

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl<sup>7</sup>

H04Q 7/38

H04B 7/26

H03M 13/00



# [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 02145747.6

[45] 授权公告日 2005 年 11 月 23 日

[11] 授权公告号 CN 1228995C

[22] 申请日 1997. 11. 4 [21] 申请号 02145747.6

分案原申请号 97191614.4

[30] 优先权

[32] 1996. 11. 7 [33] US [31] 08/743,749

[71] 专利权人 交互数字技术公司

地址 美国特拉华州

[72] 发明人 斯科特·戴维·库尔茨

审查员 郭 琼

[74] 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限责  
任公司

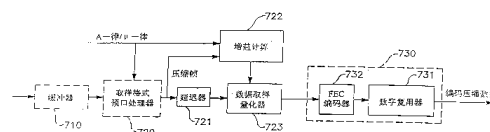
代理人 陆 弋 顾红霞

权利要求书 5 页 说明书 30 页 附图 16 页

[54] 发明名称 超高速数据编码和解码装置及其数据发送系统

[57] 摘要

使用了两个相关的音频压缩技术，以便 RF 电信系统能够容纳高速音频调制解调器和 FAX 机的数据信号。一个高速编解码器 (Codec) 使得电信系统能够以高达 9.6kb/s 的速度通过音频调制解调器和 FAX 传输。一个超高速 Codec 支持高达 14.4kb/s 的音频调制解调器和 FAX 传输。高速 Codec 利用三个 16 - 相位 RF 时隙或四个 8 - 相位 RF 时隙操作，超高速 Codec 利用四个 16 - 相位 RF 时隙操作。由于这些 Codec 在可以是在邻接的数个 RF 时隙上发送信息，RF 通信信道内的时隙被动态地分配。动态时隙/带宽分配特性检测和监视数据传输和从需要数量的时隙形成一个数据信道。



- 5 1. 一种超高速数据编码装置，用于压缩具有至少一个信号取样块的取样超高速数据信号，每个信号取样具有一个对应幅度，每个块具有至少一个峰值幅度值，每个信号取样具有一个与一组相对应的第一量化器电平的一个电平对应的取样值，该装置包括：
- 用于接收至少一个数据信号取样块的装置；
- 计算装置，用于从每个数据信号取样块计算与峰值幅度值成正比的增益值；
- 10 量化器选择装置，用于选择与每个数据信号取样块的增益值对应的一批新的量化器电平；
- 量化器电平映射装置，用于根据该组第一量化器电平和该组新量化器电平值之间的关系把信号取样值映射成该组信号取样的每个信号取样值的压缩电平值，以选择压缩电平值；和
- 15 发送编码装置，用于把增益值和新量化的取样编码成编码发送信号。
2. 根据权利要求 1 所述的超高速数据编码装置，其中所述发送编码装置包括一个数字复用器和一个 FEC 编码器。
- 20 3. 根据权利要求 2 所述的超高速数据编码装置，其中所述数字复用器是一个  $16 \times 87$  比特块数字复用器，所述 FEC 编码器是一个(87, 80)扩展汉明编码器。
- 25 4. 根据权利要求 1 所述的超高速数据编码装置，其中：
- 该量化选择装置通过为该组信号取样定义预定数量的连续段，每段具有许多量化电平值来选择一批新量化器电平，其中每个连续段的量化电平值与增益值有关，预定数量连续段的第一段对应于该多个信号取样的峰值幅度；和
- 30 所述量化器电平映射装置进一步包括：
- 保持装置，用于保持每个取样值与对应的一组第一量化器电平的

一个电平对应，选择每段的多个量化电平值中的一个，直到发现零值电平为止，和

设定符号值为负值以表示该信号取样的负值幅度的装置；和

其中从所保持的、选择的量化电平值和对应取样值的符号值形成压缩电平值。

5

5. 根据权利要求4所述的超高速数据编码装置，其中：

所述用于保持所选择的量化电平值的装置保持在与峰值幅度对应的量化器电平开始的第一段的每个量化器电平；和

10

直到发现零值电平为止，把所有量化电平值保持在两个连续段的每一个中，一半量化电平值保持在连续段中，四分之一量化电平值保持在下一个连续段中，八分之一量化电平值保持在下一个段中，一量化电平值保持在下一个连续段中，并保持零值电平。

15

6. 根据权利要求1所述的超高速数据编码装置，其中信号取样块的每个数据信号取样具有A-律压扩，用于接收该组数据信号取样的装置对每个数据信号取样进行2进制补码运算。

20

7. 根据权利要求1所述的超高速数据编码装置，其中所述第一量化器电平组对应于A-律和 $\mu$ -律压扩量化之一。

8. 根据权利要求1所述的超高速数据编码装置，其中所述信号取样块是预定数量的数据信号取样。

25

9. 根据权利要求8所述的超高速数据编码装置，其中所述预定数量对应于在22.5毫秒内接收的取样数量。

10. 一种超高速数据解码装置，包括：

用于接收多个压缩电平值和增益值的装置；

30

选择装置，用于选择具有一组与增益值对应的并与压缩电平值相关的反量化器电平值的反量化器；

其中反量化器响应增益值并根据该组反量化器电平和该组第一量化电平值之间的关系把每个压缩电平值取样映射成一批重新构成的数据信号取样，每个重新构成的数据信号取样是一组第一量化电平值之一；和

5           发送解码装置，用于从所述编码发送信号中对增益值和多个压缩电平值解码。

11. 根据权利要求 10 所述的超高速数据解码装置，其中所述发送解码装置包括一个去数字复用器和一个 FEC 解码器。

10

12. 根据权利要求 11 所述的超高速数据解码装置，其中所述去数字复用器是一个  $16 \times 87$  比特块去数字复用器，FEC 解码器是一个(87, 80)扩展汉明解码器。

15           13. 根据权利要求 10 所述的超高速数据解码装置，其中所选择的反量化器包括一个查找表，用于使与增益值对应的并与压缩电平值相关的该组反量化器电平值与一组第一量化电平值相关。

14. 根据权利要求 10 所述的超高速数据解码装置，其中所述的该组第一量化电平对应于 A-律和 $\mu$ -律量化电平值组中之一。

20

15. 一种用于通过电信信道发送超高速数据信号的超高速数据压缩发送系统，具有至少一个数据信号取样块的接收的所述超高速数据信号进行一第一量化，该系统包括：

25           一个超高速数据编码器，包括：

a)用于接收包含至少一个数据信号取样的至少一个数据信号取样块的装置，该数据信号取样具有至少一个峰值幅度值；

b)计算装置，用于计算每个数据信号取样块的相应增益值，该增益值与峰值幅度值成正比；和

30           c)量化器选择装置，用于选择与每个数据信号取样块的增益值对应的一组新的量化器电平，该组新的量化器电平中的每一个被选择为

一组第一量化电平之一；

d)量化器电平映射装置，用于根据所述第一量化电平组和所述新的一组量化器电平之间的关系把信号取样值映射成压缩电平；和

5 e) 发送编码装置，用于编码该增益值和该压缩数据取样构成编码发送信号；

用于通过电信信道发送编码信号的装置；

用于从电信信道接收编码信号的装置；和

一个超高速数据解码器，包括：

10 a)用于在所述编码发送信号中接收所述多个压缩数据取样和对应的增益值的装置；

b)反量化器选择装置，用于选择与所述增益值对应的均匀反量化器，该均匀反量化器具有从所述增益值确定的并对应于所述一组新量化器电平的多个均匀间隔的输出值；

15 其中所述反量化器根据所述增益值处理每个压缩数据取样，以提供一组重新构成的数据信号取样；和

发送解码装置，用于从经编码的发送信号解码该增益值和该多个压缩数据取样。

20 16. 根据权利要求 15 所述的超高速数据发压缩送系统，其中所述发送编码装置包括一个数字复用器和一个前向纠错(FEC)编码器，所述发送解码装置包括一个去数字复用器和一个 FEC 解码器。

25 17. 根据权利要求 16 所述的超高速数据压缩发送系统，其中所述数字复用器是一个  $16 \times 87$  比特块数字复用器，所述 FEC 编码器是一个(87, 80)扩展汉明编码器，所述去数字复用器是一个  $16 \times 87$  比特块去数字复用器，所述 FEC 解码器是一个(87, 80)扩展汉明解码器。

30 18. 根据权利要求 15 所述的超高速数据压缩发送系统，其中：  
所述量化选择装置通过为该组信号取样定义预定数量的连续段，每段具有许多量化电平值来选择一组新量化器电平，其中每个连续段的量化电平值与增益值有关，预定数量连续段的第一段对应于所述多

个信号取样的峰值幅度；和

所述量化器电平映射装置进一步包括：

保持装置，用于保持每个取样值与对应的一组第一量化器电平中的一个电平对应，选择每段的多个量化电平值中的一个，直到发现零值电平；和

5

设定符号值为负值以表示该信号取样为负值幅度的装置；和

其中从所保持的、选择的量化电平值和对应取样值的符号值形成压缩电平值。

---

超高速数据编码和解码装置及其数据发送系统

5 技术领域

本发明涉及一种通信系统，特别是涉及用于高速数据通信信号的压缩的信号处理技术，用以改进发送性能和增加通信系统容量。

背景技术

10 各种电信系统为本技术领域中所公知，目前的电话系统利用了各种多路复用技术经一个单一传输线路(诸如有线或光缆)发送多个用户的电话信号。这些"电线"系统的多数使用了一种时分多路复用(TDM)形式，其中多个信道以比信道信息速率高的速率顺序地发送。

15 典型的电话多路复用需要对电话信号进行取样并以一比电话信号之频率高得多的频率发送各取样。为了这一目的，现有系统对电话信号进行数字取样和编码，复用和发送该信号，然后接收，去复用和解码该信号。这样的—个取样和编码系统就是脉码调制(PCM)，其中以8千个取样/每秒的速率对模拟话音信号进行取样，每个取样用8比特表示。结果，话音信号被转换成—个64千比特/秒(Kb/s)的数字信号。

20 电信系统的另一种形式是无线电话系统。无线电话系统利用—组选择的射频(RF)在两个或多个位置之间承载电话通信信号，其典型地利用了一种频分多址(FDMA)形式。这些无线系统(被称作无线通信系统)在例如乡村地区使用以提供本地电话业务或在移动单元中使用以提供移动通信业务。

25 一类RF通信系统利用TDM使得用户能够利用在RF载波上调制的多个信息时隙。如果许多用户竞争—小组信息时隙，该系统被称作时分多址(TDMA)。考虑到FDMA RF通信信道的TDMA，使用了一种被称作"FDMA/TDMA"并在美国专利4,675,863(这里—并作为参考)

中进行了描述的方法来增加 RF 通信系统的容量。然而，与电线或光纤通信系统相比，RF 通信系统在容量方面仍然是频率受限的。

5 因此，为了进一步增加容量，已使用压缩技术来减少经一 RF 信道传输一电话信号所需的带宽。用于话音信号的典型技术是子带编码，自适应差分脉码调制(ADPCM)，和残留线性预测编码(RELP)。RFLP 或类似的语音压缩算法允许一被 64Kb/s 取样和量化的话音信号能够经 RF 信道作为一被降低比特速率(例如，14.6Kb/s 或更小)信号发送。接收机根据该降低比特速率信号重新构造该 64Kb/s 话音信号，而收听者  
10 感觉不出信号质量的损失。

包括 RELP 的下述语音压缩方法是一种编码和解码算法，其利用了话音信号的公知特征。RFLP 方法的一种类型假设了某些人类话音的谐波特征。然而，目前，电话网络内的大部分通信信号是非话数据通信信号，诸如传真(FAX)或音频调制解调器数据。遗憾的是，各语音压缩算法特别不能与这些数据通信信号兼容，因为数据信号不呈现话音信号的特征。  
15

因此，一些 RF 通信系统对电话信号进行监视以检测一数据通信信号的存在。典型地，已对表示 FAX 或多至 2.4Kb/s 音频调制解调器数据信号(低速率数据)的数据信号进行检测并提供一个专门的压缩算法。接收机重新构造该数据信号而不降低传输数据速率。这样的一种系统和方法例如在美国专利 4,974,099(这里一并作为参考)中进行了描述。然而，目前的电话数据信号较典型地是 9.6Kb/s(高数据速率)或  
20 更高(超高速率数据，诸如 14.4Kb/s 或 28.8Kb/s 或其他，更高或较低)，而当前的压缩技术不能够对这些较高的数据速率进行满意的压缩。这些较高数据速率的压缩，以及这些较高数据速率的特殊的多种编码导致了调制解调器或 FAX 信号质量的降低，并且当信号通过一 RF 通信系统时，调制解调器或 FAX 机将不时地降低数据传输速率。  
25

30

发明内容



根据本发明，一个电信系统接收一组电话信号，该电话信号包括每个具有一种编码形式的数据信号，和在至少一个射频载波上发送该电话信号。每个 RF 载波具有一组信息时隙，每个电话信号被分配到至少一个信息时隙上，以便该电话信号被调制到该 RF 载波上。该系统包  
5 括一种方法，用于监视和识别数据信号，和对每个数据信号进行压缩以降低该数据信号的所需传输带宽。

根据本发明的一个方面，提供了一种超高速数据编码装置，用于压缩具有至少一个信号取样块的取样超高速数据信号，每个信号取样具有一个对应幅度，每个块具有至少一个峰值幅度值，每个信号取样具有一个与一组相对应的第一量化器电平的一个电平对应的取样值，  
10 该装置包括：用于接收至少一个数据信号取样块的装置；计算装置，用于从每个数据信号取样块计算与峰值幅度值成正比的增益值；量化器选择装置，用于选择与每个数据信号取样块的增益值对应的一批新的量化器电平；量化器电平映射装置，用于根据该组第一量化器电平和该组新量化器电平值之间的关系把信号取样值映射成该组信号取样的每个信号取样值的压缩电平值，以选择压缩电平值；和发送编码装置，用于把增益值和新量化的取样编码成编码发送信号。  
15

根据本发明的另一个方面，还提供了一种超高速数据解码装置，包括：用于接收多个压缩电平值和增益值的装置；选择装置，用于选择具有与增益值对应的并与压缩电平值相关的反量化器电平值的反量化器；其中反量化器响应增益值并根据该组反量化器电平和该组第一量化电平值之间的关系把每个压缩电平值取样映射成一批重新构成的数据信号取样，每个重新构成的数据信号取样是一组第一量化电平值之一；和发送解码装置，用于从所述编码发送信号中对增益值和多个压缩电平值解码。  
20  
25

根据本发明的再一个方面，还提供了一种用于通过电信信道发送超高速数据信号的超高速数据压缩发送系统，具有至少一个数据信号取样块的接收的所述超高速数据信号进行一第一量化，该系统包括：  
30

一个超高速数据编码器，包括：a)用于接收包含至少一个数据信号取样的至少一个数据信号取样块的装置，该数据信号取样具有至少一个峰值幅度值；b)计算装置，用于计算每个数据信号取样块的相应增益值，该增益值与峰值幅度值成正比；和 c)量化器选择装置，用于选择与每个数据信号取样块的增益值对应的一组新的量化器电平，该组新的量化器电平中的每一个被选择为一组第一量化电平之一；d)量化器电平映射装置，用于根据所述第一量化电平组和所述新的一组量化器电平之间的关系把信号取样值映射成压缩电平；和 e) 发送编码装置，用于编码该增益值和该压缩数据取样构成编码发送信号；用于通过电信信道发送编码信号的装置；用于从电信信道接收编码信号的装置；和一个超高速数据解码器，包括：a)用于在所述编码发送信号中接收所述多个压缩数据取样和对应的增益值的装置；b)反量化器选择装置，用于选择与所述增益值对应的均匀反量化器，该均匀反量化器具有从所述增益值确定的并对应于所述一组新量化器电平的多个均匀间隔的输出值；其中所述反量化器根据所述增益值处理每个压缩数据取样，以提供一组重新构成的数据信号取样；和发送解码装置，用于从经编码的发送信号解码该增益值和该多个压缩数据取样。

#### 附图说明

根据下列详细的描述并参考附图可对本发明更好地理解，其中：

图 1 是一无线通信系统的框图。

图 2 是实施本发明的压缩系统的上位形式框图，包括动态带宽分配特性，和高速与超高速数据编解码器。

图 3A 是根据本发明的一个示例性实施例说明高速数据编码类型的检测和选择、无线信道时隙的确定和分配的上位形式流程图。

图 3B 是根据本发明的一个实施例表示由信道形成处理器根据一高速数据信道请求执行的信道分配过程的上位形式流程图。

图 4A 是一个表示 A 律量化器的特征的曲线。图 4B 是一个表示信号与 PCM 的量化噪声性能比对均匀量化的曲线。

图 4C 说明通过把信号取样从一种量化映射到另一种量化进行压缩的方法。

图 5A 是根据本发明的一个示例性实施例的高速数据编码器的高层次框图。图 5B 根据本发明的一个示例性实施例说明一个高速数据编码器传输编码过程。

5 图 6A 是根据本发明的一个示例性实施例的高速数据解码器的上位形式框图。

图 6B 根据本发明的一个示例性实施例说明一个高速数据解码器传输解码过程。

图 7A 是根据本发明的一个示例性实施例的超高速数据编码器的上位形式框图。

10 图 7B 根据本发明的一个示例性实施例说明一个超高速数据编码器传输编码过程。

图 8A 是根据本发明的一个示例性实施例的超高速数据解码器的上位形式框图。

15 图 8B 根据本发明的一个示例性实施例说明一个超高速数据解码器传输解码过程。

图 9 是根据本发明的一个示例性实施例说明用于把 PCM 量化取样映射成压缩量化取样的超高速量化算法的上位形式流程图。

### 具体实施方式

20 图 1 是一无线电信系统的框图，其中可以实施本发明的高速数据压缩特征。如图所示，该无线通信系统包括一个基站 11 和一组用户单元 10。基站 11 通过在预定射频范围内限定的通信信道的广播和接收同时与各用户单元 10 通信。基站 11 也可以与电话中心局 12 中的本地电话设备接口连接。

25

一个典型的无线电信系统(例如，由 InterDigital 通信公司制造的 SLS-104)利用了 300-500MHz 频谱区域内 24 个预定的前向信道(基站到用户单元)和 24 个预定的反向信道(用户单元到基站)。基站到用户单元的通信通过在所述频谱区域内频率上调制的通信信道对(前向和反向)提供。在一典型系统中，基站 11 经过这 24 个信道对同时进行通信。  
30 该 24 个信道例如可以占用 2MHz 频率带宽。利用 25kHz 信道间隔，一

个 2MHz 频率带宽例如可以支持 80 个信道。在该系统的一个实施例中，基站 11 在低频率的信道对上向一用户发送，而用户单元 10 可以在较高频率的信道对上向基站发送。这样一个系统在授予 Paneth 等人的美国专利 4, 675, 863 中进行了描述，该专利于 1987 年 6 月 23 授权，发明题目为“同时经一单一或多个 RF 信道提供多个话音和/或数据信号的用户 RF 电话系统”，这里提出一并作为参考。

为了增加通信容量，在每个载波频率上使用时分多址技术。在一个实施例中，信道对的每个频率被分成四个时隙以便基站 11 在一个载波频率上同时与多至 4 个的用户单元 10 进行通信。因此，基站利用 24 个信道对能够允许电话信号被调制在 95 个信道上，利用一个信道用于控制和其他管理功能。

在这种方法中增加容量的一个方面是对将通过 RF 通信信道(或有线信道)发送的电信信道压缩。如上所述，对于话音，可以使用诸如 RELP 的语音编码技术。此外，可以使用低速数据和低速传真数据压缩技术，如 Lin 等人的美国专利 4, 974, 099 中所描述的，其发明题目为“通信信号压缩系统和方法”，这里提出一并作为参考。

在前面描述的系统，三个音频编码器，RELP，低速数据和低速 FAX，把 64Kb/s PCM 信号压缩成 14.5Kb/s 信号。以 14.5Kb/s 的速率，这三个编码器能够在单独 16-相位 RF 时隙或一双倍宽度 4-相位 RF 时隙内工作。RELP 编码器用于话音，低速数据编码器用于通过速率高至 2400BPS 的多个音频调制解调器传输，而低速 FAX 编码器用于通过 2400BPS 速率的 3 类 FAX 传输。每个发送编码器在一接收机内具有一相应的解码器，例如，可以通过系统控制信道对其分配。

为了能够使该电信系统适用于高速音频调制解调器和 FAX 机，使用了本发明的两个相关的音频压缩技术。被标识为高速编解码器和超高速编解码器的编码器和解码器(编解码器)通过利用少量压缩从而为数据信号提供更宽的带宽能够实现比低速数据和 FAX 编码器更好的压

缩数据传输性能。

5 高速编解码器能够使该电信系统以高至 9.6Kb/s 实现音频调制解调器和 FAX 传输。超高速编解码器支持高至 14.4Kb/s 或更高的音频调制解调器和 FAX 传输。高速编解码器利用三个 16-相位 RF 时隙和四个 8-相位 RF 时隙工作。超高速编解码器利用四个 16-相位 RF 时隙工作。优选地，高速数据和超高速数据压缩算法使一模拟音频波形的代表以受限速率通过一数字信道，而使有害失真最小化。

10 由于这些编解码器利用了几个 RF 时隙，所以 RF 通信信道内的时隙的动态重新分配是必要的。本发明的动态时隙/带宽分配特性检测和监视数据发送，并由必要数量的时隙形成一数据信道，但如果得不到所需时隙数，则把低速数据或低速 FAX 编码器分配给该呼叫。这样一种分配方法在 1988 年 11 月 15 日授予 D. R.Bolgiano 等人的美国专利  
15 4, 785, 450 中进行了描述，其发明题目为"在数字通信系统中获得频率灵活性的装置和方法"，这里提出一并作为参考。

图 2 是实施本发明压缩系统的上位形式的框图，包括动态时隙/带宽分配特性，和高速和超高速数据编解码器，用于一无线电信系统的  
20 实施例的高速数据压缩。该系统包括：一个压缩选择器处理器 (CSP)200，其包括一个控制单元 201 和监视器部分 202；一个信道形成处理器 260；和压缩编码器/解码器(CODEC)REL P 210，低速数据 220，低速 FAX230，高速数据 240 和超高速数据 250。

25 CSP 200 从本地电话交换机 270 接收电话信号，它是一个设计为执行电话信号监视的数字处理器，以通过它们各自的调制解调器应答音识别特定的数据信号类型，和启动建立通信信道。在使用用户到用户通信的另一典型实施例中，CSP 200 能够从其他本地资源接收电话信号。CSP 200 监视器部分 202 通知控制单元 201 数据信号的存在。控制单元 201 负责实施一 RF 通信信道的外部构成，以及分配一种压缩  
30 CODEC 210， 220， 230， 240 和 250。

信道形成处理器 260 从 CSP 200 接收一发送信道请求和分配一个可用 RF 通信时隙给一电话信号。信道形成处理器 260 将当前系统信道分配信息保持在存储器中(未示出), 以确定哪些时隙当前没被用于其他电话信号。如在 TDMA 系统中所知的, 每个信道时隙形成有一个保护时隙, 其是一个短信号周期, 用于在数据发送前使接收机初始化。在数据信号需要一个以上 RF 时隙的情况下, 信道形成处理器 260 从一预定数量的时隙中形成信道, 并且如果该预定数量的时隙相邻接, 则仅有一个保护时隙被使用。

5

本发明的一个示例性实施例的信道形成处理器 260 可以是一网络基站的无线处理器单元(RPU)。该 RPU 可以负责存储信道时隙分配和为图 1 的整个系统分配信道时隙。

10

REL P CODEC 210 执行对话音信号的压缩编码(和解码)算法。低速数据 CODEC 220 和低速 FAX CODEC 230, 高速数据 CODEC 240 和超高速数据 CODEC 250 执行各自对识别类型的音频数据的数据压缩算法。

15

一般地说, CSP 200 和 CODEC 210, 220, 230, 240, 和 250 可以集成在一个数字信号处理器中以实施数据信号监视、信号处理、和信号压缩编码和解码操作。例如, 可以从 Texas Instruments 的 TMS 320C5X 数字信号处理器系列中选择这样的一种处理器。

20

现在对本发明的压缩系统的工作进行描述。仍参考图 2, 当话音呼叫被初始建立时, 话音 REL P 编解码器被初始分配给该电话信号。CSP200 通过监视器部分 202 监视该电话信号, 而控制单元 201 根据调制解调器应答信号的检测确定音频信号的类型。每种音频数据具有一特定的可识别的调制解调器应答信号。表 1 概括了一些典型的各种调制解调器的始发和应答特征, 它们在本技术领域中公知的。然而, 表 1 仅是为了说明的目的, 并不是想要描述所有可能的调制解调器特征。

25

30

表 1

V.??/ BPS	应答(或返回信道)							始发				
	EC 禁止	双工	fc	mod	fs	mark	space	fc	mod	fs	mark	space
V.16	NO	B	480	FSK	200	570	390	950 1400 2100	FM			
V.16 数字	NO	B	480	FSK	200	570	390	1400	FSK	100	1480	1320
V.19	NO		420	AM	5				DTMF			
V.19 alt1	NO	B	1750	FSK	←300	1850	1650		DTMF			
V.19 alt2	NO	B	420	FSK	←300	390	450		DTMF			
V.20	NO	B	420	AM	5				MTFSK		920- 1960	
V.20 alt	NO	B	460	FSK	←300	420	480		MTFSK		920- 1960	
V.21	2100	F	1750	FSK	←75	1850	1650	1080	FSK	←300	1180	980
V.22 1200	2100	F	2400	4 DPSK	600			1200	4 DPSK	600		
V.22 bis 2400	2100	F	2400	16QAM	600			1200	16QAM	600		
V.23 1200	2100	B	420	FSK	←75	390	450	1700	FSK	←1200	1300	2100
V.23 600	2100	B	420	FSK	←75	390	450	1500	FSK	←600	1300	1700
V.26 ter	2100	F/II	1800	4 DPSK	←75			1800	4 DPSK	1200		
V.27 ter 4800	2100	II	1800	8 DPSK	1200			1800	8 DPSK	1200		
V.27 ter 2400	2100	II(B)	1800	4 DPSK	1200			1800	4 DPSK	1200		
V.29 9600	2100	II	1700	16 QAM	2400			1700	16 QAM	2400		
V.29 7200	2100	II	1700	8 QAM	2400			1700	8 QAM	2400		
V.29 4800	2100	II	1700	4 PSK	2400			1700	4 QAM	2400		
V.32 9600	2100	F	1800	16 QAM	2400			1800	16 QAM	2400		
V.32 4800	2100	F	1800	4 PSK	2400			1800	4 PSK	2400		
FAX 300 UPS chan		II	1800	FSK								

音频调制解调器特性

返回到图 2，一旦确定了音频数据的类型，如果需要高速数据或超高速数据压缩，CSP 200 开始音频信道再分配，并且使用下述的动态时隙分配方法。控制单元 201 向信道形成处理器 260 发送信号，以形成一个具有预定数量时隙的 RF 通信信道。在本发明的一个实施例中，自动地向该呼叫分配一个时隙，但并不要求这样。信道形成处理器 260 检查存储器，以确定可用 RF 时隙的数量和 RF 载波位置。如果信道形成处理器确定了预定数量的 RF 时隙，那么从预定数量的 RF 时隙形成 RF 通信信道，并通知控制单元 201。随后，控制单元 201 为该数据信号分配一个对应的高速数据 CODEC 或超高速数据 CODEC，并把压缩数据信号分配给形成的多时隙 RF 通信信道并在其上调制。

如果没有足够的时隙可用，则通知控制单元 201，并且从一个单一 RF 时隙形成一个 RF 通信信道，然后控制单元 201 将低速数据 CODEC 或低速 FAX CODEC 分配给该数据信号。如前面指出的，当在形成一个多时隙通信信道之前接收到电话信号时，本发明的一个实施例自动地分配一个时隙，并因此在此刻已经给该电话信号分配了一个时隙。

## 20 动态时隙/带宽分配

表 2 总结了各种类型的信号压缩的时隙需求：

表 2

编码器	#4-相位时隙	#8-相位时隙	#16-相位时隙
REL P	2	N/A	1
低速数据	2	N/A	1
低速 RAX	2	N/A	1
高速数据	N/A	4	3
超高速数据	N/A	N/A	4

25 由于高速编码器在一个三时隙 16-相位信道和一个四时隙 8-相位



信道上调制数据，它的压缩数据理想地适合于两个信道中具有较小带宽的一个。表 3 示出了用于图 1 的所述无线电信系统的实施例的各种信道类型的比特可用率。

5

表 3

模式电平, 时隙	模式	开始 零	报头	CW	A 块	B 块	结束 零	数据比特/ 块
16-PSK, 1	语音/信道测试	0	5	3	80	84	8	328
16-PSK, 3	语音(HSD)	0	5	3	262	262	8	1048
16-PSK, 4	语音(UHSD)	0	5	3	352	352	8	1408
8-PSK, 1	信道测试	0	14	4	154	0	8	462
8-PSK, 4	语音(HSD)	0	14	4	347	347	8	1041
4-PSK, 2	语音/信道测试	0	13	6	160	173	8	328
BPSK, 1	RCC	8	44	8 (UW)	112	0	8	112
BPSK, 1	精细	0	52	8 (UW)	112	0	8	112

表 3 中，“零”表示不存在调制，“报头”是一个比特同步 patter，“CW”代表码字，其包括呼叫控制，呼叫处理和信号信息。A-块和 B-块代表压缩音频数据取样的第一和第二 22.5 毫秒块。

10

如在表 3 中所见，四时隙 8-相位信道携带的比特比三时隙 16-相位信道少。因此，本发明的一个实施例的高速编码器的压缩输出块可以占据 1041 比特或较少的比特。表 4A 示出了高速数据编码器的压缩输出块的比特的分配。

15

表 4A

数据	每样品比特	数量	受保护	比特数
编码取样	5	180	是	900
编码增益	6	1	是	6
受保护备用	1	6	是	6
汉明奇偶	7	16	N/A	112
备用	1	24	否	24
每块总数				1048

在表 4A 中“受保护”表示对比特流使用了前向纠错 (FEC)。超高速编码器的比特流调制一个四时隙 16-相位信道，在每个 22.5 毫秒时间周期里从中有 1408 比特可用于编码器的数据。

表 4B 示出了超高速数据编码器的压缩输出块的比特的分配。

表 4B

数据	每实例比特	数量	受保护	比特数
编码取样	7	180	是	1260
编码增益	7	1	是	7
受保护备用	13	1	是	13
汉明奇偶	7	16	N/A	112
未保护备用	16	1	否	16
每块总数				1408

10

下面描述的高速数据和超高速数据压缩技术是一个通信信道可能需要用多个时隙的本发明的实施例，但是可以为不必采纳上述音频调制解调器特性的其它特定类型的数据信号开发具有与此处所述同样精神的其它压缩技术。这些其它实施例也可以使用本发明中所用的动态时隙/带宽分配方法。

15

现在说明一般的动态时隙/带宽分配方法。如图 3A 所示，例如，在图 2 的 CSP 200 中所执行的动态时隙/带宽分配过程。参考图 3A，当第一次建立话音呼叫时，话音监视步骤 301 监视电话，以检测一数据信号。在步骤 301，RELP CODEC 210 初始分配给电话信号。但是，  
5 当存在一个数据信号时，决定步骤 302 根据调制解调器应答信号确定音频信号的类型。

如果数据是低速数据或低速 FAX，那么步骤 303 进行一低速分配过程，例如，已经分配了一个单一的信号 RF 载波时隙。然后，步骤  
10 304 确定该数据信号是 FAX 还是低速数据，并且分配低速 FAX CODEC 230 或低速数据 CODEC 220 的对应算法步骤 305 和 306。

如果在步骤 302 信号是一个高速数据类型的，那么，下一步骤 307 从信道形成处理器 260 请求一个高速数据信道。在本发明的一个实施例中，信道形成处理器 260 需要使用者/用户提供信息，以请求信道的  
15 类型。本发明的另一个实施例可以进一步从解调器信号确定数据信号是需要高速数据还是超高速数据压缩方法以便请求正确的信道类型。

图 3B 显示了在图 3A 步骤 307 中请求高速数据信道时信道形成处理器 260 执行的信道分配过程。信道形成处理器可以是一个上述典型  
20 现有技术系统的基站无线处理单元 (RPU)，并且该 RPU 可以通过通信信道向用户通信分配 RF 载波时隙。

在图 3B 的步骤 320 开始，处理器正常地为电话呼叫分配一个  
25 话音信道；但是，可以选择任何初始处理分配，例如在第 4, 675, 863 号美国专利中所述的。接着，步骤 321 检查来自图 3A 的步骤 307 的高速数据信道请求。如果不存在请求，分配停留在缺省模式，这是用于本实施例的话音。如果存在请求，步骤 322 检查用户提供信息以确定是否该用户被提供接受一高速数据信道。如果未提供该用户接受一  
30 高速数据信道，那么在步骤 323 分配一个低速数据/FAX 信道使用预定数量的时隙。

5 如果为该用户提供了一个高速数据信道，那么步骤 324 确定是否该用户被提供接受一个超高速类型的高速数据信道（“UHSD”信道）（或如果被请求）。如果是这样，那么步骤 325 检查是否有预定数量的 RF 载波时隙可用，并且如果是这样的话，那么步骤 326 建立该 UHSD 信道。步骤 325 可以通过一个处理器实现，该处理器检查一存储当前系统信道分配的存储器以发现是否有所需数量（本实施例是四）的十六相位 RF 时隙可用如果没有所需数量的时隙可用，那么处理器检查以确定是否可以像在随后步骤 328 中所述那样把该信道建立一个高速数据类型（“HSD”信道）。

15 如果该用户提供信息（或请求）表明在步骤 324 中高速数据信道不应当作为一个超高速类型 UHSD 信道形成，那么步骤 327 检查是否该请求或用户提供信息指示该高速数据信道应当被形成为一个高速类型 HSD 信道。如果不是，如前所述那样在步骤 323 形成低速数据信道，但是如果请求或提供了该 HSD 信道，那么步骤 328 检查是否有预定数量的 RF 载波时隙可用于该 HSD 信道。

20 步骤 328 可以通过一个处理器实现，其检查一存储当前系统信道分配的存储器以发现是否有一第一所需数量（本实施例是三）的时隙（十六相位 RF 时隙）可用，并且如果没有的话，是否有一第二所需数量（本实施例是四）的时隙（八相位 RF 时隙）可用。如果有所需数量的时隙可用，那么在步骤 329 分配时隙并形成 HSD 信道。如果高速信道可用率步骤不能发现所需数量的信道，那么步骤 323 简单地分配低速信道。

30 返回到图 3A，在步骤 308，处理器检查对高速数据信道请求的响应。如果在步骤 308 该请求被拒绝并且还没有形成高速数据信道，那么执行步骤 303 和序列以分配低速算法。如果该高速数据信道请求被接受，高速信道可用率步骤 309 确定已经分配了哪一种类型的信道。如果该高速数据信道对应于超高速数据，那么在步骤 310 执行超高速

数据 CODEC 250 的编码算法，并且如果该高速数据信道对应于高速数据，那么在步骤 311 执行高速数据 CODEC 240 的编码算法。

### 高速和超高速 CODEC(编解码器)

5           高速编解码器 240 和超高速编解码器 250 提供了利用取样电话信号（在本实施例中是脉码调制（PCM）电话信号）作为输入信号和输出信号的本发明的双向数据信道的压缩。提供给取样压缩过程的电话信号一般是 64 kb/s A 律或  $\mu$  律 PCM，但是通过利用转换方法可以使用  
10           128 kb/s 16 比特整数取样，或其它类型。该压缩方法把 64 kb/s（或 128 kb/s）取样比特流压缩成一个较低数据速率。通过一个 RF 信道把该较低速率数据送到扩展处理器，该扩展处理器把较低速率数据扩展回重新构造的 64 kb/s（或 128 kb/s）取样比特流。编码器的目标是合成或重新构造的取样应当是原始取样信号的一个接近的表示。

15           在 PCM 系统中，模拟音频信号被以 8 千-取样/秒的取样速率转换为一个数字取样序列。这些取样为 8 比特宽，导致 256 种可能的量化电平。当模拟信号被取样时，一个重要的品质因数是信号与量化噪声比（SQNR）。对于一个均匀间隔的量化器，SQNR 是  $6B-1.24\text{dB}$ ，其中 B 是每个量化取样的比特数。

20           因此，一个 8 比特的均匀量化器具有 46.76dB 的 SQNR，这对于语音信号是优良的。只有在原始信号具有占据量化器的整个动态范围的幅度时才能取得这种 SQNR。如果原始信号的动态范围超过量化器的动态范围，产生削波。这对于语言和音频特制解调器来说都是一种  
25           十分不好的失真类型。如果原始信号具有比量化器小的动态范围，那么所得的 SQNR 小于最佳值 46.76 dB。信号的动态范围每小于量化器的动态范围 1dB，将产生 1dB 的 SQNR 的损失。

30           由于在电话中使用的音频信号具有宽的动态范围，均匀量化器不可能是最佳选择。因此，使用了非均匀量化器。PCM 非均匀量化器有两种标准： $\mu$  律和 A 律，这些标准是已知的，并且在 Simon Haykin 的

“通信系统”（Communication Systems）的第8章中进行过说明，结合于此作为参考。两种技术都使用对数间隔量化器电平，以便增大量化器的动态范围。图4A示出了A律量化器的特性。

5            在高信号电平的量化器电平之间的间隔大于低电平的间隔。在逐个取样的基础上，结果是更一致的SQNR。由于对于量化器的最佳SQNR小于8-比特均匀量化器的SQNR，这些量化器可以在更宽的信号电平范围内提供良好的SQNR。

10           图4B比较了A律与8-比特均匀量化器的SQNR对信号电平的SQNR特性。尽管均匀量化器在高信号电平上显示了最佳工作特性，但A律量化器在更宽的动态范围上保持了良好的SQNR。

15           由于宽的动态范围，话音调制解调器在利用 $\mu$ 律或A律64 kb/s PCM的电话网中都能很好地操作。这些调制解调器的发射输出电平是高电平，以便最充分地利用信道，但是电话信号具有变化的信号电平损失。结果，尽管调制解调器输出电平被固定在一个高电平上，网中另一点上的电平可能显著地降低。PCM的动态范围补偿这种情况。

20           压缩64 kb/s PCM至一较低的数据速率减少了每个取样的比特数，并且通常导致SQNR的显著降低。通过动态地设计量化器以适应输入信号的动态范围，本发明使由于压缩造成的失真减小到最低程度。一旦使两个动态范围匹配时，利用一个具有最新定义的电平间隔的量化器量化取样。

25           图4C显示了通过将信号取样从一种量化映射到另一种量化的压缩方法的简单例子。三个取样411，413和415组成了一个信号取样块410。第一组量化电平420指示取样幅度412，414和416的近似值。但是，量化电平需要把一定数量的信息比特，即用于第一量化所示  
30           个电平五个比特，发送到一个接收器，以表示第一次量化的电平中的一个。为发送对应于三个取样411，413和415的三个取样值，十五比

特是适当的。

5 本发明的示例方法根据最高幅度为信号取样的每个块定义了一组新的电平。如图 4C 中所示，取样 410 块具有最大幅度值 414 的取样 413。本方法通过把最大幅度 414 定义为最高值而定义了一组新的量化电平，并且确定了低于这个幅度的电平值的预定数量。如图 4C 中所示，这对应于 5 个电平值。对于这个新的量化，仅需要三个比特来定义一个电平值，但是也必须将最大幅度值作为一个定标因数发送，以指出新的量化器电平值与原始量化电平值之间的关系。结果，为取样 10 块 410 发送了对应于原始最大幅度值的五个比特和九个比特（每个取样三个），或者说需要十四个比特。本例显示少发送了一个比特；但是，如果在块中有十个取样，原始量化方法需要发送五十比特，而新量化器仅需发送三十五比特。

15 以下说明为  $\mu$  律和 A 律标准设计的实施例。但是，公开的技术可以容易地推广到任何接收用非均匀压扩量化器量化的取样的系统。

#### 高速数据 CODEC

20 图 5A 是一个高速数据编码器的上位形式框图。本实施例的编码器在 64 kb/s PCM 与一个 46.58 kb/s 前向纠错（FEC）编码压缩数据流之间转换数据。压缩数据率为 40.267 kb/s，并且剩余的发送比特流被用于纠错。

25 如图 5A 中所示，本发明的高速数据编码器包括一个任选缓冲器 510，一个 PCM 扩展器 520，一个增益计算处理器 522，一个延迟器 521，一个数据取样量化器 523，和一个任选传输编码处理器 530。传输编码处理器 530 进一步包括一个 FEC 编码器 532 和一个数字复用器 531。

30 任选缓冲器 510 保存预定数量的取样，以便为高速数据压缩处理建立一个取样块。作为选择，可以以块格式接收取样。PCM 扩展器 510

把 A 律或  $\mu$  律 PCM 取样转换成线性取样。增益计算处理器计算用于取  
样块的量化增益值，数据取样量化器使用量化增益值建立一个具有以  
量化增益值标定的量化电平值的均匀间隔的量化器。延迟器表明量化  
增益值在压缩处理器建立编码量化取样之前确定，并且传输编码处理  
器 530 被用于提供用于编码量化增益和编码量化取样传输的纠错编  
5 码。

现在说明高速数据压缩编码器的操作。如图 5A 中所示，缓冲器  
510 接收 64kb/s PCM 取样（A 律或  $\mu$  律）。缓冲器 510 以 22.5 毫秒块  
10 取样的形式提供 PCM 取样。在 PCM 的 8 千-取样/秒的速率上，每个块  
包含 180 个取样。把接收的 PCM 帧输入到 PCM 扩展器 520 中，PCM  
扩展器 520 将  $\mu$  律或 A 律取样转换成 16 比特线性取样（16 比特整数取  
样）。

把所得的线性取样块（在本实施例中是 16 比特整数取样）输入到  
增益计算处理器 522 中，增益计算处理器 522 在块中发现具有最大幅  
度值（绝对值）的取样。这个取样的幅度决定块的量化增益值。量化  
增益值可以是幅度值、最大取样值与最大块幅度之间的差，或是一个  
15 倍增值。利用一个 64 电平对数性间隔的量化器量化量化增益值。增益  
计算处理器 522 提供量化增益和编码量化增益值。编码量化增益值是  
20 一个代表对数性间隔的增益量化器中的 64 电平中一个的 6 比特数。

来自增益计算处理器 522 的量化增益值以及来自 PCM 扩展处理器的  
取样块被提供给数据取样量化器 523。所示的延迟 521 指示增益计算  
25 处理器 522 必须在取样被数据取样量化器 523 压缩之前完成整个块上  
的任务。数据取样量化器 523 利用一个 32 电平均匀间隔量化器量化块  
中的 180 个取样。利用量化增益值在一个一个块的基础上动态地调节  
量化器电平。因此，对于当前 180 个取样集合的均匀间隔量化器电平  
范围是从正（+）量化增益值到负（-）量化增益值。由于压缩不需  
30 要实际量化值，取样量化器仅输出 180 个取样的 5 比特编码代表。



5 任选地将编码量化增益和编码量化取样输入包括数字复用器 531 和 FEC 编码器 532 的传输编码处理器 530。FEC 编码器 532 是一个(64, 57) 扩展汉明编码器，并且汉明码可以在每个 64 比特块中纠正一个单比特误差和检测一个双比特误差。FEC 编码器 532 接收编码量化增益和编码量化取样，并且将它们提供给数字复用器 531，数字复用器 531 输出编码压缩数据。本发明的一个实施例的数字复用器是一个 16×64 比特块数字复用器。

10 图 5B 显示了包括数字复用器 531 和 FEC 汉明编码器 532 的传输编码处理器 530 的一个实施例。显示了一个 64 乘 16 比特块。16 行的每个代表一个单一 64 比特扩展汉明码字。在编码器，从左至右将从码字 0 比特的 0 开始至码字 15 比特的 63 结束的行数据读入数字复用器块。跳过比特位置（列）0, 1, 2, 4, 8, 16 和 32，并以零填充。在填充完数字复用器 531 后，通过 FEC 编码器 532 在每行中的 57 个数据比特上进行汉明编码。如图中所示，将汉明奇偶位插入比特位置 1, 2, 4, 8, 16 和 32。可以用一 16 比特宽异或函数同时计算全部 16 个编码的奇偶位和奇偶校验位。如下计算奇偶位  $P_i$ ：

$$20 \quad P_i = \text{XOR}_{(k-1) \& 2^i \neq 0} \text{码字 比特}[k] \quad i=0..6$$

在把奇偶位插入它们的比特置后，如下计算奇偶校验位 PC（每码一比特）：

$$25 \quad PC = \text{XOR}_{k=1}^{63} \text{码字 比特}[k]$$

30 一旦计算并插入了奇偶位，由上至下从码字 0，比特 0 开始并在码字 15，比特 63 结束的列将数据从数字复用器读出。

图 6A 是根据本发明的一个实施例的高速数据解码器的上位形式的框图。高速数据解码器进行高速数据编码器的数据压缩过程的相反过程，并且解码器包括一个任选传输解码处理器 601，一个帧增益解码器 610，一个数据取样去量化器 620，一个 PCM 压缩扩展器 630，和一个缓冲器 640。传输解码处理器 601 包括一个去数字复用器 603 和一个 FEC 解码器 602。

现在参考图 6A 说明高速数据解码器的操作。任选地将接收的压缩数据输入去数字复用器 603，去数字复用器 603 是一个  $16 \times 64$  比特块的去数字复用处理器。把去数字复用器 603 的输出输入到 FEC 解码器 602，FEC 解码器 602 是一个 (64, 57) 扩展汉明解码器。汉明解码器可以纠正每个块的 1 比特误差和检测 2 比特误差。图 6B 示出了本发明的一个实施例的去数字复用器和汉明解码处理器。以码字 0 比特 1 开始至码字 15 比特 63 结束，从上至下地将数据读入去数字复用器 603。如下计算校正子：

计算奇偶位：

$$P_i = \text{XOR 码字比特}[k] \quad i = 0 \dots 5$$

$(k-1) \& 2^i \neq 0$ ；其中“&”为一个按位二进制 AND 函数

校正子=并置  $P_5|P_4|P_3|P_2|P_1|P_0$

计算奇偶校验位（每个码一位）如下：

$$PC = \text{XOR}_{k=1}^{63} \text{ 码字比特}[k]$$

校正子的数值表示指明了一个位错（如果有）发生的比特位置。当一个位错发生时，如果该代码的奇偶检验位被置位则该位被反相（校正）。否则，其假设在该代码中存在 2 个（或更多的）位错因而校正子是错误的。如果校正子为零，则说明没有发生位错。在编码器中，可以利用一个 16 比特宽的“异或”运算同时计算全部 16 个码字的奇偶检验位和奇偶校验位。

回到图 6A，来自 FEC 解码器 602 的解码数据由编码量化取样和编码量化增益组成。编码量化增益被提供给增益解码器 610，其从一个使用编码量化增益作为索引的表中读出量化增益值。如前所述，该编码量化增益代表了一个 64 量化电平对数间隔量化器的一个量化电平值。

5

量化增益值被提供到数据样去量化器 620，在此其被用来标定一个 32 量化电平均匀量化器量化电平表的量化电平值。所标定的量化器表将编码量化取样解码为一个线性量化取样块。

10

该线性量化取样块被 PCM 压扩处理器 630 转化为一个 PCM 取样（A 律或 $\mu$ 律）。该 PCM 取样块随后被任选地提供给缓冲器 640，由其将该 PCM 取样作为一个 64kb/s 输出信号输出。

15

#### 超高速 CODEC

图 7A 所示为超高速数据编码器的上位形式方框图。超高速数据编码器对超高速音频调制解调器信号的数据进行压缩及扩展。编码器将数据在 64kb/s PCM 及 62.58kb/s FEC 编码压缩数据流之间变换。实际的压缩数据速率为 56.311kb/s，其余的比特流被用于错误校正数据。超高速编解码器与高速编解码器类似。

20

如图 7A 所示，本发明的超高速数据编码器包括一个任选缓冲器 710，一个任选取样格式预处理器 720，一个增益计算处理器 722，一个延迟器 721，一个数据取样量化器 723，及一个任选传输编码处理器 730。传输编码处理器 730 另外包括一个 FEC 编码器 732 和一个数字复用器 731。

25

任选缓冲器 710 保存一组预定数目的取样以产生一个用于超高速数据压缩处理的取样块。取样格式预处理器 710 清除 A 律或其它标准传输格式的 PCM 取样，并为了便于接下来的处理而将这些取样转化为一个预定的数值格式，诸如其十进制值。增益计算处理器单元 722 计

30

算取样块的量化增益值，数据取样量化器利用该量化增益值产生一组具有预定间隔并且其量化电平值由量化增益值所标定的量化器量化电平。延迟器表明在压缩处理产生编码量化取样之前便已确定量化增益值，传输编码处理器 730 被用来为编码量化增益及编码量化取样的传输提供纠错编码。

现在对超高速数据压缩处理的操作进行说明。64kb/s PCM 取样(A律或 $\mu$ 律)被提供到缓冲器 710。缓冲器 710 将这些 PCM 取样作为 22.5 毫秒的取样块输出。在 8 千取样/秒的 PCM 速率下，每个块包含 180 个取样。

与高速编解码器不同，超高速编解码器不将 PCM 取样转化为线性取样。取而代之的是，8 位 PCM 数据被转化为一个预定类型的取样表示格式。在本示例性实施例中，对于 $\mu$ 律，不需要转化格式的操作，但对于 A 律，取样格式预处理器 720 在接下来的量化器处理之前将取样转化为预定的量化电平值格式。正如为技术熟练者显而易见的， $\mu$ 律取样能够被转化为 A 律表示，或者在其它的示例性实施例中，两种格式均能够被转化为第三种预定格式。

在超高速编解码器中，链路的发送端和接收端的 PCM 压缩类型最好相同。否则，如果不进行另外的处理， $\mu$ 律和 A 律特性之间的差异将会在压缩编码的端对端特性中引起非线性。

所接收的预定取样格式的取样块被提供给增益计算处理单元 722，由其找出该块中具有最大幅度值（绝对值）的取样。该取样的幅度确定了该块的量化增益。由于幅度不用符号位，量化增益仅需要 7 位。

表 5 所示为数值是如何用 A 律和 $\mu$ 律表示的。对应于这些表示的取样的绝对值被确定并计算最大幅度。

表 5

解码器 编号	A 律 值	A 律 16 进制值	$\mu$ 律 值	$\mu$ 律 16 进制值
127	255	FF	128	80
112	240	F0	143	8F
96	224	E0	159	9F
16	144	90	239	EF
2	130	82	253	FD
1	129	81	254	FE
0	128	80	255	FF
-1	1	01	126	7E
-2	2	02	125	7D
-16	16	10	111	6F
-96	96	60	31	1F
-112	112	70	15	0F
-127	127	7F	0	00

在计算出量化增益值之后，如延迟器 721 所示，来自增益计算处理单元 722 的量化增益和 2's 补码块被提供到数据取样量化器 723。

5

数据取样量化器 723 由 A 律或 $\mu$ 律取样块产生一个具有一组量化器量化电平新的量化器。接下来的讨论说明了如何为一个取样块确定新的量化器。A 律量化器将输入幅度的范围分为 7 段，而 $\mu$ 律量化器将输入幅度的范围分为 8 段。为了方便，接下来的讨论仅对具有 7 段的 A 律处理进行说明，但对那些技术熟练者显而易见的是其可以将 A 律的讨论类推到 $\mu$ 律取样的压缩。

10

每个段（除了第一个）的幅度范围均为下一段的一半，每个段（除了第一个）均具有 16 个量化电平值。其结果是，每个段中的量化器步长是其前一段的步长的两倍。表 6 列出了一个示例性实施例的 A 律量化器段及其幅度范围和步长。

15

表 6

分段数	输入幅度范围	标称幅度范围	标称步长	A-律码
1	0..31	0..1/64	1/2048	0..31
2	32..63	1/64..1/32	1/1024	32..47
3	64..127	1/32..1/16	1/512	48..63
4	128..255	1/16..1/8	1/256	64..79
5	256..511	1/8..1/4	1/128	80..95
6	512..1023	1/4..1/2	1/64	96..111
7	1023..2047	1/2..1	1/32	112..127

代表了输入数据信号的取样可以跨越 A 律量化器的整个动态范围，可以通过清除选中的 A 律量化器量化电平将一个 A 律量化器转化为一个新的量化器。下文说明了在所得量化器具有均匀的量化电平间隔且所有的段均被用来表示一个取样块的情况下的处理。最后一段的步长，1/32，是量化器中的最大步长，因此，最后一段中的所有量化器量化电平值均被保留下来。第六段的量化器量化电平值步长为 1/64。第七段中的一个 1/32 的步长决定了在第六段中的每个其它的量化器量化电平均被清除，从而产生一个 1/32 的步长。类似地，对第五到第三段重复该处理。第二段和第一段合在一起仅跨越 1/32 的范围，因此没有一个量化器量化电平被保留。从而产生 31 个正量化电平和 31 个负量化电平，而同时保留一个零量化电平以将第一正段和第一负段分隔开，因而形成一个 63 量化电平的均匀量化器。

接下来，该处理计算一个取样块的峰值幅度并确定哪个 A 律段包含该幅度。对该数据块，所有高于该“峰值段”的段均被忽略。峰值段的步长决定了均匀量化器的步长。因此，在所得的用于该块的均匀量化器中，峰值段中的所有量化器量化电平均被保留，其相邻的低段的一半量化电平被保留，量化器量化电平值被一直分配到最后一段或没有另外的量化器量化电平可用时为止。

图9所示为本发明的一个示例性实施例的超高速量化器,一个128量化电平量化器的操作方法。

5                   在步骤904,本方法接收一个压扩取样块(如A律或Mu律缩展)。

                  在步骤906,确定该块中的峰值幅度取样及其对应段,该峰值幅度为峰值段。

10                  在步骤910,保留峰值段的每个量化器量化电平。

                  在步骤912,除非已到零量化电平,保留下一段的全部16个量化电平。

15                  在步骤914,除非已到零量化电平,否则保留下一段的全部16个量化电平。

                  在步骤916,除非已到零量化电平,否则保留下一段中的每个其它量化电平值(8量化电平值)。

20                  在步骤918,除非已到零量化电平,保留下一个最低段中的四个量化电平。

                  在步骤920,除非已到零量化电平,保留下一个最低段中的两个  
25                  量化电平。

                  在步骤922,除非已到零量化电平,保留下一个最低段中的一个  
                  量化电平。

30                  在步骤924,保留零量化电平。

最后，在步骤 926，利用正量化电平相等的幅值和通过设置一符号值与该正量化电平相反来产生负量化电平。

5 峰值幅度（7 比特）和 180 个 7 比特编码取样构成了超高速编码器压缩处理器的压缩输出。

10 回到图 7A，编码量化增益和编码量化取样被提供到传输编码处理单元 730。传输编码处理器 730 的示例性实施例包括 FEC 编码器 732，比如一个（87，80）汉明码编码器。汉明码可以校正 87 位中的一个单独位的错误。FEC 编码器将向前纠错编码均匀量化及压缩数据取样送到数字复用器 731，比如一个 16×87 位块数字复用器。数字复用器 731 为 RF 通信信道的调制提供编码压缩数据。

15 图 7B 所示为超高速数据编码器的示例性实施例的传输编码处理的方框图。其中图示了一个 87 乘 16 比特的块。16 行的每一行代表了一个单独的 87 比特汉明码字。在编码器中，沿以码字 0 的位 1 开始至码字 15 的位 86 结束的行从左向右将数据读进数字复用器块中。码位位置（列）1，2，4，8，16，32 和 64 被跳过并被填充为零。对数字复用器块的最后一列/字进行特殊处理。其仅有最初 3 行/比特包含数据。  
20 其余的行/比特均被零填充。

在填充数字复用器之后，在每一行的 80 个数据比特上均进行汉明编码。汉明码奇偶位被插到如图所示的比特置，8，16，32 和 64 中。可以使用 DSP 的一个 16 位宽的“异或”函数同时计算 6 个代码的奇偶  
25 检验位。奇偶位  $P_i$  以如下方式计算，并由表 7 所示：

$$P_i = \text{XOR 码字比特}[k] \quad i = 0 \dots 6$$

$(k-1) \& 2^i \neq 0$ ; 其中“&”为一个按位二进制 AND 函数



表 7

校验位	XOR 组
P0	1, 3, 5, 7, ..., 85, 87
P1	2-3, 6-7, ..., 86-87
P2	4-7, ..., 84-87
P3	8-15, 24-31, 40-47, 56-63, 72-79
P4	16-31, 48-63
P5	32-63
P6	64-87

一旦计算出奇偶检验位并将其插入，便沿由码字 0 位 1 起始至码字 15 位 87 结束的列从顶到底向下从数字复用器中读出数据。

5

表 8 所示为数字复用器块。其中共有标号为 0 到 87 的 88 个字。没有使用第一个字而是将其保持以与 HSD 相似。第一个字不被传送。数值 0 到 1266 表示 181 个字的 1267 位。表 8 中的“P”代表奇偶。

表 8

字/比特	15	14	13	...	2	1	0
0	U	U	U	...	U	U	U
1	P0	P0	P0		P0	P0	P0
2	P1	P1	P1		P1	P1	P1
3	1188	1109	1030		160	80	0
4	P2	P2	P2		P2	P2	P2
5	1189	1110	1031		161	81	1
6	1190	1111	1032		162	82	2
7	1191	1112	1033		163	83	3
8	P3	P3	P3		P3	P3	P3
9	1192	1113	1034		164	84	4
10	1193	1114	1035		165	85	5
11	1194	1115	1036		166	86	6
12	1195	1116	1037		167	87	7
13	1196	1117	1038		168	88	8
14	1197	1118	1039		169	89	9
15	1198	1119	1040		170	90	10
16	P4	P4	P4		P4	P4	P4
17	1199	1120	1041		171	91	11
18	1200	1121	1042		172	92	12
...	...						
31	1213	1134	1055		185	105	25
32	P5	P5	P5		P5	P5	P5
33	1214	1135	1056		186	106	26
...	...						
62	1243	1164	1085		215	135	55
63	1244	1165	1086		216	136	56
64	P6	P6	P6		P6	P6	P6
65	1245	1166	1087		217	137	57
...	...						
86	1266	1187	1108		238	158	78
87	0	0	0		239	159	79

图 8A 所示为本发明的超高速数据解码器。数据压扩处理与数据压缩处理相反，该解码器包括一个任选传输解码处理器 801，一个增益解码器 810，一个数据取样去量化器 820，一个任选取样格式再处理器 830，和一个任选缓冲器 840。任选传输解码处理器 801 包括一个去数字复用器 803 和一个 FEC 解码器 802。

如图 8A 所示，所接收的编码压缩数据被提供给传输解码处理单元 801 以消除传输编码并校正传输的错误。本发明的示例性实施例的传输解码处理单元 801 包括去数字复用器 803，其为一个  $16 \times 87$  比特的块去数字复用器。去数字复用器 803 的输出被提供给 FEC 解码器 802，其为一个  $(87, 80)$  汉明码解码器。该汉明码解码器可以校正每个块的一个位错。

图 8B 所示为本发明一个示例性实施例包括去数字复用和汉明码解码的超高速数据解码器的传输解码处理的实施例。从顶到底将由码字 0 位 1 开始至码字 15 位 86 结束的编码压缩数据读进去数字复用器。最后一列/字需要特殊的处理。

校正子的数值表示指明了一个位错（如果有）发生的比特位置。当一个位错发生时，该位被反相（校正）。如果校正子为零，则说明没有发生位错。在超高速数据编码器中，可以利用一个 16 位宽的“异或”运算同时计算总计为 16 个码字的奇偶位。

校正子以如下方式计算：

计算奇偶位：

$$P_i = \text{XOR 码字比特}[k] \quad i = 0..6$$

$(k-1) \& 2^i \neq 0$ ；其中“&”为一个按位二进制“与”函数

$$\text{校正子} = \text{并置 } P_6|P_5|P_4|P_3|P_2|P_1|P_0$$

来自 FEC 解码器 801 的解码数据由编码量化取样和编码量化增益组成。编码增益被馈送到解码器中，其将量化增益提供给数据取样去

量化器 820。

5 数据取样去量化器利用量化增益值（块的峰值幅度取样）产生一个包含对应于 7 位取样的 A 律（或 $\mu$ 律）量化电平的查找表。该量化器是利用与超高速数据编码器部分中所说明的相同的步骤产生的，其中该查找表具有 128 个表项，每个表项对应于 128 个可能的编码量化取样值中的一个。一旦利用可能的编码量化取样值的 128 个表项产生了该查找表，便可以通过索引表项中对应的编码量化取样（7 比特代码）找出 PCM 取样。

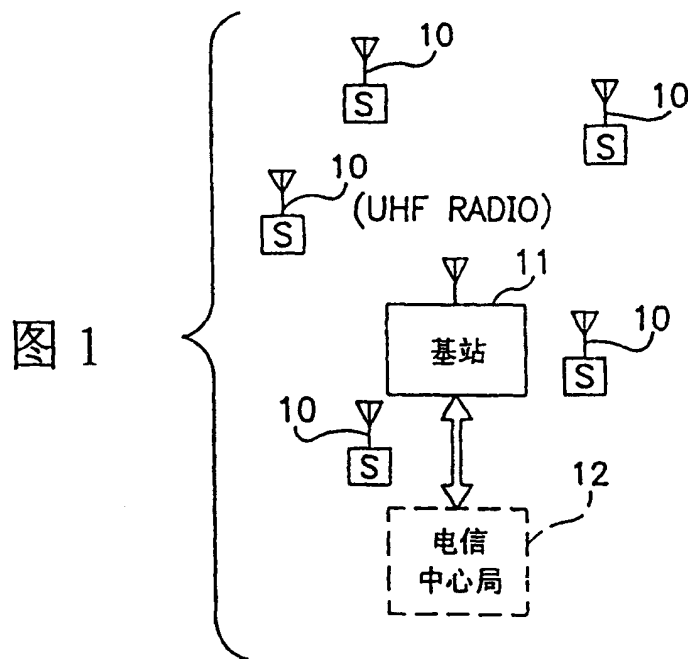
10

如图 8A 所示，如果需要 A 律压扩，一个任选取样格式再处理器 830 将取样的解码块转换为一个所需格式，如 A 律。对 A 律或 $\mu$ 律，对应于所重建的超高速数据取样的解码块被提供到输出缓冲器 840，其将一个 64kb/s 的压扩信号作为一个输出信号输出。

15

尽管这里显示并说明了本发明的优选实施例，应当理解的是这些实施例仅仅以示例的方式提供的。对那些技术熟练者来说存在不背离本发明的精神的诸多更改，变化和替换。因此，其意味着权利要求包括了在本发明的精神及范围之内所有变化。

20



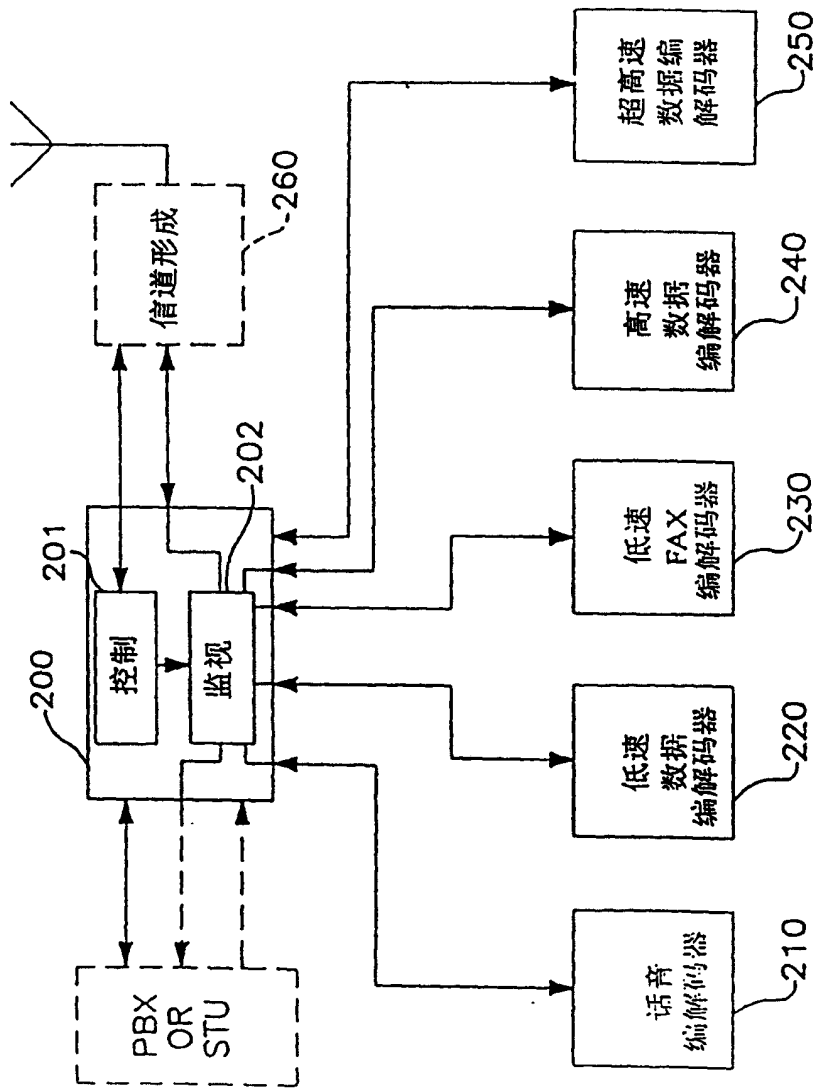


图 2

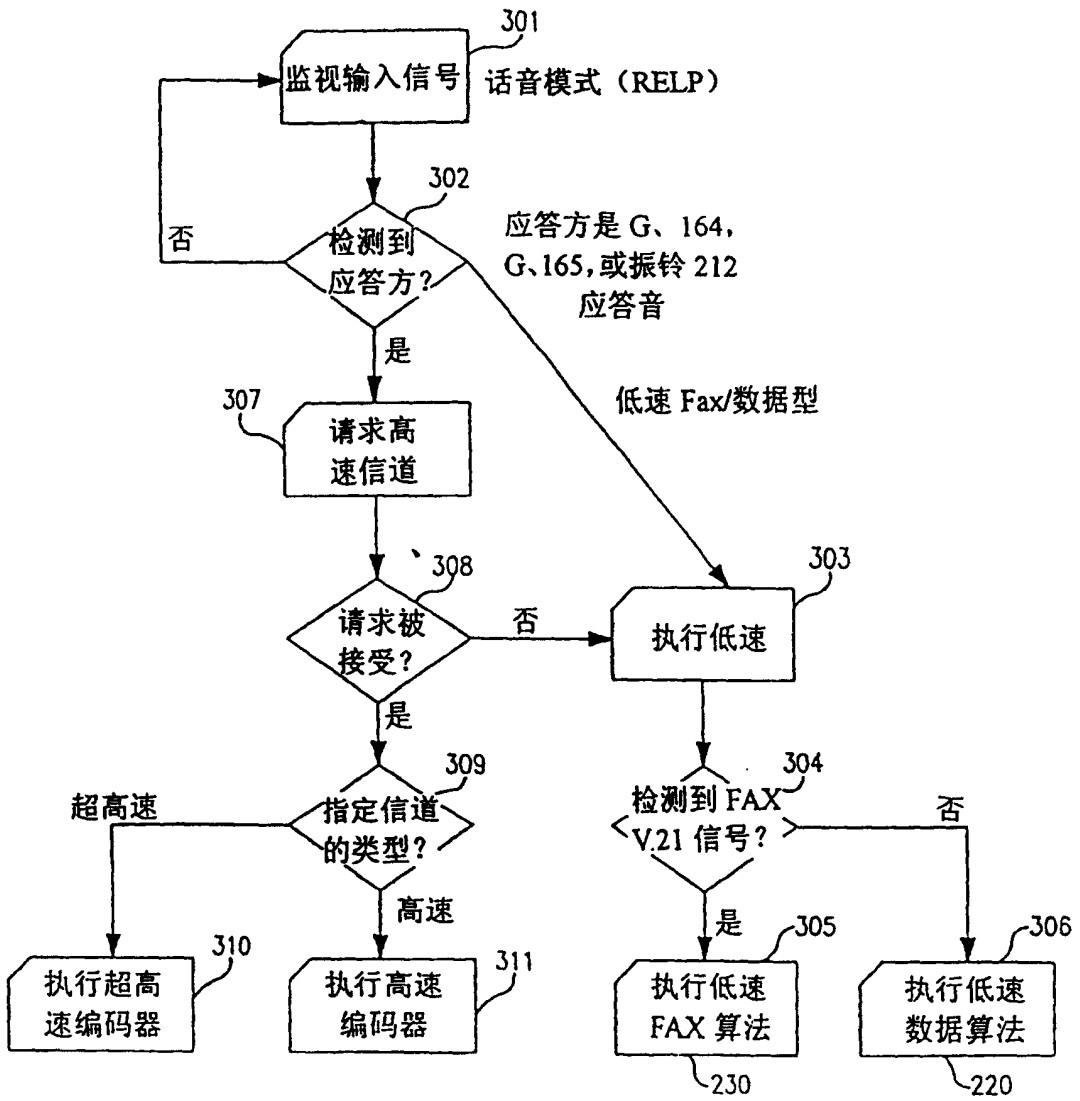


图 3A

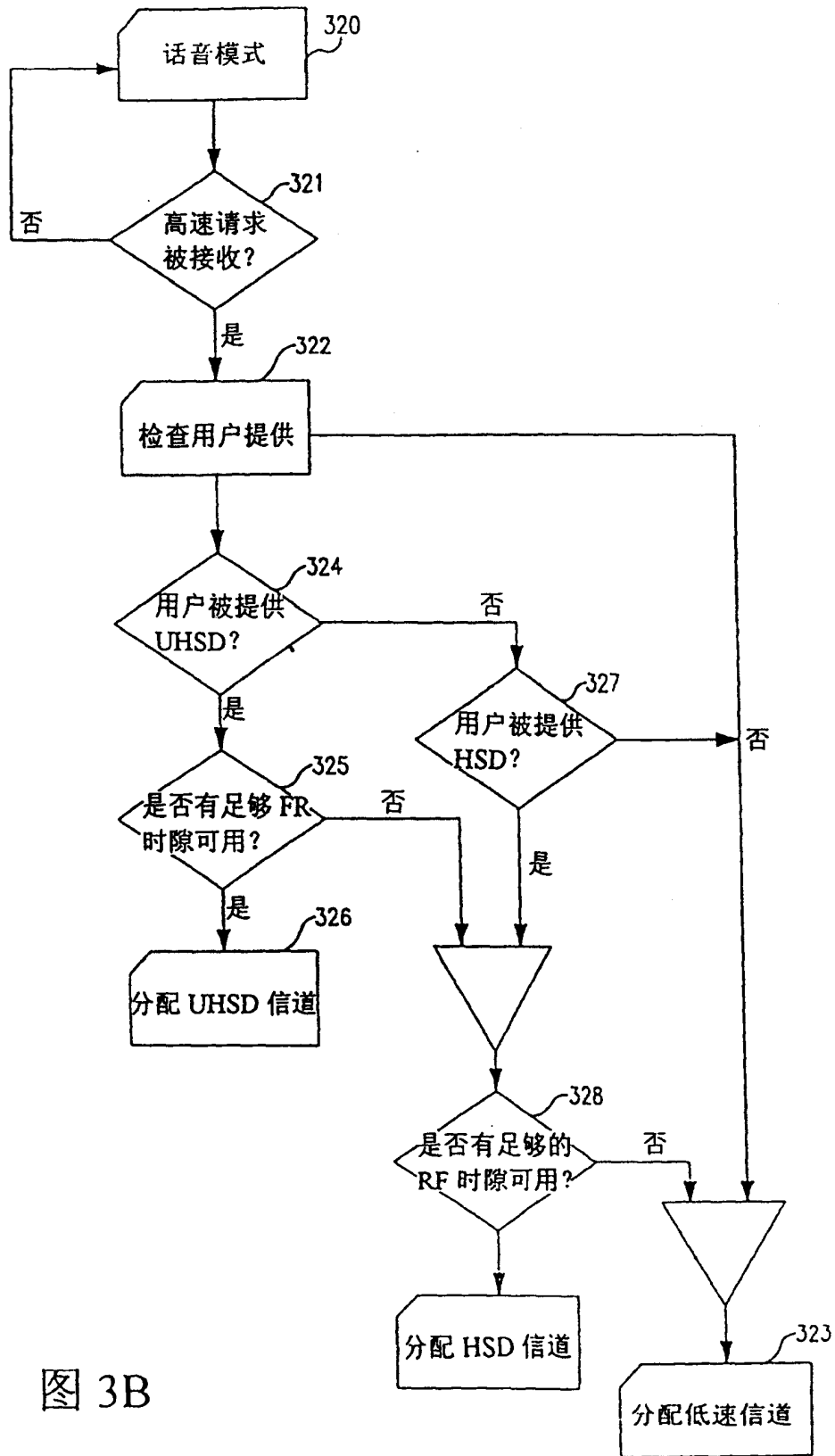


图 3B



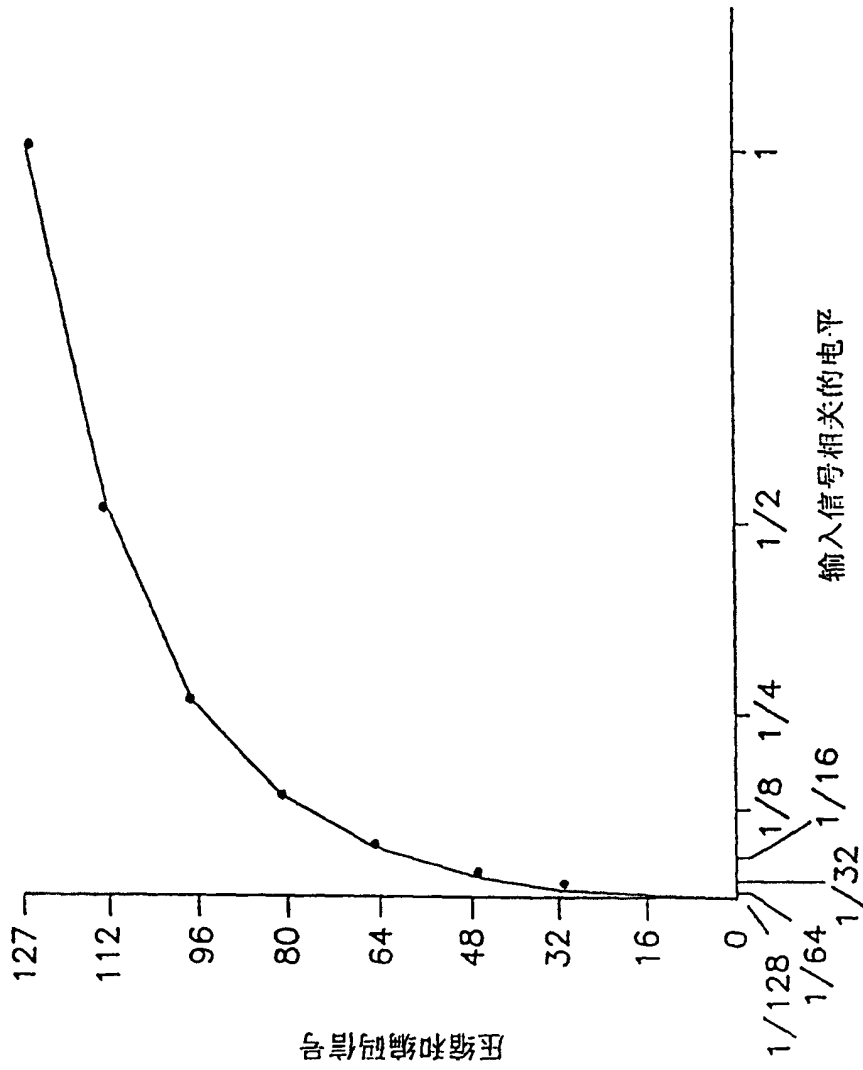


图 4A

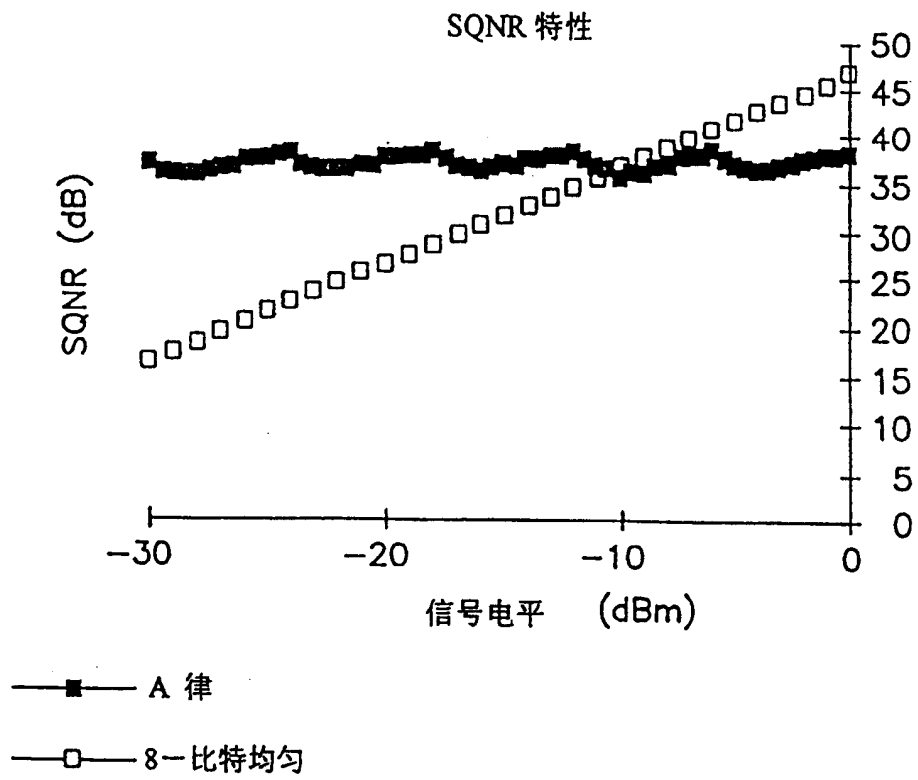
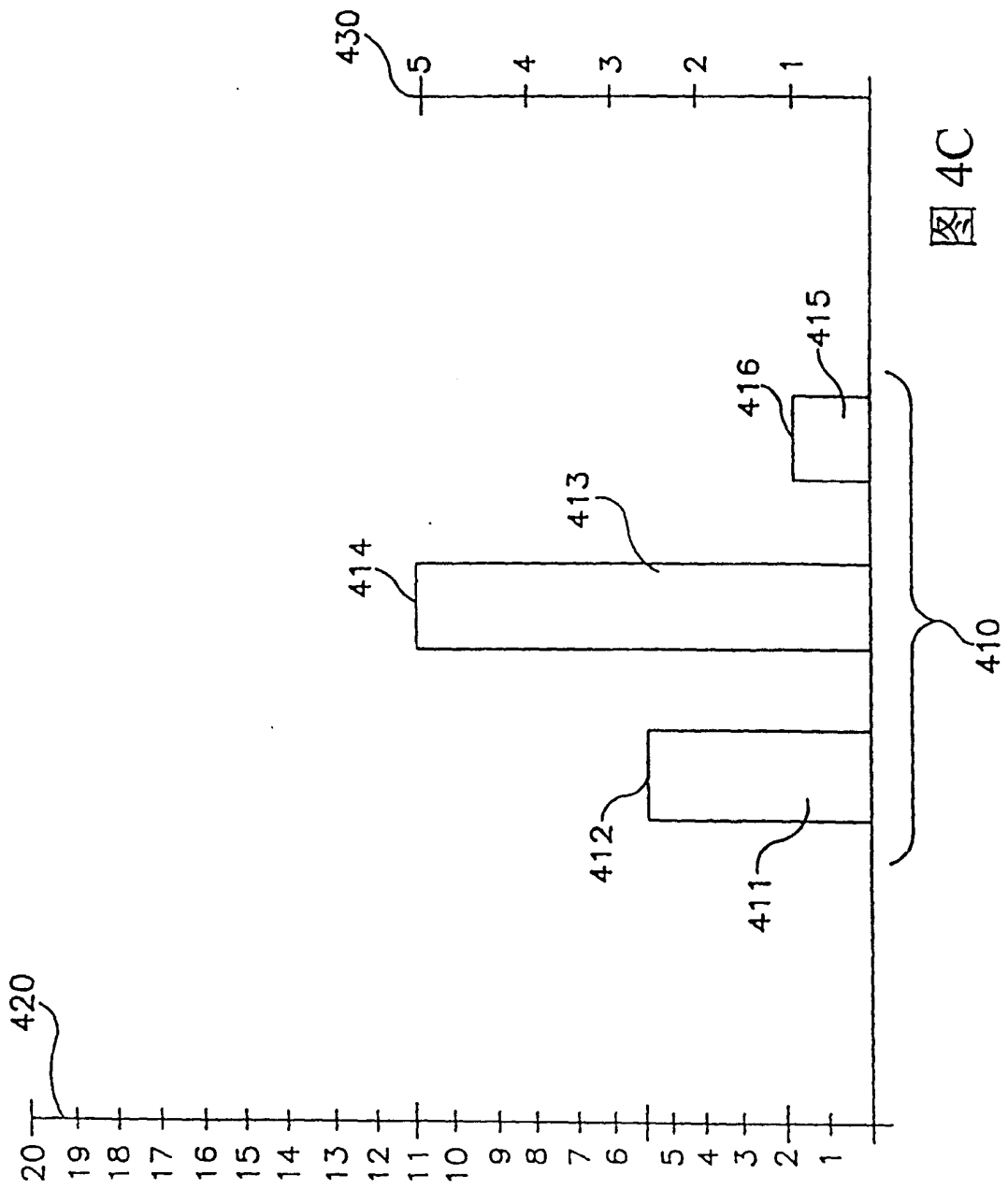


图 4B



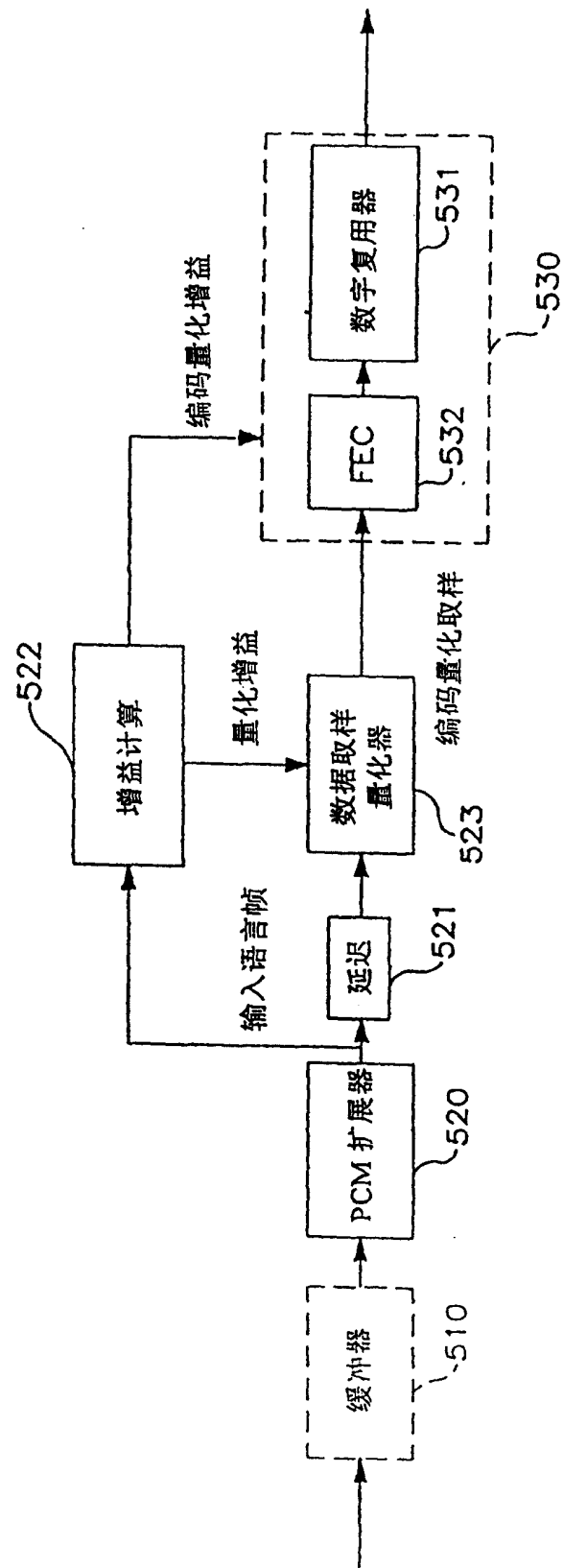


图 5A

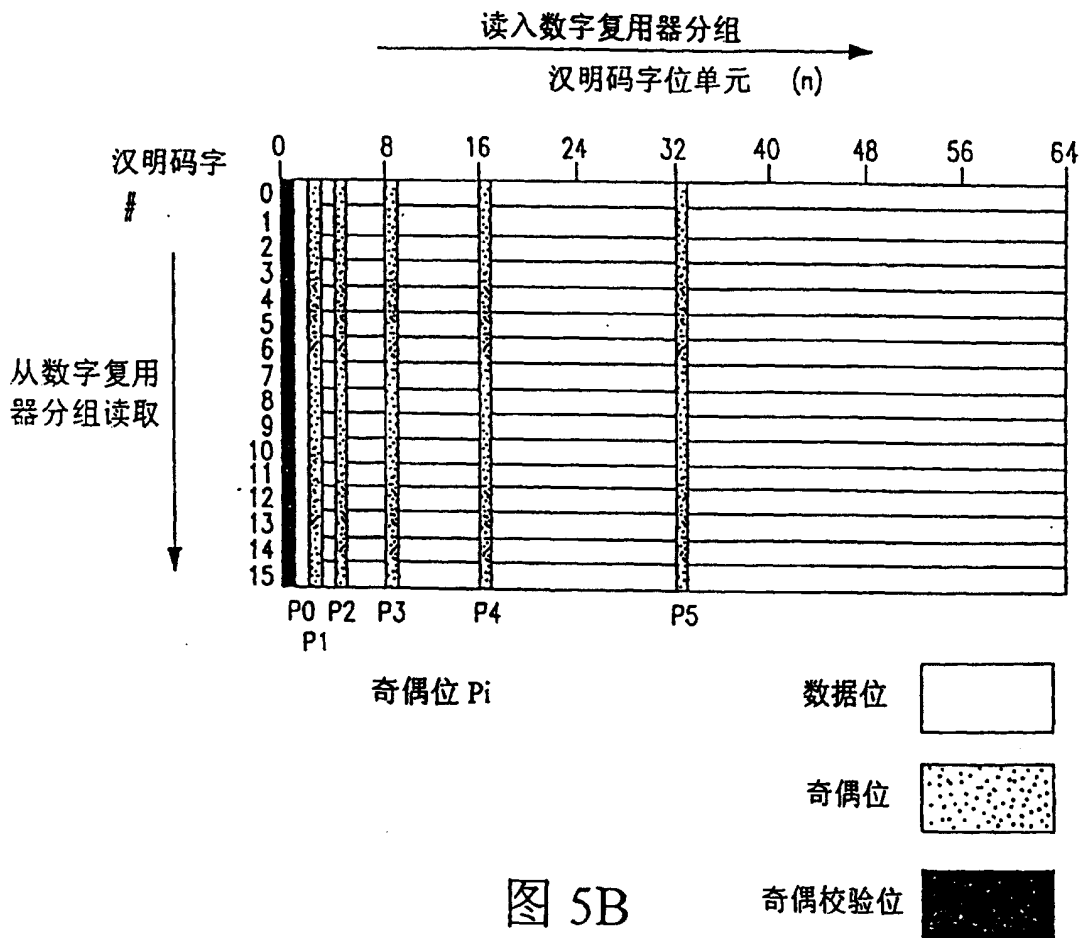


图 5B

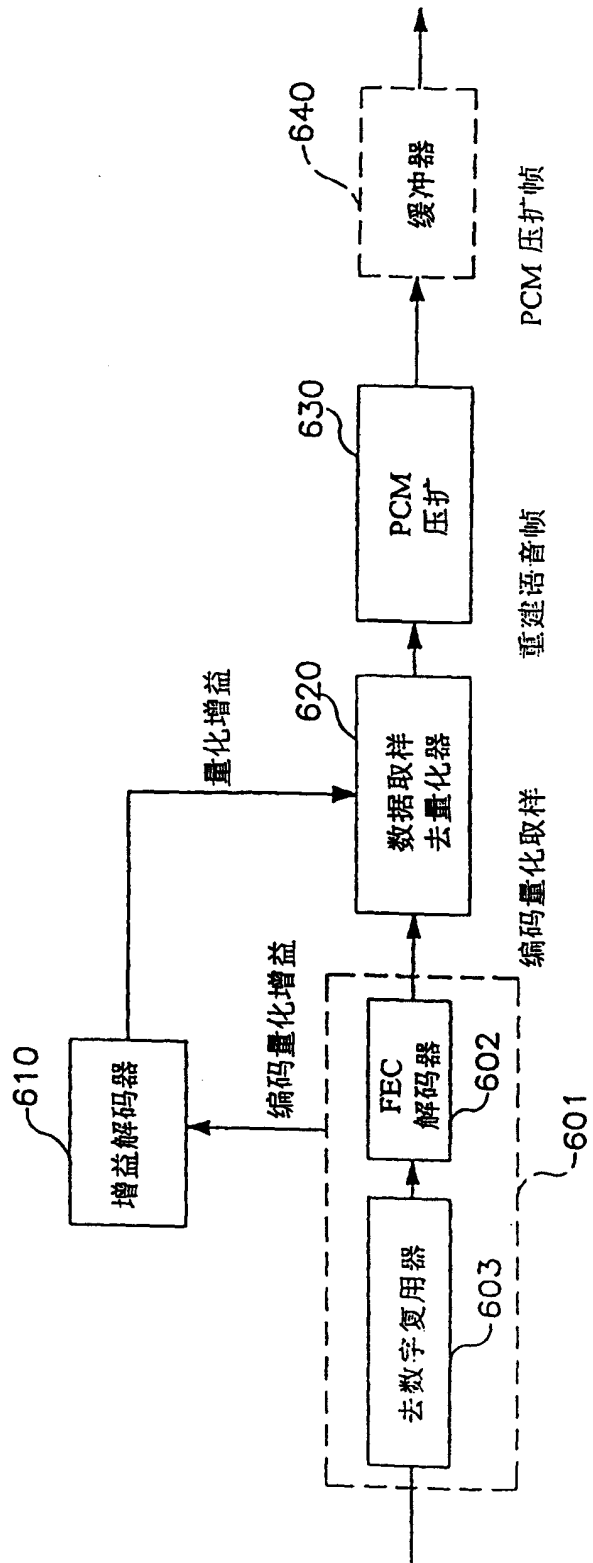


图 6A

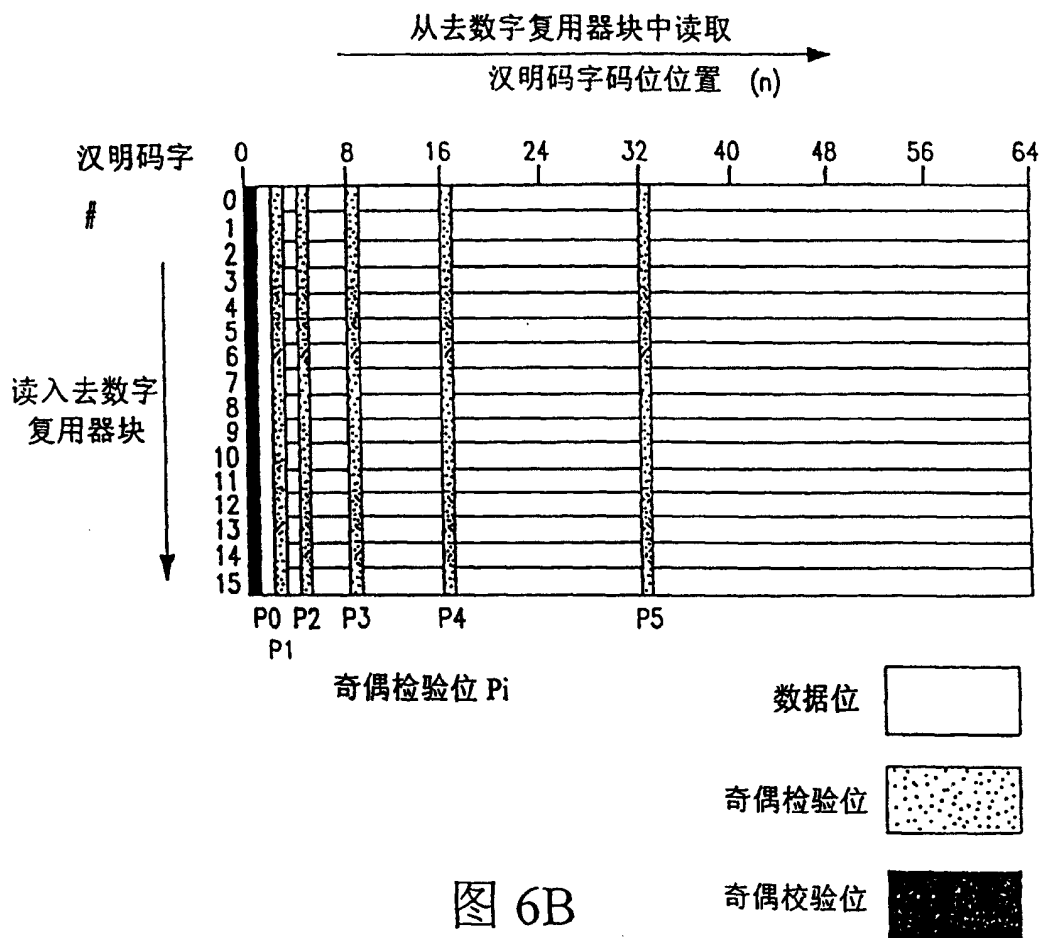


图 6B

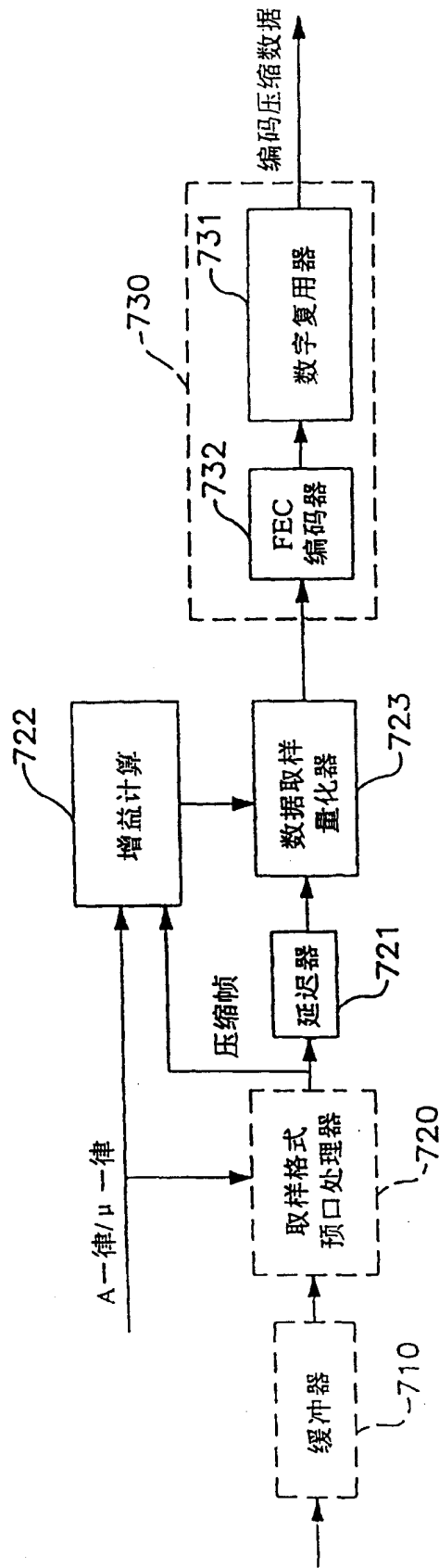
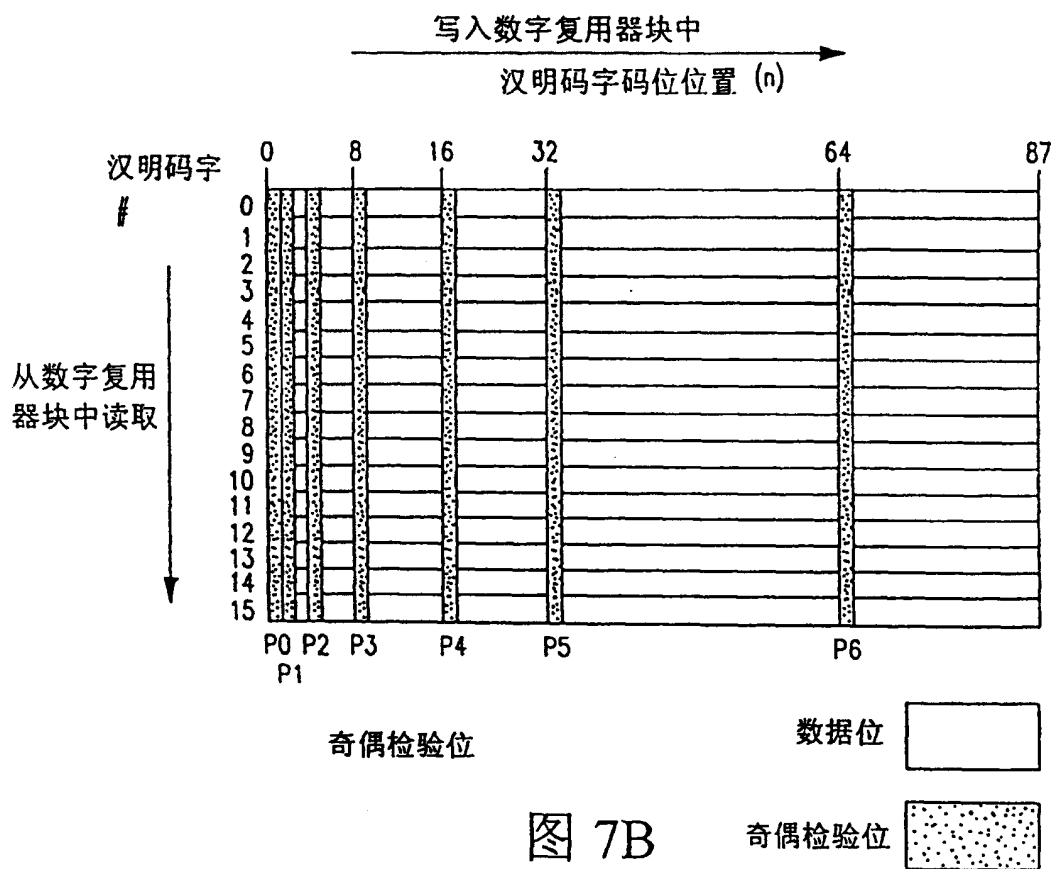


图7A





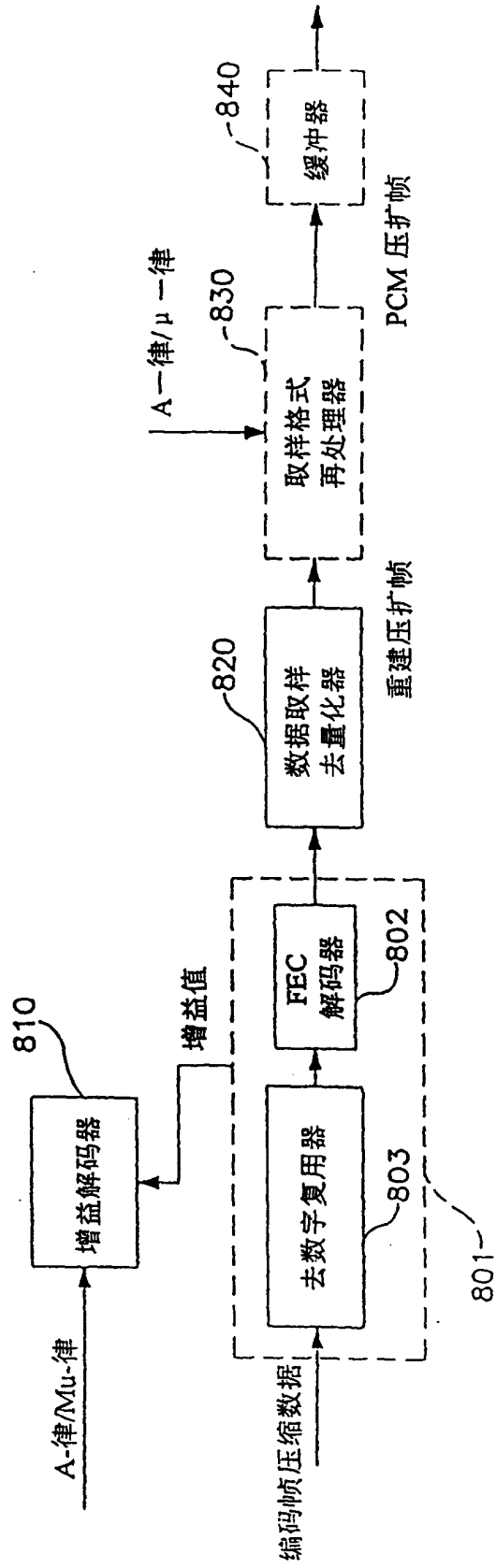
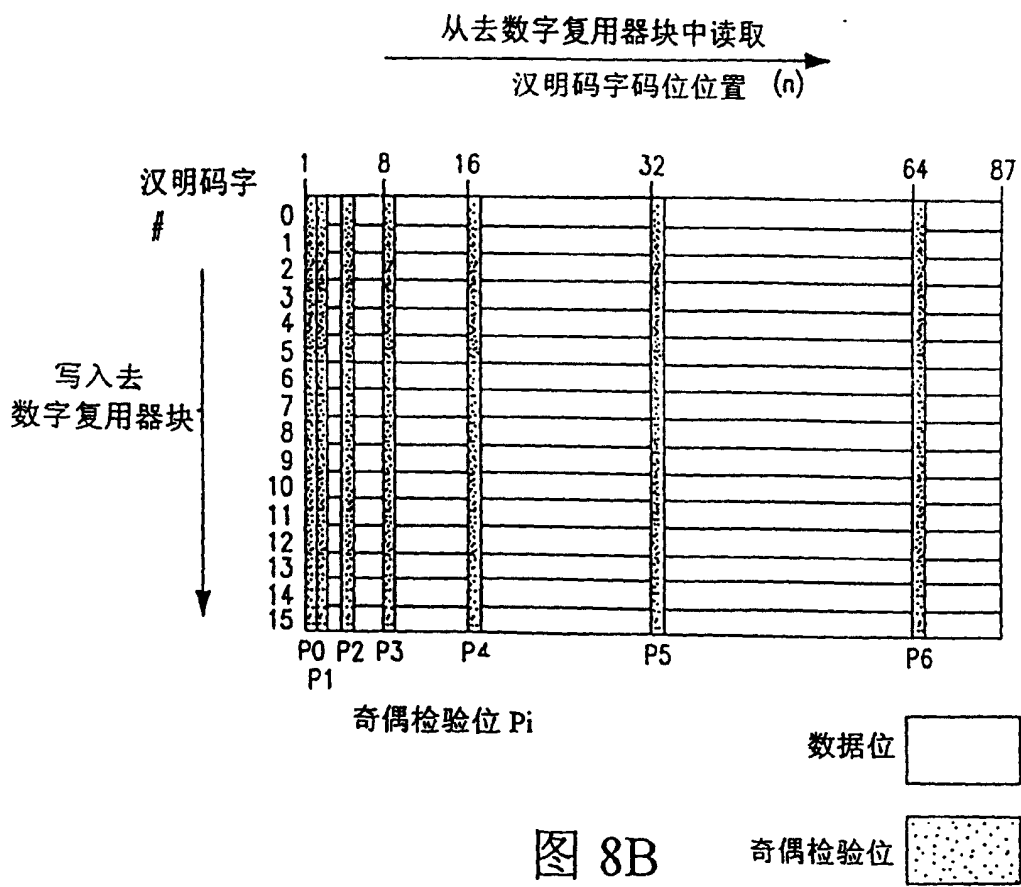


图 8A



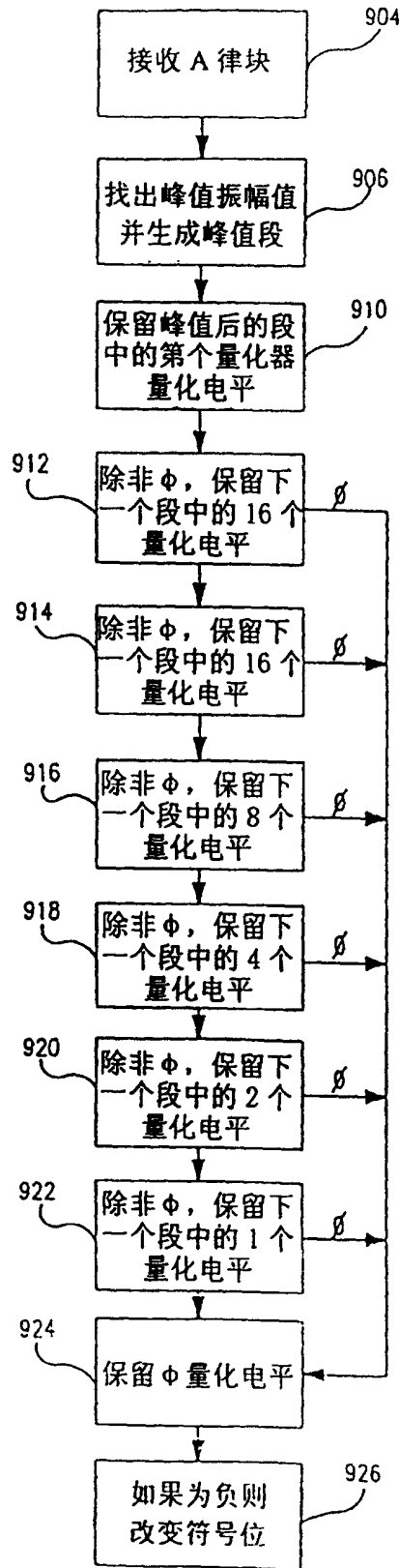


图 9