, 4658, 5039	10
2364, 2745, 2995, 2620, 2492, 2873	11
pilot	12
4788, 5169, 4663, 5044, 4916, 4541	13
....	
4194, 3819, 4069, 4450, 4322, 3947	1 691
pilot	1 692
7782, 8163, 7657, 8038, 7910, 8291	1 693
6624, 6249, 6499, 6124, 6752, 6377	1 694
3402, 3027, 3277, 3658, 3530, 3155	1 695
546, 171, 421, 46, 674, 299	1 696
8574, 8955, 8449, 8830, 8702, 8327	1 697
8376, 8757, 9007, 8632, 8504, 8885	1 698
1680, 2061, 1555, 1936, 1808, 2189	1 699
7620, 8001, 8251, 7876, 7748, 8129	1 700
5700, 5325, 5575, 5956, 5828, 5453	1 701
8826, 8451, 8701, 8326, 8954, 8579	1 702
8724, 8349, 8599, 8980, 8852, 8477	1 703
pilot	1 704



## 附录 D (资料的附录)

### 被发射信号的实施指南

本文件用于定义唯一的发射信号，不考虑实现的问题，特别是不涉及对产生和解调 OFDM 符号特别重要的快速傅立叶变换 FFT，本附录说明，如何避免在使用 FFT 时可能遇到的某些缺陷。

#### D.1 FFT 的使用

每个传输帧的每个 OFDM 符号，被发射信号都是由 4.4 节的表达式明确规定的。如果被在每个传输符号周期的持续时间内发射的波形单独取决于复杂值  $C_{m, l, k}$  的  $K$  值，这些复杂的方程式就可以进行简化， $C_{m, l, k}$  定义该周期内有效载波  $K$  的合成幅度。因此每个符号都可以独立考虑，从  $t=0$  到  $t=T_s$  周期的信号，可以表示为：

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} c_{0,0,k} e^{j2\pi k' (t-\Delta) / T_U} \right\},$$

with  $k' = k - (K_{\max} + K_{\min}) / 2$

该表达式与离散傅立叶反变化之间有一个明显的雷同之处（见注）

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{N-1} X_q e^{j2\pi nq/N}.$$

注 1：这是工程上通用的反 DFT 的定义

前向纠错的 DFT 的指数为  $-j$

但数学上有时采用相反的符号，因此正向变换为  $-j$  指数，反向变换为  $j$  指数；

公式中的符号依从工程和数学上通用的术语；

本文件的其他地方不会重复出现这些符号；

由于有不同的有效快速傅立叶变换算法可以实现 DFT 和反 DFT，DVB-T 调制器采用反傅立叶变换产生与每个符号的有用部分长度  $T_u$  相对应的  $N$  个采样点  $x_n$ ，保护间隔通过复制这些采样的  $N \Delta / T_u$ ，加在有用部分的前面。然后对每个符号重复这个过程，建立一个 DVB-T 信号的复合基带表达式，后续的上变频处理，给出一个中心频率为  $f_c$  的实时信号  $s(t)$ 。

但要注意， $K$  个  $C_{m, l, k}$  值映射到  $N$  个 IFFT 时的系数  $X_q$ 。

注 2：前向 FFT 可以简单地用于解调器。

#### D.2 基带中心频率的选择

中间发射载波 ( $k' = 0$ ) 基本函数对每个符号都是常数，

$$\Psi_{m,l,(K_{\max}+K_{\min})/2} = 1.$$

因此这个载波是在中心频率  $f_c$  被发射的，并且当每个符号都以同一数值调制时，不存在相位不连续的问题。

这个中间载波的数据映射到指针  $q$  的一个 IFFT 系数  $X_q$ ，因此相应的反 DFT 基本函数  $e^{j2\pi nq/N}$  在保护间隔内具有整数个周期，而与所用的保护间隔长度（有用

符号周期  $T_u$  的  $1/32$ ,  $1/16$ ,  $1/8$  或  $1/4$ ) 无关。因此对中间载波选择的指针  $q$  是 32 的倍数。

特别推荐采用下述选择之一, 以满足简化实施的要求:

- a) 中间载波赋值为中途指针  $q=N/2$ , 即半采样频率, 或者
- b) 中间载波赋值为指针  $q=0$ , 即直流或 0 频率。

### D.3 其他潜在的困难

IFFT 产生的复合基带信号变换到一个设计的中心频率为中心的实时信号的变换过程同样需要保证其结果要符合技术要求。尤其是:

- a) 发射信号的频谱与规范相比不会倒转, 即发射载波的最高端将搬移调制  $C_{m, j, k_{\max}}$ 。
- b) 与规范相比, 被发射信号没有“翻转的虚轴”。在发射信号的表达式  $s(t)$  中, 如果  $C_{m, l, k}$  用复变量  $C_{m, l, k}$  代替, 就会出现这种情况。

某些可能产生的错误是:

- c) 不正确的复数-实数变换可能产生频谱和虚轴的翻转
- d) 前向 FFT 代替反向 FFT 会产生虚轴倒转
- e) 如果通过一些引起频谱翻转的外差过程使信号频率偏移, 则也会引起虚轴倒转。

如果这种过程重复进行, 最终的信号就会符合规范。