[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl[7]
H04L 27/34

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 01806548.1

[43] 公开日 2003 年 5 月 14 日

[11] 公开号 CN 1418421A

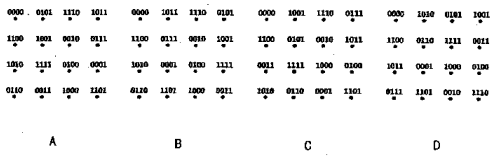
[22] 申请日 2001.12.14 [21] 申请号 01806548.1
[30] 优先权
[32] 2001. 1.16 [33] EP [31] 01200152.5
[86] 国际申请 PCT/IB01/02556 2001.12.14
[87] 国际公布 WO02/056559 英 2002.7.18
[85] 进入国家阶段日期 2002.9.13
[71] 申请人 皇家菲利浦电子有限公司
地址 荷兰艾恩德霍芬
[72] 发明人 A·戈洛克霍夫 M·E·范迪克
A·G·C·科佩拉尔
[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
代理人 栾本生 陈 霁

权利要求书 3 页 说明书 13 页 附图 14 页

[54] 发明名称 比特交织的编码调制映射

[57] 摘要

公开了用于从发射机(10)传输多电平信号(X_k)到接收机(20)的传输系统。 发射机(10)包括根据信号星座将输入信号(i_k)映射到多电平信号(X_k)的映射器(16)。 接收机(20)包括根据信号星座将所接收的多电平信号(Y_k)去映射的去映射器(22)。信号星座包括带相应标记的多个信号点。 对信号星座进行构造以使 $D_a > D_f$，D_a是所有相应标记在单个位置所有信号点对之间的最小欧氏距离，D_f是所有信号点对之间的最小欧氏距离。 通过在迭代解码的BICM(比特交织的编码调制)系统中使用这种信号星座可以获得比使用现有技术中信号星座低得多的错误率。



ISSN1008-4274

1. 一种用于从发射机(10)传输多电平信号(x_k)到接收机(20)的传输系统，发射机(10)包括根据信号星座将输入信号(i_k)映射到多电平信号(x_k)的映射器(16)，接收机(20)包括用于根据信号星座将所接收的多电平信号(y_k)去映射的去映射器，其中信号星座包括带相应标记的多个信号点，且其中 $D_a>D_f$，D_a是所有其标记在一个位置不同的信号点对之间的最小欧氏距离，D_f是所有信号点对之间的最小欧氏距离。

2. 如权利要求1的传输系统，其中D_a有基本上最大的值。

3. 如权利要求1或2的传输系统，其中$\overline{H_1}$有基本上最小的值，$\overline{H_1}$是与相邻信号点对应的所有标记对之间的平均汉明距离。

4. 如权利要求1或2的传输系统，其中信号星座是图8A到8G中任何一个示出的16-QAM信号星座或其等价信号星座。

5. 如权利要求1或2的传输系统，其中信号星座是图9A到9C和10中任何一个示出的64-QAM信号星座或其等价信号星座。

6. 如权利要求1或2的传输系统，其中信号星座是图11A和11B任何一个中示出的256-QAM信号星座或其等价信号星座。

7. 如权利要求1或2的传输系统，其中信号星座是图12A到12C任何一个中示出的8-PSK信号星座或其等价信号星座。

8. 用于传输多电平信号(x_k)的发射机(10)，发射机(10)包括根据信号星座将输入信号(i_k)映射到多电平信号(x_k)的映射器(16)，其中信号星座包括带相应标记的多个信号点，且其中 $D_a>D_f$，D_a是所有其相应标记在一个位置不同的信号点对之间的最小欧氏距离，D_f是所有信号点对之间的最小欧氏距离。

9. 如权利要求8的发射机(10)，其中D_a有基本上最大的值。

10. 如权利要求8或9的发射机(10)，其中$\overline{H_1}$有基本上最小的值，$\overline{H_1}$是与相邻信号点对应的所有标记对之间的平均汉明距离。

11. 用于接收多电平信号(y_k)的接收机(20)，接收机(20)包括用于根据信号星座将所接收的多电平信号(y_k)去映射的去映射器(22)，其中信号星座包括带相应标记的多个信号点，且其中 $D_a>D_f$，D_a是所有其相应标记在一个位置不同的信号点对之间的最小欧氏距离，D_f是所有信号点对之间的最小欧氏距离。

12. 如权利要求 11 的接收机（20），其中 D_a 有基本上最大的值。

13. 如权利要求 11 或 12 的接收机（20），其中 $\overline{H_1}$ 有基本上最小的值，$\overline{H_1}$ 是与相邻信号点对应的所有标记对之间的平均汉明距离。

14. 用于根据信号星座将输入信号（i_k）映射到多电平信号（x_k）的映射器（16），其中信号星座包括带相应标记的多个信号点，且其中 $D_a>D_f$，D_a 是所有其相应标记在一个位置不同的信号点对之间的最小欧氏距离，D_f 是所有信号点对之间的最小欧氏距离。

15. 如权利要求 14 的映射器（16），其中 D_a 有基本上最大的值。

16. 如权利要求 14 或 15 的映射器（16），其中 $\overline{H_1}$ 有基本上最小的值，$\overline{H_1}$ 是与相邻信号点对应的所有标记对之间的平均汉明距离。

17. 用于根据信号星座将所接收的多电平信号（y_k）去映射的去映射器（22），其中信号星座包括带相应标记的多个信号点，且其中 $D_a>D_f$，D_a 是所有其相应标记在一个位置不同的信号点对之间的最小欧氏距离，D_f 是所有信号点对之间的最小欧氏距离。

18. 如权利要求 17 的去映射器（22），其中 D_a 有基本上最大的值。

19. 如权利要求 17 或 18 的去映射器（22），其中 $\overline{H_1}$ 有基本上最小的值，$\overline{H_1}$ 是与相邻信号点对应的所有标记对之间的平均汉明距离。

20. 从发射机（10）传输多电平信号（x_k）到接收机（20）的传输方法，该方法包括下述步骤：

-根据信号星座将输入信号（i_k）映射到多电平信号（x_k），

-传输多电平信号（x_k），

-接收多电平信号（y_k）和

-根据信号星座将多电平信号（y_k）去映射，其中信号星座包括带相应标记的多个信号点，且其中 $D_a>D_f$，D_a 是所有其相应标记在一个位置不同的信号点对之间的最小欧氏距离，D_f 是所有信号点对之间的最小欧氏距离。

21. 如权利要求 20 的方法，其中 D_a 有基本上最大的值。

22. 如权利要求 20 或 21 的方法，其中 $\overline{H_1}$ 有基本上最小的值，$\overline{H_1}$ 是与相邻信号点对应的所有标记对之间的平均汉明距离。

23. 多电平信号，多电平信号是根据信号星座将输入信号（i_k）映射的结果，其中信号星座包括带相应标记的多个信号点，且其中

$D_s > D_f$，D_s是所有其相应标记在一个位置不同的信号点对之间的最小欧氏距离，D_f是所有信号点对之间的最小欧氏距离。

24. 如权利要求23的多电平信号，其中D_s有基本上最大的值。

25. 如权利要求23或24的多电平信号，其中$\overline{H_i}$有基本上最小的值，$\overline{H_i}$是与相邻信号点对应的所有标记对之间的平均汉明距离。

26. 如权利要求23或24的多电平信号，其中信号星座是图8A到8G中任何一个示出的16-QAM信号星座或其等价信号星座。

27. 如权利要求23或24的多电平信号，其中信号星座是图9A到9C和10中任何一个示出的64-QAM信号星座或其等价信号星座。

28. 如权利要求23或24的多电平信号，其中信号星座是图11A和11B任何一个中示出的256-QAM信号星座或其等价信号星座。

29. 如权利要求23或24的多电平信号，其中信号星座是图12A到12C任何一个中示出的8-PSK信号星座或其等价信号星座。

比特交织的编码调制映射

本发明涉及用于从发射机传输多电平信号到接收机的传输系统。

本发明还涉及用于传输多电平信号的发射机，用于接收多电平信号的接收机，用于根据信号星座将交织的编码信号映射到多电平信号的映射器，用于根据信号星座将多电平信号去映射（demap）的去映射器，从发射机传输多电平信号到接收机和多电平信号的方法。

在使用所谓比特交织的编码调制（BICM）方案的传输系统中，编码比特序列在编码为信道符号之前被交织。其后，这些信道符号被传输。可以用于这种传输系统的发射机 10 的示意图示于图 1。在此发射机 10 中，包括信息比特序列 $\{b_k\}$ 的信号在前向纠错控制（FEC）编码器 12 中进行编码。接着，已编码信号 $\{C_k\}$（即编码器 12 的输出）被送到交织器 14，通过改变输入比特 $\{C_k\}$ 的顺序来对已编码信号进行交织。交织器 14 的输出信号 $\{i_k\}$（即已交织的编码信号）随后送往映射器 16，将输入比特组合成 m 比特的块并将它们映射至由 2^m 个信号星座点组成的带相应标记的符号集合。所得到的符号序列 $\{X_k\}$ 是多电平信号，由发射机 10 通过无记忆衰落信道传输至图 2 所示的接收机 20。在图 1 中，用乘法器 17 和加法器 19 的级联来仿真无记忆衰落信道。通过乘法器 17，将增益序列 $\{\gamma_k\}$ 应用于所传输的多电平信号来表征无记忆衰落信道的特性。此外，通过加法器 19 加到多电平信号上的加性白高斯噪声（AWGN）分量序列 $\{n_k\}$ 破坏了所传输多电平信号的样值。这类信道模型尤其适合于通过频率选择性信道的多载波传输，其中 $k=1, \ldots, N$ 的集合对应 N 个副载波。因此，可归入用于宽带无线的现有标准范围（诸如 ETSI BRAN HIPERLAN/2，IEEE802.11a 及其正在标准化的高级版本）。BICM 方案的主要突出特点是交织器 14，将相邻编码比特 c_k 散布到不同的符号 x_k 上，因此在编码比特序列 $\{c_k\}$ 的有限间隔内提供衰落增益 γ_k 的分集。这在衰落环境中可得到 FEC 性能的显著提高。可以使用（伪）随机交织器，块尺寸 N 大可保证均衡的散布以及由此整个编码序列的均衡分集。也可以选择使用行-列交织器。

现在假定接收机 20 完全知道衰落增益 $\{\gamma_k\}$。此假定是有效的，因为实际上这些增益可以被非常精确地确定（例如，通过领示信号和/

或训练序列）。BICM 编码信号的标准解码结构与发射机 10 的结构对称，示于图 1。对每个 k，所接收的样值 y_k 和衰落增益 γ_k 用来计算对于 x_k 的所有 2^m 信号星座点的所谓后验概率（APP）。这些后验概率值随后被去映射，即转换为第 k 个块各个比特的可靠性值。一个比特的可靠性值可以计算为在给定第 k 个块 2^m 个星座点的后验概率值集合下，此比特为 0 的后验概率与此比特为 1 的后验概率的对数比值。有时比特为 0 或 1 的后验概率用位最大似然（ML）度量取代，即与此比特值相配的星座点上的最大后验概率。这样可降低数值计算的负担。这些可靠性值被去交织并送往 FEC 解码器，通过诸如标准维特比译码方法来估计信息比特序列。

此标准解码步骤与（理论可能但不可行）的最优解码相比，其主要缺点来自于不能同时使用码字结构（由 FEC 引入）和映射结构的事实。尽管严格的最优解码并不可行，上述观察导致如图 2 接收机 20 中示出的更好解码步骤。此步骤的基本思路是迭代交换去映射器 22 和 FEC 解码器 32 之间的可靠性信息。迭代步骤从前述的标准去映射开始。已去映射比特的可靠性值 $\{L_k^{(\mu)}\}$ 经过去交织器 26 进行去交织后，作为软输入软输出（SISO）解码器 32 的输入，产生考虑到去映射比特（输入）可靠性和 FEC 结构的编码比特 $\{C_k\}$ 的（输出）可靠性 $\{L_k^{(c)}\}$。标准 SISO 解码器是最大后验（MAP）解码器，其简化版本是已知的最大对数后验概率（MLM）解码器。SISO 解码器 32 输入和输出之间的差别（通常指杂质信息）由减法器 30 确定，并反映由编码结构所导致的可靠性增量。此可靠性差值由交织器 28 进行交织并用作下一次去映射迭代期间的前验可靠性。在相继的去映射器输出（通过减法器 24）以类似的方式计算可靠性差值。由于重新使用映射和信号星座点结构，此可靠性表示更精细；它用作随后 SISO 解码迭代的前验可靠性。在最后一次迭代后，信息比特的 SISO 输出可靠性 $\{L_k^{(b)}\}$ 被馈送至限制器 34 以产生信息比特的最后判决 $\{\hat{b}_k\}$。

BICM 方案的重要特征是根据包括带相应标记的多个信号点的信号星座来进行比特映射。最常用的信号星座是 PSK（BPSK，QPSK，最高至 8-PSK）和 4-QAM，16-QAM，64-QAM，有时是 256-QAM。此外，系统性能主要取决于映射设计，即信号星座的信号点与其 m 比特标记之间的联系。当使用标准（非迭代）解码步骤时，标准格雷映射是最优

的。格雷映射意味着与相邻星座点对应的标记在最小可能数量的 m 个位置中不同，理想中仅为 1。使用格雷映射的 16-QAM 信号（m=4）星座示例示于图 3A。易见所有相邻信号点的标记仅在一个位置上不同。

然而，只要在接收机端采用任何版本的迭代解码，选择使用映射设计或映射可以大幅提高 BICM 方案的性能。在欧洲专利申请号 0 948 140 中使用了如图 2 所示的迭代解码方案，与所谓的反-格雷编码映射配合。但还不清楚此反-格雷编码映射为何意。在 1999 年 4 月，IEEE Journal on Selected Areas in Communications 第 17 卷，第 715 页至 724 页，X.Li 和 J.Ritcey 发表的题为“带比特交织和迭代解码的网格编码调制”一文中，通过广为使用的称作集合划分（SP）映射的映射设计可获得显而易见的性能提高。使用 SP 映射的 16-QAM 信号星座示例示于图 3B。

在欧洲专利申请号 0 998 045 和欧洲专利申请号 0 998 087 中，公开了一种映射最优化的信息论方法。此方法的核心思想是使用一种可达到标记比特和接收信号之间互信息对于标记比特平均意义上的最优值的映射。除信道模型外，最优互信息还取决于信噪比（SNR ）和解码步骤的迭代设计次数。互信息的最优值是令结果错误率最小的值。根据此方法，最优映射的选择取决于给定 SNR 下错误率性能和上述互信息的关系仿真、迭代次数和信道模型，并对所有候选映射进行随后的互信息计算。此设计步骤为数值密集型。此外，并不能保证系统的最优错误率性能。除标准格雷映射外，在这些欧洲专利申请中提出了两种用于 16-QAM 信号星座的新映射（其中映射称作最优互信息（OMI）映射）。使用这些 OMI 映射的 16-QAM 信号星座示于图 3C 和 3D。

本发明的一个目的是提供用于从发射机传输多电平信号到接收机的改进的传输系统。在根据本发明的传输系统中可达到此目的，所述传输系统被安排用于从发射机传输多电平信号到接收机，其中发射机包括根据信号星座将输入信号映射至多电平信号的映射器，其中接收机包括根据信号星座将所接收的多电平信号去映射的去映射器，其中信号星座包括带相应标记的多个信号点，且其中 $D_a>D_f$，D_a 是所有相应标记在单个位置不同的信号点对之间的最小欧氏距离，D_f 是所有信号点对之间的最小欧氏距离。两个信号点之间的欧氏距离是信号空间中

这两个信号点之间的实际（“物理”）距离。通过使用令 D_a 大于 D_f 的信号星座，可比使用任何现有技术中的信号星座获得低得多的错误率。理想地，D_a 尽可能大（即 D_a 有基本上最大的值），在这种情况下错误率尽可能地低。D_a 称作信号星座的有效自由距离，D_f 称作信号星座的确切自由距离。

据观察当信噪比超越某个阈值时，迭代解码步骤逼近最优解码器的性能。这意味着在相对高的信噪比（确保迭代解码的良好性能）时，可以假定是最优解码器正在完成解码。

考虑一个最优解码器。实际上，网格编码用作有噪衰落信道的前向纠错编码，例如（级联）卷积码。典型错误图案由以可能错误率发生的少数错误编码 $\{c_k\}$ 表征。错误编码比特的数目通常为码自由距离的小倍数；此数目仅为编码比特总数的一小部分。码的自由距离是两个不同码字之间比特数不同（比特位置）的最小值。由于交织，这些错误的编码比特可能被分配不同的标记以及由此不同的符号。更明确地，随着数据块大小的增加，每个符号仅有一个错误编码比特的概率逼近 1。

因此，当每个符号至多发生一个比特错误时的错误概率下降，整个错误率（对于可能关心的错误率）有所改进。通过令所有相应标记在单个比特位置不同的信号点对之间的最小欧氏距离 D_a 最大，可达到这种情况。

在根据本发明的传输系统实施方案中，$\overline{H_1}$ 有基本上最小的值，$\overline{H_1}$ 是所有与相邻信号点对应的符号对之间的平均汉明距离。两个标记之间的汉明距离等于其中标记不同的比特（比特位置）的数目。通过这种度量，当信噪比相对小时，在接收机中可达到对多电平信号的准确解码。迭代解码的典型特征是达到某个信噪比阈值的相当恶劣的性能。此阈值后，随着信噪比的上升，迭代解码的错误率很快逼近最优解码器的性能。此阈值取决于迭代步骤的起始点，即由第一次迭代时去映射器提供的可靠性值 $L_k^{(\mu)}$ 分布。最差的可靠性值是由于相邻信号点引起，因此由这些恶劣可靠性而受影响的编码比特“平均”数与其中对应相邻信号点的标记不同的位置“平均”数目成比例。换句话说，随着分配给相邻信号点的标记之间平均汉明距离增加，信噪比阈值劣化（即提高）。理想地，$\overline{H_1}$ 尽可能地小，即 $\overline{H_1}$ 有最小值，对该 $\overline{H_1}$ 值信

噪比门限也将最小。

从参考附图的下述优选实施方案中，本发明的上述目的和特征将更加显而易见，其中：

图 1 表示根据本发明的发射机框图，

图 2 表示根据本发明的接收机框图，

图 3A 到 3D 表示现有技术中的 16-QAM 信号星座，

图 4 表示对某些 16-QAM 映射，分组错误率和 E_b/N_0（即每个信息比特的信噪比）之间的关系曲线，

图 5 表示对某些 16-QAM，误码率与 E_b/N_0 之间的关系曲线，

图 6 表示对标准 8-PSK 信号星座和修改的 8-PSK 信号星座，分组错误率和 E_b/N_0 之间的关系曲线，

图 7 表示对标准 8-PSK 信号星座和修改的 8-PSK 信号星座，误码率与 E_b/N_0 之间的关系曲线，

图 8A 到 8G 表示改进的 16-QAM 信号星座，

图 9A 到 9C 和图 10 表示改进的 64-QAM 信号星座，

图 11A 和 11B 表示改进的 256-QAM 信号星座，

图 12A 到 12C 表示改进的 8-PSK 信号星座，

图 13 表示修改的 8-PSK 信号星座。

在图中，同样的参考数字表示相同的部分。

在图 8A 到 8G，9A 到 9C，10，11A 和 11B 中没有示出水平 I 轴和垂直 Q 轴。但在这些图中，必须认为水平 I 轴和垂直 Q 轴存在，I 轴和 Q 轴在每个图的中心交叉（类似于图 3A 到 3D 中示出的情况）。

根据本发明的传输系统包括示于图 1 的发射机 10 和示于图 2 的接收机 20。传输系统还可以包括发射机组 10 和接收机组 20。发射机 10 包括映射器 10，用于根据某种信号星座将输入信号 i_k 映射到多电平信号 x_k。多电平信号包括多个 m 比特组，根据信号星座映射至一个实数或复数信号空间（例如实轴或复数平面）。发射机 10 将多电平信号 x_k 通过无记忆衰落信道传输到接收机 20。接收机 20 包括去映射器 22，用于根据信号星座将所接收的多电平信号（y_k）去映射。信号星座包括带相应标记的多个信号点。（去）映射器被安排用于将标记（去）映射至信号星座点以使 $D_a > D_f$，D_a 是所有相应标记在单个位置不同的信号点对之间的最小欧氏距离（这些标记称作汉明邻居），D_f 是所有信号

点对之间的最小欧氏距离。这种映射称作远邻（FAN）映射。

现在将把使用图 3A 到 3D 所示现有技术中信号星座的迭代解码的 BICM 方案的错误率性能和使用图 8E 所示 16-QAM 远邻信号星座的迭代解码的 BICM 方案的错误率性能作比较。前向纠错编码器 12 使用前馈和后馈多项式分别为 15_8 和 13_8 的标准 8 态率（1/2）递归系统卷积码。1000 个信息比特的序列在经过编码、随机交织和映射后，产生一个 N=501 的 16-QAM 符号集合，通过增益 $\{\gamma_k\}$ 相互独立的瑞利信道传输。注意此设定适于多径信道的频率选择性甚严重的宽带多载波 BICM 方案。在接收机 20，根据图 2 所示的方案应用迭代解码步骤。在此例中，对于去映射我们使用简化的（ML）可靠性度量连同标准 MLM SISO 解码器。已经使用了伪随机均匀交织器。仿真结果示于图 4 和图 5。图 4 表示分组错误率（PER）和 E_b/N_0 之间的关系曲线，图 5 表示误码率和 E_b/N_0 之间的关系曲线。正如所期望的，图 3A 中使用格雷映射的信号星座在希望达到的低错误率处给出最差的结果（见曲线 48 和 58）。图 3B 中所示使用 SP 映射的现有技术信号星座在此结果上大大改善（见曲线 44 和 54）。与使用 SP 映射的信号星座相比，使用根据图 3C 的 OMI 映射的信号星座分组错误率更差（见曲线 46 和 56）。但图 3D 中使用 OMI 映射的信号星座（见曲线 42 和 52）比 SP 映射大大改善。图 8E 所示使用 FAN 映射的信号星座（见曲线 40 和 50）在低错误率处（明确地在 $PER < 10^{-3}$ 处）比现有信号星座的最好结果提供 2dB 增益。

有效自由距离 D_e 是所有其标记在单个位置不同的信号点对之间的最小欧氏距离。注意 D_e 的下限是确切自由距离 D_f，即所有信号点对之间的最小欧氏距离。$\overline{H_1}$ 定义为分配给相邻信号点的标记对之间的平均汉明距离（即通过最小欧氏距离 D_f 彼此分开的信号点）。现在 $\overline{H_\ell}$ 定义为被分配第 ℓ 个最小欧氏距离的所有标记对之间的平均汉明距离。第 ℓ 个最小欧氏距离即意味着一个递增序列的第 ℓ 个元素，该序列由给定星座信号点之间的所有欧氏距离构成。注意 $\overline{H_\ell}$ 的这种定义与 $\overline{H_1}$ 的定义一致。在某些情况下，第一种准则（即 D_e 尽可能大但至少大于 D_f）和第二种准则（即基本上最小的 $\overline{H_1}$）的联合优化产生一组解决方案，对于某些 $\ell>1$，其中的某些 $\overline{H_1}$ 值不同。在这类情况下，解决方案的集合可能以下述方式减少。对于每个从 1 递增到 m 的 ℓ，只有提供最小 $\overline{H_\ell}$ 的解决方案被保留。这种方法降低了迭代解码步骤的信噪比阈值。

所有可能的信号星座可被组合为等价信号星座类。来自相同等价类的信号星座由相同的欧氏和汉明距离集合表征。因此一个给定等价类的所有信号星座对于我们的目的来说同样好。

对于任何给定信号星座，有一些显而易见的方式可产生等价信号星座。此外，从任何给定信号星座轻易推断的等价信号星座总数非常巨大。给定信号星座的等价类定义为通过下述操作的任意组合获得的信号星座集合:

（a） 选择任意一个二进制 m 元组并将其（模 2）与给定信号星座的所有标记相加;

（b） 选择 m 比特位置的任意置换并将此置换应用于所有标记;

（c） 对于任何 QAM 星座，将所有信号点及其标记旋转 $\ell\frac{\pi}{2}$，$1\le\ell\le3$;

（d） 对于任何 QAM 星座，上下或左右或沿对角线交换所有信号点及其标记;

（e） 对于 PSK，以任意角度旋转所有信号点及其标记.

已经设计了一个巧妙的算法以完成对 16-QAM，当 D_a 值最大的所有可能的信号星座的完备分类。此完备搜索的结果是如图 8A 到 8G 所示的七个信号星座。易见所有这些信号星座得到最大可能的有效自由距离 D_a，其值等于 $\sqrt{5}D_f$。注意所有现有技术中的信号星座仅达到 $D_a=D_f$。

就第二次迭代而言（即基本上最小的 $\overline{H_1}$），如图 8A 到 8G 的信号星座有相应的 $\overline{H_1}$ 值 $\{2\frac{1}{6},2\frac{1}{3},2\frac{1}{3},2\frac{1}{3},2\frac{1}{6},3,2\frac{1}{3}\}$。注意如图 8A 和 8E 的信号星座产生最小的 $\overline{H_1}$。此外，可见对于 16-QAM，只要 $D_a>D_f$，$\overline{H_1}=2\frac{1}{6}$ 是可能达到的最小 $\overline{H_1}$。因此，在 $D_a>D_f$ 条件下，图 8A 和 8E 的信号星座（以及由此属于等价类的信号星座）联合优化两种准则。

由于信号星座总数随着 m 的增加非常迅速地增长（例如，对 m=4、5 和 6，信号星座的总数分别为 $2.1\cdot10^{13}$，$2.6\cdot10^{35}$ 和 $1.3\cdot10^{89}$），当 m>4 时的最佳信号星座的完备搜索是不可行的。在这种情况下，应找到一个解析结构，允许简化完备搜索或限定在一个包含“相当好”解的信号星座有限集合。

实际上，2^m-QAM 是 $m\ge4$ 时几乎仅有的实用信令。对此种 m 为偶数

的信令，我们规定了下述线性信号星座族：

令 m=2r，则 2^m-QAM 信令代表在垂直方向和水平方向中有 2^r 个点的规则二维网格。定义了一个标记集合 $\{L_{i,j}\}_{1\le i,j\le 2^r}$，其中 $L_{i,j}$ 是二进制 m 元组，代表用垂直坐标 i 和水平坐标 j 的信号点标记。当且仅当下式成立时，一个信号星座被称作是线性的：

$$L_{1,1}=O_m,\qquad L_{i,j}=L_{i,1}\oplus L_{1,j},\ 1\le i,j\le 2^r \tag{1}$$

其中 O_m 是全 0 的 m 元组且⊕表示模 2 加。

此信号星座族是所关心的，因为可观察到除了图 8B 和 8C 中的信号星座外，图 8A-8G 中所有的信号星座看起来是线性的。这些线性信号星座和下述线性信号星座的子族都可以无须上述（第一种和第二种）设计准则而构造。

通过下述公式得到线性信号星座的子族：

$$L_{i,1}=X_iA,\qquad L_{j,1}=Y_iA,1\le i,j\le 2^r \tag{2}$$

其中 $\{X_i\}_{1\le i\le 2^r}$ 和 $\{Y_j\}_{1\le j\le 2^r}$ 是二进制 m 元组的两个任意集合且 A 是一个任意 $m\times m$ 矩阵，其二进制输入是在二进制域上用模 2 加定义的 m 维线性空间中的逆线性映射。

使用（2）允许将所有可能线性信号星座上的完备搜索限制在对集合 $\{X_i\}$ 和 $\{Y_j\}$ 的搜索。对于给定集合对 $\{X_i\}$，$\{Y_j\}$ 和所期望的 D_a，可以轻松地确定合适的 A。

对于 64-QAM，在子族（2）内的完备搜索导致下述结果：找到 12 个等价类，其 $D_a=\sqrt{20}D_f$，对 64-QAM 这是 D_a 的上界。$\overline{H_1}$ 的进一步最小化将此集合降至 3 个等价类。所有这些类得到 $\overline{H_1}=2\frac{3}{14}$。相应的信号星座示于图 9A 到 9C。

在子族（2）内，以 $D_a>D_f$ 为条件，搜索信号星座令 $\overline{H_1}$ 最小。对于 64-QAM，$\overline{H_1}$ 的理论最小值由下界 $\overline{H_1}\ge 2\frac{1}{14}$ 限定。当 $D_a>\sqrt{17}D_f$ 时，找不到 $\overline{H_1}<2\frac{1}{14}$ 的信号星座。对于 $D_a=\sqrt{17}D_f$，有 57 个 $\overline{H_1}=2\frac{3}{14}$ 的等价类。在这

些等价类中，可找到唯一的等价类令$\overline{H_2}$最小。此类达到$\overline{H_2}=2\frac{13}{49}$，示于图10。

线性信号星座上的下述资料涉及$r>3$时的各种信号星座。在那些情况下，不可能对所有可能的信号星座分类或确定 D_a 的上限。对于256-QAM，线性信号星座子族（2）内的有限搜索导致一个16个等价类的集合，可达到$D_a=\sqrt{80}D_f$和$\overline{H_1}=2\frac{1}{10}$。在这16个类中，我们只保留令$\overline{H_2}$最小的两个类，由此得到$\overline{H_2}=2\frac{59}{75}$。它们各自的信号星座在图11A和11B中给出。

对于$2^{2r}-QAM$的一般情况，以达到以下有效自由距离来设计（2）的子集：

$$D_a \geq \sqrt{52^{r-2}}D_f \qquad (3)$$

现在描述这种特殊的构造。首先，我们限定$\{X_i\}_{1\leq i\leq 2^r}$和$\{Y_j\}_{1\leq j\leq 2^r}$的集合以使：

（a） X_i 的头 r 个比特代表二进制符号中的（i-1）而之后的 r 个比特为 0。

（b） Y_i 的头 r 个比特为 0 而之后的 r 比特代表二进制符号中的（j-1）。

为简便起见，$\{X_i\}$和$\{Y_j\}$的选择称作词典编辑的。对于 64-QAM（m=6，r=3），词典编辑集合如下：

$$\{X_1,X_2,\ldots X_8\}=\{000000,001000,010000,011000,100000,101000,110000,111000\}$$
$$\{Y_1,Y_2,\ldots Y_8\}=\{000000,000001,000010,000011,000100,000101,000110,000111\}$$

词典编辑选择的优点有两个。第一，它确保了对于所有的$1\leq i,\ j\leq 2^r$，除 i=j=1 外，$(X_i+Y_j)\neq 0_m$，因此确保所有的$L_{i,\ j}$不同。第二，允许轻松地找到满足（3）的 A。为做到这点，我们需要确保每个$(L_{i,j},L_{i',j'})$对令$(L_{i,j}\oplus L_{i',j'})$只有一个非 0 比特，相应信号点至少分开 D_a。注意仅有一个非 0 比特的二进制 m 元组的总数为 m。这些标记由$m\times m$单位矩阵I_m的行表示，以使对于所有 i，$(Im)_{ii}=1$，I_m的其它元素为 0。鉴于线性条件（1）和（2），对于所有的$1\leq i,\ j\leq 2^r$，我们有

$(L_{i,j} \oplus L_{i',j'}) = \left((X_i \oplus X_{i'}) \oplus (Y_j \oplus Y_{j'})\right)A$ 。还是由于线性条件，矩阵 A 是一个 $m \times m$ 矩阵，A 可由公式唯一确定：

$$_m = ZA, \text{ where } \quad Z = \{Z_1^T .. Z_m^T\}^T \tag{4}$$

$m \times m$ 矩阵 A 的二进制输入是在二进制域上用模 2 和定义的 m 维线性空间中的逆线性映射（此处（^{T}）表示矩阵转置）。我们需要选择 m 个线性独立的 m 元组（行向量）Z_i 以满足（3）。

所关心的是满足（1）、（2）和（4）的所有可能的信号星座，为满足（3）而选择 $\{Z_i\}_{1 \le i \le m}$。根据（4），由 Z 的逆与 (X_i, Y_j) 的词典编辑选择、（1）和（2）给出 A，规定对于所期望等价类的信号星座。

让我们规定 $\{Z_i\}_{1 \le i \le m}$ 的一个特殊选择并表明满足（3）：选择所有可能有 2 个或 3 个非 0 入口的 m 元组的任意排序作为 $\{Z_i\}$ 集合，其中 2 个（强制）非 0 入口通常在第一个和第（r+1）个位置。验证恰好有 m 元组且所有的 m 元组都线性独立以令 Z 可逆。我们现在说明满足（3）。假定 $L_{i,j}, L_{i',j'}$ 是仅在一个位置上不同的两个任意标记。因此，

$$L_{i,j} \oplus L_{i',j'} = (I_m)_\ell \tag{5}$$

即 I_m 的第 ℓ 行，某些 ℓ 取自 {1, 2, … , m }。根据（1）和（2），我们可以写作：

$$L_{i,j} \oplus L_{i',j'} = \left((X_i \oplus X_{i'}) \oplus (Y_j \oplus Y_{j'})\right)A \tag{6}$$

考虑（4），（5），（6）和 A 可逆的情况，我们发现

$$(X_i \oplus X_{i'}) \oplus (Y_j \oplus Y_{j'}) = Z_\ell \tag{7}$$

回顾根据词典编辑排序，所有的 $X_i (Y_j)$ 在头（末）r 个位置都为 0。让我们检查当使用前述选择 $\{Z_i\}$ 满足上述（7）时，信号点对 $(i,j)(i',j')$ 之间的间隔。首先，考虑仅 2 个强制非 0 入口的单个可能 m 元组。检查（7）产生

$$(X_i \oplus X_{i'}) = 1\overbrace{00\ldots0}^{(r-1)times}\overbrace{00\ldots0}^{(r)times}, \qquad (Y_j \oplus Y_{j'}) = \overbrace{00\ldots01}^{(r)times}\overbrace{00\ldots0}^{(r-1)times}$$

$(X_i \oplus X_{i'})$

注意$(X_i \oplus X_{i'})$的头 r 个比特和$(Y_i \oplus Y_{i'})$的末 r 个比特在二进制表示中读2^{r-1}。根据$\{X_i\}$和$\{Y_j\}$的词典选择，相应的信号点$(i,j)(i',j')$垂直和水平位置有 2^{r-1}的偏移。所得到的这些点之间的欧氏距离由垂直和水平距离$2^{r-1}D_f$组成。

现在，考虑所有有 3 个非 0 入口的 m 元组，以使第 3 个（非强制）入口是头 r 个入口中的一个。我们有

$$(X_i \oplus X_{i'}) = 1\overbrace{??\ldots?}^{(r-1)times}\overbrace{00\ldots0}^{(r)times}, \qquad (Y_j \oplus Y_{j'}) = \overbrace{00\ldots01}^{(r)times}\overbrace{00\ldots0}^{(r-1)times},$$

其中 1??...?在最后的（r-1）个入口内有 1 个非 0 入口。再次使用词典编辑选择的性质，可以看到这产生信号点$(i,j)(i',j')$之间至少$\frac{1}{2}2^{r-1} = 2^{r-2}$的垂直偏移，但水平偏移保持 2^{r-1}。显然，当我们考虑此 Z_i 令第 3 个（非强制）入口是最后 r 个入口中的一个时，垂直/水平偏移的角色互换。

我们看到在所有情况中，所有其标记仅在一个位置上不同的信号点之间的欧氏距离由垂直和水平距离组成，因此其中一个等于 $2^{r-1}D_f$，另一个不小于 $2^{r-2}D_f$。由此。这类信号点之间整个欧氏距离的最小值满足

$$D_a \geq \sqrt{(2^{r-1}D_f)^2 + (2^{r-2}D_f)^2} = 2^{r-2}D_f\sqrt{2^2+1} = \sqrt{5}2^{r-2}D_f \qquad (8)$$

此后描述的信号星座族的非线性族可视作线性族（1）的扩展。对于 16QAM，此族来自不会落入线性族中的所有可能最优类的等价类（b）和（c），（见图 8A 到 8G）。我们注意到等价类（b）和（c）可视为下面定义的族的一部分。

令 S 是一个在（模 2）加下封闭的二进制 m 元组集合。我们定义图 8 中族的扩展为信号星座的所有等价类集合，其中信号星座的标记集合

$\{L_{i,j}\}_{1\le i,j\le 2^r}$ 满足

$$L_{i,j}=0_m,\qquad L_{i,j}=L_{i,1}\oplus L_{1,j}\oplus f(L_{i,1}\oplus L_{1,j}),\quad 1\le i,j\le 2^r \tag{9}$$

其中 f 是从 m 元组集合向其自身的映射，因此第一，任何来自 S 的 m 元组 x 同样在 S 中；第二，对任何 m 元组 x，y，由于 $f(x)=f(y)$，所以 $(x\oplus y)$ 在 S 中。

对于 8-PSK，使用完备搜索来找到适当信号星座的集合。显然，只存在 3 个等价类满足 $D_a=D_f$。这些类达到 $D_a\approx 1.84776D_f$ 且其中一个有 $\overline{H_1}=2\frac{1}{2}$ 而剩下的两个达到 $\overline{H_1}=2\frac{1}{4}$。相应的信号星座示于图 12A 到 12C。

这种新策略的成功基于下述事实：编码比特的交织方式令由（典型）错误事件产生的错误比特以高概率止于不同标记。当使用块尺寸 N 非常大的随机交织器时，可从统计上确保此性质。但是，当 N 为有限时，每个标记/符号有多于一个错误比特的概率不为 0。

此观察结论导致下述所不期望的结果：错误面（即错误率平坦区域）受限于具有每个标记多于一个错误比特特征的错误事件不可忽略的部分。在这种情形下，由于高 D_a 将不能实现潜在增益。

存在一个简单的方法来克服这类不期望的错误事件的影响：交织器 14 应确保对每个标记，所有对此标记有贡献的信道比特对之间（下层 FEC）网格区的最小数目不小于某值 $\delta>0$。

这种设计准则确保当且仅当此错误事件跨越至少 δ 个网格区时，一个错误事件可能导致每个标记中的多个错误比特。对于大的 δ 值，此错误事件错误比特的相应数目约等于（δ/2R），其中 R 是前向纠错率。通过将 δ 选择足够大，我们提高了这类不期望错误事件的汉明距离，因此令这些错误事件几乎不可能发生。因而，选择大的 δ 值允许我们控制与块尺寸 N 无关的错误面。在我们的仿真中，使用了一个均匀随机交织器来满足此设计准则，令 $\delta\ge 25$。

下述结果基于我们早先的观察，只要使用带交织的 FEC 和适当的信号星座（即，D_a 大于 D_f），BICM 方案的有效自由距离 D_a 可以远远大于确切自由距离 D_f。因此，设计旨在提高 D_a 而非 D_f 的信号星座是有意义的。

下例可证明这种结论。从标准 8-PSK 信号星座中导出一种新的信号星

座。让我们考虑由图 12C 中示出信号星座所代表的新策略示例。标准 8-PSK 信号星座的特征表示为 $D_a^{8-PSK}=(1-\cos(\pi/4))^{-1/2}D_f^{8-PSK}\approx 1.84776D_f^{8-PSK}$。易见由标记为（000, 001），(110, 111)，(100, 101)和（010, 011）的信号点对之间的距离定义此最小距离。实际上，这些是可使信号点由（最小）旋转（π/2）分开且其标记仅在一个位置上不同的仅有的对。注意可以提高 D_a，例如，通过简单地将标记为{001, 111, 101, 011}（即每个对中的第二个标记）向左旋转角度θ（注意旋转保持 PSK 非常令人满意的恒包络性质）。θ=（3π/32）的改进信号星座示于图 13，其中空圆点代表旋转点的原位置。此信号星座得到

$$D_a=\sqrt{((1+\sin(3\pi/32))/(1-\cos(\pi/4)))}D_f^{8-PSK}=\sqrt{(1+\sin(3\pi/32))}D_a^{8-PSK}\approx 1.135907D_a^{8-PSK}$$

在图 6 和 7 中将图 13 中修改的 8-PSK 信号星座的性能(见曲线 60 和 70）与图 12C 中标准 8-PSK 信号星座（见曲线 62 和 72）进行了比较。注意修改的 8-PSK 信号星座在低 SNR 处导致至多 0.2dB 的轻微劣化。此劣化由更高 SNR 处大约 1dB 的增益补偿。改进 8-PDK 信号星座示出分组错误率低于 10^{-2} 时性能更好。

本发明的范围不限于明确公开的实施方案。本发明以每种新特性和每个新特性的组合体现。任何参考符号并不限制权利要求的范围。单词“包含”不排除权利要求中所列出以外其它组件或步骤的存在。组件前面使用单词“一个”不排除多个此种组件的存在。

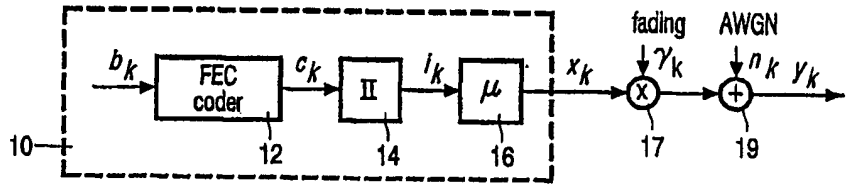


图 1

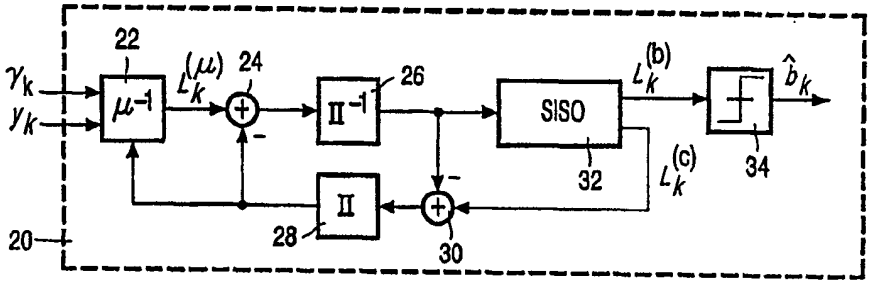


图 2

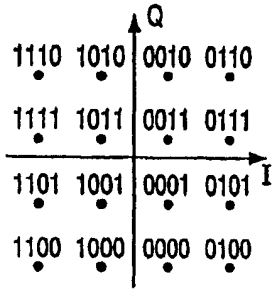


图 3A

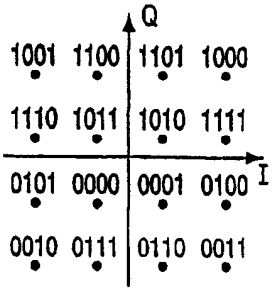


图 3B

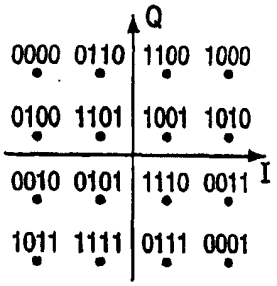


图 3C

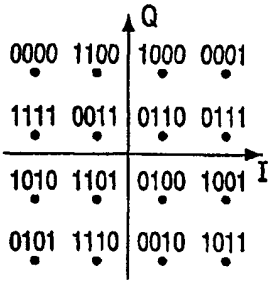


图 3D

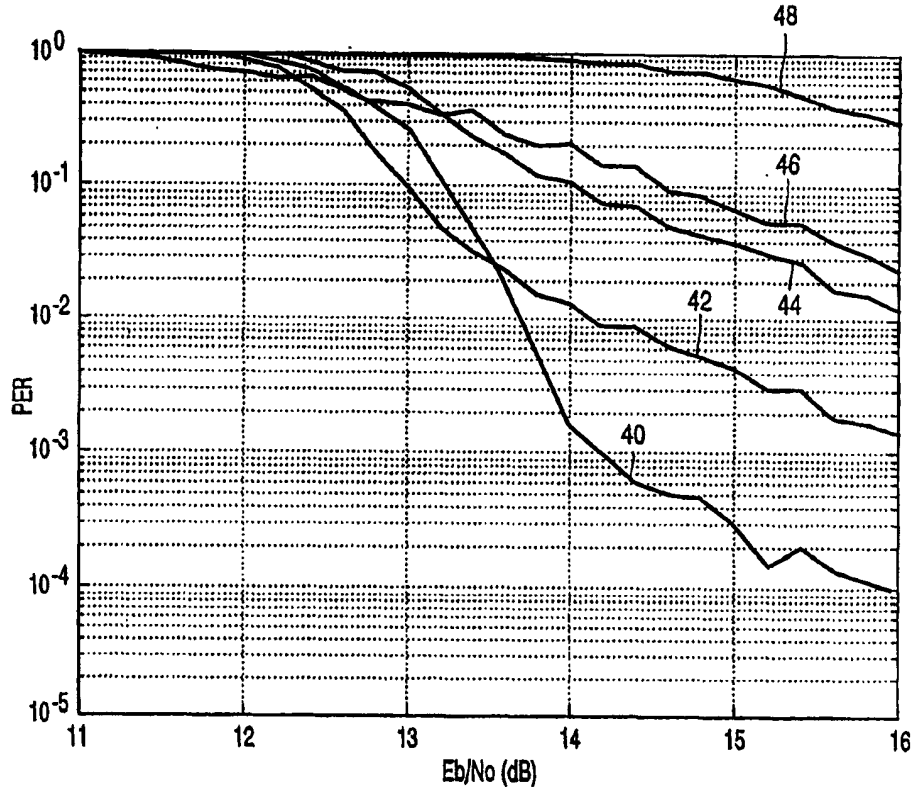


图 4

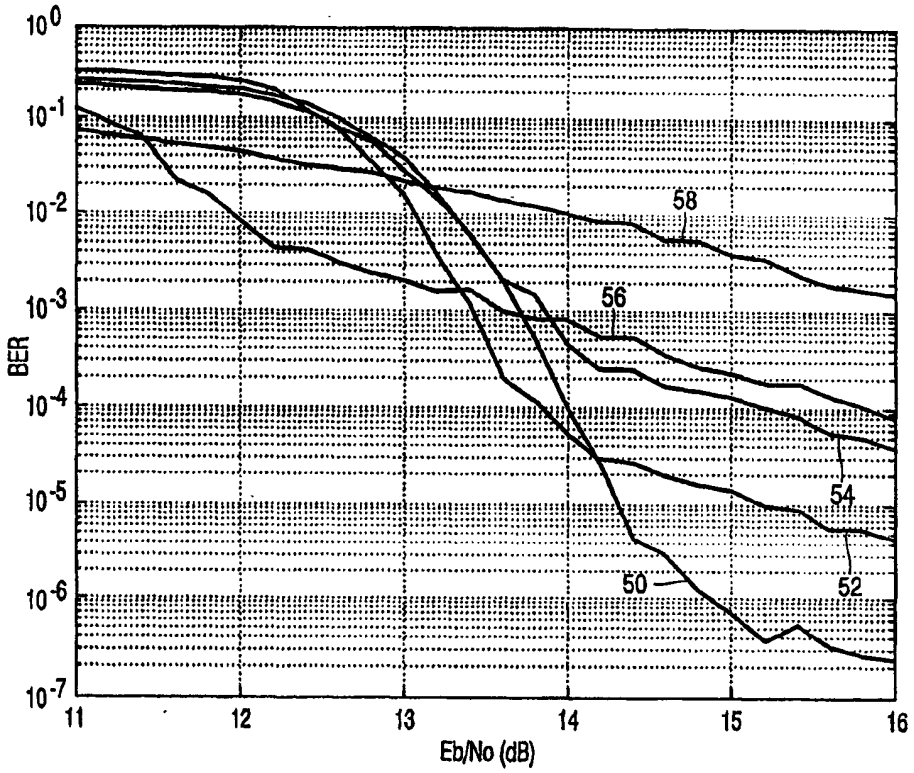


图 5

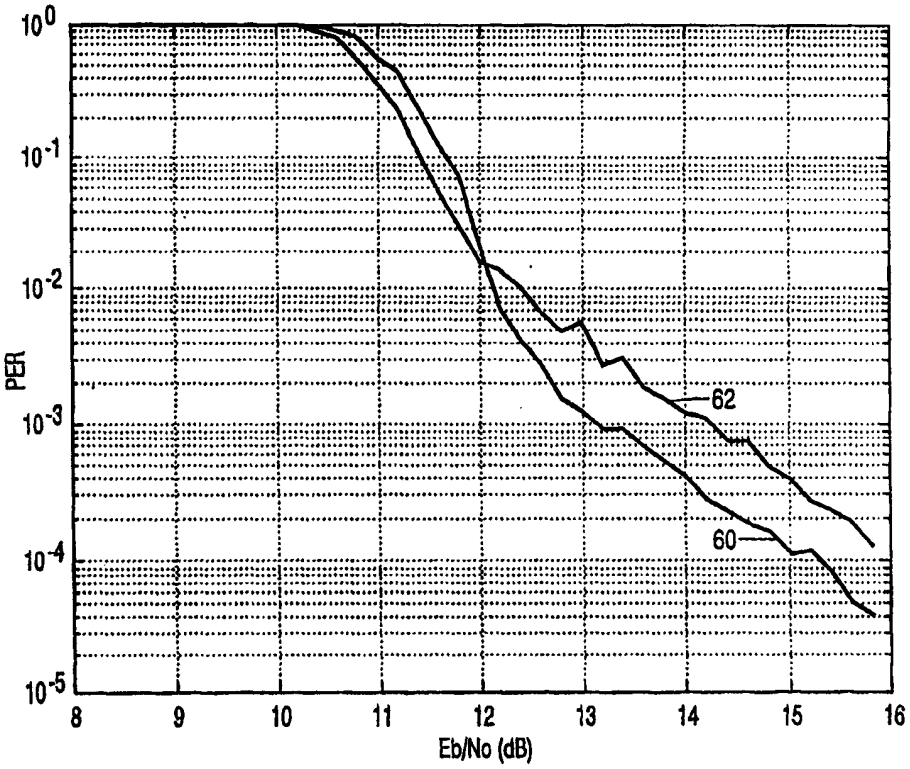


图 6

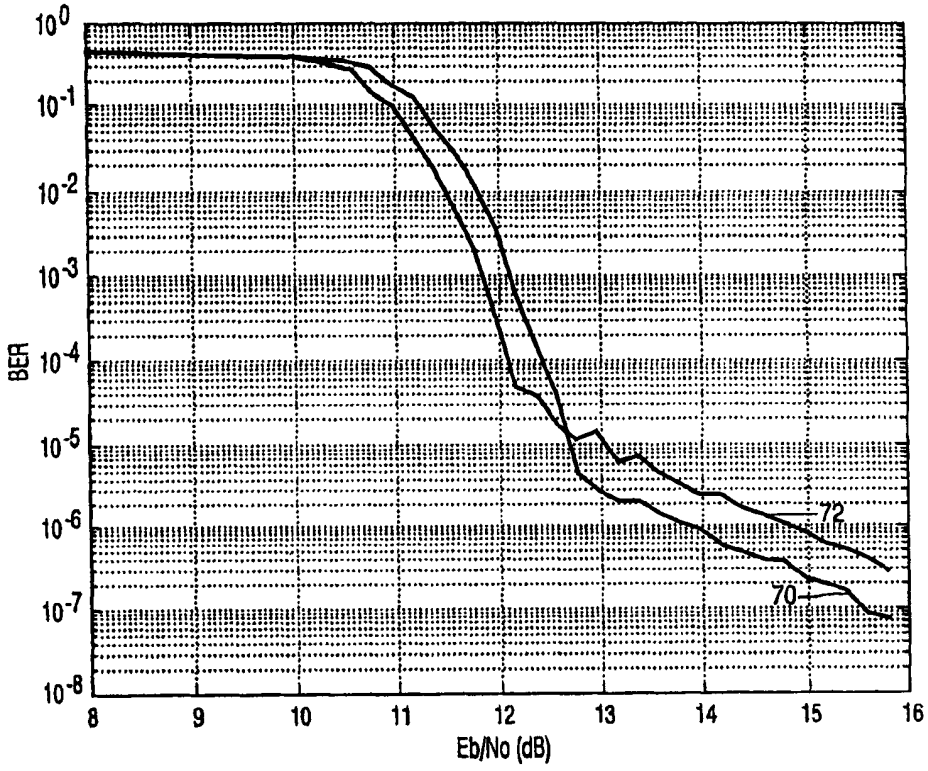

BER
10^{0}
10^{-1}
10^{-2}
10^{-3}
10^{-4}
10^{-5}
10^{-6}
10^{-7}
10^{-8}
8
9
10
11
12
13
14
15
16
Eb/No (dB)
72
70

图 7

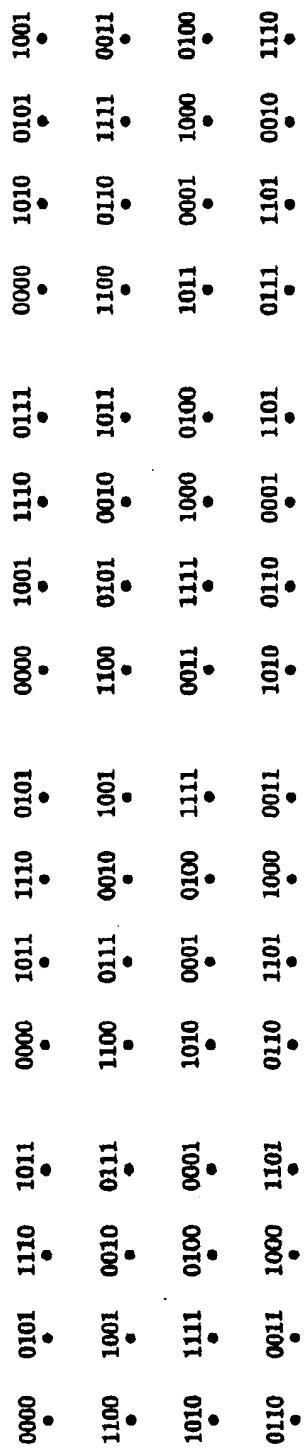


图 8A

图 8B

图 8C

图 8D

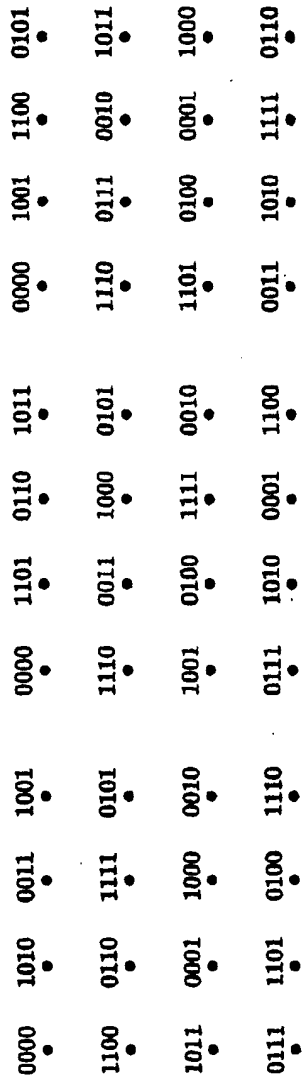

0000 1010 0011 1001 0000 1101 0110 1011 0000 1001 1100 0101
1100 0110 1111 0101 1110 0011 1101 1100 1110 0111 1010 1001
1011 0001 1000 0010 1001 0100 1111 0010 1101 0100 0001 1000
0111 1101 0100 1110 0111 1010 0001 1100 0011 1010 1111 0110

图 8E 图 8F 图 8G


000000 011000 010100 001100 100100 111100 110000 101000
010010 001010 000110 011110 110110 101110 100010 111010
010001 001001 000101 011101 110101 101101 100001 111001
000011 011011 010111 001111 100111 111111 110011 101011
110100 101100 100000 111000 010000 001000 000100 011100
100110 111110 110010 101010 000010 011010 010110 001110
100101 111101 110001 101001 000001 011001 010101 001101
110111 101111 100011 111011 010011 001011 000111 011111

图 9A

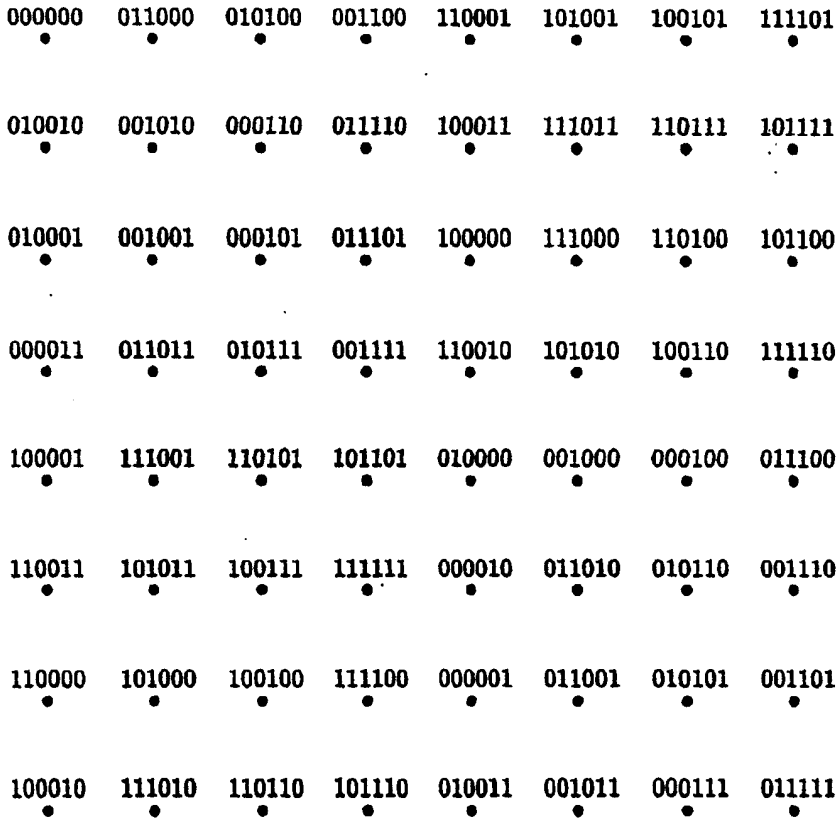

000000 011000 010100 001100 110001 101001 100101 111101
010010 001010 000110 011110 100011 111011 110111 101111
010001 001001 000101 011101 100000 111000 110100 101100
000011 011011 010111 001111 110010 101010 100110 111110
100001 111001 110101 101101 010000 001000 000100 011100
110011 101011 100111 111111 000010 011010 010110 001110
110000 101000 100100 111100 000001 011001 010101 001101
100010 111010 110110 101110 010011 001011 000111 011111

图 9B

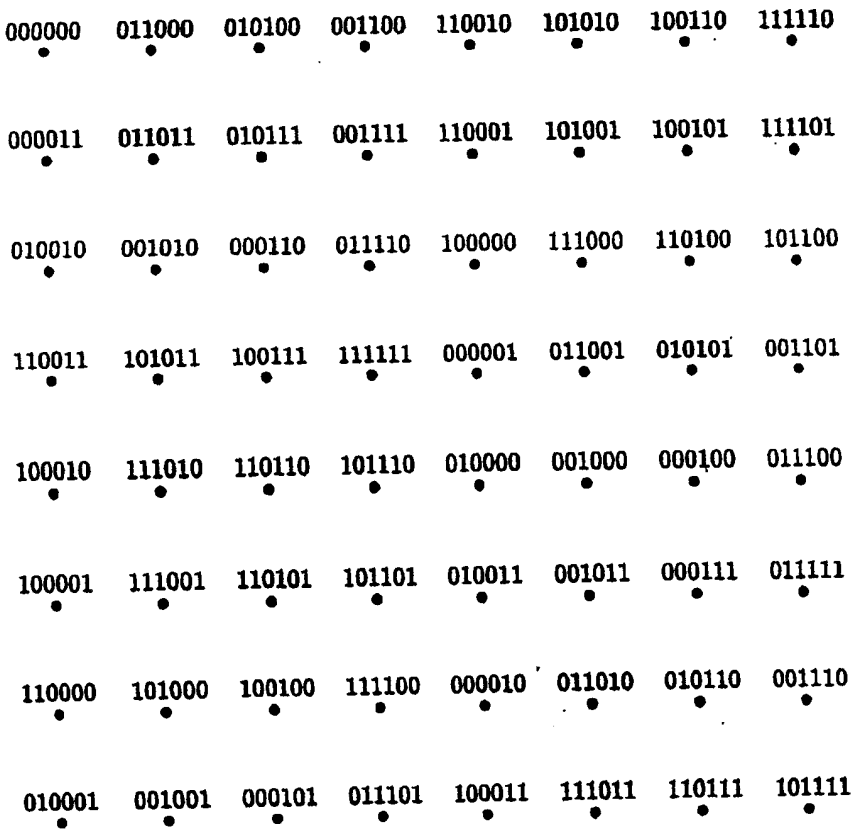

000000 011000 010100 001100 110010 101010 100110 111110
000011 011011 010111 001111 110001 101001 100101 111101
010010 001010 000110 011110 100000 111000 110100 101100
110011 101011 100111 111111 000001 011001 010101 001101
100010 111010 110110 101110 010000 001000 000100 011100
100001 111001 110101 101101 010011 001011 000111 011111
110000 101000 100100 111100 000010 011010 010110 001110
010001 001001 000101 011101 100011 111011 110111 101111

图 9C

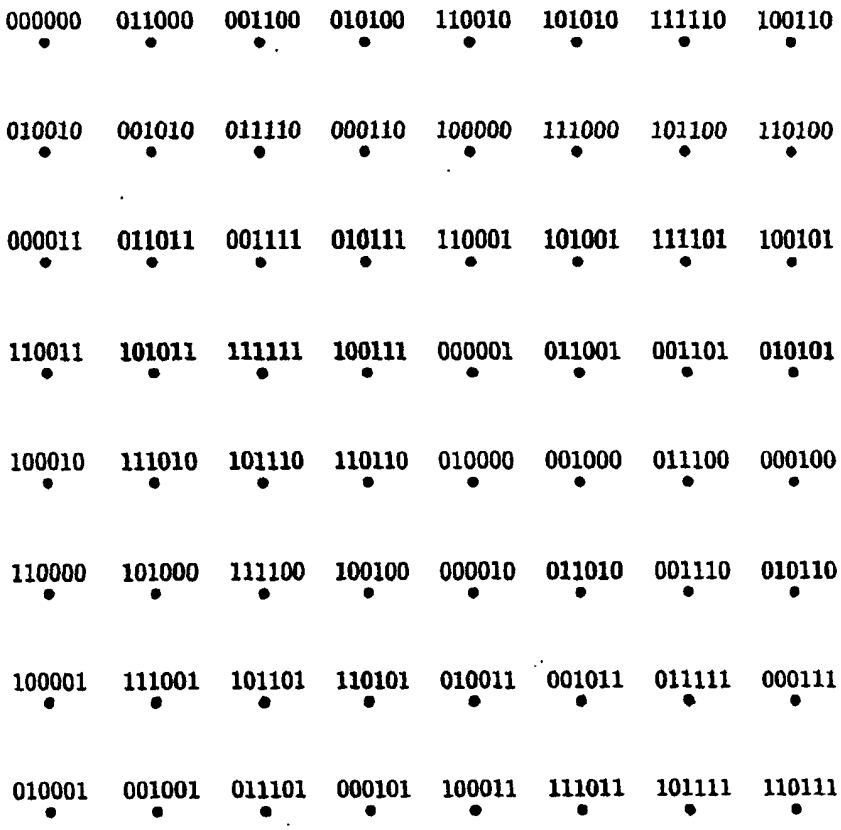

000000 011000 001100 010100 110010 101010 111110 100110
010010 001010 011110 000110 100000 111000 101100 110100
000011 011011 001111 010111 110001 101001 111101 100101
110011 101011 111111 100111 000001 011001 001101 010101
100010 111010 101110 110110 010000 001000 011100 000100
110000 101000 111100 100100 000010 011010 001110 010110
100001 111001 101101 110101 010011 001011 011111 000111
010001 001001 011101 000101 100011 111011 101111 110111

图 10

图 11A

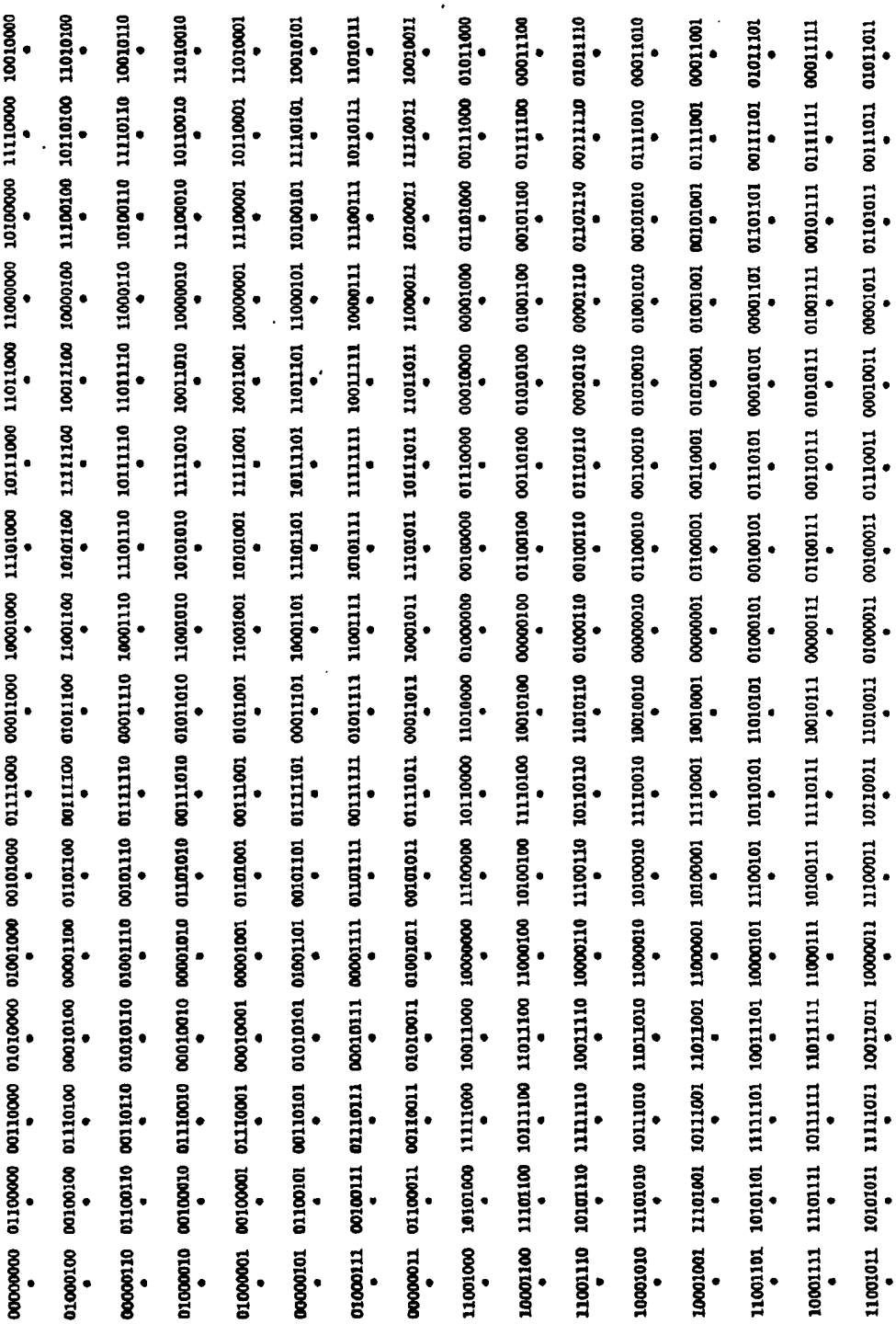


图 11B

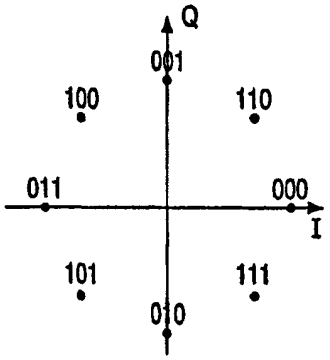


图 12A

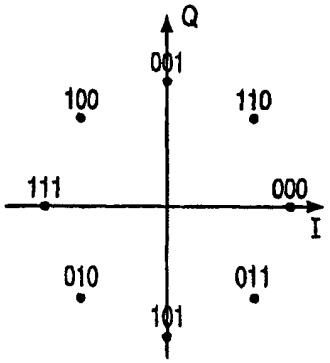


图 12B

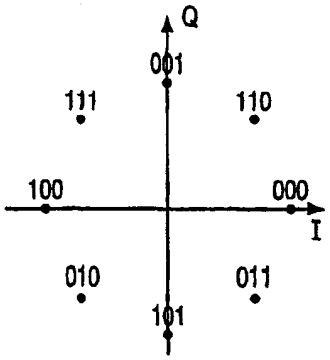


图 12C

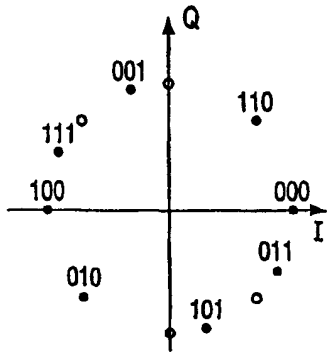


图 13