

## ITU-R F.763-5建议书\*

## 在高频电路上用相移键控技术或正交调幅技术进行数据传输

(ITU-R 145/9号研究课题)

(1992-1994-1995-1997-1999-2005)

## 范围

本建议书提供了在高频信道上使用相移键控 (PSK) 和正交调幅 (QAM) 的数据传输系统。在附件6中包含了从3 200至12 800 bit/s的速率数据。

国际电联无线电通信全会，

考虑到

- a) 传输高速率数据的需求日益增长；
- b) 为了满足这些需求，可以使用两种相移键控 (PSK) 调制解调器，即使用多路音频电报的并行传输调制解调器和使用单个副载波的串行传输调制解调器；
- c) 为了弥补传输媒质的不理想特性，如下技术可以用于两种调制解调器：
  - 采用各种形式的二重分集工作方式，包括分离的单边带 (SSB) 发射或单个的独立边带 (ISB) 发射；
  - 差错检测和与时间交织结合在一起的纠错编码；
  - 系统自适应信道容量的可变数据率；和只可用于并行传输调制解调器的如下技术：
  - 多级带内频率分集；
  - 在帧之间引入保护时间，以对付多径传播和群时延失真；

建议

- 1 对于使用频分复用 (FDM) 和相移键控 (PSK) 技术的传输2 400 bit/s以下的二进制数据速率的数据的情况下，推荐用附件1所描述的系统；
- 2 对于采用串行传输调制解调器传输3 600 bit/s以下二进制数据速率的数据情况下，推荐用附件2所描述的系统；
- 3 有关广义PSK的附加资料应该参阅附件3；

---

\*应提请无线电通信第8研究组注意本建议书。

- 4 附件4描述了用于改善高频PSK系统的性能的模式/极化分集系统。
- 5 对于使用串行传输调制解调器传输二进制速率高达4 800 bit/s的数据的系统，在附件5中作了说明。
- 6 对于采用串行传输调制解调器传输3 200-12 800 bit/s二进制数据速率的数据情况下，推荐用附件6所描述的系统特性；

## 附 件 1

### 在高频电路上使用多路音频电报和相移键控（PSK） 传输2 400/1 200/600/300/150/75 bit/s的数据

#### 1 系统描述

##### 1.1 系统的接收/发送终端设备由以下部件组成：

- 数字信息的发送机和接收机（如计算机）；
- 调制解调器，它的主要功能是将数字形式的信息变换为与无线电发射机的输入端相适应的模拟形式的信息，并将在无线电接收机输出端的模拟信息变换为与数字接收机输入端相适应的数字数据；这一调制解调器也完成各种编码功能和起分集合成的作用；
- 和天线相接的射频接收和发射设备。

1.2 在发射一侧，进来的2 400 bit/s数据流被送到串—并变换器。以32 bit的间隔（即13.33 ms间隔），这一变换器的内容被并行传送给32 bit的存储器件，存储器件的输出端与QPSK调制器相连接。

在发送端，该调制解调器产生一组复合音频信号。它由安排在300-3 000 Hz频带内的一组18个单音的音频信号组成。

在这些单音中，有16个单音（935-2 585 Hz）间隔110 Hz，并且以DE-QPSK（差分编码四相相移键控）进行调制，每一个的速率为75 Bd，所以可能传输的数据率为 $16 \times 75 \times 2 = 2\,400$  bit/s。

在605 Hz处的单音用于端对端频率误差的校正，包括校正由多谱勒效应引起的频率误差。在2 915 Hz（或825 Hz）处的单音用于系统同步。

二重分集成器或者可以接受从以空间、频率或极化分集方式工作的两个接收机来的输入信号或者可以接受从以ISB方式工作的一个接收机来的输入信号。

当数据速率是传输速率的约数时，可以配备各种带内分集结构。例如，数据速率为1 200 bit/s时，可以提供二重分集（1 200×2）；数据速率为600 bit/s时，可以提供四重分集，以此类推，但传输速率都是2 400 bit/s。所以，可以根据所选择的数据率利用可能的最高重数的分集，包括带内分集和各个信道之间的分集。这里规定了75/150/300/600/1 200 bit/s所用的分集方式。

除了选择编码/未编码的工作方式外，利用数据速率和分集方式可以选择的特点，这一调制器也有可能设置交织的间隔，所以提供了灵活的通信系统，如表1所综合的那样。

传输信号由持续时间为13.33 ms的许多帧组成。它还有保护时间（4.2 ms）。加上保护时间是为了抵消多径传播的效应。

该调制解调器使用两种技术来减小信号的损伤，特别是由脉冲噪声和平衰落引起的信号损伤。

- 纠错编码；
- 时间交织。

使用了BCH循环分组码（16，8）的形式。在交织处理期间，将BCH码字存储在所要提取的存储器中。时间交织的获得要考虑如下原则：

- 最后被存储的字的第1个比特；
- “以前被存储的第（m）个字”的第2个比特；
- “以前被存储的第（2m）个字”的第3个比特；
- “以前被存储的第（15m）个字”的第16个比特。

表 1

数据速率/方式（发送和接收可分别选择）

数据速率 (bit/s)	未编码方式			编 码 方 式			
	分集方式			时间交织可以采用的时间扩散 (发射机和接收机)(S)	附加分集方式		
	带 内	信 道	总 数		带 内	信 道	总 数
2 400	—	×2	×2	0-12.8	—	×2	×2
1 200	×2	×2	×4				
600	×4	×2	×8	0-25.6	×2	×2	×4
300	×8	×2	×16				
150	×16	×2	×32	0-102.5	×8	×2	×16
75							

可以根据无线电路径的传播条件选择交织的重数（ $m$ 码字），重数范围从零（无交织）到1、2、4、8、16、32或64，相应的数据接收时延范围为数毫秒到数十秒。当出错的比特不属于同一码字时，对突发性差错的保护更好一些。

图1给出了在250-3 000 Hz带宽内有编码和无编码两种情况下的具有高斯分布噪声的调制解调器的性能，用比特差错率 $P_e$ 与信号噪声比 $S/N$ 的关系来表示。

在信号噪声比 $S/N$ 的数值比较高的情况下，编码的效果相当显著。

曲线是用实验的试验装置得到的。在试验装置中，将一测试图案送到调制解调器，以产生一组音频单音。将调制解调器的输出信号与高斯噪声相加，经滤波后送到另一调制解调器的接收输入端，在它的输出端恢复出该测试图案。然后，将测试图案送入数据差错分析仪，以便有可能确定比特差错率（BER）。

图2给出了在衰落信道中调制解调器性能的计算机仿真的结果。

在仿真衰落信道时，两条等幅的路径载送多径时延间隔1 ms和频率相差1 Hz的信号，以得到衰落。这样得到的衰落是在整个通带内移动的，而不是固定在某个固定频率上。

由图2可以看出，对于600、1 200和2 400 bit/s的速率，采用各种分集方式（带内和带外）、纠错编码和交织技术结合在一起的方式、性能得到了改善。

该调制解调器正在一条高频链路中试用，该链路位于意大利中部和南部的两个无线电台之间，两个电台间距约800 km（500英里）。

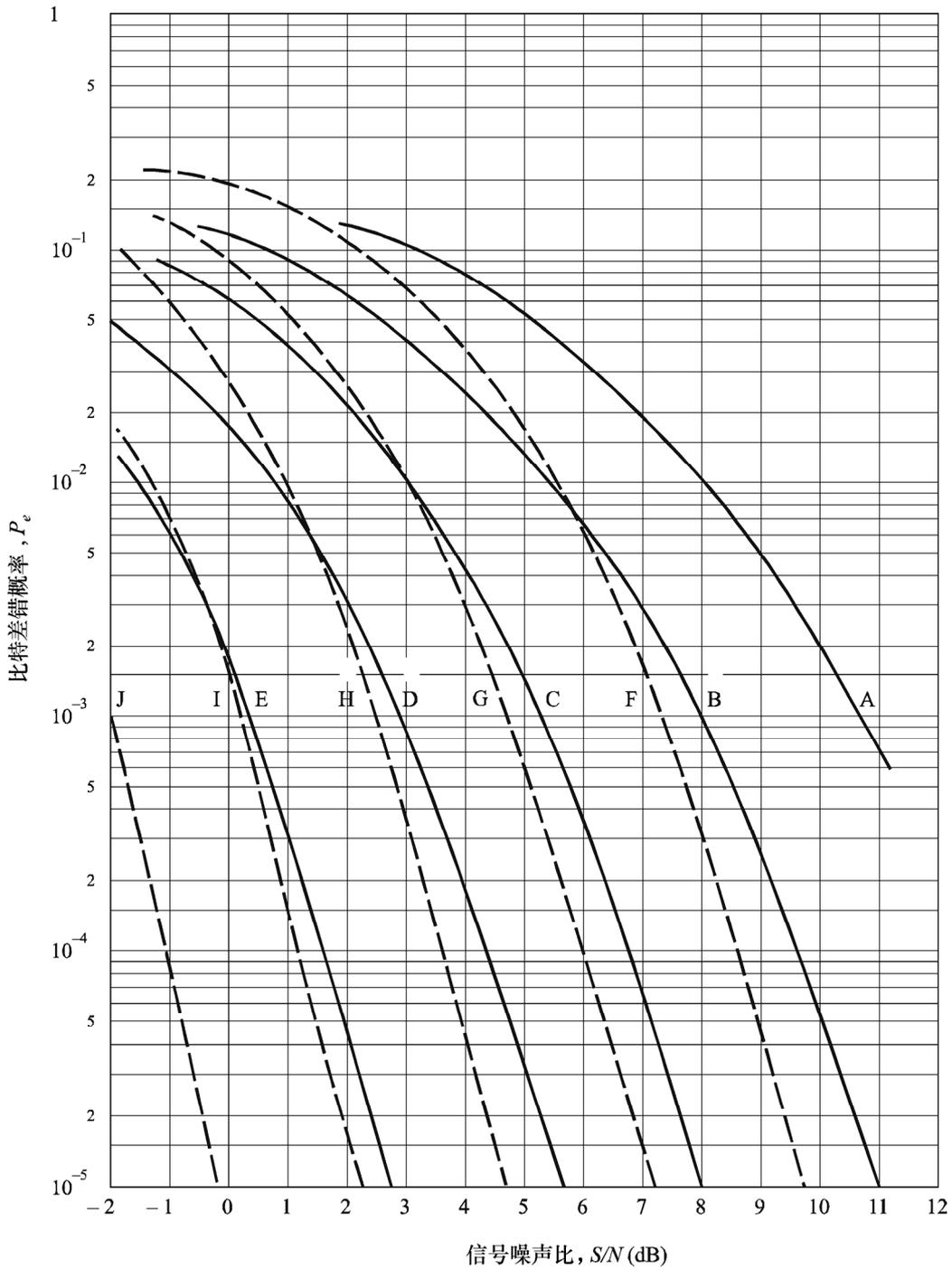
**1.3** 在发送端，射频设备完成信道调制有关的工作，并产生具有合适的无线电频率和功率特性的发射。在接收端，完成相反的与频率变换有关的工作，从而得到送到调制解调器的复合音频信号。

射频设备有如下具体特性：

- 相位抖动：在10 ms时间间隔（100个样值）内小于 $5^\circ$ ；
- 群时延失真：发射端500  $\mu$ s，接收端500  $\mu$ s；
- 互调：低于峰值包络功率36 dB。

图 1

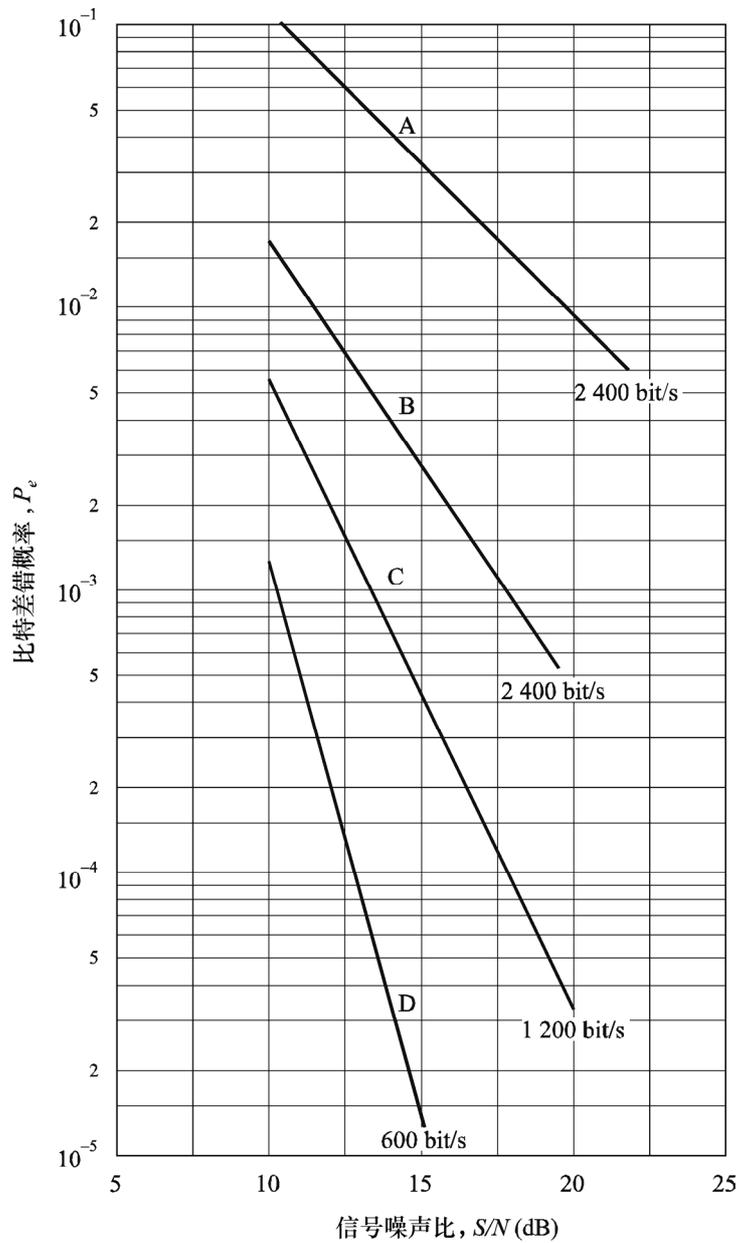
高斯噪声无衰落信道中，采用有编码或无编码及有带内分集的条件下，  
对于各种数据速率，比特差错概率与  $S/N$  的关系



无编码	——	{	A: 2 400 bit/s B: 1 200 bit/s C: 600 bit/s D: 300 bit/s E: 150 bit/s	有编码，但没有 时间交织	- - -	{	F: 1 200 bit/s G: 600 bit/s H: 300 bit/s I: 150 bit/s J: 75 bit/s
-----	----	---	--	-----------------	-------	---	---

图 2

选择性衰落信道中，数据速率为600、1 200和2 400 bit/s在下列情况下  
比特差错概率与 $S/N$ 的关系



- A: 无分集
- B: 只有带外分集
- C: 带内和带外分集
- D: 带内和带外分集，并加纠错编码和时间交织

## 附件 2

在高频电路上采用串行传输调制解调器传输最高达  
3 600 bit/s速率的数据

## 1 概述

该调制解调器可以在一个3 kHz高频信道上进行数据传输。它接收和重新组织速率小于3 600 bit/s的数字数据和产生一个300-3 300 Hz音频频带内的模拟音频信号。

它装备了对多径、多普勒效应和衰落的保护措施。

## 2 调制解调器工作方式

有三种可能的工作方式。

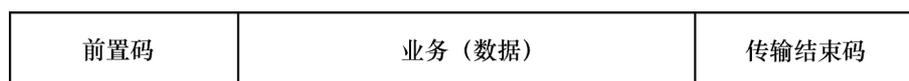
## 2.1 半双工前向纠错（FEC）方式

**2.1.1** 这个方式采用MPSK ( $M=2、4、8$ ) 调制方式，符号率为2 400 Bd，用户的比特率为75、150、300、600、1 200、2 400或3 600 bit/s（不是所有波形可以用所有的比特率），1帧有256个已调的符号（其中128个为用户的符号），即106.6 ms。

**2.1.2** 数据交换由三部分组成，即前置码、业务码和传输结束码：

图 3

在FEC方式中通信的描述



0763-03

前置码的作用是使被叫调制解调器能检测出呼叫和接收传输的其余部分所需要的技术参数（编码、交织、数据率、调制）。业务码部分包含所要传输的数据。传输结束码使得被叫调制解调器检测出消息字的结束码，以便链路结束工作并恢复到业务备用状态。

当主叫调制解调器发送挂机帧时，传送结束码起作用。这些帧与前置帧类似，但这些帧中有一个比特包含挂机信息。

**2.1.3** 所提供的功能如下：

- 发射：
  - 数据编码和交织；
  - 成帧和调制；
  - 音频信号的发送。

- 接收：
  - 音频信号的接收；
  - 检出同步；
  - 接收信号的解调；
  - 数字去交织和解码。

## 2.2 全双工前向纠错（FEC）方式

这个方式相当于两个独立的FEC型半双工链路一样的工作方式。在每一方向上，发出一前置码以及前置码后面的数据和消息结束码，并由被叫调制解调器识别出来。与半双工FEC方式一样，前置码规定了后面的码的技术参数。

## 2.3 自动重复请求（ARQ）方式

**2.3.1** 这一方式采用2 400 Bd的MPSK（ $M=2、4、8$ ）调制，用户比特率为600、1 200、1 800或2 400 bit/s（不是所有的波形都可以用所有的比特率），一帧有256个已调的符号（其中用户的符号128个），即帧长为106.6 ms。

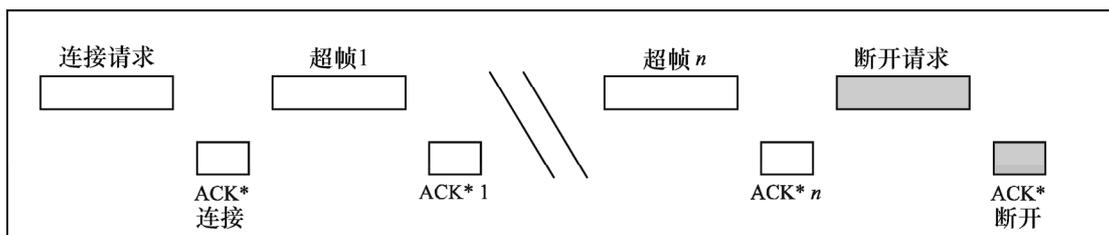
**2.3.2** ARQ方式是包含有选择地重复码块的数据传输方式。要发送的数据分成许多码块，这些码块相当于调制解调器的一个帧。主叫调制器发送一个由 $N$ 码块组成的超帧（通常 $N = 64$ ，但是在传输最后的数据时可能小于此值）并等待被叫调制解调器对它的接收情况做出应答。

如果任一码块没有正确地接收到，在下一个超帧中将重发这些码块。下一个超帧由新的码块组成。

在这种方式中有如下三个阶段：呼叫建立（连接）、数据传输和传输结束（断开）。此外，ARQ方式考虑到瞬间中断、呼叫方/被叫方的转换、流量控制和功率、数据速率及频率的自适应控制。

图 4

在ARQ方式中通信过程的描述



\* ACK: 证实

0763-04

所以，ARQ方式由两个不同的阶段组成，即发送阶段（主叫端发送超帧，被叫端发出应答）和接收阶段（主叫端接收应答，被叫端接收超帧）。

### 2.3.3 自适应控制

**2.3.3.1** ARQ方式有可能对功率、数据速率和频率进行自适应控制。其中，只有自适应数据速率控制是完全由调制解调器管理的。在功率控制的情况下，调制解调器指示该系统自适应起作用，并且连续发送。而在频率控制情况下，调制解调器在给系统指示需要寻找新的频率以后，本身要断开一会儿。

**2.3.3.2** 自适应功率控制程序是根据链路质量的统计测量进行的。自适应功率增加很快就可达到，但降低功率的时间常数比较大。

**2.3.3.3** 自适应数据速率控制只能从可以用的四种速率（即2 400、1 800、1 200和600 bit/s）中选择出的三种数据速率上工作。

自适应数据速率的增加根据链路质量的统计测量结果进行，而数据速率的自适应降低根据链路的质量统计测量结果或根据发送期间没有收到数据或应答来进行。

**2.3.3.4** 若数据速率降低的自适应控制后仍不能保证继续进行传输，则请求该系统实施自适应频率控制功能。

为了可以找到新的频率，调制解调器本身要断开一会儿和等待重新恢复发送，并将还没有被发送出去的数据存储起来。

**2.3.3.5** 在ARQ方式中，可能以这样一个方式建立调制解调器，即没有配备自适应数据频率控制功能。在这种情况下，只有频率控制和功率控制起作用。

**2.3.4** 所提供的功能如下：

- 发送（在主叫端）：
  - 数据分段，
  - 数据编码，
  - 成帧和调制，
  - 发送音频信号。
- 发送（在被叫端）：
  - 应答编码，
  - 成帧和调制，
  - 发送音频信号。
- 接收（在主叫端）：
  - 接收音频信号，
  - 检出同步，
  - 接收到的信号的解调，
  - 应答的解码。
- 接收（在被叫端）：
  - 接收音频信号，
  - 检出同步，
  - 接收到的信号的解调，
  - 数据的解码，
  - 数据重新组装。

### 3 调制解调器的技术特性

#### 3.1 调制

3.1.1 调制技术就是对频率为1 800 Hz的副载波进行相移键控。调制速率为2 400 Bd，最低精度为 $10^{-5}$ 。

3.1.2 与1 800 Hz产生有关的时钟稳定性为 $10^{-5}$ 。

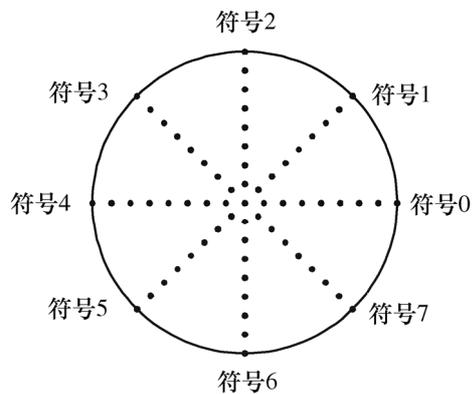
3.1.3 已调信号相对于未调参考副载波的相移可以取下列数值之一：

符号序号	相 位
0	0
1	$\pi/4$
2	$\pi/2$
3	$3\pi/4$
4	$\pi$
5	$5\pi/4$
6	$3\pi/2$
7	$7\pi/4$

第 $n$ 个符号与复数 $\exp(jn\pi/4)$ 相对应。

图 5

相位状态的编码



0763-05

#### 3.2 代码转换

代码转换是将要发送的一个符号与一组二进制数字联系在一起的运算。

### 3.2.1 数据率1 200 bit/s: 2-PSK

根据如下规则将符号与二进制数字联系起来完成代码转换:

比 特	符 号
0	0
1	4

### 3.2.2 数据率2 400 bit/s: 4-PSK

根据如下规则将一个符号与一组由两个连续的二进制数字组成的代码联系起来完成代码转换:

双 比 特	符 号
00	0
01	2
10	6
11	4

最老的比特 最新的比特

### 3.2.3 数据率3 600 bit/s: 8-PSK

根据如下规则将一个符号与一组由三个连续的二进制数字组成的代码联系起来完成代码转换。

三 比 特	符 号
000	1
001	0
010	2
011	3
100	6
101	7
110	5
111	4

最老的比特 最新的比特

### 3.3 帧结构

**3.3.1** 将要发送的符号构成长度为106.6 ms的重复的帧。每帧中要发送的二进制数字的数目分别为：速率为1 200 bit/s时128比特，速率为2 400 bit/s时为256比特和速率为3 600 bit/s时为384比特。

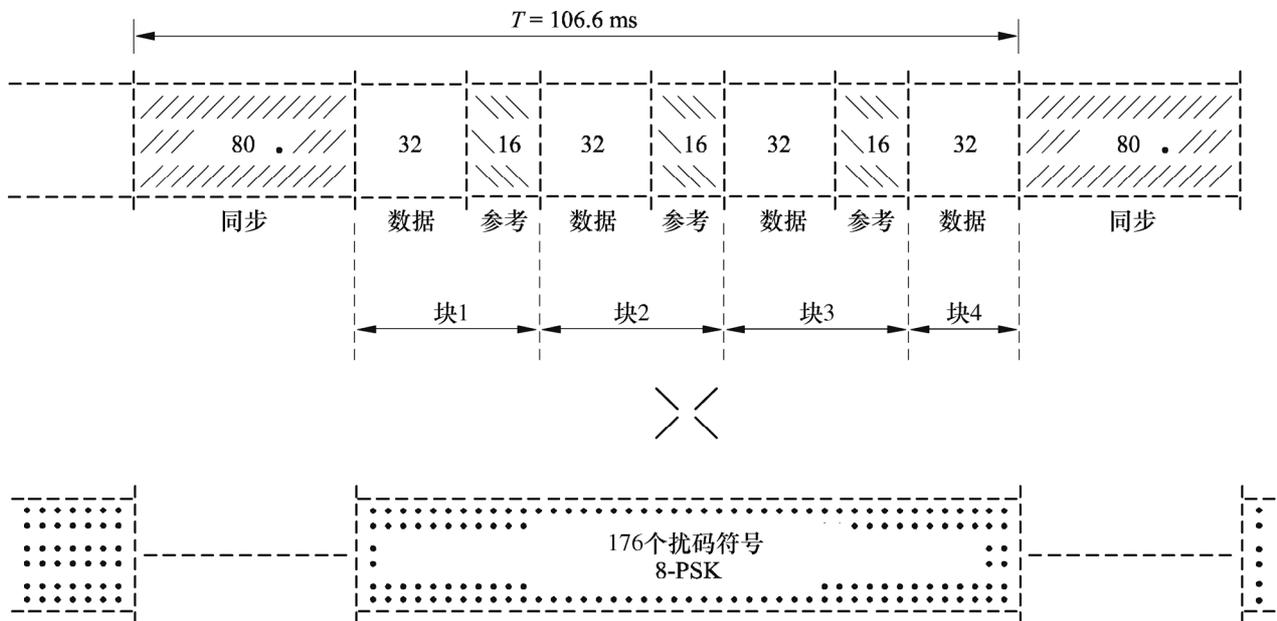
**3.3.2** 一帧由256个符号组成，其中可以分解为同步用的80个符号、48个参考符号和128个数据符号。

图6表示了帧结构。

**3.3.3** 同步序列用2-PSK发送，调制速率为2 400 Bd。调制解调器用同步序列来检测出信号的存在和纠正由多普勒效应或发射载波和接收载波之间的差所产生的频率偏移，校正比特同步并且或者在递推滤波均衡的情况下校正均衡时间或在用最大或然率法检测的情况下校正高频信道的估值。

图 6

帧结构



0763-06

**3.3.4** 将参考符号和数字符号构成4个码块帧，头三个码块由32个数据符号及后面的16个参考符号组成，而最后一个码块由32个数据符号组成。所有的参考符号与序号为0的符号相对应。

这176个参考符号和数据符号由一扰码序列进行扰码，扰码序列由176个符号组成，每106.6 ms重复一次。这一序列以2 400 Bd的速率用8状态相位调制方式进行发送。所以，不管数据速率如何（1 200 bit/s、2 400 bit/s或3 600 bit/s），都可以产生有8个相位状态的帧。

扰码运算由模8加的方式来完成的，将与数据有关的符号序号与扰码相联系的符号序号进行模8加，这相当于将数据符号用扰码符号进行复数相乘。

### 3.4 纠错编码、交织

纠错编码与足够的交织结合起来可以显著改善比特差错率 (BER)。

在三种没有冗余度的基本模式的基础上, 即:

- 3 600 bit/s 8-PSK,
- 2 400 bit/s 4-PSK,
- 1 200 bit/s 2-PSK,

采用编码技术允许引进不同的冗余度的可能性。

#### 3.4.1 前向纠错 (FEC) 方式

这种方式将卷积编码和也用卷积码的交织结合起来使用。所采用的卷积码的冗余码 $2$ 和结束长度 $K=7$ , 与此相联系的特征多项式为 $171.133$  (八进制表示法)。

用收缩码实现时, 冗余度小于 $2$ , 而用循环码实现时, 冗余度大于 $2$ 。

在各种各样的可能性中, 这里列出如下几种可能性:

有编码时的数据速率 (bit/s)	波 形	冗 余 度	得到这种编码速率的方法
2 400	8-PSK	3/2	进行数据率 1/2 到 2/3 的变换
1 200	4-PSK	2	以 1/2 数据率未改变的码
600	2-PSK	2	以 1/2 数据率未改变的码
300	2-PSK	4	以 1/2 数据率循环 2 次的码
150	2-PSK	8	以 1/2 数据率循环 4 次的码
75	2-PSK	16	以 1/2 数据率循环 8 次的码

#### 3.4.2 ARQ方式

采用里特—索洛蒙 (RS) 码, 不加交织。

有编码时的数据速率 (bit/s)	波 形	冗 余 度	编码 (8bit 的符号)
2 400	8-PSK	3/2	RS (48, 32)
1 800	4-PSK	4/3	RS (32, 24)
1 200	4-PSK	2	RS (32, 16)
600	4-PSK	4	RS (32, 8)

### 3.5 已调信号的频谱

经滤波和1 800 Hz频率移位后的已调信号的频谱如图7所示。总带宽等于3 000 Hz。

### 3.6 发送和接收高频载波之间的频率误差容限

调制解调器必须能够容忍在发射和接收高频载波之间 $\pm 75$  Hz的频率偏移（包括发射机/接收机的频率误差和多普勒频移）和最高速率为3.5 Hz/s的频率变化。

## 4 与其他设备的接口

### 4.1 与数据终端的调制解调器接口

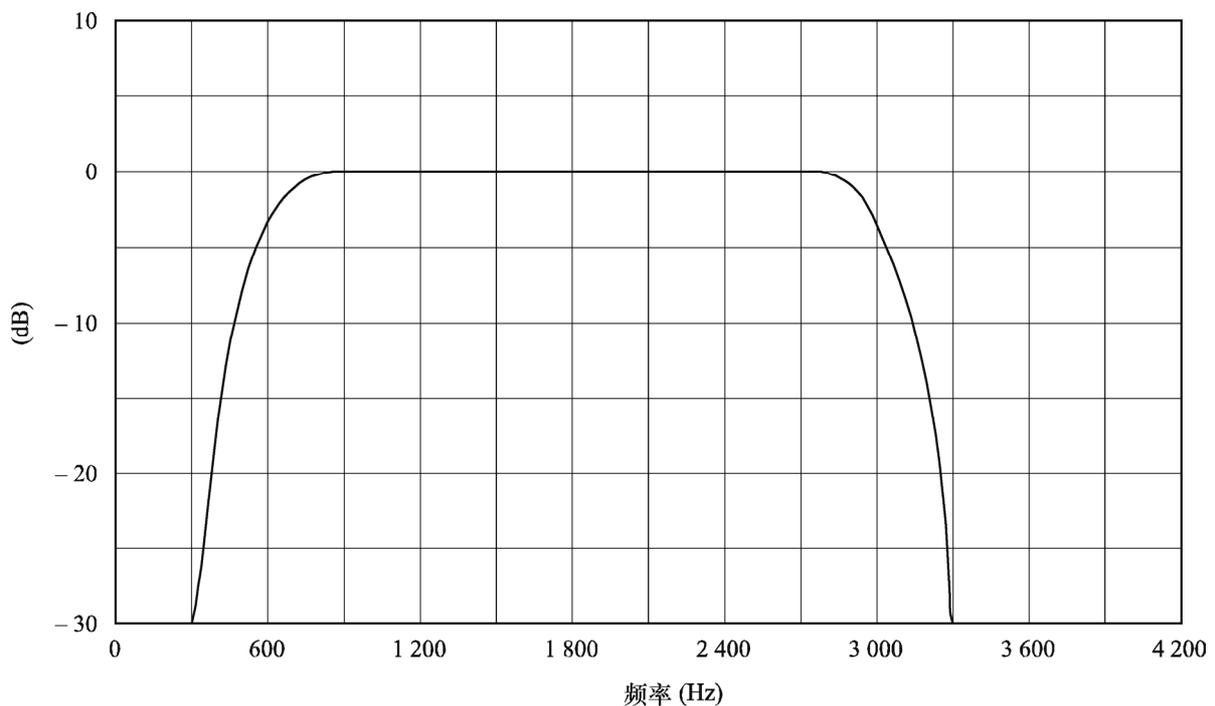
该接口满足ITU-T V.24建议书的要求，接口的电特性符合ITU-T V.11建议书（RS 422）的要求。

### 4.2 与发射机和接收机的调制解调器接口

调制解调器的输入和输出电路是对地平衡型电路，阻抗为600  $\Omega$ ，电平为0 dBm。

图 7

已调信号的频谱



### 4.3 相关的发射机和接收机的性能的质量

为了得到最佳的性能，建议发射机和接收机有如下的特性：

**4.3.1** 在通频带300-3 300 Hz之间，传输损耗的变化范围不得超过 $\pm 2$  dB。

注1 — 系统带宽为300-3 300 Hz的串行调制解调器可以降低性能指标的条件下工作。为了设计副载波频率为1 650 Hz，并用缩窄带宽系统工作的串行调制解调器，还需要作进一步研究。

**4.3.2** 在该通带的80%带宽内，群时延的变化不得超过0.5 ms。

**4.3.3** 发射机和接收机导频的准确度必须至少为 $10^{-6}$ 。

**4.3.4** 对于去敏化方式，自动增益控制（AGC）电路的时间常数必须小于10 ms，而对于再敏化方式，AGC电路的时间常数必须小于25 ms。

## 附 件 3

### 利用相移键控（PSK）的传输系统

#### 1 引言

在高频信道中，通常用多状态方法和复信号来传输比特率超过200 bit/s的信息。一般是将2-PSK与移频正交副载波结合起来实现的。用2-PSK技术，在同一频带内可以得到的比特率比FSK技术高一倍，并且可以用冗余度来提高抗噪声的能力。除了多频PSK技术外，最有实用价值的调制方法为更通用型的调制方法—广义PSK。在这种调制方法中，所传输的信息不是包含在正弦波信号的瞬时相位差中，而是包含在复正交信号的相位谱的差异中。这样的信号的幅度谱是一致的，并且可以与信道频率特性（或干扰频谱）相匹配，不会破坏相互正交的条件。在这一基础上，可以研究具有更高抗噪声能力或业务容量的自适应调制解调器的结构。

过去，由于在复信号的合成和处理方面有许多众所周知的困难，妨碍了广义PSK方式的实用化。现在，主要问题已经解决，这得益于已经开发出合成的理论和高度集成的微电子模块的实用化，从而扫除了电路技术上的复杂性的障碍。本附件说明了设计采用广义PSK技术的调制解调器的主要原理，介绍了一种已经开发出来的调制解调器，并给出了大量的测试结果。

## 2 理论问题

### 2.1 信号的选择

正如香农所指出的那样，在频率特性为 $Y(\omega)$ 和高斯噪声 $N(\omega)$ 的信道中，为了实现传输速率等于通信容量，必须使用功率为 $P$ 和功率谱为如下形式的稳态高斯过程为特征的信号：

$$F(\omega) = \begin{cases} B - \frac{Y(\omega)}{N(\omega)} & \text{对于 } \omega \in \Omega \\ 0 & \text{对于 } \omega \notin \Omega \end{cases} \quad (1)$$

其中求积范围 $\Omega$ 由条件 $F(\omega) \geq 0$ 来决定，常数 $B$ 由信号功率所决定。因为实际上总是有许多标准来规定对所传输的信息所容许的时延限值，因此必须对信号最长的持续期和信号的数目加以限制。在这些条件下，若被确定的正交信号的谱密度模的平方与 $F(\omega)$ 一致，可以把确定的正交信号的有限维数组合视为接近于最佳状态。然而，由(1)式可以得出结论，在 $B < Y(\omega)/N(\omega)$ 的所有频率处 $F(\omega) = 0$ ，即当抑制频谱的各个部分时，必须保持相互的正交性。在现有的调制解调器中的多频信号不具有这一特性。而且，只有在具有平坦频率特性和白噪声型干扰的信道的情况下，它们的正交频谱形状才是最佳的。计算结果表明，不满足这些条件可能导致信息传输速率的损失高达该信道的通信容量的40%。

用于评估正交信号组合的最佳特性的另一个标准是关于它们的自相关函数的形状的要求。例如，为了保证同步系统的工作稳定性，这个函数的主瓣必须足够窄并且旁瓣不得超过一个给定的电平。在这种情况下，在一给定的不一定满足条件(1)的信号幅度谱上必须保证相互正交性。

根据上述观点，为了实现广义的PSK，在使用具有双正交性的功能的复杂系统的基础上，开发了一特殊类型的信号。它们的谱密度可以表示如下：

$$S_k(\omega) = |S(\omega)| e^{j[K\psi(\omega) + \alpha(\omega)]} \quad (2)$$

其中：

$$|S(\omega)|^2 = A \left| \frac{d\psi(\omega)}{d\omega} \right|$$

其中：

$A$ ：常数

$\alpha(\omega)$ ：任意有界函数。

所以，对于一给定的幅度谱，可以确定信号的相位谱，从而也就确定了它们的谱密度。进一步的综合包括求出不同的序数下的信号谱密度的样值并用快速傅立叶变换（FFT）将它们变换为时间的样值。利用里特—索洛蒙码可以将信号的综合与信号编码在时域上结合起来；为此必须事先将大量的零样值与谱密度样值相加，然后才可以完成FFT。应该指出，对高频信道而言，这种混合编码方式（频域上正交和时域上里特—索洛蒙码）是最有效的。

## 2.2 处理算法的选择

在多状态法用于信息传输的情况下，最好使用将接收作为“一个整体”的最佳的算法来处理所接收的信号。实现这样一个算法的最简单的方法是使用分量解调器。为此，必须满足以下条件：

- 多状态信号必须是分量型信号，即它们必须由元素信号的和所组成；
- 每一元素信号必须包含有关一个码字 $b_{i,k}$ 的相应元素的信息；
- 影响元素信号的干扰必须是相互独立的。

在这一情况下，判决法则如下：

$$\max[L_i = \sum_{k=1}^N e_{i,k} y_k] \quad (3)$$

其中：

$e_{i,k}$ ：符号系数：当 $b_{i,k}=1$ 时取+1值；  
当 $b_{i,k}=0$ 时取-1值。

$$y_k = \ln \frac{W(Z_{k/1})}{W(Z_{k/0})}$$

其中：

$Z_k$ ：复输入信号（见图1）

$W(Z_{k/1})$ ： $Z_k$ 为1的概率

$W(Z_{k/0})$ ： $Z_k$ 为0的概率。

这种情况下的优化由所使用的信号满足上列条件的范围来决定。头两个条件是使用分类解调器的可能性。为了满足这些条件，只要每一个谱密度的样值（或它的分量）包含有关相应的二进制符号的正负号信息就够了。保证干扰相互独立的条件可以归结为一个条件，即根据傅里叶变换函数满足接收信号矢量投射到系统上的独立性。在各个频带中衰落独立、基本函数对时间偏移不变和干扰有平坦功率谱的情况下，满足这一条件。实际上，上列各个要求不可能完全满足，所以，分量解调器的抗噪声能力比潜在的抗噪声能力低，尽管它比单个信号元素接收情况下要高得多。

实施（3）式中的判决法则的调制解调器的接收部分的方框图由如下单元组成（如图8）：计算或然率 $y_k$ 的对数的单元；计算线性形式 $L_i$ 的单元；确定具有最大值的线性形式数目的判决元件；将它的二进制符号的组合与每一数进行比较的数字变换器。并且数字变换器对所发送的信息序列进行评估。

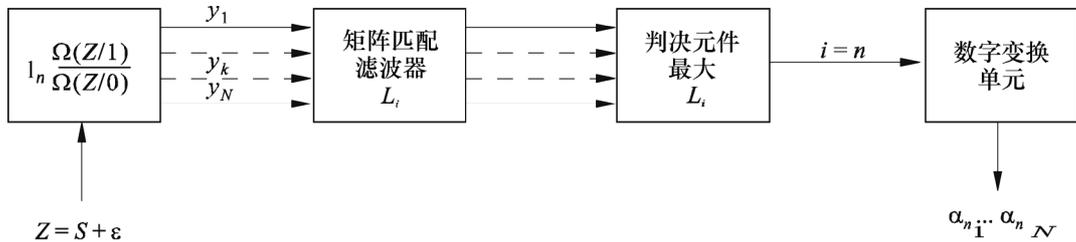
## 3 系统描述

系统方框图如图9所示。它由如下部件组成：用户终端；信号变换单元（调制解调器），它可能紧挨着用户终端或放在一个独立的通信控制单元中；单边带接收和发射设备以及相应的天线。当将调制解调器安装在控制单元中时，通过单音音频通路建立与终端的通信联系。

当它被放在紧挨着终端的地方时，可以通过直流电路将它连接起来。

图 8

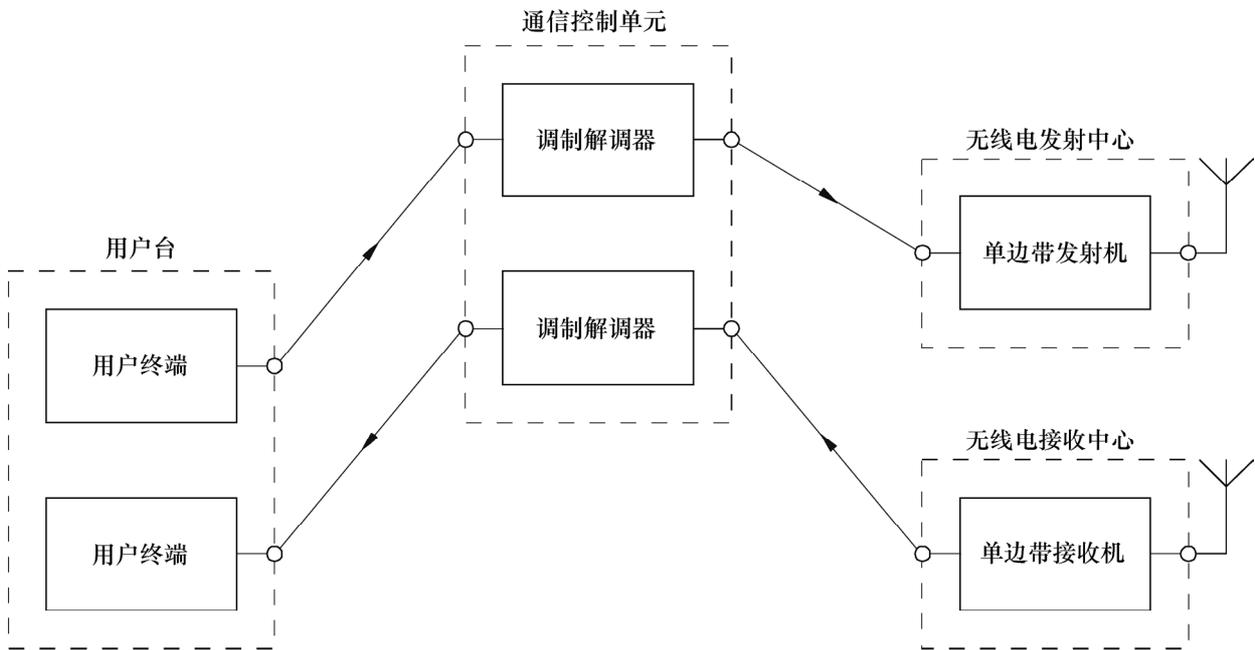
调制解调器的接收部分



0763-08

图 9

系统框图



0763-09

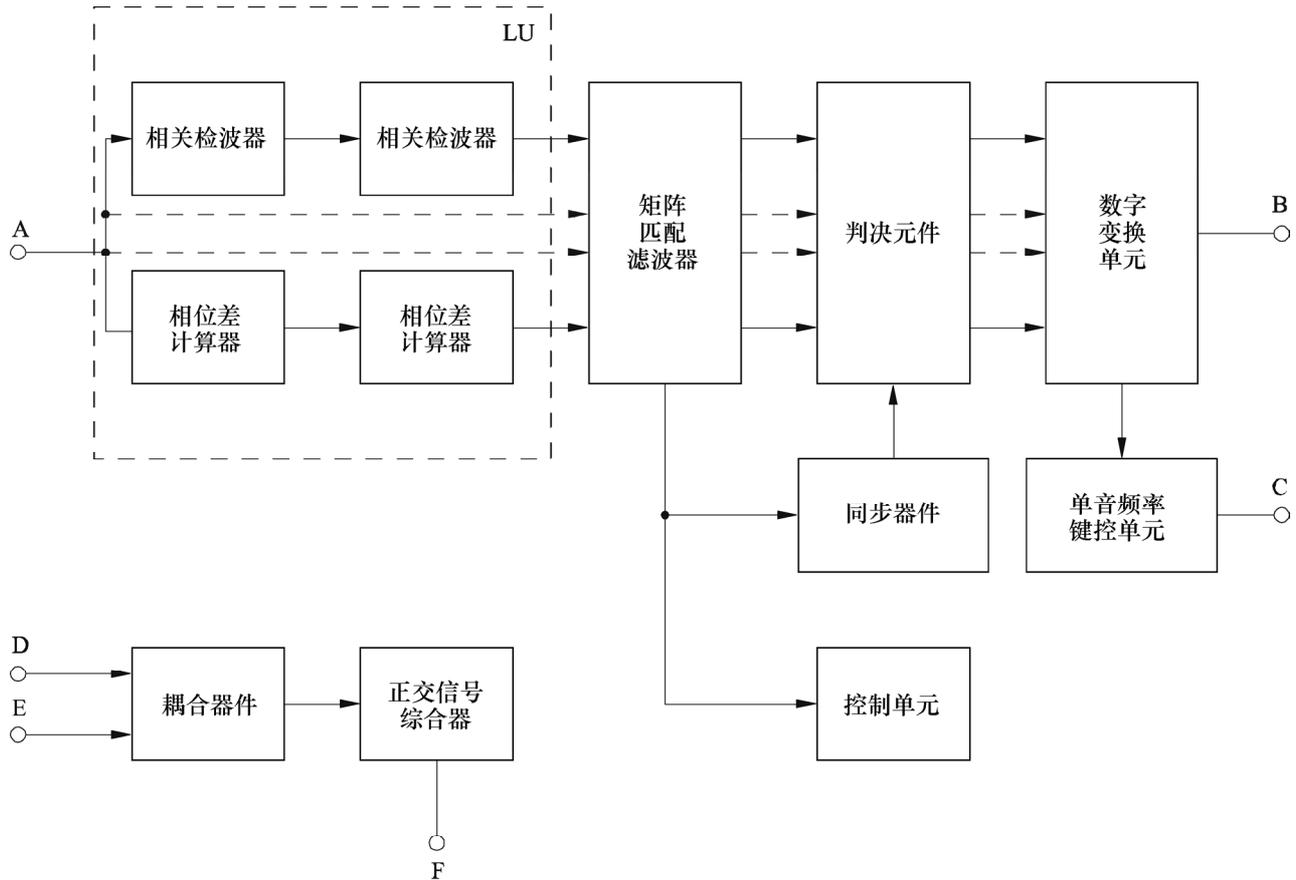
体现上面的考虑原则的调制解调器的方框图如图10所示。该调制解调器是为传输600-1 200 bit/s的数字信息而设计的。对于更低的比特率，必须使用附加的编解码器。增加所用的信号的数目并切换到单个信号元素接收就得到2 400 bit/s的比特率。调制解调器的发送部分由耦合器件（CD）和正交信号合成器（OSS）组成。

为了调制解调器通过音频通路或直流电路与用户终端相适配和为了控制合成器，设计了耦合器件。它包括一个单音频率放大器—整流器、一个再生器和一个逻辑控制电路。

正交信号合成器将模拟信号进行成形处理和将它们放大到需要的电平。它由编码电路、一个只读存储器（ROM），一个数字到模拟变换器（DAC）、一个低频放大器和一个功率放大器所组成。正交信号合成器的具体工作特性是信息传输所要用的所有信号的时间样值早已输入进它的ROM中。事先在计算机上根据前一节中提出的法则对这些样值进行计算。

图 10

调制解调器框图



- A: 调制解调器接收机输入
- B: 调制解调器接收机单音频率输出
- C: 调制解调器接收机的直流输出
- D: 调制解调器发射机的单音频率输入
- E: 调制解调器发射机的直流输入
- F: 调制解调器发射机输出

0763-10

在开始阶段，为了验证所用的基本原理，合成了一组16个双正交信号。在1.1-2.42 kHz范围内，这些信号有平坦的幅度谱，有效频带为0.66-2.86 kHz。用4个复样值来代表它们的谱密度，每一个样值可以提供有关二进制符号的正负号的信息。为了将频谱转变为这些样值，加上两个零样值，并在傅立叶变换以后，用一个复分量完成附加的相乘运算。

以8 bit的栅格的形式，将用这个方法计算出的信号的时间样值输入到ROM中，并且以8.8 kHz的定时频率将它们读出以后，可以在数字模拟变换器的输出端得到持续期为3.33 ms和正交间隔为2.27 ms的模拟信号。

调制解调器的发射机的工作程序如下：将从终端来的二进制信息信号进行再生、合成，以形成4 bit的码字，然后馈送到相关编码电路的输入端，该电路从ROM控制信号的16个形式中选出其中一个信号。从ROM的输出端，由数模变换单元，将这些样值变换成模拟信号。该模拟信号被放大后，沿单音频率通道馈送到单边带发射机的输入端。

由图8可以看出，调制解调器的接收部分由以下单元组成：计算或然率对数的单元，即相关检出器（CDT）；相位差计算器（PDC）；矩阵匹配滤波器（MF），它计算所有的线性形式 $L_i$ ；确定最大形式的数值的判决单元（DE）和数字变换单元（DCU）。它还包含同步器件（SD）和控制单元（CU）以空间或极化分集提供单工模式或双工模式。

用相关检出器完成模拟信号到频谱密度样值的变换，相关检出器计算出每一样值的同相分量和正交分量。然后用相位差计算器（PDC）消除与信道的相位有关的最初的不确定性，并计算所接收到的信号的相位谱。匹配滤波器是一个矩阵加法器，并用倒相放大器调整它的每一列，以选择出适当的样值。判决单元（DE）寻找具有最大输出电压的那一列，并且用数字变换单元（DCU），发送相应的四单元二进制符号序列。将该序列直接或通过单音频率键控单元（TKU）馈送到输入终端。

控制单元（CU）的工作原理是匹配滤波器的输出总线处的电压与先验概率的分布完全一致，只差一个常数因子。显然，先验概率分布越陡峭，信道的性能将越好，因为在理想情况下，电压一定只在匹配滤波器的输出总线之一上出现。可以利用最大电压与在其他总线处电平最接近于最大电压的那个电压的差值来估计信息传输过程中信道的质量。

## 4 实验研究

用一模型测试平台对调制解调器进行了实验测试。模型测试平台有如下部件：单边带接收机；二射线信道模拟器；噪声发生器和计算差错数的数字计数器。使用装在调制解调器中的一个发生器来的伪随机序列（PRS）作为试验的合成序列。分析了三种工作模式：具有恒定参数和白噪声的信道，具有瑞利衰落的单射线信道以及射线间传播时延差1 ms、射线幅度相同和瑞利衰落的两射线信道。试验结果由图11和图12所示。正如附件1中对同一传输速率所说明的那样，图11用比较的方法表示了多频率调制解调器的抗噪声能力的曲线。由曲线可以看出，所研究的调制解调器的抗噪声能力更好一些。将图12a)的曲线A和B进行比较可以看出，该调制解调器在两射线信道中的抗噪声能力比单射线信道中要好。其原因是在平衰落情况下，判决法则不再是最佳的。在两射线信道中，频率选择性衰落起主要作用，该调制解调器可以更有效地对抗这种衰落。图中虚线表示在瑞利衰落条件下，采用二进制PSK调制方式的一最佳非相干分开信号元素接收的抗噪声能力的理论曲线。

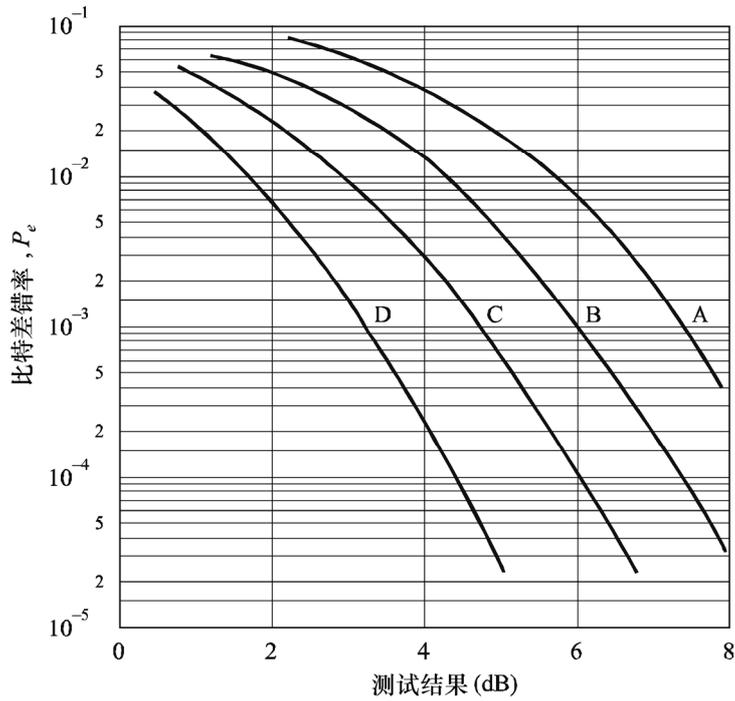
在3 600 km和4 300 km纬度方向的路径上完成了对调制解调器的线路试验。试验时使用了15 kw单边带发射机、菱形发射天线和鱼骨形接收天线（两重分集接收）。在一个频率上在白天和晚上对第1条路径进行了试验。第2条路径用了两个频率进行试验。信息比特率为1 200 bit/s。根据5分钟测量一次的结果，画出了表示差错率分布的积分曲线。这些曲线示于图12b)。

5 结论

采用广义PSK并和“整体”接收结合起来，开创了数字信息传输中提高抗噪声能力的新的可能性。用来作为如何实施广义PSK方法的实例而开发的一个调制解调器使用了平坦频谱信号。从这个观点来看，该调制解调器与附件1中所介绍的调制解调器相似。试验是在3 000-4 000 km的链路上进行的。试验结果表明，它保证1 200 bit/s的信号在95%-98%的时间内，差错率不超过 $1 \times 10^{-4}$ 到 $1 \times 10^{-3}$ 。

图 11

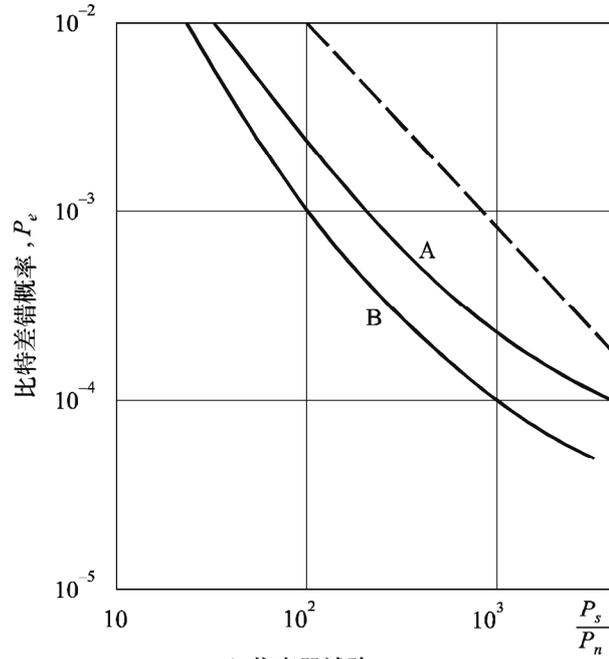
调制解调器的抗噪声能力



- A: 多频 } 1 200 bit/s
- B: DPSK } 1 200 bit/s
- C: 多频 } 600 bit/s
- D: DPSK } 600 bit/s

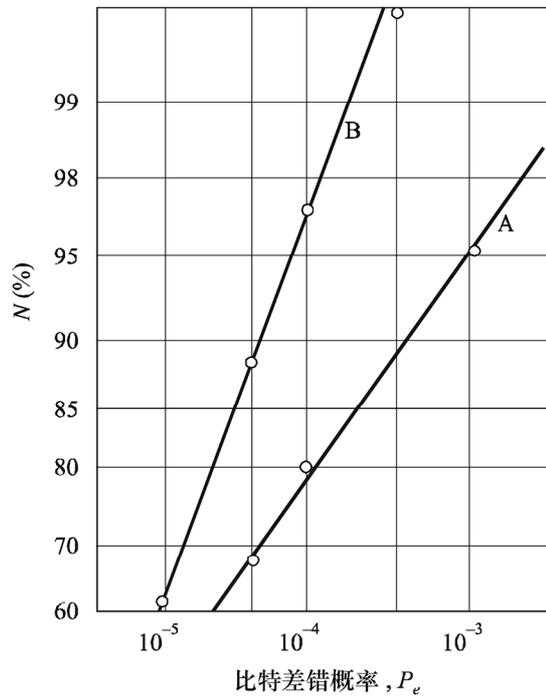
图 12

衰落信道中调制解调器的抗噪声能力



a) 仿真器试验

A: 1 射线  
 B: 2 射线  
 传输速率: 1 200 bit/s



b) 通信链路试验

A: 3 600 km  
 B: 4 300 km  
 传输速率: 1 200 bit/s

## 附件 4

## 高频无线电数据系统中的模式/极化分集

## 1 引言

当信号的极化方向相对于接收天线发生改变时，所接收到的高频无线电信号的幅度就有起伏。当极化正交时出现最小值，而极化平行时出现最大值。由极化改变引起的衰落已由实验加以证实。实验结果已经发现，在一个天线元接收到最小的信号电平经常与在一正交的天线元上得到最大信号电平是一致的。使用一个正交天线元的系统，就可以利用这一效应来改善系统性能。

许多串行单音高频调制解调器配备了在附件2中所介绍的那些自适应均衡技术，某些调制解调器使用了一种波形，在这种波形中，将前置码周期性插在数据流中。前置码由已知的符号组成，它有可能估计出信道的瞬时脉冲响应。然后，自适应均衡器可以利用估计出的脉冲响应将从具有不同时延的不同路径来的能量合成起来。通过一个最小均方更新程序更新自适应均衡器的方法，使脉冲响应保持在当时的响应上。

在均衡以后，存在几个不同的传播模式可能是有利的，因为它们不大会同时受到衰落，所以，将增加接受到某些发射出来的能量的概率。这种现象称为模式分集，只要到达接收机所发射的能量足以克服噪声，就可以利用模式分集。若路径时延差大到足以避免平衰落，就可最好地利用模式分集增益。采用正交天线元，就可以在解调器输入端产生某个固定值的人为造成的多径现象。用这种方式，利用调制解调器处理符号间干扰和通过模式分集改善性能的能力，就可获得极化分集增益。

已经研究了两种不同的技术。第1种就是所谓发射分集技术，它使用两个正交的天线，每一天线用一个单独的，但是相位和频率都被锁定的发射机所驱动，一个发射机的基带输入被延时，并且与具有单个天线的接收机进行通信。第2种称为接收分集，它使用单个发射机和天线，但是两个相位和频率都被锁定的接收机与正交极化的天线连接起来。将两个接收机的输出接到一个分集合成器。分集合成器的功能是将两个信号合成，形成送到调制解调器的输入信号。这种简单的合成器考虑了接收分集，对调制解调器没有作改动。高频接收机一般利用AGC技术来适应信号的宽动态范围，以使得保持输出接近某个设定的电平。当衰落时，接收机的输入信号电平降低，由于AGC起作用，接收机增益增加。所以，AGC电压是一个很方便的测量瞬时S/N比的工具。合成器的设计应该加强有比较好的S/N的分量，而衰减有差的S/N的分量。由于这个原因，分集合成器利用两接收机的AGC电压来决定求和的两个信号的比例。然后，将所得的信号送到调制解调器输入端。

对于附件2中所介绍的系统，已经发现在均衡器能力扩展到5 ms以上的情况下，基带时延2.7 ms是最佳的。已经发现，当被延时的路径是比较弱的路径时，得到最好的结果。这是由于在该调制解调器中采用了特殊的同步技术的缘故。因此，在两种技术中，采用垂直天线加信号时延的程序保证较强的信号超前于较弱的信号。

## 2 结论

这类分集方法可以大大改善高频无线电数据系统的性能。发射分集可以将差错率降低四个量级，而接收分集可以将差错率降低三个量级。研究一下没有分集时将系统的性能改善到有分集时达到的水平所需要的额外发射功率的大小就可以估计出极化分集所得到的改善系数。对于装备了自适应均衡器的调制解调器而言，使用发射分集等效于发射机功率约增加6-8 dB；而简单的接收机分集等效于功率增加3-4 dB。对于采用发射分集的系统，若达到7 dB的增益，则可以用两个100 W的发射机代替一个1 kW的发射机。发射机功率的降低是与如下事实联系在一起的，即在链路的发射端和接收端都可以实现极化分集，而不需要改造现有的调制解调器，它可能意味着费用大大降低。在特定的应用场合所采用的分集的类型将与所涉及的链路的类型有关。即基台将可能采用分集，而边远台将不用分集。特别是当在基台位置上用附加的天线、接收机和发射机可以改善往移动平台或边远地点的数据通信链路的性能时，发射分集和接收分集都是有用的。

## 附 件 5

### 使用串行PSK或正交调幅（QAM）传输的 调制解调器在HF电路上传输速率 高达4 800 bit/s的数据

## 1 概述

这种调制解调器采用16-QAM技术，在300-2 700 Hz带宽内可以传输信息速率高达4 800 bit/s的数据。根据链路的质量，将调制方法切换到QPSK（在2 400 bit/s时）或BPSK（在1 200 bit/s时）。

## 2 性能

- 可以得到的信息速率高达4 800 bit/s。
- 根据链路的质量，信息速率可以切换到2 400 bit/s（用QPSK）或1 200 bit/s（用BPSK）。
- 传输带宽在300-2 700 Hz，所以可以用3 kHz信道间隔。
- 协议包含一个28个符号的同步序列，这些符号与112符号的每一个数据帧有关，所以传输的毛比特率为6 kbit/s，3 kbit/s和1.5 kbit/s。
- 只要采用映射开关就可以平滑地达到用调制方式实现的比特率的切换而不改变信号速率。
- 使用双向判决反馈均衡器（DFE）。

### 3 规格

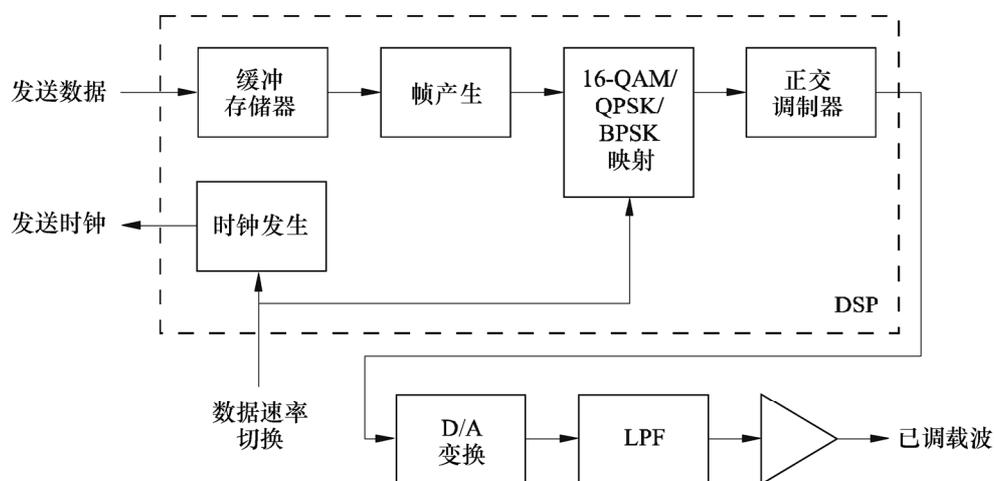
调制方法	16-QAM	QPSK	BPSK
载波比特率 (kbit/s)	6	3	1.5
用户比特率 (kbit/s)	4.8	2.4	1.2
信号速率 (kBd)	1.5		
帧长度	140 个符号 (93.3 ms)		
同步序列	28 个符号		
数据长度	112 个符号		
均衡	双向 DFE		

### 4 信号处理的方框图

用图13a和13b分别表示调制器和解调器的方框图。

图 13a

调制器方框图

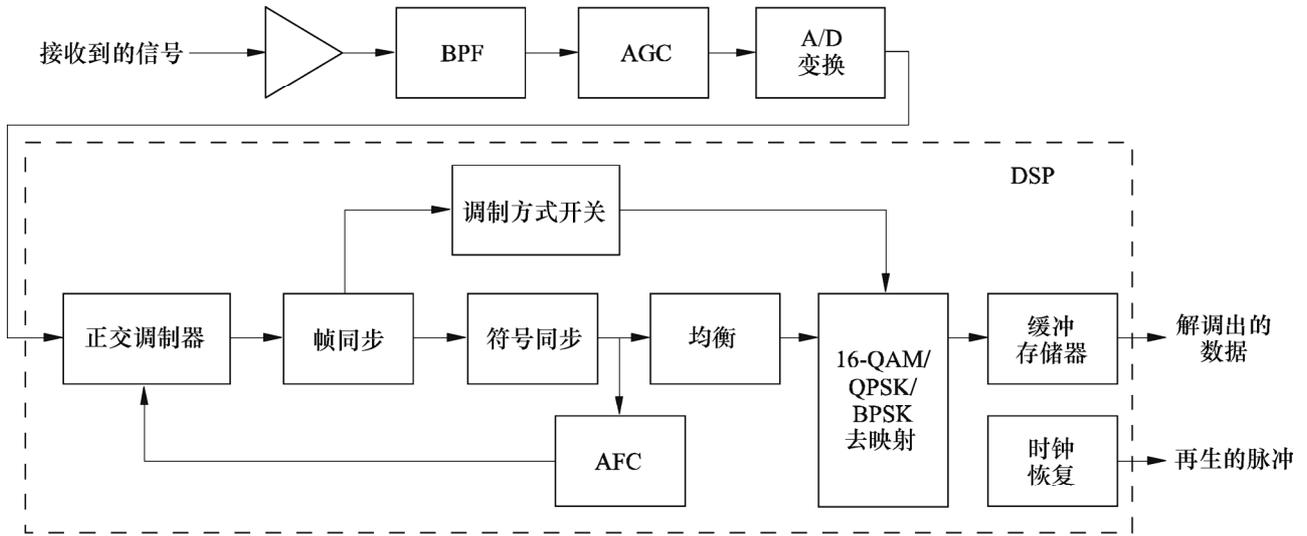


DSP: 数字信号处理器  
LPF: 低通滤波器

0763-13a

图 13b

解调器方框图



AFC: 自动频率控制  
 BPF: 带通滤波器

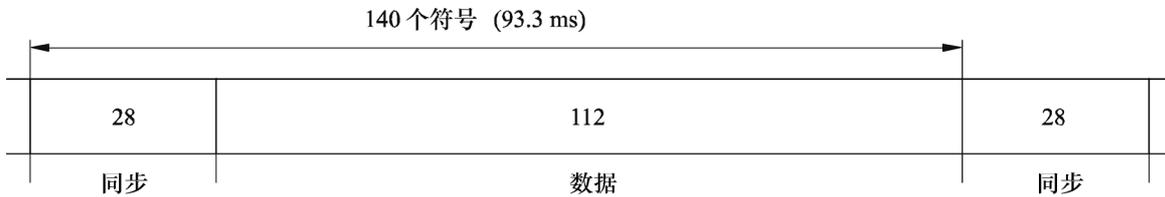
0763-13b

### 5 帧结构

图14表示了所要传输的符号在长度为93.3 ms的重复帧中的结构。

图 14

帧结构



0763-14

## 6 16-QAM的编码规则和星座图

表2和图15分别表示16-QAM的编码规则和16-QAM的星座图。

表 2

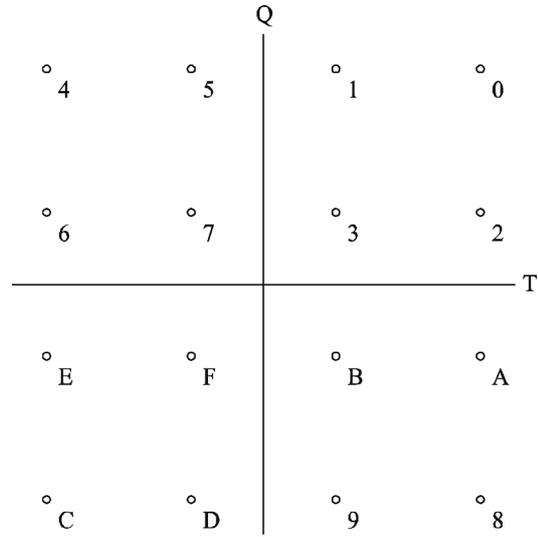
16-QAM的编码规则

4 比特	符 号
0000	0
0001	1
0010	2
0011	3
0100	4
0101	5
0110	6
0111	7
1000	8
1001	9
1010	A
1011	B
1100	C
1101	D
1110	E
<div style="display: flex; align-items: center; justify-content: center;"> <span style="margin-right: 5px;">{</span> <span style="margin-right: 5px;">--</span> <span style="margin-right: 5px;">1111</span> <span style="margin-right: 5px;">--</span> <span style="margin-left: 5px;">}</span> </div>	F

最老的比特    最新的比特

图 15

16-QAM的星座图



0763-15

## 7 测试数据

在下面介绍的测试数据中，判决反馈（DFE）均衡器使用了14个前馈抽头和6个后馈抽头，均衡能力超过5个符号的最大时延。图16表示在无衰落信道上具有高斯噪声时的测试结果。衰落测试是根据ITU-R F.520建议书进行的，路径增益相等，路径时延差0.5-3 ms，衰落速率0.5 Hz。图17-19表示了衰落环境下比特差错性能的测试结果。

图 16

具有高斯噪声的无衰落信道中BER与噪声谱密度的关系

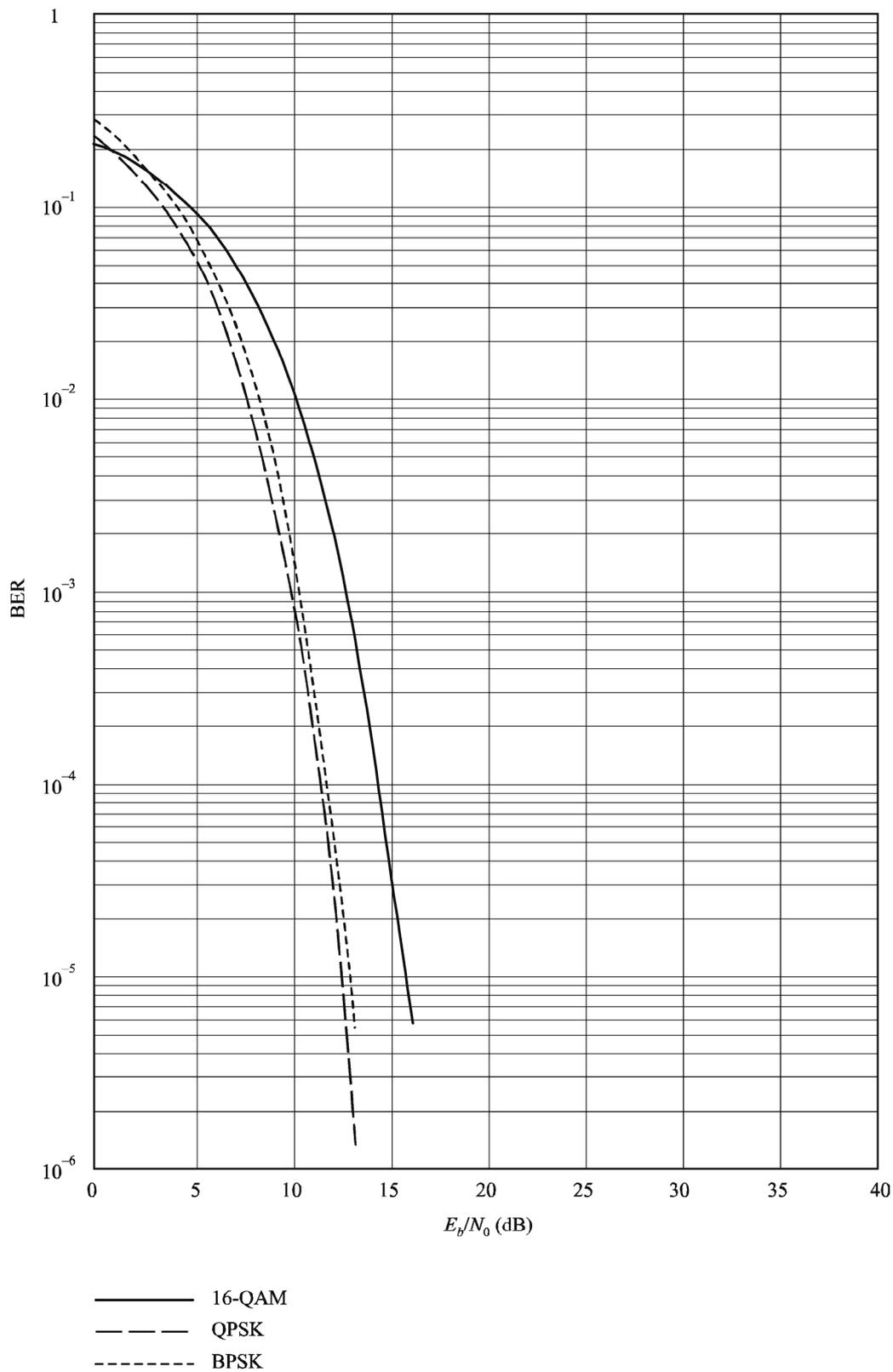
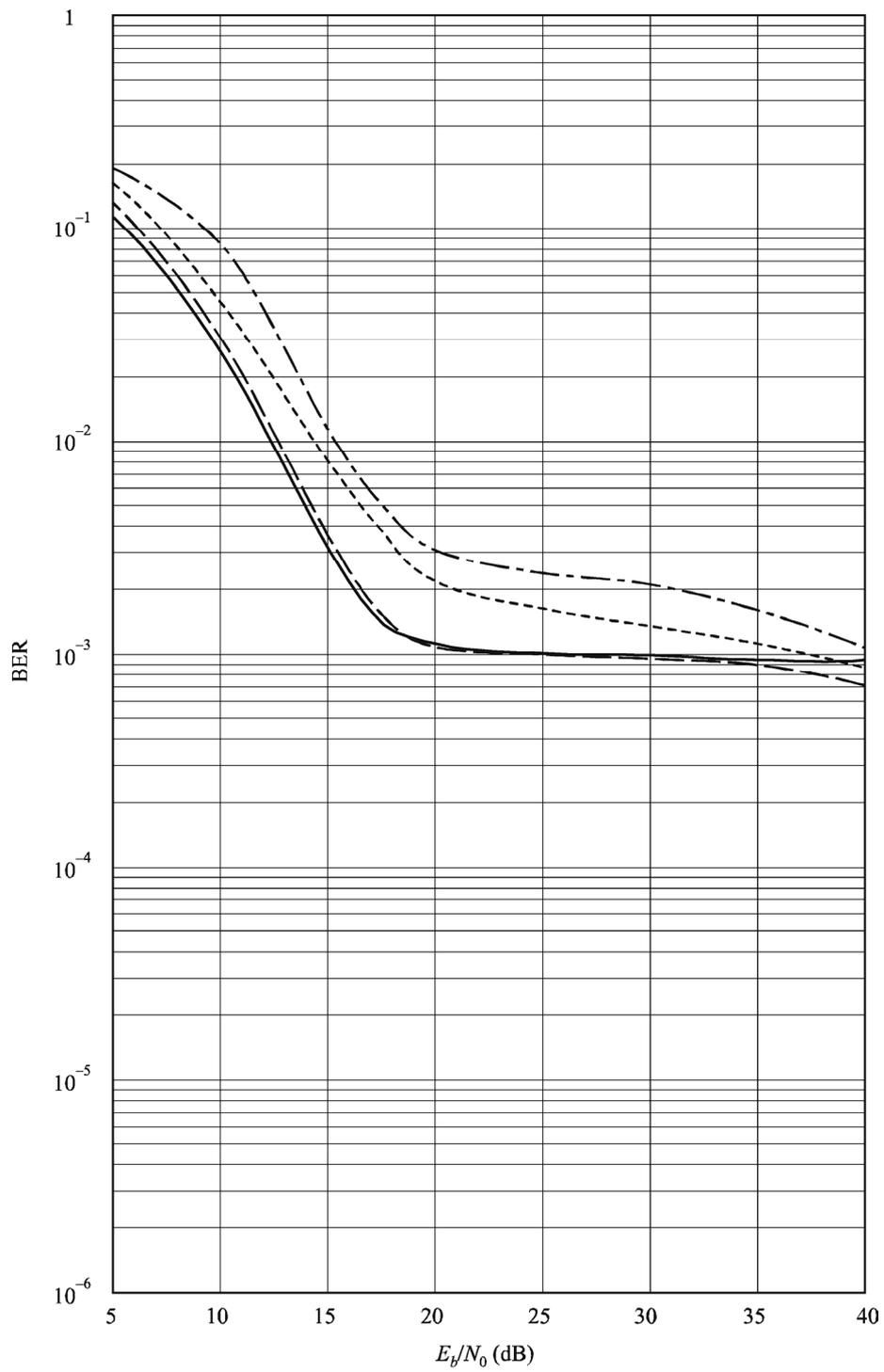


图 17

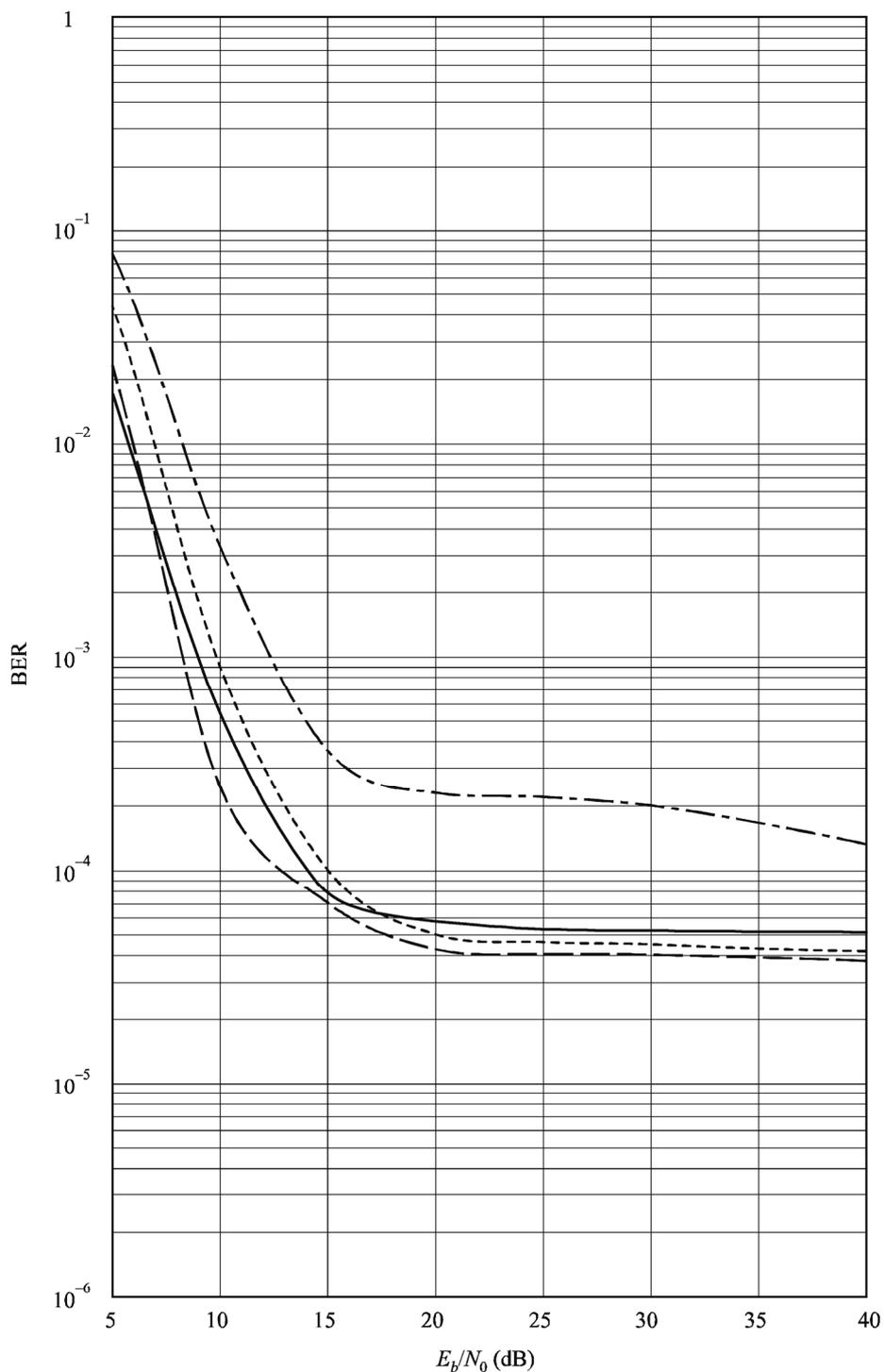
有衰落信道中16-QAM BER与噪声谱密度的关系



- 时延差: 0.5 ms
- - - 时延差: 1.0 ms
- · - · 时延差: 2.0 ms
- · - · 时延差: 3.0 ms

图 18

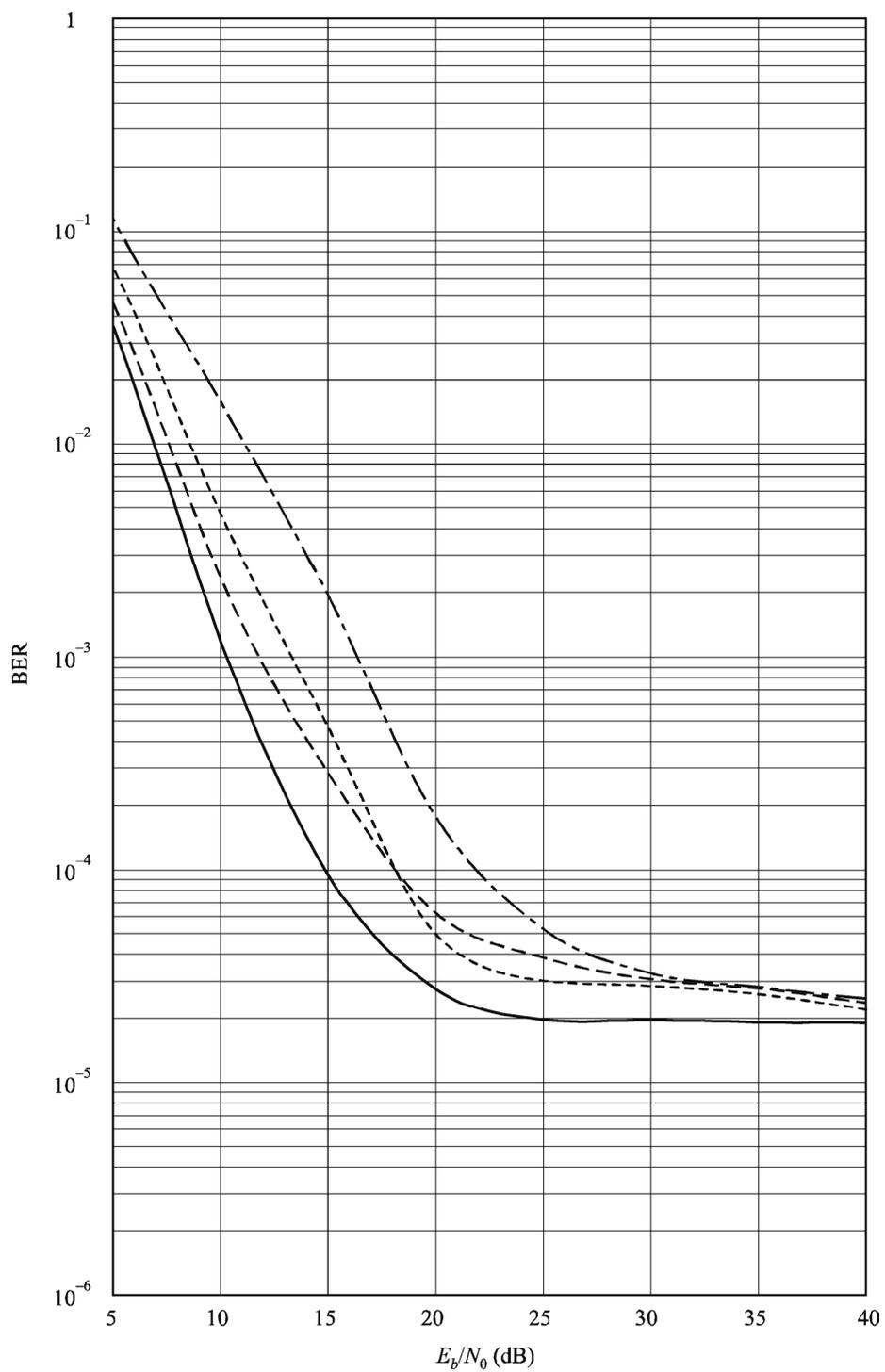
有衰落信道中QPSK BER与噪声谱密度的关系



- 时延差: 0.5 ms
- - - 时延差: 1.0 ms
- · · 时延差: 2.0 ms
- · - 时延差: 3.0 ms

图 19

有衰落信道中BPSK BER与噪声谱密度的关系



- 时延差: 0.5 ms
- - - 时延差: 1.0 ms
- · - · 时延差: 2.0 ms
- · - · 时延差: 3.0 ms

## 附 件 6

在高频电路上用串行传输调制解调器的  
3 200/4 800/6 400/8 000/9 600/12 800 bit/s  
高数据率波形

## 1 引言

本附件详细地描述了保证在高频无线网络内工作的调制解调器的波形。这一波形族也称为STANAG 4 539。描述了一个自识别的波形族，它用于3 200 bit/s到9 600 bit/s的编码工作（在12 800 bit/s上以可选的未编码工作）。这一族波形的自识别性能使得有可能快速地自适应调制，以便对改变的信道条件作出响应。这一波形的主要特性如下：

- 跟踪具有3-5 ms多径衰落的高频（HF）信道的能力。
- 纠正由衰落、多径和噪声引起的误码的能力。
- 设备的通带带宽要求为300到3 050 Hz。
- 自动数据速率和交织器检测。
- 能承受在发射的和接收的HF载波之间有 $\pm 75$  Hz频移。

## 1.1 概述

本节叙述了数据速率为3 200、4 800、6 400、8 000、9 600 bit/s的调制解调器波形和编码，以及可选的以12 800 bit/s的未编码操作。

用数据块交织器来得到六种交织长度，范围从0.12 s 到8.64 s。对所有的数据速率，用单一的编码可选方案，约束长度为7，以3/4的比率收缩的1/2比率的卷积码。使用全咬尾式编码以便从这一卷积码产生块状码，块状码的长度与交织器相同。

数据率和交织器的设定两者都作为波形的一部分，既作为初始的前缀，同时定期作为重新插入的前缀，并以周期性的已知符号块明确地发送出去。在制定高频信道用的有效的（ARQ）协议时，这个自识别的特性是很重要的。接收调制解调器能够根据该前缀或者根据随后的波形的数据部分推导出数据速率和交织器的设定。<sup>1</sup>

## 1.2 调制

所有符号的符号速率是2 400个符号/s，当发射数据时钟由调制解调器所产生和不是由数据终端设备（DTE）提供时，符号速率的精度最低应该为 $\pm 0.024$ 个符号/s（10 ppm）。采用PSK和QAM调制技术。子载波（或在QAM情况下一双正交子载波）以1800 Hz为中心，精度为0.018 Hz（10 ppm）。正交子载波相对于同相载波的相位为 $90^\circ$ 。当从200 Hz到3 400 Hz频带以外进行测试时，调制器输出信号的功率谱密度要受限制，至少要比1 800 Hz处测得的信号电平低20 dB。所使用的滤波器在800 Hz到2 800 Hz频率范围内引入的波纹不得大于 $\pm 2$  dB。所用的滤波器为方根Nyquist滤波器， $\alpha = 0.35$ 。

<sup>1</sup> 符号在前缀中发出并且信道探测序列的相位规定了数据速率和交织器的深度。

### 1.2.1 已知的符号

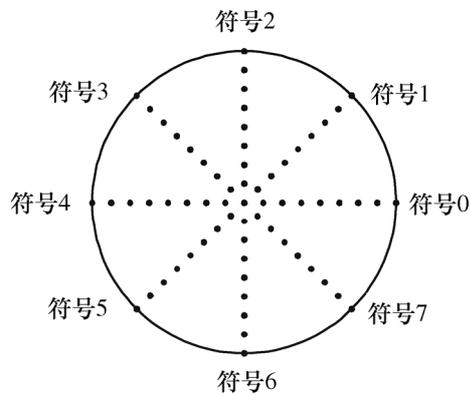
对于所有已知的符号，所用的调制方式为PSK，而符号的映射如表3和图20所示。对已知的符号没有加扰码。

表 3  
8-PSK符号映射

符号序号	相 位	同 相	正 交
0	0	1.000000	0.000000
1	$\pi/4$	0.707107	0.707107
2	$\pi/2$	0.000000	1.000000
3	$3\pi/4$	-0.707107	0.707107
4	$\pi$	-1.000000	0.000000
5	$5\pi/4$	-0.707107	-0.707107
6	$3\pi/2$	0.000000	-1.000000
7	$7\pi/4$	0.707107	-0.707107

图 20

8-PSK信号星座和符号映射



0763-20

### 1.2.2 数据符号

对数据符号，所用的调制方式将取决于数据速率。表4说明了每一数据速率所用的调制方式。

表 4

得到每一数据速率所使用的调制方式

数据速率 (bit/s)	调 制
3 200	QPSK
4 800	8-PSK
6 400	16-QAM
8 000	32-QAM
9 600	64-QAM
12 800	64-QAM

16-QAM和32-QAM星座都使用了多个PSK环，以保持良好的峰值平均功率比，而64-QAM星座是标准的方形QAM星座的变形，它已经做了修正，以改善峰值—平均功率比。

### 1.2.2.1 PSK数据符号

对于PSK星座而言，为了QPSK调制加扰码，以使得在发射时作为8-PSK出现，在数据比特和符号编号之间做了区分。扰码序列与8-PSK符号值做模8加的方法加扰码。码变换是把要发射的符号与一组数据比特联系起来的运算。

#### 1.2.2.1.1 QPSK符号的映射

对于3 200 bit/s的用户数据速率而言，将表3中规定的符号之一与表5中所示的一组两个连续的数据比特（二比特）联系起来完成码转换。在表5中两比特数据中最左边的比特是比较老的比特，即在最右边的比特之前从交织器中取出的比特。

表 5

对3 200 bit/s的码转换

二 比 特	符 号
00	0
01	2
11	4
10	6

#### 1.2.2.1.2 8-PSK符号映射

对4 800 bit/s用户数据速率而言，将一个符号与表6所示的一组三个连续的数据比特（三比特）联系起来实现码转换。在这一表中最左边的比特是最老的比特，即在其他两比特之前从交织器取出的比特，而最右边的比特是最新的比特。

表 6

对4 800 bit/s的码转换

三 比 特	符 号
000	1
001	0
010	2
011	3
100	6
101	7
110	5
111	4

### 1.2.2.1.3 QAM数据符号

对QAM星座而言，直接由数据比特形成的数和符号的数之间没有区别。每一组4 bit（16-QAM），5 bit（32-QAM）或6 bit（64-QAM）被直接映射成一个QAM符号。例如，4 bit的组0111会映射成在16-QAM星座中的符号7，而6 bit的组100011将映射成64-QAM星座中的符号35。而且，在每一情况下，最左边的比特是最老的比特，即在其他比特前从交织器中取出的比特，而最右边的比特是最新的比特。

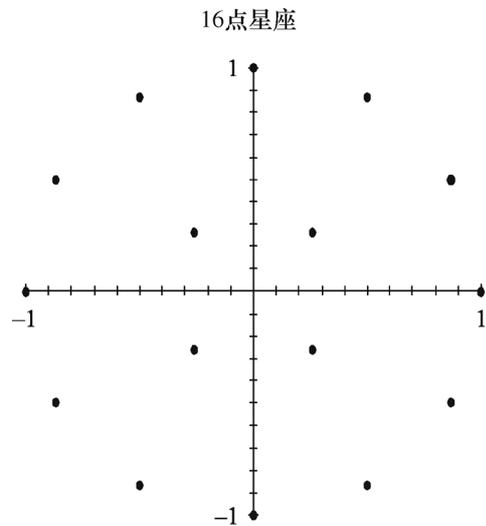
已经为QAM星座选择好从比特到符号的映射方法，以减小误码涉及到该星座的相邻信号点时所造成的比特差错的数目。

### 1.2.2.1.4 16-QAM星座

16-QAM用的星座点如图21所示，并且以表7中它们的同相分量和正交分量来描述。正如从该图中所看到的那样，16-QAM星座由2个PSK环组成：4-PSK内环的符号和12-PSK外环的符号。

图 21

16-QAM信号星座



0763-21

表 7

每一16-QAM符号的同相分量和正交分量

符号数值	同 相	正 交
0	0.866025	0.500000
1	0.500000	0.866025
2	1.000000	0.000000
3	0.258819	0.258819
4	-0.500000	0.866025
5	0.000000	1.000000
6	-0.866025	0.500000
7	-0.258819	0.258819
8	0.500000	-0.866025
9	0.000000	-1.000000
10	0.866025	-0.500000
11	0.258819	-0.258819
12	-0.866025	-0.500000
13	-0.500000	-0.866025
14	-1.000000	0.000000
15	-0.258819	-0.258819

### 1.2.2.1.5 32-QAM星座

32-QAM所用的星座点如图22所示，它们用表8中它们的同相分量和正交分量来说明。这一星座包含16个符号的外环和16个符号的内正方形。

图 22

32-QAM信号星座

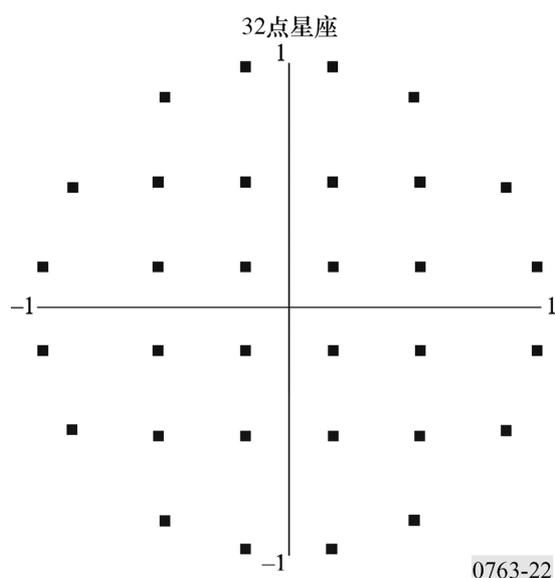


表 8

每一32-QAM符号的同相分量和正交分量

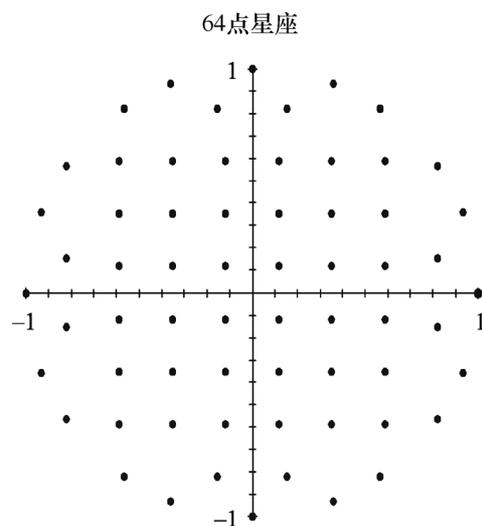
符号数值	同 相	正 交	符号数值	同 相	正 交
0	0.866380	0.499386	16	0.866380	-0.499386
1	0.984849	0.173415	17	0.984849	-0.173415
2	0.499386	0.866380	18	0.499386	-0.866380
3	0.173415	0.984849	19	0.173415	-0.984849
4	0.520246	0.520246	20	0.520246	-0.520246
5	0.520246	0.173415	21	0.520246	-0.173415
6	0.173415	0.520246	22	0.173415	-0.520246
7	0.173415	0.173415	23	0.173415	-0.173415
8	-0.866380	0.499386	24	-0.866380	-0.499386
9	-0.984849	0.173415	25	-0.984849	-0.173415
10	-0.499386	0.866380	26	-0.499386	-0.866380
11	-0.173415	0.984849	27	-0.173415	-0.984849
12	-0.520246	0.520246	28	-0.520246	-0.520246
13	-0.520246	0.173415	29	-0.520246	-0.173415
14	-0.173415	0.520246	30	-0.173415	-0.520246
15	-0.173415	0.173415	31	-0.173415	-0.173415

### 1.2.2.1.6 64-QAM星座

64-QAM调制所用的星座点如图23所示并用表9所示的它们的同相分量和正交分量来描述。这一星座是标准的 $8 \times 8$ 正方形星座的变形，这样做得到了比较好的峰值/平均功率比，而没有牺牲正方形星座的很好的伪格雷码特性。

图 23

64-QAM信号星座



0763-23

表 9

每一64-QAM符号的同相分量和正交分量

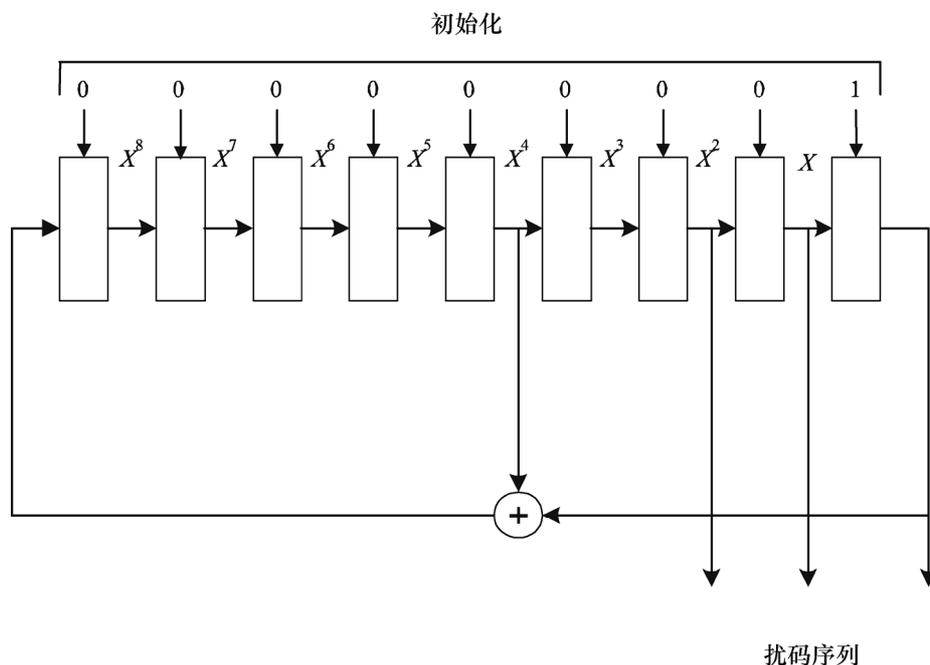
符号数值	同 相	正 交	符号数值	同 相	正 交
0	1.000000	0.000000	32	0.000000	1.000000
1	0.822878	0.568218	33	-0.822878	0.568218
2	0.821137	0.152996	34	-0.821137	0.152996
3	0.932897	0.360142	35	-0.932897	0.360142
4	0.000000	-1.000000	36	-1.000000	0.000000
5	0.822878	-0.568218	37	-0.822878	-0.568218
6	0.821137	-0.152996	38	-0.821137	-0.152996
7	0.932897	-0.360142	39	-0.932897	-0.360142
8	0.568218	0.822878	40	-0.568218	0.822878
9	0.588429	0.588429	41	-0.588429	0.588429
10	0.588429	0.117686	42	-0.588429	0.117686
11	0.588429	0.353057	43	-0.588429	0.353057
12	0.568218	-0.822878	44	-0.568218	-0.822878
13	0.588429	-0.588429	45	-0.588429	-0.588429
14	0.588429	-0.117686	46	-0.588429	-0.117686
15	0.588429	-0.353057	47	-0.588429	-0.353057
16	0.152996	0.821137	48	-0.152996	0.821137
17	0.117686	0.588429	49	-0.117686	0.588429
18	0.117686	0.117686	50	-0.117686	0.117686
19	0.117686	0.353057	51	-0.117686	0.353057
20	0.152996	-0.821137	52	-0.152996	-0.821137
21	0.117686	-0.588429	53	-0.117686	-0.588429
22	0.117686	-0.117686	54	-0.117686	-0.117686
23	0.117686	-0.353057	55	-0.117686	-0.353057
24	0.360142	0.932897	56	-0.360142	0.932897
25	0.353057	0.588429	57	-0.353057	0.588429
26	0.353057	0.117686	58	-0.353057	0.117686
27	0.353057	0.353057	59	-0.353057	0.353057
28	0.360142	-0.932897	60	-0.360142	-0.932897
29	0.353057	-0.588429	61	-0.353057	-0.588429
30	0.353057	-0.117686	62	-0.353057	-0.117686
31	0.353057	-0.353057	63	-0.353057	-0.353057

### 1.2.3 数据扰码

用与扰码序列做模8加的方法对8-PSK符号星座（3200 bit/s，4800 bit/s）的数据符号进行扰码。用异或（XOR）运算对16-QAM，32-QAM和64-QAM星座的数据符号进行扰码。形成每一符号的数据比特（16-QAM为4 bits，32-QAM为5 bits，64-QAM为6 bits）按顺序与从扰码序列来的数目相等的比特进行XOR运算。在所有情况下，扰码序列发生器多项式为 $X^9+X^4+1$ ，而且在每一数据帧的起点，发生器被初始化为1。扰码序列发生器的方框图如图24所示。

图 24

说明用于8-PSK符号的扰码发生器的扰码序列发生器



0763-24

对8-PSK符号（3200 bit/s和4800 bit/s）而言，将由移位寄存器中最后（最右边）的三个比特组成的二进制三元字节的数值和符号数值（码转换后的值）进行模8和运算，就完成了扰码。例如，若扰码序列移位寄存器中最后三位比特为010，它的数值等于2，并且若在扰码前符号的数值为6，则将会发送符号0，因为 $(6 + 2) \text{ 模} 8 = 0$ 。对16-QAM符号而言，由移位寄存器中的最后（最右边）4个比特组成的4比特数值和符号的数值进行异或（XOR）运算，就完成了扰码过程。例如，若扰码序列移位寄存器中最后4个比特是0101和若在扰码前16-QAM符号的数值为3（即0011），将发送符号6（0110）。对32-QAM符号而言，将移位寄存器中最后（最右边）的5个比特形成5比特的数值和符号的数值进行XOR运算就完成了扰码过程。对64-QAM符号，将移位寄存器中最后（最右边）的6个比特形成的6比特数值和符号的数值进行XOR运算，就实现了扰码。

每一数据符号经过扰码以后，发生器被迭代（移位）所要求的时间数值，以便产生下一符号扰码用的所有新的比特（即对8-PSK是三位迭代，对16-QAM是4位迭代，对32-QAM是5位迭代和对64-QAM是6位迭代）。因为各比特使用过后，发生器被迭代，每一数据帧的第1个数据符号应该用从初始化值00000001来的适当的比特数值进行扰码。

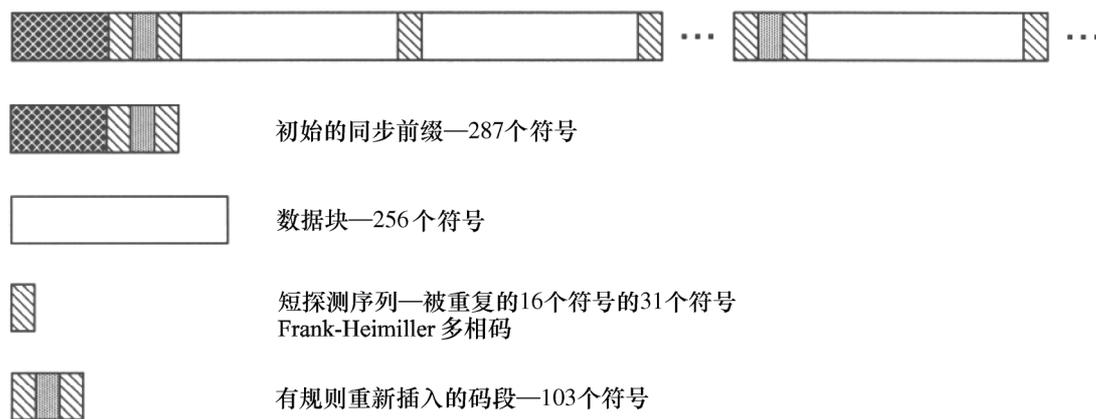
扰码序列的长度是511比特。对每一符号6个比特的256个符号的数据块而言，这意味着扰码序列将重复正好稍超过三次，尽管就符号而言，将不存在重复。

### 1.3 帧结构

用于本附件的波形的帧结构如图25所示。开始的287个符号的前缀后面跟着72帧，数据和已知符号交替出现。每一数据帧有由256数据符号组成的数据块，后面跟随了已知数据的31个符号的短探测序列。经72个数据帧后，重新插入最初的前缀的72个符号的子集，以便于后面的捕获、多普勒频移的去除和同步调节。实际上，在这一数据段中已知数据的总长度为103个符号。72个重新插入的前缀符号加上前面的31个符号的短探测序列段。这短探测码序列接在最后256个符号数据块的后面。

图 25

所有波形的帧结构



0763-25

#### 1.3.1 同步前缀和重新插入的前缀

同步前缀用于快速初始同步。使用重新插入的前缀是为了便于正在进行传输的捕获（对数据的捕获）。

##### 1.3.1.1 同步前缀

同步前缀由两部分组成。第一部分至少由 $N$ 块184个8-PSK符号组成，这一部分专门为无线设备和调制解调器的自动增益（AGC）用。 $N$ 的数值是可以设定的，数值的范围为0到7（ $N=0$ 时，这一段完全不发送）。下面为第2部分规定的序列的开头184个符号取复共轭就形成这184个符号。

第2部分由287个符号组成。开头184个符号是专门用于同步和去掉多普勒频移用的，而最后的103个符号是与重新插入的前缀一样的，它也载有有关数据速率和交织器设置的信息。同步前缀的第2部分表示为一个8 PSK符号的序列，用表3中给出的符号数值，如下所示：

```

1,5,1,3,6,1,3,1,1,6,3,7,7,3,5,4,3,6,6,4,5,4,0,
2,2,2,6,0,7,5,7,4,0,7,5,7,1,6,1,0,5,2,2,6,2,3,
6,0,0,5,1,4,2,2,2,3,4,0,6,2,7,4,3,3,7,2,0,2,6,
4,4,1,7,6,2,0,6,2,3,6,7,4,3,6,1,3,7,4,6,5,7,2,
0,1,1,1,4,4,0,0,5,7,7,4,7,3,5,4,1,6,5,6,6,4,6,
3,4,3,0,7,1,3,4,7,0,1,4,3,3,3,5,1,1,1,4,6,1,0,
6,0,1,3,1,4,1,7,7,6,3,0,0,7,2,7,2,0,2,6,1,1,1,
2,7,7,5,3,3,6,0,5,3,3,1,0,7,1,1,0,3,0,4,0,7,3,

0,0,0,0,0,2,4,6,0,4,0,4,0,6,4,2,0,0,0,0,0,2,4,6,0,4,0,4,0,6,4,
2,

(D0,D0,D0,D0,D0,D0,D0,D0,D0,D0,D0,D0 + 0,4,0,4,0,0,4,4,0,0,0,0)
模8

(D1,D1,D1,D1,D1,D1,D1,D1,D1,D1,D1,D1 + 0,4,0,4,0,0,4,4,0,0,0,0)
模8

(D2,D2,D2,D2,D2,D2,D2,D2,D2,D2,D2,D2 + 0,4,0,4,0,0,4,4,0,0,0,0)
模8

6,
4,4,4,4,4,6,0,2,4,0,4,0,4,2,0,6,4,4,4,4,4,6,0,2,4,0,4,0,4,2,0.

```

其中数据符号D<sub>0</sub>，D<sub>1</sub>和D<sub>2</sub>是从表10中选出的30套数值中的一套，它们用于指示数据速率和交织器的设置。模运算的意思是表示用每一个D值去移动长度为13比特的Barker码(0101001100000)的相位，把D的值与每一个Barker码的13个相位值(0或4)进行模8加来实现。用13比特(码片)的Barker码的QPSK调制后，这一运算可以对6比特信息进行编码。因为三个Barker码序列只占用39个序号，31个符号的一短探测序列被延长到32个符号，每一个提供填充三个13个符号的Barker码所需要的另外两个符号，符号总数变为41。

表 10

**D<sub>0</sub>, D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub> 8-PSK**符号值与数据速率及交织器长度的关系

数据速率 (bit/s)	交织器长度 (帧数) (256个符号数据块)					
	1	3	9	18	36	72
3 200	0, 0, 4	0, 2, 6	0, 2, 4	2, 0, 6	2, 0, 4	2, 2, 6
4 800	0, 6, 2	0, 4, 0	0, 4, 2	2, 6, 0	2, 6, 2	2, 4, 0
6 400	0, 6, 4	0, 4, 6	0, 4, 4	2, 6, 6	2, 6, 4	2, 4, 6
8 000	6, 0, 2	6, 2, 0	6, 2, 2	4, 0, 0	4, 0, 2	4, 2, 0
9 600	6, 0, 4	6, 2, 6	6, 2, 4	4, 0, 6	4, 0, 4	4, 2, 6
12 800	6, 6, 2 <sup>(1)</sup>	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A

N/A: 不适用

<sup>(1)</sup> 对12 800 bit/s而言, 1帧交织器解释为没有交织。

为了得到表10而选择的映射方法使用了3个比特, 每一个3比特码规定了数据速率和交织器长度。3个数据速率比特是3个比特符号中最重要的比特 (MSB), 而交织器长度比特是最不重要的比特 (LSB)。Barker码的相位是用表5 (= 比特码转换表) 根据得到的三个二比特字来确定的。3比特数据速率和交织器长度的映射如表11所示。请注意, 码转换有安排3个交织器长度比特与3个数据速率比特正交的作用。

表 11

用于确定数据速率和交织器长度的比特图案

数据速率	3 比特映射	交织器长度	3 比特映射	名称
3 200	001	1 帧	001	超短 (US)
4 800	010	3 帧	010	很短 (VS)
6 400	011	9 帧	011	短 (S)
8 000	100	18 帧	100	中 (M)
9 600	101	36 帧	101	长 (L)
12 800	110	72 帧	110	很长 (VL)

因为就0 s和1 s的数目而言, Barker码是不平衡的码, 为了在组合起来的3个符号中将不平衡减至最小, 已经选择好这些3比特图案, 以避免000或111的图案。更具体来说, 在每一正交分量上呈现的Barker码的三次重复中的一次相对于其他两次总是相移180°。这导致在39个符号的每一正交分量中有净的不平衡, 不平衡总是17到22, 而不是以前的12到27。

### 1.3.1.2 重新插入的前缀

重新插入的前缀与同步前缀的最后72个符号相同。事实上，同步前缀和由重插入的前缀和直接在前缀前面的短探测序列所组成的连续码块之间的最后103个符号是公共的。所以，103个已知数据的符号（包括前面的数据帧的31个短探测序列符号在内）成如下形式：

$$\begin{aligned}
 &0,0,0,0,0,2,4,6,0,4,0,4,0,6,4,2,0,0,0,0,0,2,4,6,0,4,0,4,0,6,4, \\
 &2, \\
 &(D_0, D_0, D_0 + 0,4,0,4,0,0,4,4,0,0,0,0) \\
 &\text{模8} \\
 &(D_1, D_1, D_1 + 0,4,0,4,0,0,4,4,0,0,0,0) \\
 &\text{模8} \\
 &(D_2, D_2, D_2 + 0,4,0,4,0,0,4,4,0,0,0,0) \\
 &\text{模8} \\
 &6, \\
 &4,4,4,4,4,6,0,2,4,0,4,0,4,2,0,6,4,4,4,4,4,6,0,2,4,0,4,0,4,2,0.
 \end{aligned}$$

正如在 § 1.3.1.1 所描述的那样，其中数据符号  $D_0$ ， $D_1$  和  $D_2$  仍取从表10中选出的30套值中选一套，以指示数据速率和交织器的设定。请注意，这些符号中的开头31个符号正好在短探测序列之前，它跟在72个数据块的最后一个后面。

### 1.3.2 短探测序列

长度为31个符号的短探测序列插在每256个符号的数据块后和每一前缀的末端（这里把短探测码序列看作该前缀的一部分）。每一短探测序列用8-PSK符号映射，它们是以重复的Frank-Heimiller序列为基础的。所用的序列是以8-PSK符号数来规定的，该序列如下：

$$0,0,0,0,0,2,4,6,0,4,0,4,0,6,4,2,0,0,0,0,0,2,4,6,0,4,0,4,0,6,4.$$

这一短探测序列将标以“+”号。它的相位反转的形式如下：

$$4,4,4,4,4,6,0,2,4,0,4,0,4,2,0,6,4,4,4,4,4,6,0,2,4,0,4,0,4,2,0.$$

而且用这个序列的短探测序列将标以“-”号，因为每一符号的相位已经相对于“+”号的序列旋转了180°。

每一72个数据块集共有73个短探测序列。为了方便起见，每一个短探测序列依次编号。编号为0的短探测序列定为前面（重新插入的）前缀的最后31个符号。编号为1的短探测序列跟在（重新插入的）前缀后面的第一个数字块之后。而标号为72的小探测序列跟在第72个数据块之后，并且它也是下一个103个符号的重新插入的前缀的开头31个符号。标号0和72的短探测序列已经定为重新插入的前缀的一部分，分别标以“-”和“+”号。编码纳入同步和重新插入的前缀内的数据速率和交织器长度信息也被编码，纳入编号1到72的短探测序列。这些72个短探测序列被分组为4个18个连续的短探测序列的集（1到18，19到36，37到54和55到72）。请注意，直接跟在开头3个集的每一个集中的第18个短探测序列后面256个符号的数据块也是具备帧长1，3，9和18的交织器码块的第1个数据块。长度为36的交织器码块在第2个集以后开始，并且重新插入的前缀在第4个集以后开始。只要知道了交织器的边界，这一结构就允许数据开始被解调。

每18个短探测码序列由7个“-”号和1个“+”号，后面跟着6个符号值（符号值的大小取决于数据速率和交织器的长度），三个确定它是4套18个短探测序列中的那一套的符号值，以及最后一个“+”号组成。对第4套而言，这最后的“+”号（短探测码段72）也是下一个重新插入的前缀的开始一个短探测序列（这一个使用“+”相位）。

用图解表示，这长度为18的序列是：-----+S<sub>0</sub> S<sub>1</sub> S<sub>2</sub> S<sub>3</sub> S<sub>4</sub> S<sub>5</sub> S<sub>6</sub> S<sub>7</sub> S<sub>8</sub> +。这里开头6个S<sub>i</sub>符号值在表12中作了规定。请注意，这些6个比特的图案（“+”号是0）相对于表11中关于数据速率（S<sub>0</sub> S<sub>1</sub> S<sub>2</sub>）和交织器长度（S<sub>3</sub> S<sub>4</sub> S<sub>5</sub>）的3比特映射相链接而成。最后的三个S<sub>i</sub>的符号值在表13中作了定义，它规定了短探测序列集（计数）。

表 12

S<sub>0</sub>, S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>, S<sub>3</sub>, S<sub>4</sub>, S<sub>5</sub> (符号) 的值与数据速率和交织器设定的关系

数据速率 (bit/s)	交织器长度 (帧数) (256个符号的数据块)					
	1	3	9	18	36	72
3 200	++-+-	++-+-	++-+-	++-+-	++-+-	++-+-
4 800	+--++-	+--++-	+--++-	+--++-	+--++-	+--++-
6 400	+-+--	+-+--	+-+--	+-+--	+-+--	+-+--
8 000	-++++-	-++++-	-++++-	-++++-	-++++-	-++++-
9 600	-+---+	-+---+	-+---+	-+---+	-+---+	-+---+
12 800	--+++-	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A

表 13

S<sub>6</sub>, S<sub>7</sub>, S<sub>8</sub> (符号) 的值与短探测序列的关系

短探测序列集			
1至18	19至36	37至54	55至72
++-	+-+	+--	-++

在每一集的前头8个短探测序列（-----+）只位于开始点，后面跟着9个S<sub>i</sub>值。这是可能的，因为所有的S<sub>i</sub>序列至多含有4个“+”或“-”相位的长度。这就使得除非在18个短探测序列之一的一开头外，任何地方都不可能出现7个具有相同相位的短探测序列后面跟着一个相反相位的一个探测序列的情况。一旦确定了这一固定的8短探测序列图案的位置，0°或180°相位模糊度问题也解决了，所以，随后的9个短探测序列可以适当地与数据速率、交织器长度及短探测序列集的计数相配合。整个短探测序列表示如下：

[rp]-----+S <sub>0</sub> S <sub>1</sub> S <sub>2</sub> S <sub>3</sub> S <sub>4</sub> S <sub>5</sub> S <sub>6</sub> S <sub>7</sub> S <sub>8</sub> +-----+ S <sub>0</sub> S <sub>1</sub> S <sub>2</sub> S <sub>3</sub> S <sub>4</sub> S <sub>5</sub> S <sub>6</sub> S <sub>7</sub> S <sub>8</sub> + -----+ S <sub>0</sub> S <sub>1</sub> S <sub>2</sub> S <sub>3</sub> S <sub>4</sub> S <sub>5</sub> S <sub>6</sub> S <sub>7</sub> S <sub>8</sub> +-----+ S <sub>0</sub> S <sub>1</sub> S <sub>2</sub> S <sub>3</sub> S <sub>4</sub> S <sub>5</sub> S <sub>6</sub> S <sub>7</sub> S <sub>8</sub> [rp]
--

其中[rp]表示重新插入的103个前缀的符号（包括短探测序列72和0）。

## 1.4 编码和交织

该交织器是一个块交织器。每一输入数据块也用块编码技术进行编码，码块的大小等于块交织器的大小。所以，输入数据比特将作为连续的比特块发送出去，块的间隔是所选择的交织器长度的持续期。表14列出了每一块的输入比特数与数据速率及交织器长度两者之间关系。请注意，不应该把“输入数据块”与256个符号的数据块混淆起来，在波形格式中，后者是数据帧的一部分。从输入数据块来的比特通过编码和交织后，将被映射为数据帧的数值并因而成为256个符号的数据块，它确定了交织器的长度。

表 14

输入数据块比特数与数据速率及交织器长度的关系

数据速率 (bit/s)	交织器长度 (帧)					
	1	3	9	18	36	72
	输入数据比特数/块					
3 200	384	1 152	3 456	6 912	13 824	27 648
4 800	576	1 728	5 184	10 368	20 736	41 472
6 400	768	2 304	6 912	13 824	27 648	55 296
8 000	960	2 880	8 640	17 280	34 560	69 120
9 600	1 152	3 456	10 368	20 736	41 472	82 944

### 1.4.1 块边界调整

每一码块在同一尺寸的单个交织器块内进行交织。这些块的边界是这样来调整的，使得跟在每一重新插入前缀后的第1个数据帧的开头应该与交织器的边界相一致。所以，对三个帧的交织器长度而言，跟在重新插入的前缀后的开头三个数据帧将包含单个输入数据块的所有编好码的比特。在每一交织器集中从第1数据帧来的第1个数据符号将从交织器取出的第1个比特作为它的最重要比特 (MSB)。

### 1.4.2 块编码

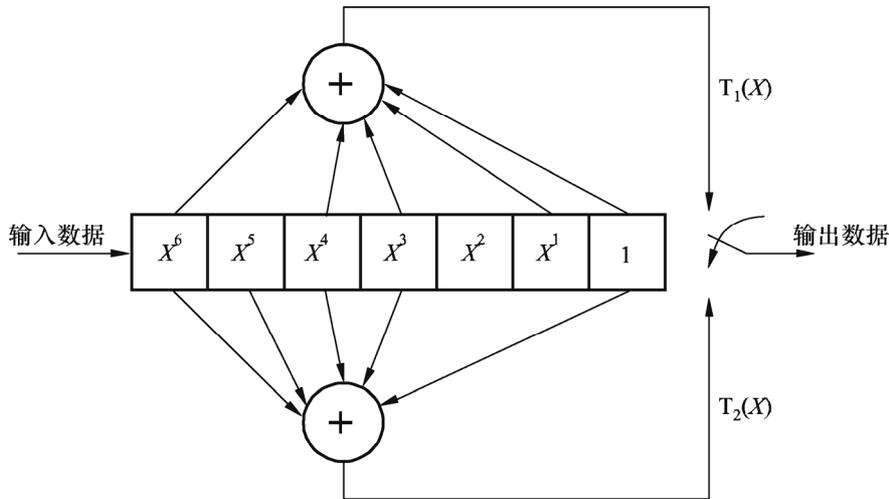
以1/2比率卷积码使用全咬尾式编码和收缩码技术来产生比率为3/4的块状码，它的长度与交织器相同。

### 1.4.3 1/2比率的卷积码

用收缩前，使用约束长度为7的比率1/2的卷积码。图26是编码器的图解表示。所用的两个发生器多项式是：

图 26

约束长度7，比率1/2的卷积编码器



$$T_1 = X^6 + X^4 + X^3 + X + 1$$

$$T_2 = X^6 + X^5 + X^4 + X^3 + 1$$

0763-26

该图中两个求和结点代表模2加。对输入到编码器的每一比特，从编码器取2比特，而且首先取上面的输出比特 $T_1(X)$ 。

### 1.4.3.1 全咬尾式编码

为了开始对每一输入数据块进行编码，编码器预先加载，方法是移入开头六个数据比特，而不取任何输出比特。将这六个输入比特暂时存起来，使得可以用它们去“注满”编码器。在第7个比特被移进去以后，取出头两个已编码的输出比特，并把它们定为得到的块状码的开头两个比特。在最后的输入数据比特编好码以后，对开头“存入”的6个数据比特编码。请注意，在对这些被存储的比特编码以前，不应该改变编码器的移位寄存器。即它应该以最后7个输入数据比特来填充。将6个已存入的数据比特进行编码，方法是将它们移进编码器，一次移一个比特，6个比特中最早的一个比特开始。当已存入的6个比特中的每一个比特被移入时，取出2个得到的已编码的输出比特，从而编码继续进行。这些已编码比特是得到的（未收缩）块状码的最后的比特。在收缩以前，得到的块状码的比特数正好为输入信息比特数的两倍。在将这些比特发送到交织器以前，将1/2比率的码收缩或要求的比率为3/4的码。

### 1.4.3.2 收缩成比率3/4

为了从所用的比率3/4的码得到比率1/2，编码器的输出必须要被收缩，方法是每3个比特中不发出1比特。使用收缩模板111001加到从编码器输出的比特的方法完成收缩。在这个计数法中1表示该比特被保留，而0表示该比特不发送。对于产生下面序列的编码器而言：

$$T_1(k), T_2(k), T_1(k+1), T_2(k+1), T_1(k+2), T_2(k+2) \dots$$

发送的序列将为：

$$T_1(k), T_2(k), T_1(k+1), T_2(k+2) \dots$$

将 $T_1(0)$ ， $T_2(0)$ 定义为按§1.4.2的定义所产生的块状码的开头的两个比特，则在上面序列中 $k$ 的值是3的整数倍。将该块状码输入到交织器以前，它按这一方式进行收缩。

#### 1.4.4 块交织器结构

为了在交织器的时间跨度内将被收缩的块状码中的相邻比特尽可能分开，设计所用的块交织器，使原来彼此最靠近的比特产生最大的间隔。由于数据速率和交织器长度有30种不同的组合，需要有灵活的交织器结构。

##### 1.4.4.1 交织器的比特数

交织器由单维的阵组成，数值从0到它的大小（以比特数-1）。阵的大小取决于数据速率和选择的交织器长度两个因素，如表15所示。

表 15

交织器的比特数与数据速率及交织器长度的关系

数据速率 (bit/s)	交织器的长度 (帧数)					
	1	3	9	18	36	72
	交织器的长度 (比特数)					
3 200	512	1 536	4 608	9 216	18 432	36 864
4 800	768	2 304	6 912	13 824	27 648	55 296
6 400	1 024	3 072	9 216	18 432	36 864	73 728
8 000	1 280	3 840	11 520	23 040	46 080	92 160
9 600	1 536	4 608	13 824	27 648	55 296	110 592

##### 1.4.4.2 交织器的装载

收缩过的块状码比特被装载进入交织器阵，从位置0开始。根据前一位置得到装载每一连续的比特的位置，增量为表16规定的“交织器增量值”，对“交织器的比特数”取模。

将收缩过的块状码的第1个比特定为 $B(0)$ ， $B(n)$ 的装载位置由下式给出：

$$\text{装载位置} = (n \times \text{交织器增量值}) \bmod (\text{交织器的比特数})$$

所以，对3 200 bit/s，用一帧的交织器（512比特的规模，增量97），开头8个交织器的装载位置是0，97，194，291，388，485，582和679。

表 16

交织器增量值与数据速率及交织器长度的关系

数据速率 (bit/s)	交织器的长度 (帧数)					
	1	3	9	18	36	72
	交织器增量的数值					
3 200	97	229	805	1 393	3 281	6 985
4 800	145	361	1 045	2 089	5 137	10 273
6 400	189	481	1 393	3 281	6 985	11 141
8 000	201	601	1 741	3 481	8 561	14 441
9 600	229	805	2 089	5 137	10 273	17 329

已经选择了这些增量值，以保证对所使用的特定的星座的收缩处理和每一符号中比特位置的调整的组合循环似乎与没有交织的情况时相同。这是很重要的，因为除了最低的数据速率外，星座的每一符号包含“强”和“弱”的比特位置。比特位置是指在符号映射中该比特的位置，范围从MSB到LSB。强的比特位置是在所有的比特为0的星座点和最近的为1的星座点之间有最大的平均距离的位置。通常，MSB是强的比特，而LSB是弱的比特。采用没有交织时可能出现的方式，将这些比特不均匀分布的交织策略可以使性能恶化。

#### 1.4.4.3 交织器取数

对所有数据速率和交织器长度的取数序列开始位置为交织器阵的位置0，而取数位置增量为1。这是从交织器阵的开始到末尾的简单的线性取数。

### 1.5 工作性能和消息协议

已经设计好这一高数据速率波形的格式，以便使它可以很好地使用已经用于和已准备用于HF应用场合的大多数协议进行工作。重新插入的前缀便于正在进行的广播传输的捕捉（或重新捕捉）。长度短的前缀，交织长度范围宽和使用全尾咬住编码的目的在于用ARQ协议有效地工作。为了进一步加强用这些协议来工作，在HF调制解调器中有下面的工作性能。

#### 1.5.1 传输的开始

调制解调器开始传输不迟于已经接收到一个完整的输入数据块（有足够的比特填充已编码和已交织的块）或最后输入数据比特的收据两种条件后100 ms，以先出现的条件为准。后面的条件仅在当消息比一个交织器块短时才会出现。将传输定为无线电设备键控的开始，在配置好的键控前的延迟以后（如有的话）跟着前缀波形的输出。

调制器接收到第1个输入数据比特和开始传输的时间之间的时延将主要取决于将输入数据比特传送到调制解调器的方法。在用户数据速率上的同步串行接口将有最大的时延。基于这一原因，若这一时延对特定的用途是相当重要的，则建议使用有流量控制的高速异步接口（串口或以太网接口）。

### 1.5.2 消息的终点

在发射的波形中使用消息结束（EOM）是一种可以配置的可选方案。当已选择了使用EOM时，在消息的最后的输入数据比特以后，加了32比特的EOM图案。用六十进制表示的EOM是4B65A5B2，其中最左边的比特首先发送。若EOM的最后一个比特没有填满输入数据块，在对该数据块进行编码和交织以前，将输入数据块中其余的比特置为零。

若禁止使用EOM和最后的输入数据比特没有填满输入数据块，则在对该数据块进行编码和交织以前，将输入数据块中其余比特置为零。可以预料，只有在ARQ数据协议使用完全填充（或接近这样）所选择的数据块大小（交织器块）的ARQ数据块的情况下，才会禁止使用EOM。若没有这一特性，在这些情况下，使用EOM将要求传输一附加的交织器块。

### 1.5.3 传输结束

只有在传输了最后的数据帧后，包括传输了与最后的交织器块相联系的短探测序列以后，调制解调器才应该终止传输。请注意，数据帧由后面跟着短探测序列的256个符号的数据块组成。必须计入调制解调器和HF发射机的任何信号处理时间和/或滤波器时延（作为关键线路控制时间的一部分），以保证在发射机功率被关掉以前发射出完整的最后的短探测序列。

### 1.5.4 接收数据处理的结束

在许多事件，可以使HF调制解调器中断处理接收到的恢复数据的信号和回到捕捉模式。这些事件是必要的，因为当调制解调器正试图作数据解调和解码时，无法捕捉到新的传输。

#### 1.5.4.1 EOM的检出

HF调制解调器应该总是对所有解码以后的比特扫描，找出§ 1.5.2中所定义的32比特EOM图案。检测到EOM时，调制解调器将回到捕捉模式。调制解调器应该继续给用户传送已解码的比特，直到传送完了紧挨着前面的EOM的最后的比特为止。

#### 1.5.4.2 规定的数据块数目的收条

以输入数据块数目（交织器块）来测量的最长消息持续时间是一个可以配置参数。将这个参数置于零将规定可以接收数据块数目不受限制。一旦调制解调器已经解出码，并且传送给用户（DTE），传送了相当于所设置的最长消息持续时间的比特数后，HF调制解调器应该回到捕捉模式和终止向用户（DTE）传送解好码的比特。ARQ协议可能使用具有规定数目的输入数据块进行工作，在协议中，ARQ分组的大小是固定的或者偶然会改变，以适应正在改变的传播条件。在这种情况下，可以预料，应该将这一参数（最长的消息持续期）作为ARQ协议的一部分发送到链路的接收端。然后要通过遥控接口将它发送到接收调制解调器，因为它本身没有作为数据速率和交织器长度参数嵌入波形中。

## 1.6 性能

本节介绍高数据速率模式下的性能。这些关于测得的信道损伤的测试结果，说明了调制解调器在HF电路上可靠地工作。

### 1.6.1 仿真器特性

根据ITU-R F.1487建议书，在瓦特逊模型后使用定型的基带HF仿真器来测试高数据速率模式的性能。用加性白色高斯噪声（AWGN）作为噪声源。信号和噪声功率都用3 kHz带宽进行测量。

### 1.6.2 无线滤波器

使用有限脉冲响应（FIR）滤波器，这些滤波器反映了无线电通带的要求。该滤波器是一个有下列系数（先横着读，再往下读）的 $N = 63$  FIR滤波器，并且取样速率为16 000样值/s。

3.4793306E-04	-4.6615634E-05	3.6863006E-05	6.8983925E-04
1.2186785E-03	7.1322870E-04	-6.2685051E-04	-1.1305640E-03
3.8082659E-04	2.2257954E-03	1.0150929E-03	-3.6258003E-03
-6.9094691E-03	-4.2534569E-03	1.1371180E-03	-1.0868903E-04
-1.1312117E-02	-2.2036370E-02	-1.8856425E-02	-4.9115933E-03
-1.3025356E-03	-2.1579735E-02	-4.8379221E-02	-4.8040411E-02
-1.4815010E-02	9.8565688E-03	-2.0275153E-02	-9.0223589E-02
-1.1587973E-01	-2.2672007E-02	1.6315786E-01	3.1537800E-01
3.1537800E-01	1.6315786E-01	-2.2672007E-02	-1.1587973E-01
-9.0223589E-02	-2.0275153E-02	9.8565688E-03	-1.4815010E-02
-4.8040411E-02	-4.8379221E-02	-2.1579735E-02	-1.3025356E-03
-4.9115933E-03	-1.8856425E-02	-2.2036370E-02	-1.1312117E-02
-1.0868903E-04	1.1371180E-03	-4.2534569E-03	-6.9094691E-03
-3.6258003E-03	1.0150929E-03	2.2257954E-03	3.8082659E-04
-1.1305640E-03	-6.2685051E-04	7.1322870E-04	1.2186785E-03
6.8983925E-04	3.6863006E-05	-4.6615634E-05	3.4793306E-04

### 1.6.3 BER性能

用射频滤波器测量 $BER = 1 \times 10^{-4}$ 时的BER性能用编程的HF信道仿真器来仿真下面的信道：

- AWGN信道由一个无衰落的路径组成，每种条件下测试15分钟。
- Rician信道由两个独立的但是等平均功率的路径组成，两路径之间的时延是固定的，为2 ms。第一个路径没有衰落。第二个路径是瑞利衰落路径，两个西格码衰落带宽为2 Hz。每种条件下测试2小时。

— ITU-R F.1487建议书中的“中纬度分布”条件（恶劣的信道）由两个独立的，但是等平均功率的瑞利衰落路径组成，两路径之间的时延有固定的2 ms时延和两个西格码衰落带宽为1 Hz。每种条件下测试2小时。

在所列出每一条件下，使用最长的交织周期（72帧“很长”的交织器），测得的编码的BER =  $1 \times 10^{-4}$ 时的性能如表17所示。

表 17

BER为 $1 \times 10^{-4}$ 时高数据速率模式的性能测试

用户数据速率 (bit/s)	BER不超过 $10^{-4}$ 时的平均信号噪声比 (dB)		
	AWGN信道	Rician信道	恶劣的信道
12 800 <sup>(1)</sup>	27	—	—
9 600	21	30	30
8 000	19	25	26
6 400	16	21	23
4 800	13	17	20
3 200	9	12	14

(1) 可选的数据速率。

#### 1.6.4 多普勒频移性能

在多普勒频移性能测试期间，调制解调器至少捕捉和与测试信号保持同步至少5分钟，所用的测试信号有如下特性：9600 bit/s/很长的交织器，±75 Hz频率偏移，2 ms时延扩散，衰落带宽1 Hz和平均信号噪声比30 dB。

#### 1.7 有关的通信设备

本附件所描述的QAM星座对设备的变化比本建议书中其他地方所描述的PSK星座更敏感。由于这一灵敏性，射性滤波器将对配备高数据速率波形的调制解调器的性能有重要的影响。此外，由于QAM星座对电平比较敏感的特性，所以，开机瞬间、AGC和ALC可能引起性能严重劣化。