



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 99815203.X

[45] 授权公告日 2004 年 8 月 11 日

[11] 授权公告号 CN 1161884C

[22] 申请日 1999.12.28 [21] 申请号 99815203.X

[30] 优先权

[32] 1998.12.31 [33] KR [31] 1998/62715

[86] 国际申请 PCT/KR1999/000827 1999.12.28

[87] 国际公布 WO2000/041314 英 2000.7.13

[85] 进入国家阶段日期 2001.6.28

[71] 专利权人 三星电子株式会社

地址 韩国京畿道

[72] 发明人 金濶龟 金炳朝 李永焕

审查员 李 倩

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

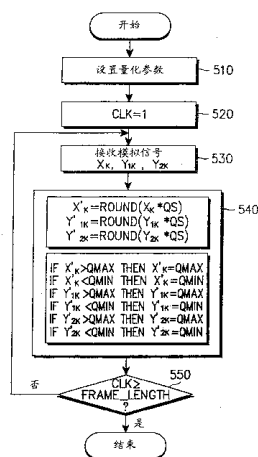
代理人 马 莹

权利要求书 1 页 说明书 12 页 附图 5 页

[54] 发明名称 通信系统中用于迭代解码器的量化方法

[57] 摘要

一种用于迭代解码器的量化方法。在该量化方法中，在比发送机的发送信号电平大 2^n (n 是正整数) 的范围内，接收的信号电平被相等地划分为预定的各个间隔，并量化在每个周期中接收的输入信号的电平。



1.一种用于迭代解码器的量化方法，包括以下步骤：

5 将所接收的信号电平等距地划分为预定间隔，如果发送机的发送信号电平是 m ，则所述间隔占用比发送机的发送信号电平范围大 $m \times 2^l$ 倍的范围，其中， l 是正整数；和

利用所述预定间隔，量化在每个周期接收的信号电平。

2.权利要求 1 的量化方法，其中正整数 l 是 2。

3.权利要求 1 的量化方法，其中正整数 l 是 1。

10 4.权利要求 1 的量化方法，其中迭代解码器包括至少一个部分解码器，所述至少一个部分解码器利用大于表示接收的信号电平所要求的比特的预定比特数计算一个度量。

5.权利要求 4 的量化方法，其中当迭代解码器具有 $1/4$ 码速率或更高时，该预定的比特数为 2。

15 6.权利要求 4 的量化方法，其中部分解码器利用最大后验概率（MAP）算法或软输出维特比算法（SOCA）对输入信号进行运算。

7.一种用于通信系统中透平解码器的量化方法，包括以下各步骤：

利用在大于发送机的发送信号电平范围的 $m \times 2^l$ 倍的范围内的 5 到 7 个量化比特，将所接收的信号电平等距地划分为 8 或 16 量化标定系数间隔，其中，

20 l 是正整数；和

利用预定的各个间隔，量化在每个周期接收的信号电平。

8.权利要求 7 的量化方法，其中正整数 l 是 2。

9.权利要求 7 的量化方法，其中量化比特数是 6。

10.权利要求 9 的量化方法，其中量化标定系数是 8。

25 11.权利要求 7 的量化方法，其中迭代解码器包括至少一个部分解码器，所述至少一个部分解码器利用大于表示接收的信号电平所要求的预定比特数计算一个度量。

12.权利要求 11 的量化方法，其中当迭代解码器具有 $1/4$ 码速率或更高时，预定比特数是 2 比特。

30 13.权利要求 11 的量化方法，其中每个部分解码器利用最大后验概率（MAP）算法或软输出维特比算法（SOCA）解码输入信号。

通信系统中用于迭代解码器的量化方法

5

发明背景

1. 发明领域

本发明一般涉及通信系统中的接收机，更具体地说，是涉及用于量化接收信号的装置和方法。

2. 相关技术描述

10

当在实际情况下构成信道解码器时，诸如比特数、功率、和处理延迟之类的系统资源是有限的。特别是在解码器的处理中，一个具体的信号必须由有限数量的比特代表。换言之，施加到解码器的输入端的模拟信号必须进行量化。对于量化而言，信号分辨率或信号的精度应当予以考虑，因为其对解码器的性能具有很大的影响。因此，当设计者表示用于解码器输入端和解码器的内部的信号时，涉及量化比特（QB）数的精确选择的量化方法对于系统的设计者的一个极大的挑战。

15

在无线通信系统（例如，卫星系统、WCDMA、CDMA-2000）中的发送机可以利用前向纠错码进行可靠的数据传输，并且接收机可以对接收的数据应用迭代解码。迭代解码的特征是馈送解码的输出返回到解码器的输入端。因此，迭代解码器的输出不是象高电平或低电平（例如，+1，-1）的硬判定信号，而是信号的软判定（例如，0.7684，-0.6432，...）。迭代解码器是由至少两个部分解码器（component decoder）和一个位于各部分解码器之间并重新排列在其输入端从部分解码器接收的比特序列的交错器构成。当经解码信号部分被反馈到迭代解码器的输出端时，迭代解码器的去交错器按其原来的位置重新排序经交错的信号的比特。

25

图1是表示在用于话音信号发送的常规维特比解码器中的量化方法。

在图1中，图的水平轴表示接收信号的幅度，和垂直轴表示两个信号的概率密度函数（PDF）。其中假设，用于接收信号的传输信道是加性高斯白噪声（AWGN）信道。接收和解调的信号相对于PDF按预定间隔进行量化。由于它的简单和良好的解码性能的优点，一般采用这种量化。如图1所示，QB是4比特，产生的各量化电平（QL）用于代表为从发送机接收的信号电平的

30

+A 和 -A 之间的范围。例如，虽然由于传输信道上的噪声，接收的信号可能具有高于 +A 或低于 -A 的值，但是被分别映射到最大量化电平（QMAX）或最小量化电平（QMIN）。

5 维特比解码器基本上使用非迭代解码方案并输出硬判定值，输出的值不进行重新解码。因此，维特比解码器按上述量化方法可以以高可靠性解码输入信号。当 QB 被设置为 4（QL=16）时，维特比解码与无限电平解码之间的性能差别不大于 0.2dB。

另一方面，迭代解码器的输入/输出是基于软输入/软输出（SISO）的。因此，在解码器的输入设计中应当考虑置信度以及极性。也就是说，将被反
10 馈的 SISO 迭代解码器的输出信号将不是硬判定信号（高或低），而是软判定信号。但是，超过从 +A 和 -A 的传输电平范围的各个信号，在如图 1 所示的常规量化方法中在模数转换期间被截断，结果导致迭代解码器的性能的恶化。因此，不同电平必须被分配给施加到迭代解码器的输入端的高于 +A 和低于 -A 的各信号。换言之，量化范围应当被扩展到 +A 和 -A 之间的传输电平
15 范围之外，这样对于迭代解码器的输入信号的可靠性是不同的。

当输入信号的表示电平如图 1 的常规量化方法所分配时，由于量化范围扩展产生的不足的量化分辨率很可能降低迭代解码器的性能。从而，应当确定最佳 QB。

特别是，虽然在接收机中施加到透平解码器（turbo decoder）的 BPSK
20 （双相键控）或 QPSK（四相键控）解调信号通常是模拟信号，但当透平解码器实际上是由超大规模集成电路构成时，还应当提供一个标准，根据该标准获得量化模拟信号参数。

发明概述

因此，本发明的一个目的是提供一种用于通信系统的迭代解码器的扩展
25 高于传输电平的最高值和低于传输电平的最低值的扩展量化范围的方法。

本发明的另一个目的是提供一种用于透平解码器的量化方法，以便从任意量化比特数中获得最佳量化范围。

本发明的第三个目的是提供一种用于透平解码器的量化方法，以便从经验给出的量化比特数中获得最佳量化范围。

30 本发明的第四个目的是提供一种设置比特数的方法，利用该比特数代表每个部分解码器的内部信号，该方法是根据迭代解码器的输入信号的量化比

特数和当迭代解码器的码速率是 1/4 或更高时每个部分解码器的度量(metric) 计算。

本发明的第五个目的是提供一种在通信系统中使透平解码器获得最佳量化参数的方法。

- 5 本发明的第六个目的是提供一种提供判据的方法，当透平解码器实际上是由超大规模集成电路构成时，按照该判据获得用于在透平解码器的输入端量化模拟信号的各个参数。

简而言之，这些和其它目的是通过提供一种用于迭代解码器的量化方法实现的。根据本发明的一个方面，该量化方法包括以下步骤：将所接收的信号电平等距地划分为预定间隔，如果发送机的发送信号电平是 m ，则所述间隔占用比发送机的发送信号电平范围大 $m \times 2^l$ 倍的范围，其中， l 是正整数；
10 和利用所述预定间隔，量化在每个周期接收的信号电平。

根据本发明的另一个方面，该量化方法包括以下各步骤：利用在大于发送机的发送信号电平范围的 $m \times 2^l$ 倍的范围内的 5 到 7 个量化比特，将所接收的信号电平等距地划分为 8 或 16 量化标定系数间隔，其中， l 是正整数；
15 和利用预定的各个间隔，量化在每个周期接收的信号电平。。

附图简述

从结合附图的下面的详细描述中本发明的上述和其它的目的、特点和优点将更为明显，各附图是：

- 20 图 1 是表示用于话音信号的传输的维特比解码器的常规量化方法的图；
图 2 是表示按照本发明的优选实施例的用于迭代解码器的量化方法的图；
图 3 是用于表示按照本发明的优选实施例的量化器和迭代解码器之间的关系
的量化器和迭代解码器的方框图；
25 图 4 是按照本发明的优选实施例的具有码速率 1/3 的迭代解码器的方框图；
图 5 是表示按照本发明的优选实施例的量化方法的流程图。

优选实施例的详细描述

下面将参照附图描述本发明的优选实施例。在下面的描述中，不对公知的功能和结构进行详细的描述，因为这样会在不必要的细节上混淆本发明。
30 图 2 是表示按照本发明的优选实施例的用于迭代解码器的量化方法的图。

在图 2 中，图的水平轴表示接收信号的幅度，垂直轴表示 PDF。假设接收信号的传输信道是 AWGN 信道。如图 2 所示，QB 为产生 16QL 的 4 比特。在该优选实施例中，量化范围被扩展到高于如图 1 所示的从+A 到-A 的量化电平范围的最高电平和低于最低电平。也就是说，不同的电平被分配给高于

+A 和低于-A 的各个信号。因此，高于+A 和低于-A 的量化范围的扩展对于迭代解码器的输入信号可靠性时不同的。

但是，如果与如图 1 所示现有技术一样，接收信号是由 16 电平 ($QB=4$) 表示，由扩展的量化范围产生的不足的分辨率 ($QS=1/\Delta$) 可能降低迭代解码器的性能。因此，应当找到最佳的 QB 并应当考虑在每个部分解码器中由于内部度量计算的动态范围的增加。因此，在每个部分解码器中处理信号要求的比特数应当比输入信号到迭代解码器的量化比特数大预定比特数。

从这种观点，将给出获得透平解码器的最佳量化范围和 QB 的方法的详细描述。

10 图 3 是按照本发明的优选实施例的用于量化输入信号的量化器和用于接收经量化的信号的迭代解码器的方框图。

参照图 3，第一、第二和第三输入信号可以是接收机（未示出）的解调器（未示出）输出的模拟信号。第一输入信号可以是具有各原始数据值次序的系统数据部分 X_k 。第二和第三输入信号可以分别是奇偶校验部分 Y_{1k} 和 Y_{2k} 。也就是说，第二和第三输入信号是加入到原始数据上的用于在发送机中纠错的冗余值。另外，第二和第三输入信号可以是在发送机中透平编码和交错的信号。

对于 X_k 、 Y_{1k} 和 Y_{2k} 的输入，按照本发明的优选实施例量化器 310 以超出 -A 到 +A 的传输电平范围的扩展量化范围的方式，输出经量化的信号 X'_k 、 Y'_{1k} 和 Y'_{2k} 到迭代解码器 320。

迭代解码器 320 可以是透平解码器。迭代解码器 320 的每个部分解码器可以按许多方式解码输入信号。在这些方法中主要利用 MAP（最大后验概率 Maximun Aposteriori Probability）算法或 SOVA（软输出维特比算法 Soft output Viterbi Algorithm）。在 SOVA 的情况下，应当考虑解码器中通过分支度量计算（branch metric computation）增加的动态范围并需要预定的额外比特。使用 MAP 也要求预定的额外比特，因为内部的分支度量计算由码速率确定。本发明的优选实施例的量化器 310 可以工作在两种类型解码器。相同编码参数可以使用在上述两种方案中。如果量化器 310 的 QB 为 n，则解码器应当以 $n+m$ ($m \geq 0$) 的精度处理输入信号。比特数 m 是随着部分解码器的码速率而变化的。

图 4 是按照本发明的优选实施例的码速率 1/3 的透平解码器的方框图。

参照图 3 和 4, 第一和第二解码器 420 和 450 接收每个具有多个比特的软信号值。第一和第二解码器 420 和 450 可以根据 MAP 或 SOCA 进行工作。该迭代解码器可以是透平解码器。

当第一、第二、和第三输入信号每个都由 n 比特表示时, 利用图 3 的量化器 310 它们可以被映射到 $\{l_0, l_1, l_2, \dots, l_{2^n-1}\}$ 中的其对应的电平。则,

$$X'_k, Y'_{1k}, Y'_{2k} \in \{l_0, l_1, l_2, \dots, l_{2^n-1}\} \dots (1)$$

第一加法器 410 相加接收的信号 X'_k 和从第二减法器 470 反馈的非固有 (extrinsic) 信息信号 EXT2, EXT2 信号在开始解码时不存在, 而是由第二解码器 450 中的解码过程产生的。第一解码器对第一加法器 410 的输出 $X'_k +$ EXT2、和 Y'_{1k} 进行操作, 并输出 $X'_k + \text{EXT1} + \text{EXT2}$ 。第一减法器 430 从第一解码器的输出中减去 EXT2。因此, 在节点 NA 的信号是 $X'_k + \text{EXT1}$ 。

交错器 440 通过交错重排从第一减法器 430 的输出, 并输出 $X'_k + \text{EXT1}$ 。第二解码器 450 对交错器 440 的输出 $X'_k + \text{EXT1}$ 和 Y'_{2k} 进行操作, 并然后输出 $X'_k + \text{EXT1} + \text{EXT2}$ 。去交错器 460 通过去交错第二解码器 450 的输出, 将信号 X'_k 的比特重排到原始位置。第二减法器 470 从由去交错器 460 接收的软信号中减去从节点 NA 接收的 $X'_k + \text{EXT1}$ 。第二减法器 470 的输出用作第一解码器 420 的非固有信息信号 EXT2。

随着迭代的进行可以改善纠错性能, 并且一般在某种迭代下解码器的输出是无差错的。硬判定装置 480 将无差错解码器输出进行硬判定解码并馈送硬判定信号到输出缓冲器 490。

另外, 由于在第一和第二解码器 420 和 450 中的度量计算, 增加了信号的动态范围。因此, 在每个部分解码器中信号表示电平应当是 $2^{n+m}-1$, n 比特是图 3 中的输入信号的 QB, m 是在每个部分解码器的解码期间取决于从度量计算产生的动态范围而加入的比特数。一般, m 是由迭代解码器中的各部分解码器的码速率确定的。

按照本发明的优选实施例, 对于迭代解码器的量化方法考虑按预定电平表示输入信号的各部分解码器的码速率。应当考虑因为由于度量计算增加的动态范围, 对度量值需要的 QB 是 $n+m$ 比特。

当利用 SOVA 解码器, 在路径度量计算期间出现 m 比特增加。在当前时间点上的路径度量是在以前时间点 (标称路径度量) 直至解码累加的路径度量、在当前时间点上由新的输入产生的分支度量、以及非固有的信息的和。

因此，新的路径度量的动态范围大于输入信号。在当前时间点 k 的路径度量按下式计算：

$$PM(k) = PM(k-1) + BM(k)$$

$$BM(k) = X(k) \cdot u_i(k) + \sum_i Y_i(k) \cdot c_i(k) + EXT(k) \quad (2)$$

5 其中 $c_i(k)$, $u_i(k)$ 是 $\{+1, -1\}$ 。

在公式 2 中， $PM(k)$ 是在 k 计算的路径度量， $PM(k-1)$ 是直至 $(k-1)$ 累加的路径度量， $BM(k)$ 是在 k 的分支度量， $X(k)$ 是在 k 的输入系统信号， $Y_i(k)$ 是输入的第 i 个奇偶检验信号， $c_i(k)$ 是第 i 个奇偶检验码字， $u_i(k)$ 是第 i 个系统码字，和 $EXT(k)$ 是非固有的信息信号。

10 如果在公式 2 中迭代解码器的码速率是 $1/3$ ，则对于新的输入信号第一解码器 420 的分支度量 (branch metric) 按下式计算：

$$BM(k) = X(k) \cdot u_i(k) + Y_1(k) \cdot c_1(k) + Y_2(k) \cdot c_2(k) + EXT(k) \quad (3)$$

从公式 3 应当注意， $BM(k)$ 是 4 部分之和。因为 $c_i(k)$ 是 -1 或 $+1$ ，得到下列公式

$$15 \quad |BM(k)| < 4 \cdot 2^{n-1} = 2^{n+2-1} \quad \dots (4)$$

其中 n 是分配模式迭代解码器的输入信号的比特数， $|BM(k)|$ 表示 $|X(k) \cdot u_i(k) + Y_1(k) \cdot c_1(k) + Y_2(k) \cdot c_2(k) + EXT(k)|$ ， 2^{n-1} 是每个部分的最高值。假设，部分解码器的码速率是 $1/3$ 和信号代表比特 ($QB=n$) 被分配在迭代解码器的输入端，根据公式 4，由于在部分解码器中增加了动态范围，2 个 ($=m$) 另外的比特被加到 n 个比特上。作为 $BM(k)$ 和 $PM(k-1)$ 之和， $PM(k)$ 具有可以大于 $BM(k)$ 动态范围，但由于规格化每个计算，被保持在恒定的水平。因此，当以码速率为 $1/3$ 而 $QB=n$ 时，在解码器中使用用于度量计算的 $(n+2)$ 比特，能使迭代解码器在不降低性能的情况下进行解码。公式 4 是在迭代解码器中对于码速率 $1/3$ 的示例性应用，因此可以
25 根据码速率进行变化。

公式 4 源于通过检测 $BM(k)$ 的上边界值得到加入到 $BM(k)$ 比特数这一想法。利用码速率为 $1/4$ ， $5 \cdot 2^{n-1} > |BM(k)|$ 。模拟证明当在具有码速率 $1/3$ 的部分解码器中，当内部度量计算加入 2 比特时，迭代解码器可以在不损失其性能的情况下进行解码。在分支度量计算期间各个部分的和随着该部分解码器的码速率的降低而增加。而 $BM(k)$ 增加了 m 。
30

在本发明的优选实施例使用的编码参数列在表 1 中。

(表 1)

QB	量化比特
QL	量化电平
QMIN	最小量化电平
QMAX	最大量化电平
Δ	量化步长
L	与量化范围有关的舍位值 (当 L=1 时与常规量化方法相同)
QS	量化标定系数 ($=1/\Delta$)

其中 QB、L、和 QS 是确定量化器特性的一些参数。在中平型均匀(midtread uniform) 量化器的情况下, QL 与 QB 之间的关系是:

$$QL=2^{QB}-1... (5)$$

5 QB、QMIN、和 QMAX 之间的关系是:

$$QMAX=2^{QB}-1=-QMIN... (6)$$

QS 定义为 $1/\Delta$ 。如果 L 是确定的, 则

$$QS=1/\Delta \cong (QMAX+1)/(A \cdot L) \text{ 或}$$

$$A \cdot L \cong (QMAX+1)/QS... (7)$$

10 如果 L=1, 公式 7 代表图 1 所示的常规的量化方法。也就是说, 对应于发送机的发送电平, 量化范围在+A 和-A 之间。但是, 如果 L=2, 则量化范围在+2A 和-2A 之间, 并且如果 L=4, 则在+4A 和-4A 之间。在根据上述公式构成各个量化参数的组合后, 按照经验实现一个最佳参数组。

表 2 表示按照本发明的优选实施例获得用于 SISO 透平解码器的最佳编
15 码参数的各个参数的组合。

(表 2)

QB	QMAX	QS · A					L				
5	15	4	8	16			4	2	1		
6	31		8	16	32			4	2	1	
7	63			16	32	64			4	2	1

如果 L=4, 则量化范围比发送电平大 4 倍。下文描述的测试是对给定 QB 扩展 1 倍、2 倍、和 4 倍的量化范围执行的。在所有参数的组合中, 每个部分解码器具有 $QL=2^{QB+2}$ 。在这些条件下, 检测一个最佳的量化参数组。

20 表 3 列出了参照如表 2 所示的参数组, 对于误码率 (BER) 和帧差错率

- (FER) 的 E_b/N_0 -QB-QS · A-L 组合的模拟结果。所使用的迭代器是透平解码器并其各部分解码器是 log-MAP 解码器。参见有关 log-MAP 算法的出版物, 作者为 Steven S. Pietrobon, 文章名称为 “Implementation and Performance of a Serial MAP Decoder for Use in Iterative Turbo Decoder” (IEEE Int. Symp. on Information Theory, p. 471, 1995)。模拟是在 CDMA 2000 的 F-SCH (正向增补信道), 在 N=1 模式的 RS2 (速率组 2), 和 28Kpbs 数据速率 (见无线传输技术 (RTT) TIA-TR45.5, 1998 年 6 月 2 日) 的条件下进行的。所用的测试信道是 AWGN 信道和 E_b/N_0 是 0.5dB 和 1.0dB。

(表 3)

E_b/N_0	QB	QS · A	L	BER	FER
0.5	5	4	4	2.405209E-02	3.079268 E-01
0.5	5	8	2	2.039361E-02	2.861190 E-01
0.5	5	16	1	9.407603E-02	9.351852 E-01
0.5	6	8	4	1.891841E-02	2.596401 E-01
0.5	6	16	2	1.804012E-02	2.596401 E-01
0.5	6	32	1	7.859217E-02	8.859649 E-01
0.5	7	16	4	1.788339E-02	2.451456 E-01
0.5	7	32	2	1.784787E-02	2.481572 E-01
0.5	7	64	1	7.049589E-02	8.416667 E-01
1.0	5	4	4	1.616280E-03	2.884066 E-02
1.0	5	8	2	1.445351E-03	2.884066 E-02
1.0	5	16	1	2.050465E-02	3.568905 E-01
*1.0	6	8	4	9.298841E-04	1.847786 E-02
1.0	6	16	2	1.126441E-03	2.413958 E-02
1.0	6	32	1	1.556932E-02	3.042169 E-01
1.0	7	16	4	9.581362E-04	1.826732 E-02
1.0	7	32	2	1.047265E-02	2.187094 E-02
1.0	7	64	1	1.220511E-02	2.525000 E-01

- 10 从表 3 中可以看出, 对于给定的 QB, 透平解码器需要比常规量化方法宽的量化范围。例如, 对于在 1.0dB 下 L=1 的 BER 和 FER 比对于在 1.0dB 下

L=2 或 L=4 大 7 到 10 倍。也就是说, 如果 L=1, $\Delta=1/QS$ 是最小的。因此, 分辨率高, 但量化范围 (QR) 不足, 从而导致性能的损失。与维特比解码器比较, 透平解码器在给定的 QB 下需要较宽的 QR。当给定 QB 时, 透平解码器具有最低的量化分辨率, 但是具有比维特比解码器宽的量化器作用区

- 5 (QR)。但是, 如果在该区内接收的信号都是由得到一个最佳 L 表示的, 而不考虑分辨率的降低, 则透平解码器表示出较好的性能。

当对于给定的 QB、L=2 到 4 时, 透平解码器的性能不变坏, 这意味着需要至少比常规 QR 宽两倍的 QR。最好是, 当 SNR (信噪比) 是 1.0dB 或更高时, 选择最佳的各个量化参数。最佳 QB 和 QS 分别是 6 和 8。这意味着各个
10 最佳参数允许 QR 将比 A 大 4 倍, 也就是说, L 将是 4。虽然利用 QB=7 和 QS=16 可以实现良好的性能, 但是与 QB=6 和 QS=8 的情况比较性能仅有小的改善, 从而造成代表输入信号的比特数的浪费。最后, 应当注意的是, 利用较高的 SNR, 窄 QR 引起的性能下降变得更严重。

当编码信号时, 应当确定量化的阈值。该量化阈值是一个输入模拟信号
15 被进行映射的限定值。由下式给出一个量化阈值组:

$$T=T_{QMIN-1}, T_{QMIN}, T_{QMIN+1}, \dots, T_{-1}, T_0, T_1, \dots, T_{QMAX-2}, T_{QMAX-1}, T_{QMAX} \dots (8)$$

并用于中平型均匀 (midtread uniform) 量化器的阈值组是

$$T_k = -L \cdot A + \Delta / 2 + \Delta \cdot \left(\frac{QL+1}{2} + k \right) \dots (9)$$

- 20 其中 $k=-QMIN, -QMIN+1, -QMIN+2, \dots, -1, 0, 1, \dots, QMAX-1, QMAX$, $T_{QMAX-1}=-\infty$ 和 $T_{QMAX}=+\infty$ 。

按照本发明的优选实施例的对于 QB=6 和 L=4 的量化阈值组列在表 4 中。QL=63 和这是按 2 的二进制补码形式表示的。 $\Delta=1/QS=A/8$, $QMAX=31$, 和 $QMIN=-31$ 。

- 25 (表 4)

k	2 的二进制补码形式	阈值 (T_{k-1}, T_k) / A
-31	100001	$(-\infty, -61/16]$
-30	100010	$(-61/16, -59/16]$
-29	100011	$(-59/16, -57/16]$
-28	100100	$(-57/16, -55/16]$

-27	100101	$(-55/16, -53/16]$
.	.	.
.	.	.
-3	111101	$(-7/16, -5/16]$
-2	111110	$(-5/16, -3/16]$
-1	111111	$(-3/16, -1/16]$
0	000000	$(-1/16, +1/16]$
1	000001	$(+1/16, +3/16]$
2	000010	$(+3/16, +5/16]$
3	000011	$(+5/16, +7/16]$
.	.	.
.	.	.
27	011011	$(+53/16, +55/16]$
28	011100	$(+55/16, +57/16]$
29	011101	$(+57/16, +59/16]$
30	011110	$(+59/16, +61/16]$
31	011111	$(+61/16,] +\infty$

图 5 是表示按照本发明的优选实施例用于迭代解码器的量化方法的流程图。

参照图 5，图 3 的量化器 310 在步骤 510 设置编码参数。这里，L 应当是以量化范围可以被扩展到高于+A 和低于-A 的这样一种方式设置的，以便分配不同的电平给输入模拟信号 X_k 、 Y_{1k} 、和 Y_{2k} 中的高于+A 或低于-A 的各个信号。对于透平解码器，对一个给定的 QB，可接受的量化范围大于-A 到+A 的传输信号电平 2^1 到 2^2 倍。由于量化范围的扩展，考虑了不足的量化分辨率设置 QB。对于透平解码器的输入端 5 到 7 的 QB 是可接受的。在每个部分解码器中表示信号的比特数应当考虑到由于内部度量计算导致的动态范围增加进行设置。如果迭代解码器的码速率是 1/4 或更高，则在每个部分解码器中表示信号的比特数是在输入端的 QB 与附加的比特的和。QAMX 是 $2^{QB-1}-1$ ，QMIN 是 -QMAX。

量化器 310 在步骤 520 设置时钟计数为 1 并在步骤 530 接收模拟信号 X_k 、

Y_{1k} 、和 Y_{2k} 。在步骤 540 中，量化器 310 将 QS 乘以每个 X_k 、 Y_{1k} 、和 Y_{2k} 并通过四舍五入运算输出 X'_k 、 Y'_{1k} 、和 Y'_{2k} 。如果 X'_k 大于 QMAX，则映射到 QMAX 并如果小于 QMIN，则映射到 QMIN。这种操作还可以应用到 Y'_{1k} 、和 Y'_{2k} 。

5 量化器 310 确定当前时钟计数是否大于 FRAME_LENGTH，FRAME_LENGTH 是在步骤 550 将被解码的输入信号的帧长度。如果时钟计数小于 FRAME_LENGTH，则意味着该输入信号不是帧的结尾，量化器 310 返回到步骤 530。如果时钟计数大于 FRAME_LENGTH，则意味着输入信号处于一个帧的结尾，量化器 310 结束对这一帧的量化。

10 如上所述，按照本发明的优选实施例的迭代解码器的量化方法扩展了高于 -A 到 +A 的传输电平范围的最高限和低于最低限的量化范围，考虑了产生的量化分辨率不足设置 QB，考虑了由其内部度量计算确定的动态范围设置在每个部分解码器中表示信号的比特数，并且提供判据，根据此判据，当迭代解码器按实际情况实现时，获得最佳的量化参数。

15 虽然已经参照一个特定的优选实施例对本发明进行了描述，但本专业的技术人员应当理解，在不脱离由后附的权利要求书限定的本发明的精神和范围的情况下可以作出在形式上和细节上的各种变化。

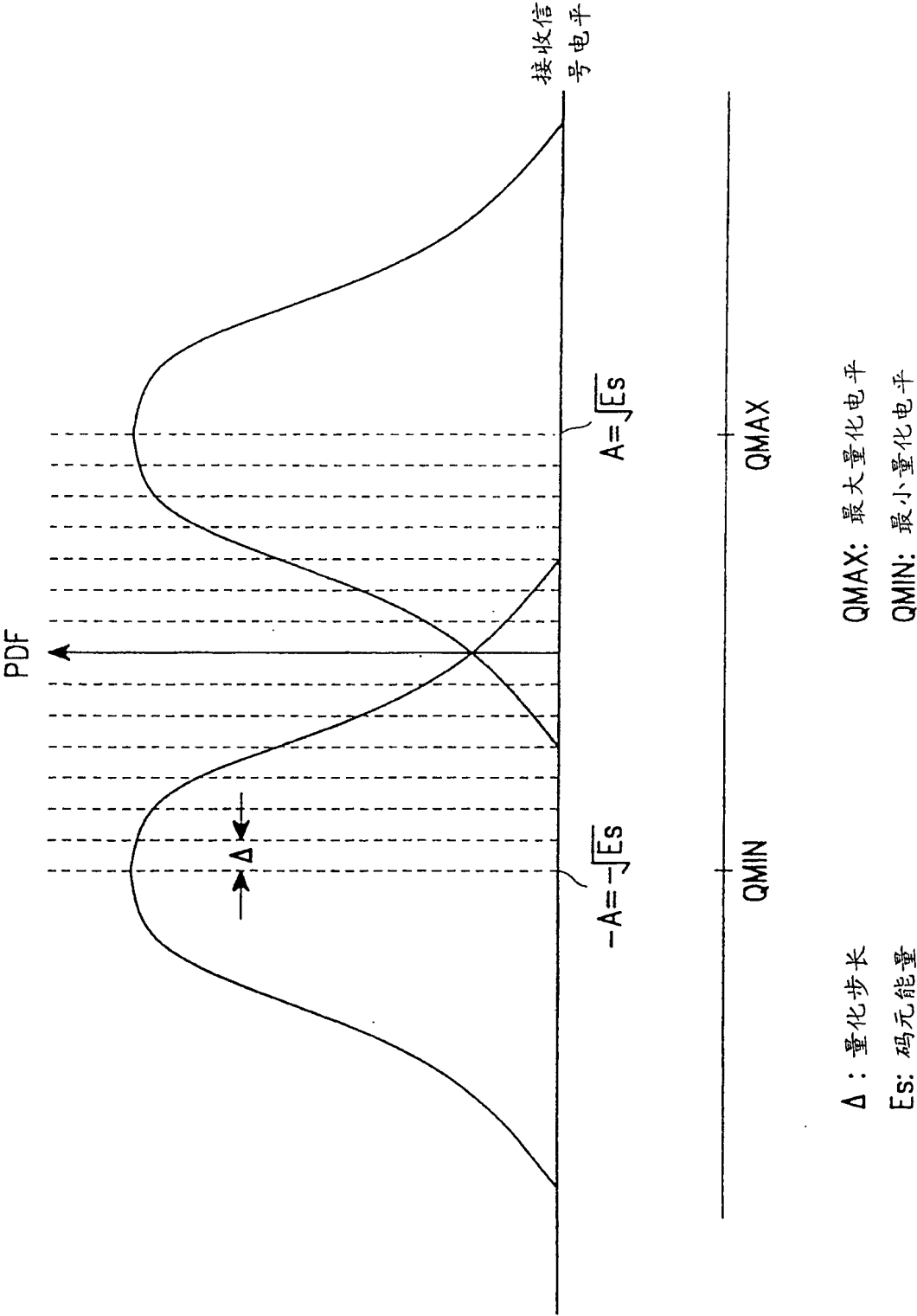


图 1

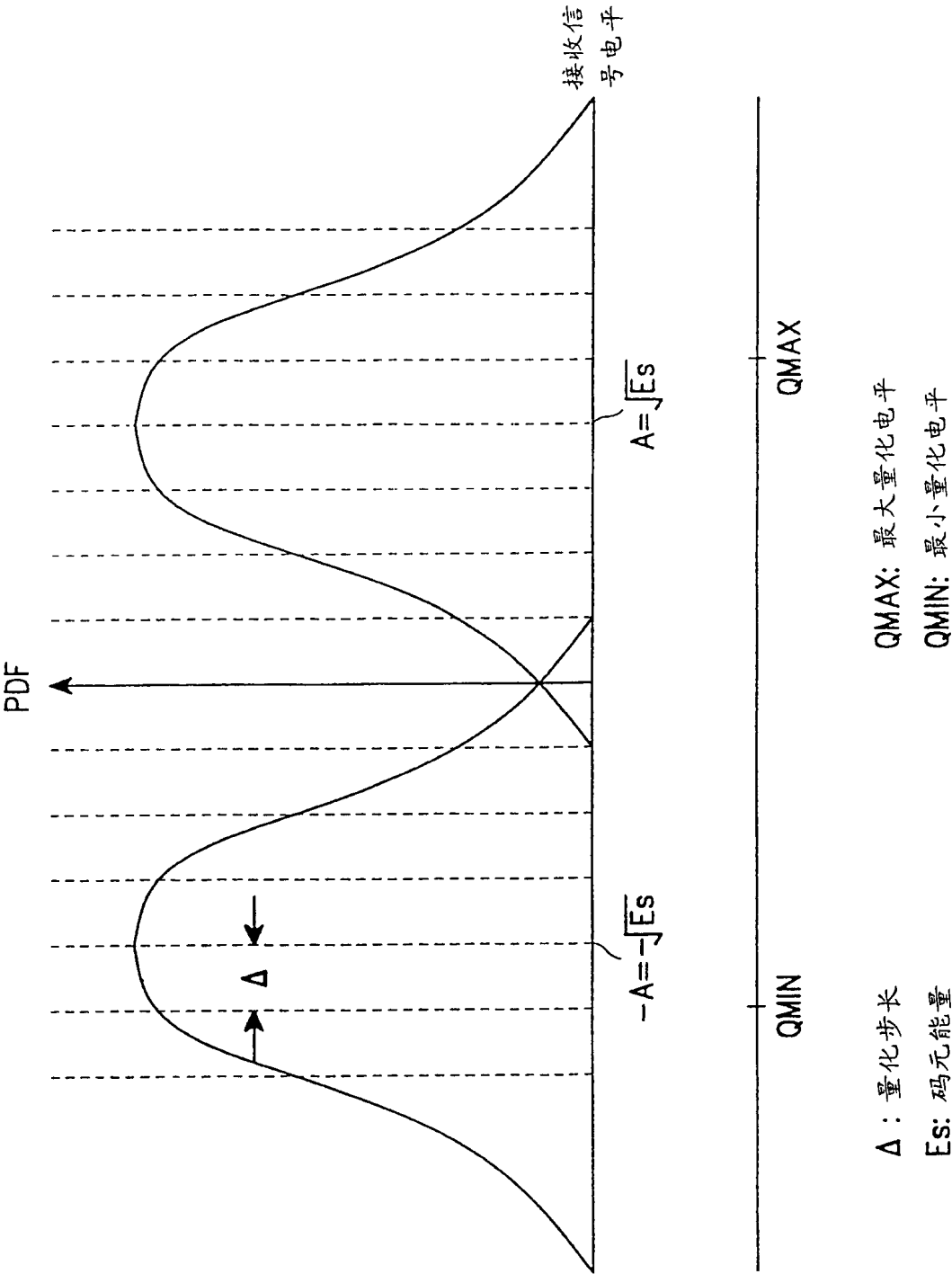


图 2

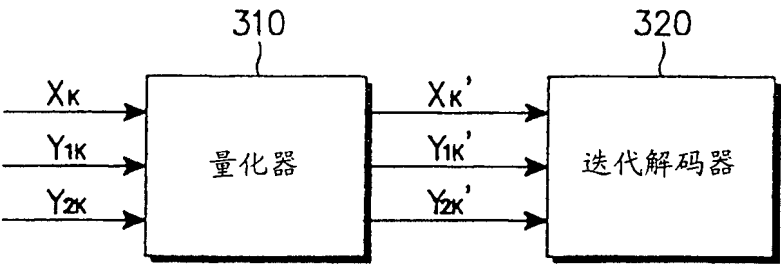


图 3

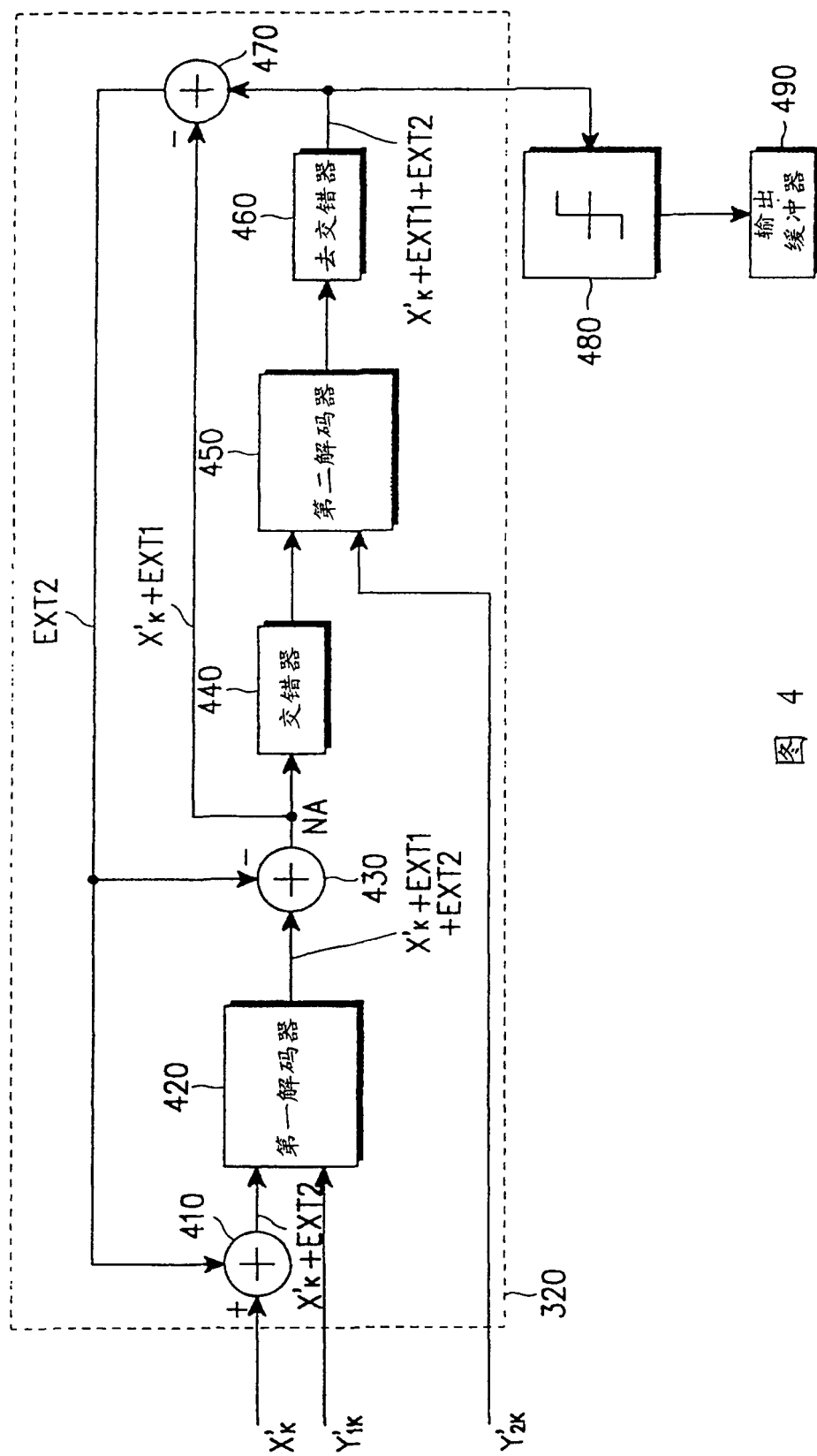


图 4

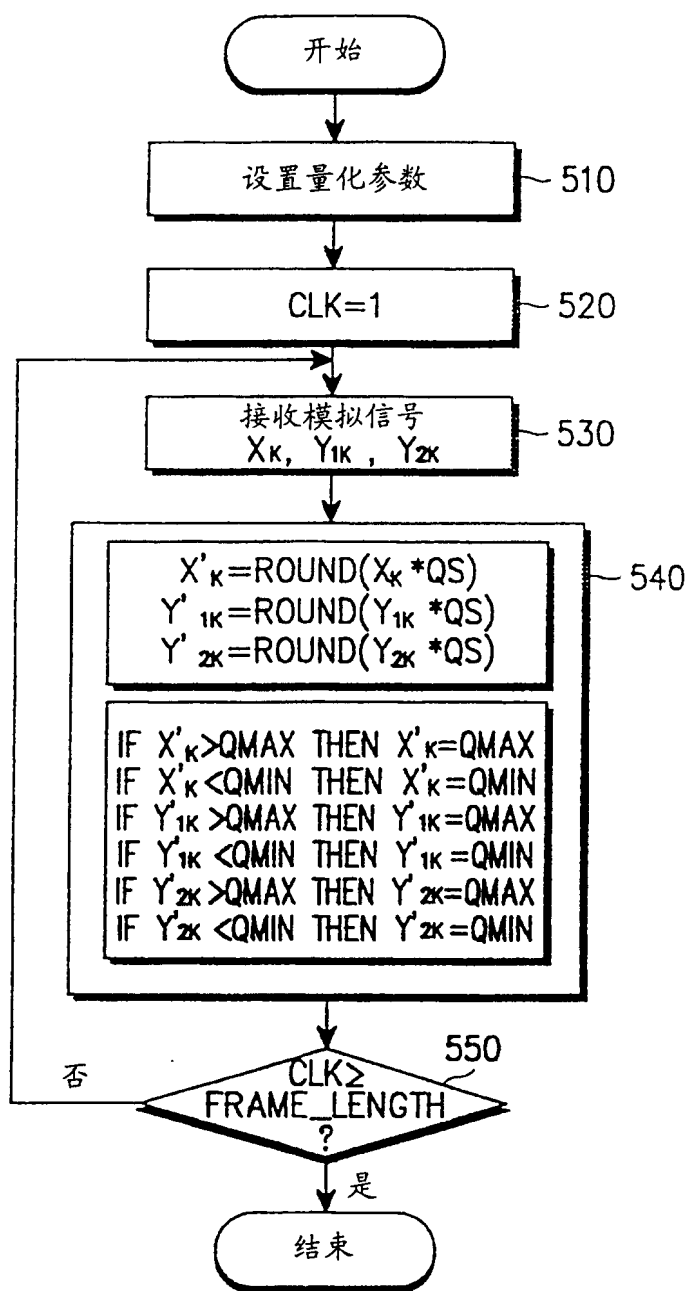


图 5