

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04L 27/34 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 00818287.6

[45] 授权公告日 2008 年 10 月 8 日

[11] 授权公告号 CN 100425044C

[22] 申请日 2000.11.22 [21] 申请号 00818287.6

[30] 优先权

[32] 1999.11.23 [33] US [31] 60/167,023

[86] 国际申请 PCT/US2000/032009 2000.11.22

[87] 国际公布 WO2001/039454 英 2001.5.31

[85] 进入国家阶段日期 2002.7.9

[73] 专利权人 汤姆森特许公司

地址 法国布洛涅

[72] 发明人 蒂莫西·F·塞特尔

托马斯·P·克劳斯

库马·拉马斯瓦米

[56] 参考文献

US5710754A 1998.1.20

CN1222277A 1999.7.7

EP0594505A 1994.4.27

审查员 张 鑫

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

代理人 马 莹 邵亚丽

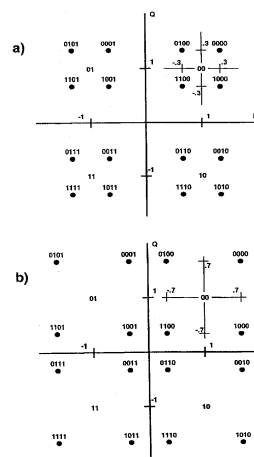
权利要求书 2 页 说明书 12 页 附图 7 页

[54] 发明名称

正交调幅传输系统及向其发送信号的装置

[57] 摘要

一种分级 QAM 系统，通过嵌入相关星座点，允许不同信号源的传输。一种 QAM 传输系统，包括级别(1)和级别(2)数据流源，每个数据流承载连续的码元(symbol)。连接到级别(1)和级别(2)数据流源的分级 QAM 发送机，产生分级的 QAM 信号，其中，级别(1)码元被 I-Q 平面中的四个象限的一个象限中的数据点表示，以及级别(2)码元由围绕在包含级别(1)数据点的象限的中心点的四个子象限的一个内的数据点表示。级别(2)数据点被成组因子从所述中心点偏离，以更加接近匹配级别(1)和级别(2)数据流的误码率水平。



1. 一种 QAM 接收系统, 包括:

用于接收承载连续的码元的级别 1 和级别 2 数据流的输入, 其中, 级别 1 码元由 I-Q 平面中的四个象限的一个象限中的数据点表示, 而级别 2 码元由围绕包含级别 1 数据点的象限的中心点的四个子象限的一个子象限内的数据点表示, 并且其中, 级别 2 数据点被成组因子从中心点偏离, 该成组因子被设置以更加接近匹配级别 1 和级别 2 数据流的误比特率性能;

解调器, 响应在所述输入接收的数据流, 来产生解调的数据流;

包括解码器的信号处理网络, 响应解调的数据流, 来产生级别 1 和级别 2 数据。

2. 一种用于向诸如在权利要求 1 中所定义的 QAM 接收系统的 QAM 接收机发送多级别数据流 QAM 信号的装置, 包括:

级别 1(DATA1)和级别 2(DATA2)数据流源, 每个数据流承载连续的码元; 以及

连接到级别 1 和级别 2 数据流源的分级 QAM 发送机(100), 用于产生分级的 QAM 信号, 其中, 级别 1 码元由 I-Q 平面中的四个象限的一个象限中的数据点表示, 以及级别 2 码元由围绕包含级别 1 数据点的象限的中心点的四个子象限的一个内的数据点表示, 其中, 级别 2 数据点被成组因子从中心点偏离; 其中, 所述该 QAM 发送机(100)包括:

级别 1 QPSK 调制器(104), 响应级别 1 数据流(DATA1), 用于产生表示级别 1 码元的级别 1 QPSK 信号;

级别 2 QPSK 调制器(110), 响应级别 2 数据流(DATA2), 用于产生表示级别 2 码元的级别 2 QPSK 信号;

所述装置特征在于:

QAM 信号发生器(106、111), 用于用为 1 的因子加权级别 1 QPSK 信号, 用所述成组因子(G)加权级别 2 QPSK 信号, 并组合该加权的级别 1 和级别 2 QPSK 信号以产生分级的 QAM 信号, 所述 QAM 信号发生器(106、111)包括:

具有设置为成组因子(G)的增益的可变增益放大器(111), 用于产生加权的级别 2 QPSK 信号; 以及

信号组合器(106), 用于组合级别 1 QPSK 信号和加权的级别 2 QPSK 信

号;以及通过设置成组因子,以更加接近匹配级别 1 和级别 2 数据流的误比特率性能。

3.如权利要求 2 所述的装置,其中,表示级别 1 码元的所述中心点是一个距离 I-Q 平面的原点的一预定距离,以及所述成组因子被设置成大于所述预定距离的一半。

4. 如权利要求 3 所述的装置,其中,所述成组因子是介于 0.6 至 0.7 之间。

5. 如权利要求 2 所述的装置,其中,所述可变增益放大器(111)具有设置为 0.6 至 0.7 之间的增益(G)。

6. 如权利要求 2 所述的装置,还包括连接到 QAM 发送机(100)的卫星地面站天线,用于向卫星发送分级的 QAM 信号。

正交调幅传输系统及向其发送信号的装置

技术领域

本发明涉及分级正交调幅传输系统。

背景技术

在单个载波上组合分离的信号用于传输是公知的。例如，在美国专利 5710754 中公布了一个用于组合使用如 QPSK 或 QAM 调制的数字向量调制发送的数字信号，以及模拟向量调制的模拟信号的系统。在向量平面图中，数字信号连续地采取预定的位置组中的一个。被模拟信号占据的向量空间围绕每个预定的位置。为了保持在一个预定的位置被模拟信号占据的向量空间不与在相邻预定的位置被模拟信号占据的向量空间重叠，被模拟信号占据的向量空间的幅度受到自动增益控制装置的限制。

另一个举例是 1999 年 10 月 12 日授权给 Ramaswamy 的美国专利 5966412 号，公布了可与老式的四相相移键控(QPSK)接收机后向兼容的调制系统，同时为提供更高的数据速率或更精确的数据，还允许更先进的接收机接收附加数据流。图 1 说明了在该专利中公布的分级 QAM 传输系统的方框图。图 1 公布了数据发送机 100，其通过一个传输信道 200 连接到一个数据接收机 300。

在图 1 中，第一输入端子 DATA1 连接到第一数据信号源(未示出)，第二输入端子 DATA2 连接到第二数据信号源(未示出)。第一和第二数据信号可表示分离和独立的数据，或表示相关的数据信号，如承载同一数据信号的各个部分(用于增加传输系统的吞吐量)或同一数据信号的基本数据部分和补充数据部分(如以下将详细描述，用于发送改进的信号同时保持与现有老式接收机的后向兼容性)。第一输入端子 DATA1 连接到第一误码检测/校正编码器 102 的输入端子。第一编码器 102 的输出端子连接到级别 1 QPSK 调制器 104 的输入端子。级别 1 QPSK 调制器 104 的输出端子连接到信号组合器 106 的第一输入端子。

第二输入端子 DATA2 连接到第二误码检测/校正编码器 108 的输入端子。第二编码器 108 的输出端子连接到级别 2 QPSK 调制器 110 的输入端子。级

别 2 QPSK 调制器 110 的输出端子连接到具有增益 G 的可变增益放大器 111 的输入端子。可变增益放大器 111 的输出端子连接到信号组合器 106 的第二输入端子。信号组合器 106 的输出端子产生组合的调制信号并连接到传输信道 200。在例举的实施例中这个信道是一个直接卫星电视信号发送系统,以及该传输信道包括发送机 100 所处的地面发送站(被一个虚的发送天线表示)、一个用于接收地面站的数据以及将该数据向多个地面接收站再广播的通信卫星(未示出)、其中一个地面接收站在图 1 中被例举为接收站 300,用于接收并处理再广播的数据信号,用一个虚的接收天线来说明。

传输信道 200 的输出连接到级别 1 QPSK 解调器 302 的输入端子。级别 1 QPSK 解调器 302 的输出端子分别连接到第一误码检测/校正解码器 304 的输入端子和延迟电路 306。第一解码器 304 的输出端子连接到输出 DATA1'以及再编码器 308 的输入端子。再编码器 308 的输出端子连接到减法器 310 的减数输入端子。延迟电路 306 的输出端子连接到减法器 310 的被减数输入端子。减法器 310 的差分输出端子连接到第二误码检测/校正解码器 312 的输入端子。第二解码器 312 的输出端子连接到第二数据输出端子 DATA2'。

在操作中,第一编码器 102 编码第一数据信号 DATA1,以公知的方式提供误码检测/校正能力。编码器/解码器对 102/304、108/312 可以采用任何公知的误码检测/校正码,并且如上述提到的专利中所述的,那些码可被级联在一起。第一编码器 102 产生表示编码后的第一数据信号 DATA1 的编码的比特流。级别 1 调制器 104 处理两个编码的数据比特的连续组,每组被称作一个码元(symbol),以公知的方式产生处于四个象限的一个象限内的 QPSK 信号。相似地,第二编码器 108 编码第二数据信号 DATA2,以公知的方式提供误码检测/校正能力。级别 2 调制器 110 处理两个编码的数据比特的组,也产生处于四个象限的一个象限内的 QPSK 信号。本领域的技术人员将理解附加的数据信号(DATA3 等)可分别被附加的编码器进行误码检测/校正编码,并且附加的调制器(级别 3 等)响应附加的两个编码的数据比特的组分别产生附加的 QPSK 信号。对来自级别 1 调制器 104 的 QPSK 信号给定加权值 1;来自级别 2 调制器 110 的 QPSK 信号被可变增益放大器 111 给定加权值或增益 0.5;第三加权值 0.25 等等。然后,所有加权的 QPSK 信号被信号组合器 106 组合为一个单独的调制信号并通过传输信道 200 被发送。

级别 1 QPSK 调制器 104 响应来自第一编码器 102 的两个编码的数据比

特的组,使得组合的信号处于四个象限中的一个以内。可以考虑将每个象限依次分为四个子象限。级别2 QPSK 调制器 110 响应来自第二编码器 108 的两个输入数据比特的组,使得组合的信号处于级别1 QPSK 调制器 104 所选择的象限内的一个子象限内。还可以考虑将那个子象限分为四个子-子象限,响应来自第三编码器(未示出)的两个输入数据比特的组,使得组合的信号处于那些子-子象限中的一个以内,等等。

老式接收机(图1中由虚线300'示出)仅包括级别1 QPSK 解调器 302,它可以检测接收到的信号在 I-Q 平面中所处的位置。从那个信息中,误码检测/校正解码器 304 可以在接收的第一数据流中确定相应的两个编码的比特。该误码检测/校正解码器 304 还可以校正由传输信道引入的任何误码,以产生表示原始的第一数据信号 DATA1 的接收的数据信号 DATA1'。因此,在存在附加的调制数据信号 DATA2(DATA3 等)的情况下,这样的接收机可以正确地接收、解码、以及处理第一数据信号 DATA1。级别2 QPSK 调制器包括的信号简单地被看做是对于这样的接收机的噪声。

另一方面,更先进的接收机 300 可以检测接收的调制信号处于哪个象限内,以及因此可以接收、解码、以及处理表示第一数据信号 DATA1 的两个数据比特的连续组。先进的接收机中的再编码器 308 然后再生成处于所指出象限中间位置的理想信号,将其从接收的调制信号中减去。这个操作将发送的信号象限的中心变换为原点。剩下的是被 0.5 加权的、表示第二数据信号 DATA2 的 QPSK 调制信号。这个信号然后被第二解码器 312 解码,以确定该信号处于哪个子象限内,指出相应那个信号的两个比特的组。表示第二数据信号 DATA2 的两个数据比特的连续组这样被接收、解码并处理等等。这样一个传输系统通过调制与被看做是许用码元的星座(constellation)正交的载波而运行,是一种正交幅度调制(QAM)的形式。这样的系统被称作分级 QAM 传输系统,因为它可被用于发送其它级别的数据信号,或发送单个信号内的其它级别的详细内容,同时保持与老式接收机的后向兼容性。

图 2a 是如上述提到的专利中所列举的,在分级 16QAM 传输系统的许用码元的 I-Q 平面内的星座图。在图 2a 中,两个比特的第一组确定了产生的码元处于哪个象限内。如果第一组两个比特是“00”,那么码元处于右上象限内,级别1 调制器 104 产生 $I=1$ 和 $Q=1$ 的 I-Q 信号;如果第一组两个比特是“01”,那么码元处于左上象限内,级别1 调制器 104 产生 $I=-1$ 和 $Q=1$

的 I-Q 信号; 如果第一组两个比特是“10”, 那么码元处于右下手象限内, 级别 1 调制器 104 产生 $I=1$ 和 $Q=-1$ 的 I-Q 信号; 如果第一组两个比特是“11”, 那么码元处于左下手象限内, 级别 1 调制器 104 产生 $I=-1$ 和 $Q=-1$ 的 I-Q 信号。这在图 2a 中由相关象限中间的适当比特对指出。

如上所述, 考虑将每个象限如图 2a 中的右上手象限中所示的那样分为四个子象限。第二组两个比特确定了码元处于哪个子象限内。正如上述的确定象限一样, 相同的映象用于确定子象限。即, 如果第二组两个比特是“00”, 那么码元(symbol)处于右上手子象限内, 级别 2 调制器产生 $I=1$ 和 $Q=1$ 的 I-Q 信号; 如果第二组两个比特是“01”, 那么码元处于左上手子象限内, 级别 2 调制器产生 $I=-1$ 和 $Q=1$ 的 I-Q 信号; 如果第二组两个比特是“10”, 那么码元处于右下子象限内, 级别 2 调制器产生 $I=1$ 和 $Q=-1$ 的 I-Q 信号; 以及如果第二组两个比特是“11”, 那么码元处于左下手子象限内, 级别 2 调制器产生 $I=-1$ 和 $Q=-1$ 的 I-Q 信号。可变增益放大器 111(图 1 的)用加权值 0.5 加权来自级别 2 调制器 110 的信号, 于是子象限中的点处于围绕象限的中心点 ± 0.5 的位置。在图 2a 中每个这些位置被示出为实心的圆圈, 用四位二进制数表示两个比特的第一和第二组的组合, 第一组两个比特是右手的一对比特以及第二组两个比特是左手的一对比特。

我们知道通过如上所述的分级 QAM 系统的不同级别的各个数据流的误码率水平是不同的。一般级别 1 数据流的误码率好于级别 2(以及更高级别)数据流的误码率。然而, 当通过不同级别的各个数据流的误码率相同时, 分级 QAM 系统的总的性能是最优的。因此, 不仅需要优化传输系统的总误码率, 而且还要使传输系统中的不同级别的各个误码率更接近地匹配。

通过改变象限(或子象限)内发送的星座数据点的间距, 级别 1 和级别 2 数据流的相关误码率水平可能发生变化。欧洲专利局出版的 EP-A-0 594505, 公布了如现有技术使用群收缩(contraction)和扩展(dilation)变化误码水平, 但没有公布或建议用于执行这个群收缩的电路, 或公布或建议任何用于选择成组因子的标准。

Kim 等人所著的文章 “Performance of Multiresolution OFDM on Frequency-Selective Fading Channels”(选频衰落信道的多解 OFDM 性能)也公布了分级 QAM 星座的成组因子可被改变以改变相应信号的误码率。这篇文章公布了使用多解调制以防备当接收机处信号强度减小时, 接收信号的功能

衰退。

Russel 等人所著的“Terrestrial Digital Video Broadcasting for Mobile Reception Using OFDM”(使用 OFDM 的地面数字视频广播的移动接收)文章中,公布了一个系统,其中分级 QAM 星座的成组因子可被改变以改变相应信号的误码率。这篇文章也涉及使用多解调制以防备当接收机处信号强度减小时,接收信号的功能衰退。这些参考中没有一个系统是考虑或解决与老式接收机的向后兼容性问题。

发明内容

本发明者认识到通过改变一个象限(或子象限)内的发送的星座数据点的间距,可以改变级别 1 和级别 2 数据流的相关误码率水平。为更接近地匹配级别 1 和级别 2 数据流的误码率水平设置该间距。

依照本发明的原理, QAM 传输系统包括级别 1 和级别 2 数据流源, 每个数据流承载连续的码元。连接到级别 1 和级别 2 数据流源的分级 QAM 发送机, 产生分级 QAM 信号, 其中, 级别 1 码元被 I-Q 平面中的四个象限的一个象限中的数据点表示, 级别 2 码元由围绕在包含级别 1 数据点的象限的中心点的四个子象限的一个内的数据点表示。该 QAM 发送器包括级别 1 QPSK 调制器, 响应级别 1 数据流, 用于产生表示级别 1 码元的级别 1 QPSK 信号; 以及级别 2 QPSK 调制器, 响应级别 2 数据流, 用于产生表示级别 2 码元的级别 2 QPSK 信号。该 QAM 发送器还包括 QAM 信号发生器, 用于用为 1 的因子加权级别 1 QPSK 信号, 用所述成组因子加权级别 2 QPSK 信号, 并组合该加权的级别 1 和级别 2 QPSK 信号以产生分级的 QAM 信号。该 QAM 信号发生器包括: 具有设置为成组因子的增益的可变增益放大器, 用于产生加权的级别 2 QPSK 信号; 以及信号组合器, 用于组合级别 1 QPSK 信号和加权的级别 2 QPSK 信号。级别 2 数据点被成组因子从中心点偏离, 以更加接近匹配级别 1 和级别 2 数据流的误码率水平。

为了实现本发明, 提供了一种 QAM 接收系统, 包括: 用于接收承载连续的码元的级别 1 和级别 2 数据流的输入, 其中, 级别 1 码元由 I-Q 平面中的四个象限的一个象限中的数据点表示, 而级别 2 码元由围绕包含级别 1 数据点的象限的中心点的四个子象限的一个子象限内的数据点表示, 并且其中, 级别 2 数据点被成组因子从中心点偏离, 该成组因子被设置以更加接近匹配

级别 1 和级别 2 数据流的误比特率性能；解调器，响应在所述输入接收的数据流，来产生解调的数据流；包括解码器的信号处理网络，响应解调的数据流，来产生级别 1 和级别 2 数据。

为了实现本发明，提供了一种用于向诸如上面所定义的 QAM 接收系统的 QAM 接收机发送多级别数据流 QAM 信号的装置，包括：级别 1 和级别 2 数据流源，每个数据流承载连续的码元；以及连接到级别 1 和级别 2 数据流源的分级 QAM 发送机，用于产生分级的 QAM 信号，其中，级别 1 码元由 I-Q 平面中的四个象限的一个象限中的数据点表示，以及级别 2 码元由围绕包含级别 1 数据点的象限的中心点的四个子象限的一个内的数据点表示，其中，级别 2 数据点被成组因子从中心点偏离；其中，所述该 QAM 发送机包括：级别 1 QPSK 调制器，响应级别 1 数据流，用于产生表示级别 1 码元的级别 1 QPSK 信号；级别 2 QPSK 调制器，响应级别 2 数据流，用于产生表示级别 2 码元的级别 2 QPSK 信号；所述装置特征在于：QAM 信号发生器，用于用为 1 的因子加权级别 1 QPSK 信号，用所述成组因子加权级别 2 QPSK 信号，并组合该加权的级别 1 和级别 2 QPSK 信号以产生分级的 QAM 信号，所述 QAM 信号发生器包括：具有设置为成组因子的增益的可变增益放大器，用于产生加权的级别 2 QPSK 信号；以及信号组合器，用于组合级别 1 QPSK 信号和加权的级别 2 QPSK 信号；以及通过设置成组因子，以更加接近匹配级别 1 和级别 2 数据流的误比特率性能。

附图说明

图 1 是依照本发明的原理的传输系统的方框图。

图 2 是例举分级别 16QAM 传输系统的许用码元的星座图。

图 3a 和 c 是图 1 所示的传输系统的各个部分的更详细的方框图，并且还包含一个格雷码映象器，以及图 3b 是包含控制格雷码映象器的操作的数据表。

图 4 是图 1 中例举的传输系统的一部分的更详细的方框图，例举了用于不同级别的不同误码检测/校正码的操作。

图 5 是接收的星座图，以及图 6 是被传输信道所引起失真的接收星座的一个象限的图。

图 7 是用于确定接收的星座数据点的象限的重心的电路的方框图。

图 8 是星座图，说明了使用成组因子以改变分级 QAM 信号中不同级别

信号的相关误码水平。

具体实施方式

图 3a 和 c 是图 1 所示的传输系统的各个部分的更详细的方框图，并还包括一个格雷码映象器，以及图 3b 是例举图 3a 和 c 中说明的格雷码映象器的操作的表。首先参考图 2b，例举了其中所有位置的相邻的点表示其数据值仅一个比特位置不同的数据值的星座图。为产生这个星座，在编码的级别 2 数据信号中的两比特组对于子象限中位置的映象依赖于子象限处于哪个象限内。图 2b 中的右上手象限(00)与图 2a 中的右上手象限相同。然而，在左上手象限中左右列被交换。在右下象限中上下行被交换，以及在左下手象限中左右手的列和上下行被交换。这可由在调制编码的第二数据信号 DATA2 之前，由发送机 100 中的简单映象操作、然后由在所接收的编码的第二数据信号被解调之后，在接收机 300 中执行简单的解映象操作来执行。

在图 3a 中，说明了发送机 100 的一部分。级别 1 码元(来自图 1 的第一编码器 102 的两个比特)分别连接到级别 1 调制器 104 和格雷码映象器 112 的多个输入端子。来自级别 1 调制器 104 的同相(I)信号连接到第一加法器 106(I)的第一输入端子，以及来自级别 1 调制器 104 的正交(O)信号连接到第二加法器 106(Q)的第一输入端子。第一加法器 106(I)和第二加法器 106(Q)的组合形成了图 1 的信号组合器 106。级别 2 码元(来自第二编码器 108 的两个比特)连接到级别 2 调制器 110 的输入端子。级别 2 调制器 110 的 I 输出端子连接到格雷码映象器 112 的 I 输入端子，级别 2 调制器 110 的 Q 输出端子连接到格雷码映象器 112 的 Q 输入端子，格雷码映象器 112 的 I 输出端子连接到第一加法器 106(I)的第二输入端子，以及格雷码映象器 112 的 Q 输出端子连接到第二加法器 106(Q)的第二输入端子。为简化图，没有示出具有 0.5 的衰减因子的、并连接在格雷码映象器 112 和信号组合器 106 之间的可变增益放大器 111。

在操作中，被两个编码的数据比特的组表示的级别 1 码元被从级别 1 编码器 102(图 1)接收。级别 1 码元被级别 1 调制器 104 进行 QPSK 调制，以公知的方式产生表示调制信号的象限的一组 I 和 Q 分量的信号。例如，如果码元是 0，即两比特是 00，那么指定右上手象限($I=1$, $Q=1$)；如果码元是 1，即两比特是 01，那么指定左上手象限($I=-1$, $Q=1$)；如果码元是 2 即两比特

是 10, 那么指定右手象限($I=1, Q=-1$); 如果码元是 3 即两比特是 11, 那么指定左手象限($I=-1, Q=-1$)。以相似的方式, 级别 2 码元由级别 2 调制器 110 进行 QPSK 调制, 以公知的方式产生表示调制信号的子象限的一组 I 和 Q 分量信号。级别 2 调制器与级别 1 调制器 104 以完全相同的方式产生调制信号, 即如果两比特是 00(0), 那么指定右手子象限($I=1, Q=1$); 如果两比特是 01(1), 那么指定左手子象限($I=-1, Q=1$); 如果两比特是 10(2), 那么指定右手子象限($I=1, Q=-1$); 如果两比特是 11(3), 那么指定左手子象限($I=-1, Q=-1$)。这个调制的信号然后被 0.5 加权(未示出)。

从这两个调制信号的组合的得到的星座如图 2a 所示。格雷码映象器 112 操作来自级别 2 调制器 110 的 I 和 Q 信号以产生图 2b 中所示的星座图。图 3b 是格雷码映象器 112 所使用的映象表。如果级别 1 码元是 0, 指定右手象限, 那么子象限不改变, 即来自级别 2 调制器的 I 和 Q 输出信号不改变。因此, I 输出信号即来自格雷码映象器 112 的 I_{out} 与 I 输入信号 I_{in} 相同($I_{out} = I_{in}$), 以及 Q 输出信号即来自格雷码映象器 112 的 Q_{out} 与 Q 输入信号 Q_{in} 相同($Q_{out} = Q_{in}$)。如果级别 1 码元是 1, 指定左手象限, 那么, 参考图 2, 列被交换。即正的 I 值变为负的, 反之亦然。因此, 当级别 1 码元是 1 时, I 输出信号是 I 输入信号的相反值($I_{out} = -I_{in}$), 同时 Q 输出信号是 Q 输入信号的相反值($Q_{out} = -Q_{in}$)。如果级别 1 码元是 2, 指定右手象限, 那么, 行被交换。即正的 Q 值变为负的, 反之亦然。因此, 当级别 1 码元是 2 时, I 输出信号与 I 输入信号相同($I_{out} = I_{in}$), 同时 Q 输出信号是 Q 输入信号的相反值($Q_{out} = -Q_{in}$)。如果级别 1 码元是 3, 指定左手象限, 那么, 行和列都被交换, 即正的 I 值变为负的, 正的 Q 值变为负的, 反之亦然。因此, 当级别 1 码元是 3 时, I 输出信号是 I 输入信号的相反值($I_{out} = -I_{in}$), 同时 Q 输出信号是 Q 输入信号的相反值($Q_{out} = -Q_{in}$)。格雷码映象器 112 提供这个功能。从格雷码映象器 112 得到的 I 和 Q 值如上所述用 0.5 的加权值加权(为简化未示出)并被信号组合器 106 用表示级别 1 码元的 I 和 Q 值组合。所得的星座图示于图 2b 中。

这样的映象在使用相似的格雷码映象器的接收机 300 中是可逆的。图 3cs 示出了包括这样一个格雷码映象器 314 的接收机 300 的一部分。在图 3c 中, 再编码器 308 的输出端子连接到格雷码映象器 314 的输入端子。来自减法器 310(图 1)的 I 信号连接到格雷码映象器 314 的 I 输入端子, 以及减法器 310 的

Q 信号连接到格雷码映象器 314 的 Q 输入端子。格雷码映象器 314 的 I 输出端子连接到第二解码器 312 的 I 输入端子，格雷码映象器 314 的 Q 输出端子连接到第二解码器 312 的 Q 输入端子。

在操作中，再编码器 308 产生理想的表示所接收的级别 1 码元的信号。即，如果接收的级别 1 信号被确定是处于右上手象限中的任何位置，那么再编码器 308 产生值为 0 的信号；如果是在左上手象限中的任何位置，则产生值为 1 的信号；如果是在右下手象限中的任何位置，则产生值为 2 的信号；如果是在左下手象限中的任何位置，则产生值为 3 的信号。这个码元被提供给格雷码映象器 314。来自减法器 310 的 I 和 Q 信号分别被格雷码映象器 314 以上述以及图 3b 中例举的方式处理，本领域的技术人员将懂得接收机 300 中的格雷码映象器 314 与图 3a 中的格雷码映象器 112 以相同的方式操作，并将执行在发送机 100 中所执行的相反功能。

在发送机 100 和接收机 300 中使用格雷码映象器(112 和 312)允许以图 3a 有关的上述方式使用图 2b 中例举的星座图。使用上述的格雷码映象功能的传输系统，为产生相邻的、仅不超过一个比特不同的星座，将增加系统的误码率。仿真已经示出使用如上所述的格雷编码将级别 2 比特误码数减少一半。这在信号噪声比(SNR)中提供了大约 1/4dB 的附加裕量。这个改进虽不很大但与其它改善一起总体上改进了传输系统的性能。

图 4 是图 1 中所示的传输系统的一部分的更详细的方框图，其例举了不同级别的不同误码检测/校正码的操作。如上所述，由于卫星广播系统中所应用的非线性高功率放大器所带来的在更高级别的调制中的星座点之间的距离的压缩，QPSK 调制的不同级别受到不同程度的恶化。更明确地，在分级调制的高级别比低级别更频繁地出现比特错误。为更接近地匹配级别 1 和级别 2 信号的误码率，在各个数据流中使用具有不同性能特征的误码检测/校正码。更明确地，将在高级别的数据流中使用功能更强的误码检测/校正编码，同时在低级别的数据流中使用功能较弱的误码检测/校正编码。这将优化传输系统的整体性能和信息传输容量。

在图 4 中，与图 1 中例举的相同的部件被用相同的参考标号表示，并在下文不再进行详细描述。在图 4 中，发送器 100 中的第一误码检测/校正编码器 102 被分为一个外部编码器 102(O)和一个内部编码器 102(I)。相似地，第二误码检测/校正编码器 108 被分为一个外部编码器 108(O)和一个内部编码

器 108(I)。以相应的方式,接收机 300 中的第一误码检测/校正解码器 304 被分为一个外部解码器 304(O)和一个内部解码器 304(I)。相似地,第二误码检测/校正解码器 312 被分为一个外部解码器 312(O)和一个内部解码器 312(I)。如在上述专利文件中公布的,外部编码器/解码器对采用如汉明码、哈达马码、循环码以及里德-索罗门(RS)码的块编码技术,同时内部编码器/解码器对采用卷积码。

在图 4 中,用于级别 2 数据流的编码比用于级别 1 数据流的编码功能强得多。更明确地,用在级别 2 数据流的内部编码器/解码器对中的卷积码比用在级别 1 数据流的内部编码器/解码器对中的卷积码功能强得多。例如,在优选实施例中,处理级别 1 数据流的第一内部编码器/解码器对采用速率 1/2 约束长度 7 的卷积码删截至 7/8 速率。处理级别 2 数据流的第二内部编码器/解码器采用速率 1/2 约束长度 7 的无删截卷积码。级别 2 数据流的编码比级别 1 数据流的编码功能更强。这更接近地匹配级别 1 和级别 2 数据流的误码率水平,并整体上优化了传输系统的性能。

如上所述以及图 1 中例举的,级别 1 解调器 302 和解码器 304 共同用于检测来自接收的星座的 DATA1 信号。然后来自再编码器 308 的表示这个检测到的 DATA1 信号的重构理想信号被从所接收的星座中减去,并理想地导致所接收的星座的转换以形成检测象限内的子象限的另一个星座。然而,这个转换操作是非常容易受到接收的象限的实际“中心点”和再编码器 308 假设的理想中心点(从级别 1 星座的原点偏离 ± 1)之间的任何不匹配的影响。任何在所接收的星座和理想星座之间的大小的不匹配导致接收象限的实际中心点偏离假设的中心点,以及当再编码器 308 和减法器 310 转换所接收的星座时,导致偏离子象限的实际中心点偏离第二解码器 312 假设的原点。因此,为了将子象限的中心点放在正确的位置(原点)以被第二解码器 312 准确解码,必须正确地调配接收信道的增益。

在已知的传输系统中,系统的增益通过比较接收的数据点星座和已知的理想数据点星座来确定。然而,与以这种增益的准确保持相关有几个问题。首先,在一些传输系统中,星座点的位置也许被故意地偏离它们的理想位置。所得到的星座没有如图 2 中例举的等间距的点。第二,传输信道不是恒定的,也许有总量可变的非线性噪声。为确定象限的中心点的位置以及系统的增益,在这样的系统中,确定象限中所有数据点的重心。

图 7 是用于确定所接收的数据点星座的象限的重心的电路的方框图。在图 7 中, 旋转器 321 接收表示从级别 1 解调器 302(图 1)的连续接收数据点的 I 和 Q 分量的 I 和 Q 值。旋转器 321 的 I 输出端子连接到 I 低通滤波器(LPF)320 的输入端子。旋转器 321 的 Q 输出端子连接到 Q 低通滤波器 322 的输入端子。I 和 Q LPFs 320 和 322 的各自输出端子连接到幅值计算电路 324 的相应输入端子。幅值计算电路 324 的输出端子连接到再编码器 308。

操作中, 旋转器 321 以公知的方式将无论哪个象限内接收的值旋转到右上手象限。图 5 是所接收的星座图并示出了多个连续接收的调制数据点的位置。该接收数据点在所有四个象限中, 在各个接收的星座点所假设的位置附近形成散点。图 6 是所接收的星座的右上手象限的图, 其中星座所有的数据点被旋转器 321 旋转至这个象限。图 6 中例举的象限表示具有已经被发送的星座点的故意预失真和/或由传输信道 200 操作引起的失真的星座图。

来自旋转器 321 的被旋转的数据点的 I 分量用 n 点的滑动平均值在 LPF 320 中进行了低通滤波。在例举的实施例中, 该滑动平均值使用前述的 500 数据点计算。来自旋转器 321 的被旋转的数据点的 Q 分量也被用滑动平均值类似地进行了低通滤波。本领域的技术人员应理解低通滤波器 320、322 也可以使用各自的 IIR 数字滤波器构建。低通滤波操作产生各个象限中接收数据点的重心的 I 和 Q 分量。在幅值计算电路 324 中计算重心的幅值估算值。例如, 如果 $r_i[n]$ 是被滤波的同相 I 组成, 以及 $r_q[n]$ 是被滤波的正交 Q 分量, 那么重心的幅值被计算为 $M = \sqrt{r_i[n]^2 + r_q[n]^2}$ 。重心的幅值 M 的大小理想的应为 $\sqrt{2} = 1.4$ 。响应计算的重心的幅值 M 而调整来自再编码器 308 的理想重构信号的幅值。通过正确地调整来自再编码器 308 的理想重构信号的幅值, 各个接收的象限的中心将被减法器 310 正确地转换为原点, 并允许到级别 2 以及更高级别数据信号的正确解码。

图 7 例举的电路将独立操作, 与传输方法是否线性或非线性无关。存在预失真传输星座或非标准成组因子时, 它也能正确操作(以下将详细描述)。已经发现当用于经过线性信道的分级 16QAM 传输系统时, 与原来的关于确切的象限中心位置比较, 该电路实际上工作良好没有明显的恶化。该电路在存在噪声特别是如在直接卫星电视信号传输系统中发现的存在非线性信道带来的信道失真时, 也操作良好。这样的电路改进了高级别数据流的性能因此改

进了传输系统的整体性能。

再参考图 1, 在公知的分级 QAM 传输系统中, 级别 2 调制器 110 产生的星座在可变增益放大器 111 中被因子 0.5 加权后, 在信号组合器 106 中与级别 1 调制器 104 产生的星座组合。该加权因子 0.5 被称作成组因子并是可变的以改变级别 1 和级别 2 数据流的相关性能, 如以下将详细描述。参考图 2a, 所得的星座由等间距的星座点组成。如上所述, 这样的排列导致了在该传输系统中, 级别 1 数据流的关于误码率的性能好于级别 2 数据流。通过改变该成组因子, 级别 1 和级别 2 数据流的相关性能可以更加接近匹配。

参考图 8a, 可变放大器(图 1 的 111)的增益被调节为 0.3。所得的星座点与象限的中心点仅间距 0.3。本领域的技术人员将认识到在图 8a 中例举的星座与图 2a 中例举的星座相比, 象限中的星座点距离其它象限的星座点更远。相反, 象限内的星座点比图 2a 中例举的更近地聚在一起。这样的系统允许正确地确定级别 1 数据信号所在的象限, 代价是不很正确地确定级别 2 数据信号在象限内的星座点, 因此, 与图 2a 的系统相比, 增加了级别 1 数据流的性能而减弱了级别 2 数据流的性能。

参考图 8b, 可变放大器(图 1 的 111)的增益被调节为 0.7。结果星座点与象限的中心点间距 0.7。本领域的技术人员将认识到在图 8b 中例举的星座与图 2a 中例举的星座相比, 象限中的星座点距离其它象限的星座点更近。相反, 象限内的星座点比图 2a 中例举的更远地分开。这样的系统允许更正确地确定级别 2 数据信号在象限内的星座点, 代价是不很正确地确定级别 1 数据信号所在的象限, 因此, 与图 2a 的系统相比, 增加了级别 2 数据流的性能而减弱了级别 1 数据流的性能。

通过正确地设置可变增益放大器 111(图 1)的增益, 每群星座点的成组可优化放置以更加接近匹配级别 1 和级别 2 数据流的性能。已经确定对于通过非线性直接卫星电视信道发送的 16QAM 传输系统, 成组因子大约 0.6 至 0.7 将更加接近匹配级别 1 和级别 2 数据流的性能。这作为一个整体将增加传输系统的总体性能。

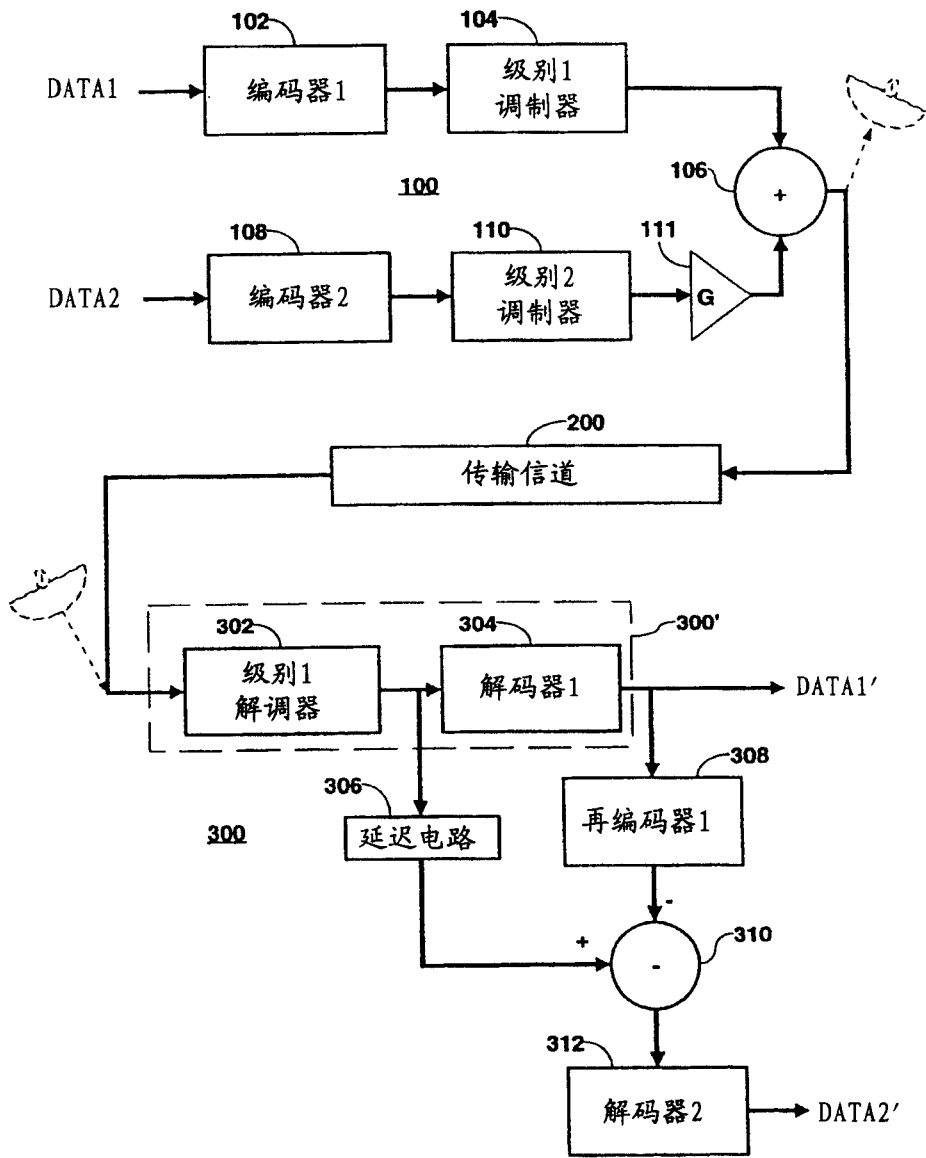


图 1

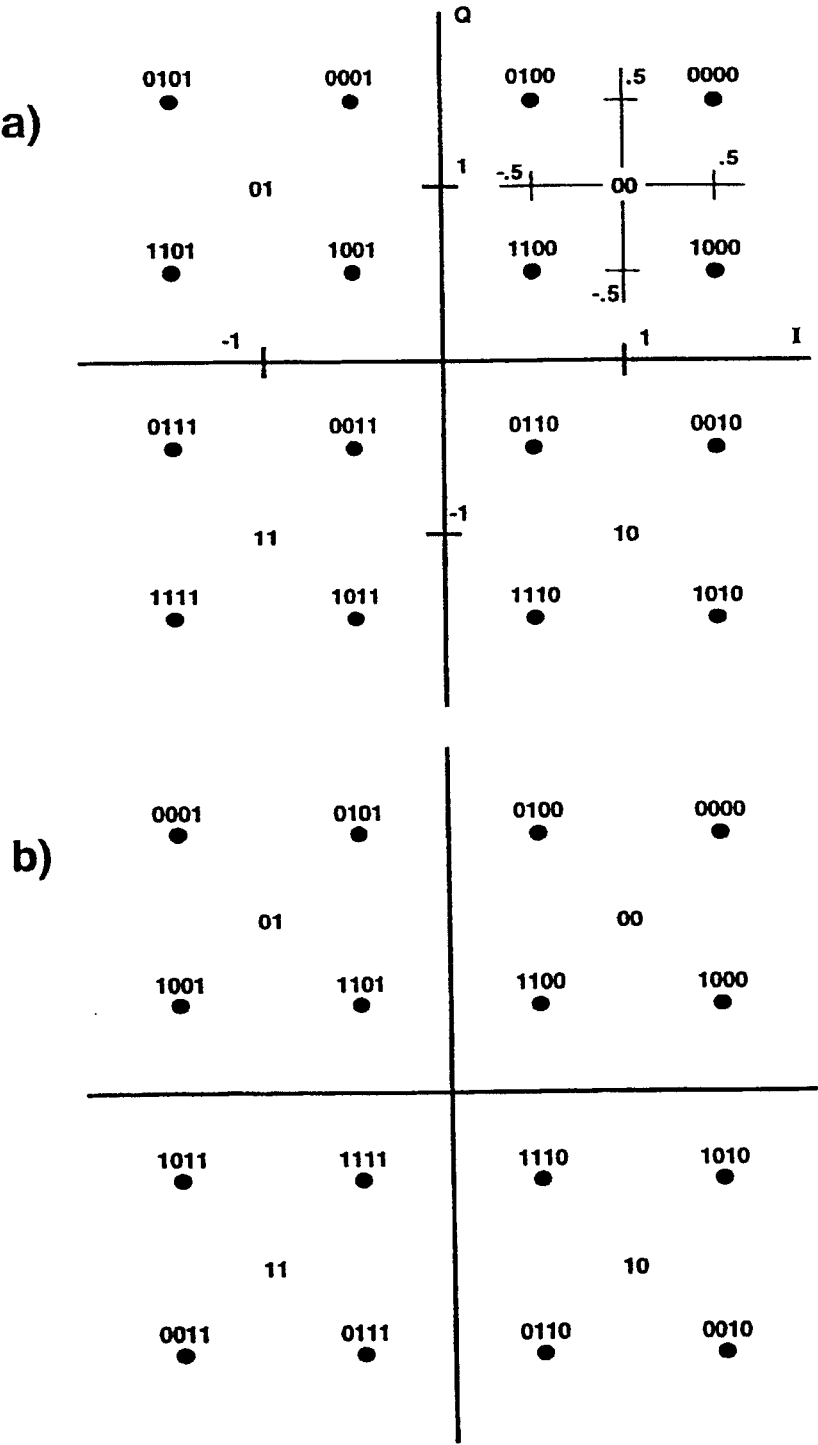


图 2

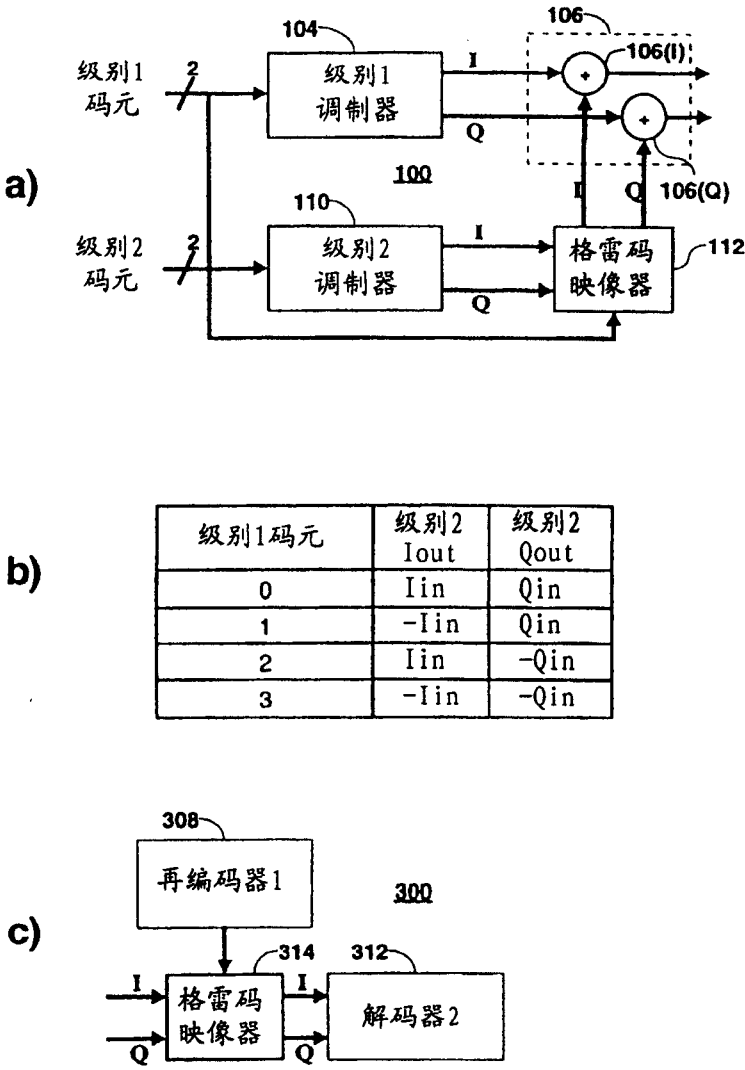


图 3

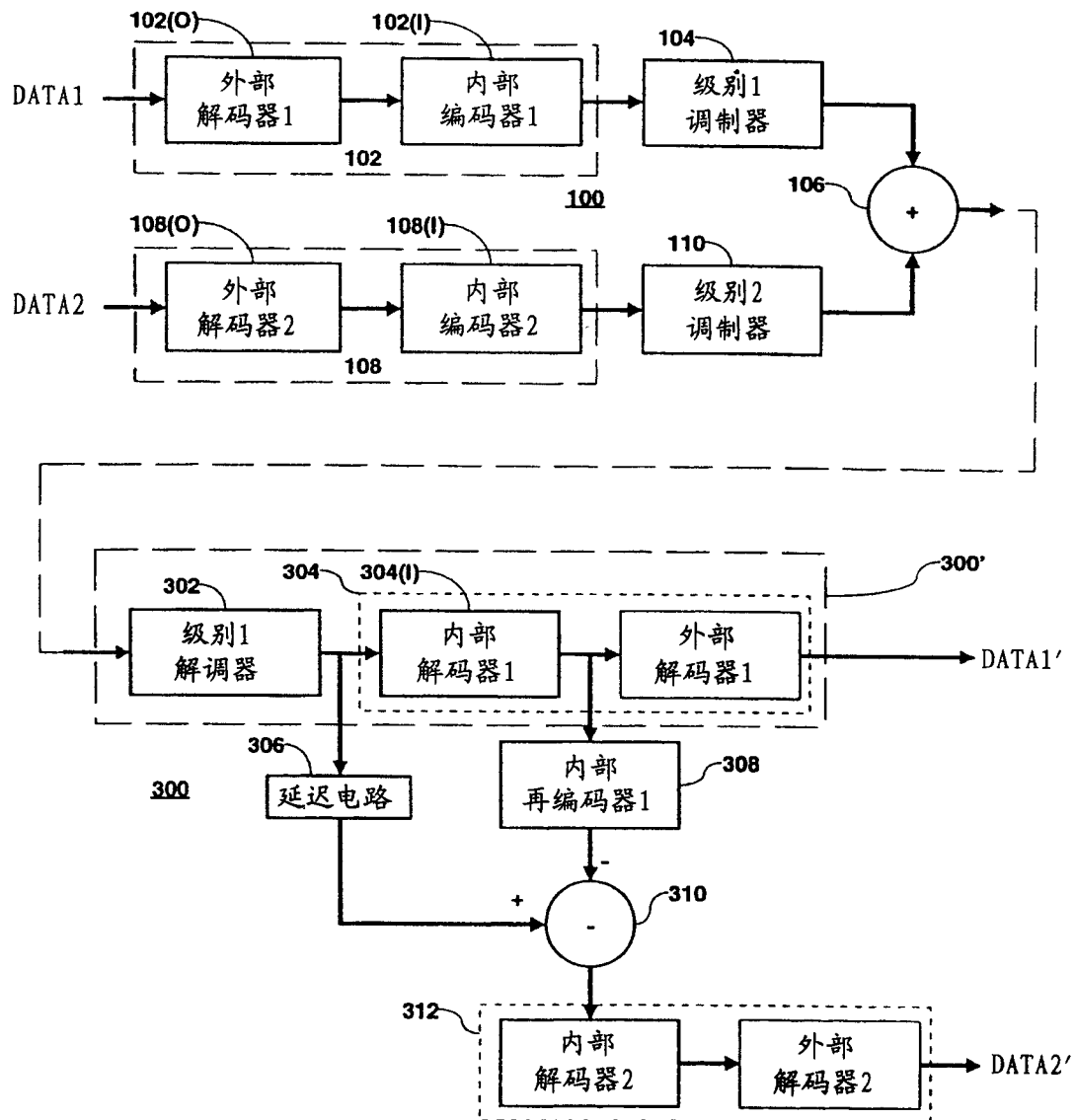


图 4

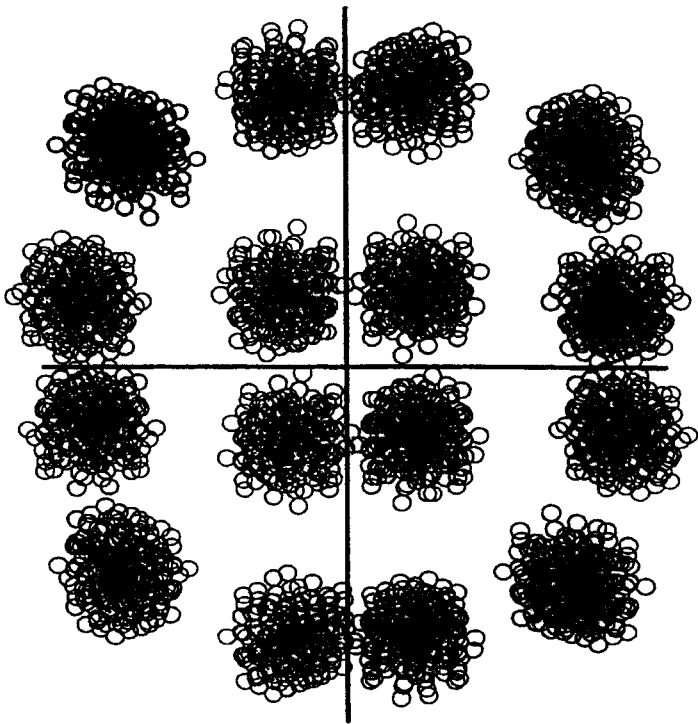


图 5

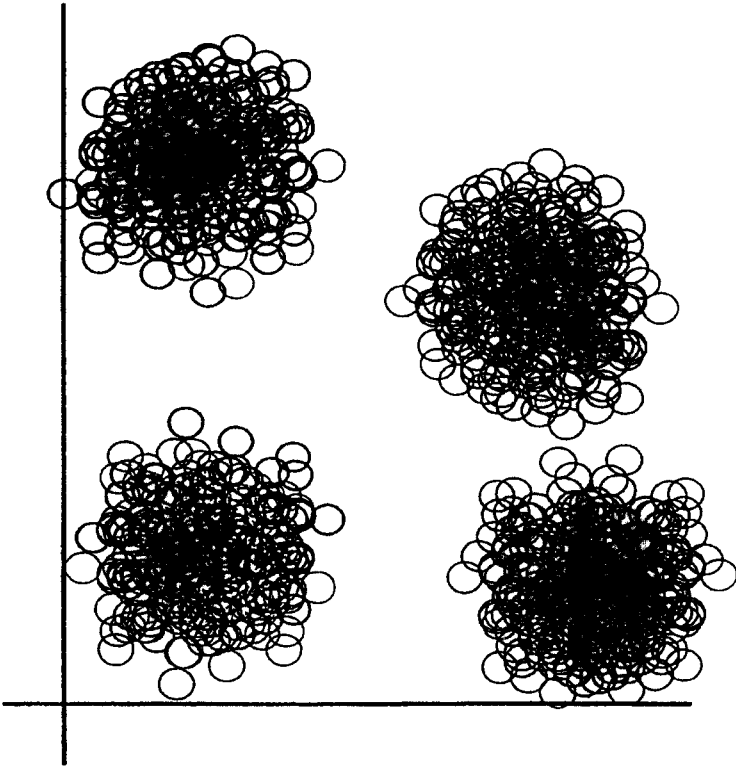


图 6

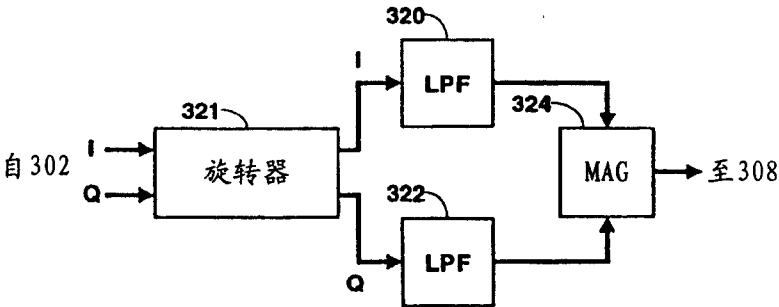


图 7

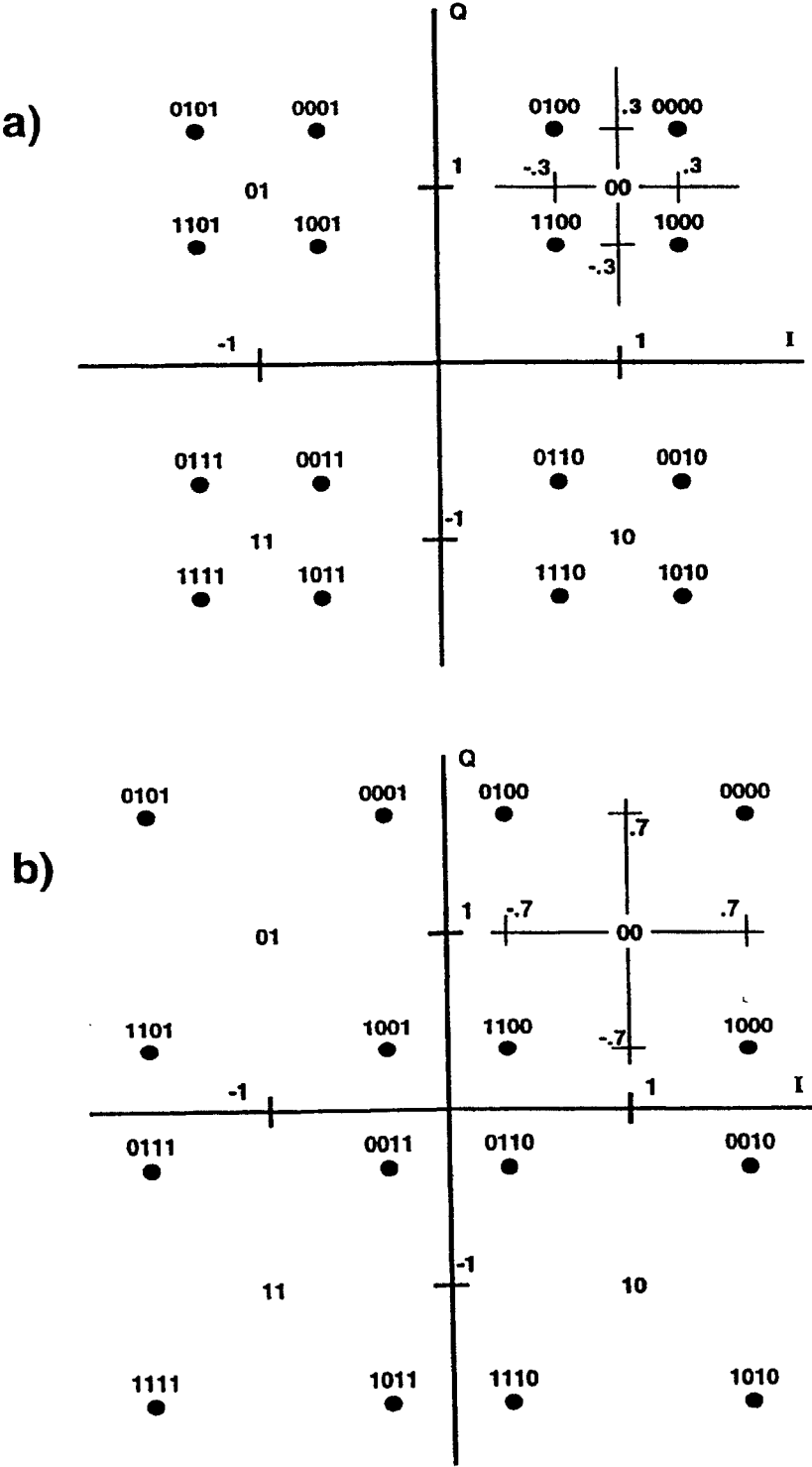


图 8