

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷
H04L 25/497
H04L 27/36
H04L 27/38



[12] 发 明 专 利 说 明 书

专利号 ZL 01143120.2

[45] 授权公告日 2005 年 10 月 5 日

[11] 授权公告号 CN 1222141C

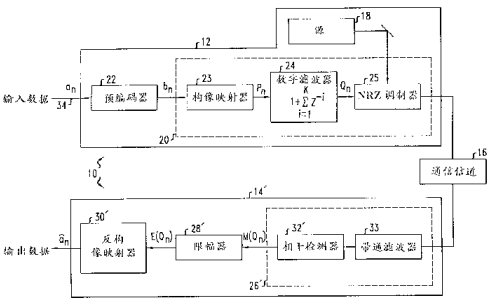
[22] 申请日 2001. 12. 7 [21] 申请号 01143120.2
[30] 优先权
[32] 2000. 12. 8 [33] US [31] 60/254,181
[32] 2001. 1. 11 [33] US [31] 09/758,958
[71] 专利权人 朗迅科技公司
地址 美国新泽西州
[72] 发明人 魏里方
审查员 黄金龙

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利
商标事务所
代理人 蒋世迅

权利要求书 3 页 说明书 11 页 附图 9 页

[54] 发明名称 通信系统中的有效带宽调制
[57] 摘要

一种数字数据发射机，包括有载波信号输入端和第一控制符号流输入端的调制器。调制器利用该调制器产生的第二符号流调制载波信号。第二流中每个符号的值对应于当前控制符号与第一流中最近 K 个第一符号之和。整数 K 大于 1。



1. 一种发射数字数据值流的方法，其特征在于，包括以下步骤：

利用 $[1 + \sum_{i=1}^K Z^{-i}]$ 定义的部分响应函数处理数字数据值来产生符号流，其中整数 K 大于 1，函数 Z^{-i} 延迟数字数据值的时间是相继各个数字数据值之间周期的 i 倍；和

利用产生的符号流调制载波。

2. 根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述的调制步骤包括：利用不归零制波形对该载波进行幅度调制，该波形的幅度是由符号序列按顺序确定的。

3. 根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述的调制步骤包括：对光载波进行幅度调制。

4. 根据权利要求 3 所述的方法，其特征在于，所述的调制步骤包括：利用不归零制波形对该载波进行幅度调制，该波形的幅度是由符号序列按顺序确定的。

5. 根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述的整数 K 是奇数。

6. 根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述的数字数据值是数据比特。

7. 一种数字数据发射机，其特征在于，包括：

一个调制器，具有：载波信号的输入端和代表数字数据值的第一控制符号流的输入端，该调制器利用第二流中的符号的顺序值调制该载波信号，第二流中的每个符号是当前控制符号与第一流中最近 K 个控制符号之和，整数 K 大于 1，和

其中所述调制器利用由 $[1 + \sum_{i=1}^K Z^{-i}]$ 定义的部分响应函数来处理所述第一流的控制符号，函数 Z^{-i} 延迟控制符号的时间是相继各个输入符号之间周期的 i 倍。

8. 根据权利要求 7 所述的发射机，其特征在于，所述的调制器利用不归零制波形调制所述载波信号，该波形的幅度是由第二流中符号序列按顺序确定的。

9. 根据权利要求 7 所述的发射机, 其特征在于, 所述的调制器配置成调制光载波。

10. 根据权利要求 9 所述的发射机, 其特征在于, 所述的调制器利用不归零制波形调制光束, 该波形的幅度是由第二流中符号序列按顺序确定的。

11. 根据权利要求 7 所述的发射机, 其特征在于, 所述的整数 K 是奇数。

12. 根据权利要求 7 所述的发射机, 其特征在于, 所述的数字数据值是数据比特。

13. 一种接收机, 其特征在于, 包括:

一个检测器, 从一个发射机接收调制的载波信号; 和

一个映射器, 配置成利用接收的信号来确定输入数字数据值, 该数字数据值与所述发射机用于调制载波信号的输入符号流相关, 所述载波信号由控制符号流调制, 所述控制符号流是由 $[1 + \sum_{i=1}^K Z^{-i}]$ 定义的部分响应函数处理该输入数字数据值形成的, 整数 K 大于 1, 函数 Z^{-i} 延迟输入数字数据值的时间是相继各个输入数字数据值之间时间的 i 倍。

14. 根据权利要求 13 所述的接收机, 其特征在于, 所述的检测器确定光强度。

15. 根据权利要求 13 所述的接收机, 其特征在于, 所述的映射器包括: 基于传输符号构像的反构像映射器, 其中至少两个传输符号对应于所述输入数据值中的相同值。

16. 根据权利要求 13 所述的接收机, 其特征在于, 所述的输入数字数据值是数据比特。

17. 一种接收机, 其特征在于, 包括:

一个幅度检测器, 用于接收载波和确定代表接收载波幅度的一序列值; 和

一个反构像映射器, 基于确定的值序列和符号构像的幅度与用于调制载波的输入数字数据值之间的关系, 估算输入数字数据值的序列, 该关系是把构像中至少两个幅度与输入数字数据值中的相同值相联系, 其中

所述载波由一个符号流来调制，所述的符号流是通过在所述输入数字数据值上与数据响应函数 $[1 + \sum_{i=1}^k Z^{-i}]$ 一起起作用而产生的，所述的函数 Z^i 延迟数字数据值的时间是相继的各输入数字数据值之间周期的 i 倍。

18. 根据权利要求 17 的接收机，其特征在于，还包括：

一个光滤波器，用于选择频段，所述检测器被连接用于接收属于从所述光滤波器的输出端来的已被选取频段的载波。

19. 根据权利要求 18 所述的接收机，其特征在于，所述的检测器检测可见光和近红外光其中之一。

20. 根据权利要求 18 所述的接收机，其特征在于，还包括：

一个限幅器，用于从所述检测器接收已确定的序列值和基于接收值将代表构像符号的新幅度值发送到所述映射器。

21. 根据权利要求 20 所述的接收机，其特征在于，所述的检测器配置成检测一个无线信道中的载波。

22. 根据权利要求 21 所述的接收机，其特征在于，所述的输入数字数据值是数据比特。

23. 根据权利要求 21 所述的接收机，其特征在于，所述的代表幅度的值是已接收载波的已测量的强度值。

通信系统中的有效带宽调制

技术领域

本发明涉及通信系统，具体涉及通信系统的调制方法。

背景技术

波分复用 (WDM) 是一种通信模式，它分配不同的频带作为独立的通信信道。对于通过光纤的光传输，分配的频带通常是频谱相邻的，且位于硅玻璃光纤提供低衰减和/或低色散的频谱范围。总的频谱范围包括约 1.35 微米与 1.7 微米之间的波长。在 WDM 系统中，对各个波段带宽的一种限制是交叉信道干扰 (CCI)。各个波段不能如此宽广，一个信道上的通信与相邻信道上的通信发生干扰，从而引起相邻信道上的通信差错。

CCI 和硅玻璃光纤的物理性质共同限制了实施 WDM 光系统可用的独立信道数目。随着数据传输速率的增大，各个相邻频谱信道之间的 CCI 往往也随之增大。若我们有减小或控制 CCI 的更好方法，则可以增大未来光学 WDM 系统的传输速率。

发明内容

各个实施例提供产生载波的调制模式，其频谱宽度比以相同符号速率发射的常规调制载波的频谱宽度窄。频谱宽度的减小是由于代表相继数据值的各个符号之间干扰的增大。符号间干扰有已知的形式，接收机利用这种形式恢复从载波发射的数据值。

在一个实施例中，本发明的特征是一种数字数据发射机，具有一个调制器。该调制器具有载波信号的输入端和第一控制符号流的输入端。第一控制符号流代表数字数据值。该调制器利用第二符号流调制载波信号。每个第二流中的符号具有一个数值，该值对应于当前控制符号与第一流中最近 K 个符号之和。整数 K 大于 1。该调制器用 $[1 + \sum_{i=1}^K Z^{-i}]$ 所定义的一个部分响应函数来处理第一流的控制符号。函数 Z^{-i} 延迟符号的时间是相继的控制符号之间的时间的 i 倍。

在另一个实施例中,本发明的特征是一种用于发射代表数字数据值的符号流的方法。该方法包括利用 $[1+\sum_{i=1}^K Z^{-i}]$ 定义的部分响应函数来处理这些符号和利用处理的符号调制载波。此处,整数 K 大于 1,函数 Z^{-i} 延迟数据符号的时间是相继各个数据符号之间的时间的 i 倍。

在另一个实施例中,本发明的特征是一种接收机,包括:一个检测器和一个映射器。该检测器配置成接收来自一个发射机的已调制载波信号,该映射器被配置成利用已接收信号来确定与发射机用于调制载波信号的输入符号流有关的输入数字数据值的数值。载波信号是利用 $[1+\sum_{i=1}^K Z^{-i}]$ 所定义的一个部分响应函数来处理输入数字数据流而形成的控制符号流来调制的。整数 K 大于 1,函数 Z^{-i} 延迟输入数字数据值的时间是相继的输入数字数据值之间的时间的 i 倍。

在另一个实施例中,本发明的特征是一种接收机。该接收机包括一个检测器和一个反构像映射器,检测器确定代表接收载波的幅度的一序列数值,反构像映射器估算一序列输入数字数据值。反构像映射器根据来自幅度检测器的一个序列确定的值和符号构像的幅度与调制载波的输入数字数据值之间的关系,估算这个序列。该关系是把构像(constellation)中至少两个幅度与输入数字数据值的相同值相联系。载波信号由在输入数字数据值流上和一个部分响应函数 $[1+\sum_{i=1}^K Z^{-i}]$ 一起起作用而产生的一个符号流来调制。函数 Z^{-i} 延伸数字数据的时间是相继的输入数字数据值之间的周期的 i 倍。

根据本发明的一个方面,这里提供一种发射数字数据值流的方法,其特征在于,包括以下步骤:利用 $[1+\sum_{i=1}^K Z^{-i}]$ 定义的部分响应函数处理数字数据值来产生符号流,其中整数 K 大于 1,函数 Z^{-i} 延迟数字数据值的时间是相继各个数字数据值之间周期的 i 倍;和利用产生的符号流调制载波。

根据本发明的另一个方面,这里提供一种数字数据发射机,其特征在于,包括:一个调制器,具有:载波信号的输入端和代表数字数据值的第一控制符号流的输入端,该调制器利用第二流中的符号的顺序值调制该载波信号,第二流中的每个符号是当前控制符号与第一流中最近 K 个控制符号之和,整数 K 大于 1,和其中所述调制器利用由 $[1+\sum_{i=1}^K Z^{-i}]$ 定义的部分响应函数来处理所述第一流的控制符号,函数 Z^{-i} 延迟控制符号

的时间是相继各个输入符号之间周期的 i 倍。

根据本发明的再一个方面,这里提供一种接收机,其特征在于,包括:一个检测器,从一个发射机接收调制的载波信号;和一个映射器,配置成利用接收的信号来确定输入数字数据值,该数字数据值与所述发射机用于调制载波信号的输入符号流相关,所述载波信号由控制符号流调制,所述控制符号流是由 $[1+\sum_{i=1}^K Z^{-i}]$ 定义的部分响应函数处理该输入数字数据值形成的,整数 K 大于 1,函数 Z^{-i} 延迟输入数字数据值的时间是相继各个输入数字数据值之间时间的 i 倍。

根据本发明的又一个方面,这里提供一种接收机,其特征在于,包括:一个幅度检测器,用于接收载波和确定代表接收载波幅度的一序列值;和一个反构像映射器,基于确定的值序列和符号构像的幅度与用于调制载波的输入数字数据值之间的关系,估算输入数字数据值的序列,该关系是把构像中至少两个幅度与输入数字数据值中的相同值相联系,其中所述载波由一个符号流来调制,所述的符号流是通过在所述输入数字数据值上与数据响应函数 $[1+\sum_{i=1}^K Z^{-i}]$ 一起起作用而产生的,所述的函数 Z^{-i} 延迟数字数据值的时间是相继的各输入数字数据值之间周期的 i 倍。

附图说明

图 1 是通信系统的方框图;

图 2 是发射数据到图 1 所示通信信道过程的流程图;

图 3 是其功能相当于图 1 所示调制器的调制器方框图;

图 4 表示图 1 所示类型调制器产生的信号功率谱;

图 5 是从图 1 通信信道接收的信号中提取数据过程的流程图;

图 6 表示用于图 1 通信系统的另一种接收机;

图 7 是图 6 所示接收机从接收的信号中提取数据过程的流程图;

图 8 表示用于图 1 通信系统的另一种发射机; 和

图 9 列出几个整数 K 值的传输带宽和接收机灵敏度, K 是图 1 中数字滤波器的特征。

在各个附图中相同的参考数字指示相同的特征。

具体实施方式

随着数字数据速率的增大,载波的调制符号速率通常也随之增大以适

适应增大的数据速率。增大调制符号速率扩展了调制载波的频谱宽度。这种扩展在各个相邻波段作为单独通信信道的 WDM 系统中是成问题的，因为这种扩展增大了交叉信道干扰 (CCI)。

为了减小 CCI，多个实施例提供了各种调制模式，它相对于那些常规的调制模式减小了“有效”调制符号速率。在新的调制模式中，“有效”调制符号速率确定调制载波的频谱宽度，且低于数据传输速率。“有效”调制符号速率的减小是通过发射独立数字数据值的各个符号之间信道内干扰 (ICI) 的增大。

此处，“有效符号速率”是输入数字数据流中代表一个输入数字数据值的符号在调制该数字数据载波的波形所需时间的倒数。每个输入数字数据值可以包含一个或多个比特。

图 1 是发射数字数据的通信系统 10 的方框图。通信系统 10 包括：发射机 12，接收机 14，和耦合发射机 12 到接收机 14 的通信信道 16。

发射机 12 包括：源 18，调制器 20 和预编码器 22。调制器 20 包括：构像映射器 23，数字滤波器 24，和 NRZ 调制器 25。调制器 20 调制来自源 18 的载波，因此，该载波传输输入数据比特流 a_n 。调制器 20 发射调制波到通信信道 16。

此处，NRZ 调制器利用 NRZ 波形调制载波，该波形的幅度代表控制符号序列的顺序值。

接收机 14 包括：接收信号检测器 26，限幅器 28，和反构像映射器 30。接收信号检测器 26 包括：带通滤波器 33 和强度检测器 32，即，响应于接收信号瞬时能量的检测器。基于来自通信信道 16 的接收信号，反构像映射器 30 产生估算的数据比特流 $\hat{a}_n$ 。

在各个实施例中，通信系统 10 在光学 WDM 系统中提供光通信。这些实施例中，通信信道 16 包含光纤，源 18 是激光器，滤波器 33 是光学滤波器，而检测器 32 是光强检测器。

在其他的实施例中，通信系统 10 是有线或无线通信系统，而源 18 分别是无线电波发生器或高频电压源。

图 2 是发射机 12 通过图 1 中通信信道 16 发送数字数据过程 40 的

流程图。发射机 12 在预编码器 22 的输入端口 34 接收输入数据比特流 a_n (步骤 42)。输入比特 a_n 的值为逻辑 1 或逻辑 0。预编码器 22 按顺序预编码输入比特 a_n 以产生输出比特流 b_n (步骤 44)。预编码器 22 使用以下的预编码算法: $b_n = b_{n-K} \oplus b_{n-K+1} \oplus \dots \oplus b_{n-1} \oplus a_n$ 。此处, $\oplus$ 表示逻辑“异”运算, 而下标 “n, n-1, ... n-K” 等指出信令间隔的顺序。

预编码操作简化随后在接收机 14 中接收信号的处理。整数 K 是上述预编码算法的特征, 它与调制器 20 完成的数字滤波操作类型匹配。预编码器 22 的结构能够完成这种预编码算法, 本领域专业人员借助于本发明公开的内容能够理解其结构。

预编码器 22 按顺序发送预编码的数据值 b_n 到构像映射器 23。构像映射器 23 产生对应于 b_n 的符号 P_n (步骤 46)。符号 P_n 属于 2 符号构像, 其符号幅度为 $+A/2$ 和 $-A/2$ 。对于 $b_n=0$ 和 1, 对应的符号分别是 $-A/2$ 和 $+A/2$ 。

构像映射器 23 按顺序发送符号 P_n 到数字滤波器 24。利用 $1 + \sum_{i=1}^K Z^{-i}$ 定义的部分响应函数按顺序处理符号 P_n , 数字滤波器 24 产生输出的控制符号流 Q_n (步骤 48)。此处 Z^{-i} 是算符, 当作用到符号 P_n 时, 产生 i 倍信令间隔的延迟, 信令间隔是接收相继各个输入比特 a_n 之间的时间。因此, $Z^{-i}(P_n) = P_{n-i}$ 。控制符号 Q_n 是当前符号 P_n 与以前 K 个符号之和, 即, $P_{n-1}, P_{n-2} \dots P_{n-K}$ 。控制符号 Q_n 有属于发射机构像的值 $\{- (K+1)A/2, - (K+1)A/2 + A, - (K+1)A/2 + 2A, \dots, + (K+1)A/2\}$ 。

整数 K 是数字滤波器 24 的形式和调制器 20 产生的调制载波带宽的特征。在该实施例中, K 是大于 1 的正整数。

数字滤波器 24 发送控制符号 Q_n 到 NRZ 调制器 25。NRZ 调制器 25 利用 NRZ 波形幅度调制源 18 产生的载波, 该波形代表从数字滤波器 24 接收的控制符号序列 Q_n (步骤 50)。在每个数据间隔 “n” 期间, 调制载波的幅度对应于控制符号 Q_n 的当前值。负的 Q_n 值对应于幅度为 $|Q_n|$ 和相位改变 180° 的载波。调制器 20 发射调制载波到通信信道 16 (步骤 52)。

利用数字滤波器 24 处理符号 P_n , 然后, 利用处理后的控制符号 Q_n NRZ

调制载波，它产生调制的载波。形成的调制载波带宽比利用控制符号 P_n （或移位 $A/2$ 的 P_n ）NRZ 直接调制原始载波产生的带宽窄。

为了理解频谱变窄的原因，应当注意，调制器 20 有不同但相当的描述。以上，给调制器 20 提供串行描述。在串行描述中，相继的符号 Q_n 在长度为时间“T”的调制周期内串行地确定载波的调制幅度。时间“T”是接收相继各个输入数据比特 a_n 之间的信令间隔。或者，还可以并行描述调制器 20。在并行描述中，相继的符号 P_n 在长度为 $(K+1)T$ 的周期内确定该载波副本的调制幅度。因此，并行描述调制器 20 涉及的调制间隔是串行描述中调制间隔的 $(K+1)$ 倍。

虽然图 1 中系统 10 的输入数字数据是单个数据比特流 a_n ，其他的实施例利用传输多个数字数据比特的输入数据值 a_n 。在那些实施例中，每个 b_n 值传输多个数字数据比特，而每个符号 P_n 代表这种多比特数据。类似地，在那些实施例中，符号 Q_n 的传输构像对应于多比特数字数据之和。

虽然图 1 中数字滤波器 24 和 NRZ 调制器 25 直接地对应于完成串行描述中各个动作的部件，并行描述在功能上是相当的。此外，并行描述清楚地指出调制载波的带宽较窄的原因，这是因为并行描述中的调制间隔是串行描述中标称调制间隔的 $(K+1)$ 倍。

图 3 表示调制器 20'，其部件的功能相当于并行描述图 1 中调制器 20 的功能。调制器 20' 包括： $(K+1)$ 循环去复用器 (DEMUX) 60，它从构像映射器 23 接收符号序列 $P_0, P_1, P_2, \dots$ 。DEMUX 60 把接收的符号循环地分配到并行的 $(K+1)$ 个 NRZ 调制器组 62_0-62_K 。调制器 62_0 在第一个信号间隔接收符号 P_0 ，调制器 62_1 在下一个信号间隔接收符号 P_1 。等等。

调制器 62_0-62_K 还有一个输入端，用于接收图 1 中源 18 产生的载波副本。各个载波副本没有相对的相位差。

虽然 DEMUX 60 的相继各个输入符号之间的时间还是等于接收相继各个输入数据比特 a_n 之间的时间 T ，但是每个 NRZ 调制器 62_n 的相继各个输入符号之间的时间是 $(K+1)T$ 。在接收到新的输入符号之前，每个

调制器 62_m 继续用相同的幅度调制载波。因此, 调制器 62_0-62_k 在 $(K+1)T$ 的时间周期内产生恒定幅度的光信号。来自调制器 62_0-62_k 的调制光信号进入到模拟信号加法器 64, 加法器 64 叠加各个调制信号并发射叠加结果到信道 16。

由于加法器 64 发射的波是各个调制器 62_0-62_k 产生信号的简单相加, 发射波的频谱成分是由那些调制器 62_0-62_k 产生信号的频谱成分所确定。这是因为和的傅里叶变换是各个求和信号傅里叶变换之和。

由于每个符号 P_n 调制载波副本的时间为 $(K+1)T$, 调制器 62_0-62_k 的有效符号速率为 $1/[(K+1)T]$ 。因此, 在调制器 20 中, 或相当地, 在调制器 20 中, 有效符号速率为 $1/[(K+1)T]$ 。

图 4 表示在各种整数 K 值情况下调制器 20 或 20' 产生的载波频谱, K 是这些调制器的特征, 其中 $K=0, 1, 3$, 和 7。数据速率是 40 吉比特每秒, 即, $T=0.025$ 纳秒。调制载波的功率密度 $W(K)$ 是由以下公式给出的:

$$W(K) \propto [\sin[\pi (K+1)T(f-f_c)]]/[\pi (f-f_c)]^2$$

这个功率密度函数在载波频率 f_c 的中心峰值两侧有几个零点。这些零点之间的距离等于 $2/[(K+1)T]$, 即, 该距离反比于图 3 所示并行阵列中调制器 62_0-62_k 的数目。

相邻载波频率 f_c 的各个功率零点之间的距离是功率谱的带宽。来自调制器 20' 的输出信号带宽近似地正比于 $(K+1)^{-1}$, 即, 调制器 62_0-62_k 的带宽, 因为对各个调制器 62_0-62_k 产生的信号求和产生调制器 20' 的输出信号。因此, 调制器 20 和调制器 20' 产生的载波频谱较窄, 它是传输相同数据量的常规 NRZ 调制载波频谱的 $(K+1)^{-1}$ 倍。

这种带宽变窄有助于减小光学 WDM 系统中的交叉信道干扰 (CCI), 因为带宽变窄减小了相邻波长信道之间的信号重叠。在相继各个符号 P_n 中引入严重的符号间干扰获得 CCI 的减小, 然而, 在以下说明的接收机中很容易消除这种干扰。

图 5 是图 1 中接收机 14 从信道 16 接收的载波中提取估算的数据比特流 $\hat{a}_n$ 过程 70 的流程图。接收的信号传播通过带通滤波器 33, 滤波器

33 选取一种载波,例如,WDM 系统中的一个信道(步骤 72)。对于每第 n 个信令间隔,检测器 32 测量载波的瞬时强度,并发送测得的强度值 $M(Q_n^2)$ 到限幅器 28 (步骤 74)。例如,测得的强度可以是载波的瞬时能量。

根据 $M(Q_n^2)$ 值,限幅器 28 估算与 a_n 相关的数据间隔中原始发射的载波强度 Q_n^2 ,并发送估算的 $E(Q_n^2)$ 值到反构像映射器 30 (步骤 76)。对于 K 为奇整数的发射机 12 传输符号的构像,即, $K=3, 5, 7, \dots$, 传输符号的强度 Q_n^2 有属于构像 $\{[(K+1)A/2]^2, [(K+1)A/2-A]^2, [(K+1)A/2-2A]^2, \dots, 0\}$ 的强度。通过测量值与一组预选阈值的比较,限幅器 28 确定每个估算的 $E(Q_n^2)$ 值。这些阈值确定与每个发射强度值 Q_n^2 相关的接收强度的上限和下限。这些阈值随不同实施例的通信信道 16 而不同,因为信道损伤和噪声随不同的信道而不同。限幅器 28 串行地并以发射机 12 中接收输入数据比特 a_n 的原始速率发送估算的强度值 $E(Q_n^2)$ 到反构像映射器 30。

根据接收的 $E(Q_n^2)$ 值,反构像映射器 30 把 $E(Q_n^2)$ 值映射成值 $\hat{a}_n$ (步骤 78)。 $\hat{a}_n$ 值是来自接收机 14 的输出数据,它是产生 Q_n 的原始发射数据比特 a_n 的估算值。因此,反向映射操作消除发射机 12 引入的符号间干扰以减小调制载波的带宽。

接收机 14 在相继的信令间隔期间重复步骤 72, 74, 76, 和 78, 重建估算数据比特 $\hat{a}_n$ 的输出序列,它对应于发射机 12 接收的输入数据比特 a_n 的序列。

这个反向映射操作是基于几个 Q_n^2 值对应于相同 a_n 的构像。反构像映射器 30 所用 Q_n^2 值与 a_n 值之间的关系形式遵照发射机 12 的形式。具体地说,反向映射操作是由两个关系确定的。第一个关系是,若 $Q_n^2 = [(K+1)A/2 - 2LA]^2$, 且 L 等于整数,则 a_n 等于 0。第二个关系是,若 $Q_n^2 = [(K+1)A/2 - (2L+1)A]^2$, 且 L 等于整数,则 a_n 等于 1。反构像映射器 30 只是根据 $E(Q_n^2)$ 值和以上两个关系读出 $\hat{a}_n$ 的值。

图 6 表示图 1 中通信系统 10 的实施例 10', 其中作为发射机 12 特征的 K 值等于偶整数,即, $K=2, 4, 6, \dots$ 。在系统 10' 中,接收机 14'

包括：相干检测器 32'，其输出信号 $M(Q_n)$ 是幅度和 Q_n 符号的测量值。

图 7 是图 6 中接收机 14' 是从信道 16 接收的载波中提取估算的数据比特流 $\hat{a}_n$ 的过程 70' 的流程图。在此情况下，检测器 32' 测量 $M(Q_n)$ ，它提供每个信令间隔中接收载波的幅度和相位（即，符号）（步骤 74'）。根据 $M(Q_n)$ 的值，限幅器 28' 估算与 a_n 相关的数据间隔中原始发射的载波 Q_n 并发送估算的 $E(Q_n)$ 值到反构像映射器 30'（步骤 76'）。对于发射机 12，传输符号的 Q_n 属于构像 $\{-(K+1)A/2, (K+1)A/2+A, (K+1)A/2+2A, \dots, +(K+1)A/2\}$ 。通过测量信号 $M(Q_n)$ 与一组预选阈值的比较，限幅器 28' 确定每个估算的 $E(Q_n)$ 值。这些阈值确定与每个发射值 Q_n 相关的接收信号的上限和下限。这些阈值随不同实施例的通信信道 16 而不同。限幅器 28' 串行地并以发射机 12 中接收输入数据比特 a_n 的原始速率发送估算的 $E(Q_n)$ 值到反构像映射器 30'。

根据接收的 $E(Q_n)$ 值，反构像映射器 30' 把 $E(Q_n)$ 值映射成值 $\hat{a}_n$ （步骤 78'）。值 $\hat{a}_n$ 是来自接收机 14' 的输出数据，它是产生 Q_n 的原始发射数据比特 a_n 的估算值。因此，反向映射操作再消除发射机 12 引入的符号间干扰以减小调制载波的带宽。

这种反向映射操作是基于几个 Q_n 值对应于相同 a_n 的构像。具体地说，反向映射操作是由两个关系确定的。第一个关系是，若 $Q_n = -(K+1)A/2+2LA$ ，且 L 等于整数，则 a_n 等于 0。第二个关系是，若 $Q_n = -(K+1)A/2+(2L+1)A$ ，且 L 等于整数，则 a_n 等于 1。反构像映射器 30' 只是根据 $E(Q_n)$ 值和以上两个关系读出 $\hat{a}_n$ 的值。

当 K 是奇整数时 Q_n^2 与 a_n 之间的以上关系和当 K 是偶整数时 Q_n 与 a_n 之间的以上关系遵照发射机构像的符号 Q_n 与输入数据比特 a_n 之间的关系。请注意，由于在预编码器 22 中 $b_n = b_{n-K} \oplus b_{n-K+1} \oplus \dots \oplus b_{n-1} \oplus a_n$ ，可以得出 $a_n = b_{n-K} \oplus b_{n-K+1} \oplus \dots \oplus b_{n-1} \oplus b_n$ 。对于整数 $m = n-K, n-K+1, \dots, n-1, n$ ，每个 b_m 在构像映射器 23 中选取一个 P_m 值。若 $b_m = 0$ ，则 P_m 值等于 $-A/2$ ，若 $b_m = 1$ ，则 P_m 值等于 $+A/2$ 。对于每个偶整数或奇整数 K ，可以得出，若 $a_n = 0$ ，则传输符号满足 $Q_n = -(K+1)A/2+2LA$ ，若 $a_n = 1$ ，则传输符号满足 $Q_n = -(K+1)A/2+(2L+1)A$ 。对于奇数 K ，可以简化以上的传输符号构像关

系, 因为 Q_n 和 $-Q_n$ 映射成相同的 a_n 值。

图 8 表示图 1 的通信系统 10 中不同但功能相当的发射机 12'。在发射机 12' 中, 数字滤波器 24' 产生当前比特 b_n 与从预编码器 22 中接收的前 K 个比特 $b_{n-K}, b_{n-K+1}, \dots, b_{n-1}$ 之和, 并发射这个和值到构像映射器 23'。构像映射器 23' 根据 Q_n 的 $(K+2)$ 个符号构像把 $(K+2)$ 个可能的 D_n 值 $0, 1, 2, \dots, K+1$ 映射成 $-(K+1)A/2, -(K+1)A/2+A, -(K+1)A/2+2A, \dots, (K+1)A/2$ 。符号 Q_n 的序列提供 NRZ 调制器 25 中用于调制载波的波形, 如同对图 1 和 2 中发射机 12 所描述的。

虽然上述的各个实施例包括预编码器 22 和专用的预编码算法, 但是本发明不局限于有图 1 中预编码器 22 的发射机 12。上述的预编码器 22 简化接收机的操作。没有预编码器 22 的实施例利用不同的算法根据接收信号的测量值 $M(Q_n^2)$ 或 $M(Q_n)$ 得到估算的数据比特值 $\hat{a}_n$ 。

图 9 是几个选取整数 K 的传输带宽和接收机灵敏度的表, 整数 K 是图 1 中数字滤波器 24 的特征。在此表中, 接收机灵敏度定义为构像中各个发射机符号 Q_n 之间的最小平方距离除以该构像中发射机符号 Q_n 的平均强度, 即, Q_n^2 。对于给定的数据速率, 利用较大的 K 值和在接受机中牺牲 3 dB 灵敏度的代价, 我们可以把信号带宽减小 50%。例如, 在该表中当 K 从 1 增大到 3 时, 从 3 增大到 5 时, 或从 7 增大到 15 时, 就是这种情况。与此相当, 对于给定的信号带宽, 利用较大的 K 值和在接受机中牺牲 6 dB 灵敏度的代价, 我们可以把数据速率增加一倍。这种代价比前一种代价高出 3 dB, 因为数据速率增加一倍使每个比特的能量减小一半。这应当与进行单纯脉冲幅度调制的常规调制器进行比较。对于增大数据传输速率约 1 比特每赫兹的这种调制器, 其代价是接收机灵敏度牺牲约 6 dB。因此, 新调制器 20 的效率比常规的调制器高得多。例如, 新调制器 20 在数据速率超过 10 吉比特每秒的未来光通信系统中应当是很有益的。

再参考图 1, 为了改进接收机灵敏度, 一些实施例的接收机 14 使用维特比译码器, 直接从 $M(Q_n^2)$ 或 $M(Q_n)$ 的测量信号值得到估算值 $\hat{a}_n$ 。由于使用维特比译码器要求以全符号速率处理接收的信号, 当符号速率接

近 10 吉比特每秒或更高时，这些实施例是不切实际的。

其他一些实施例使用纠错码以改进接收机灵敏度。纠错码不要求以全符号速率处理接收的信号。取代的是，一组编码器可以在发射机 12 中并行地工作，而一组解码器可以在接收机 14 中并行地工作。与图 1 和图 6 中系统 10 和系统 10' 兼容的纠错码包括：Reed-Solomon 码，低冗余度收缩卷积码，和这些代码的结合。

在各个实施例中，调制器 20 利用正的和负的调制幅度 Q_n 调制载波，即，负调制幅度引入 180° 的相移。利用正的和负的调制幅度，可以使信道 16 中的平均信号强度保持较低的强度。在光通信信道中，较低的强度减小了与传输发生干扰的非线性效应。

其他一些实施例的调制器 20 仅仅利用正的调制幅度调制载波。

根据本说明书，附图和本申请的权利要求书，本领域专业人员可以清楚地理解本发明的其他实施例。

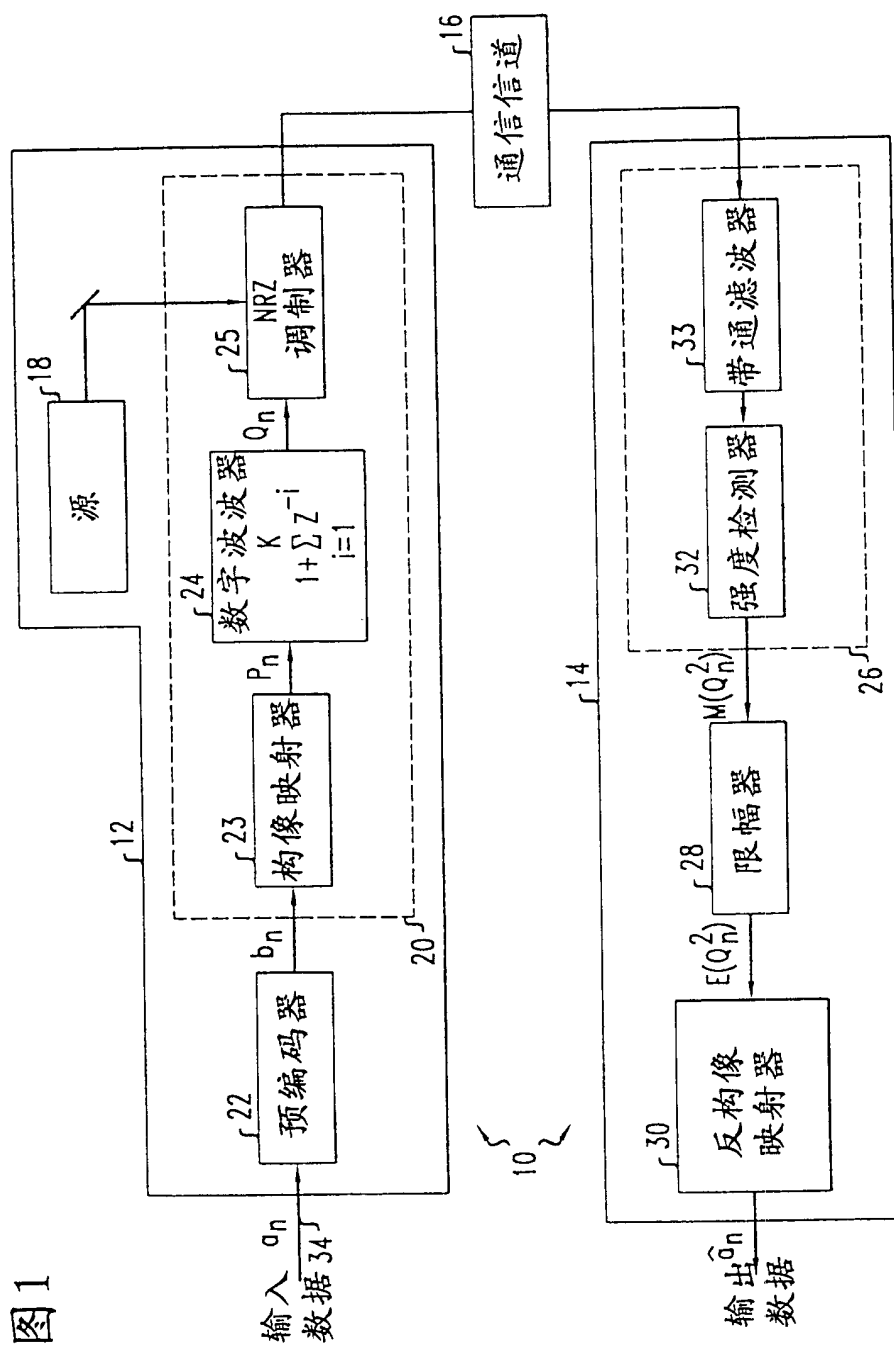


图 2

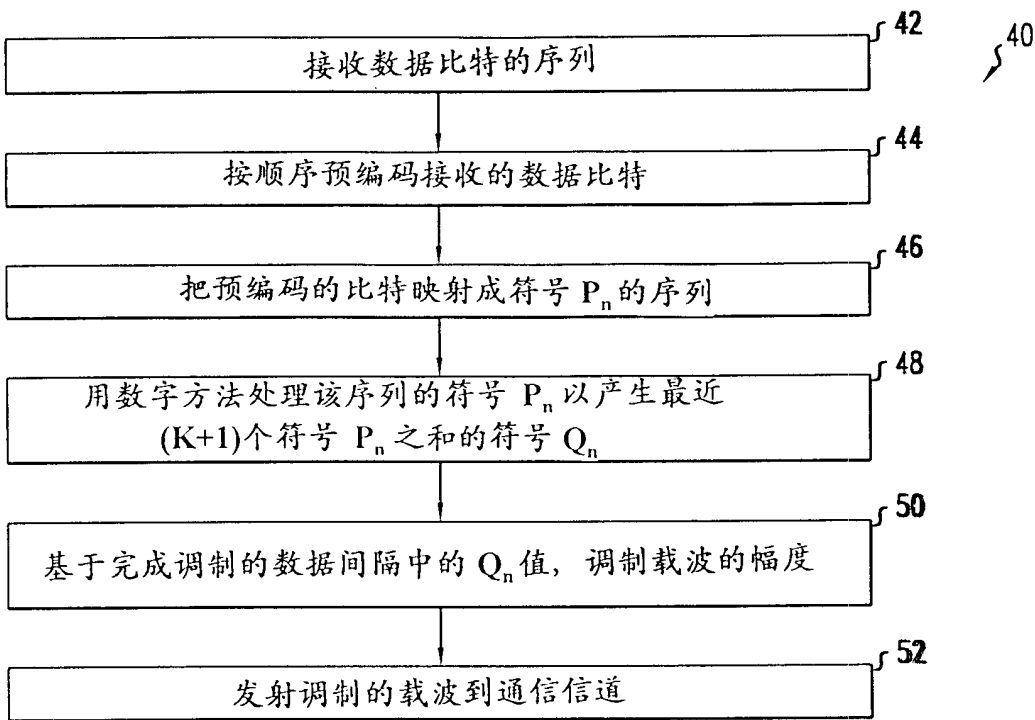


图3

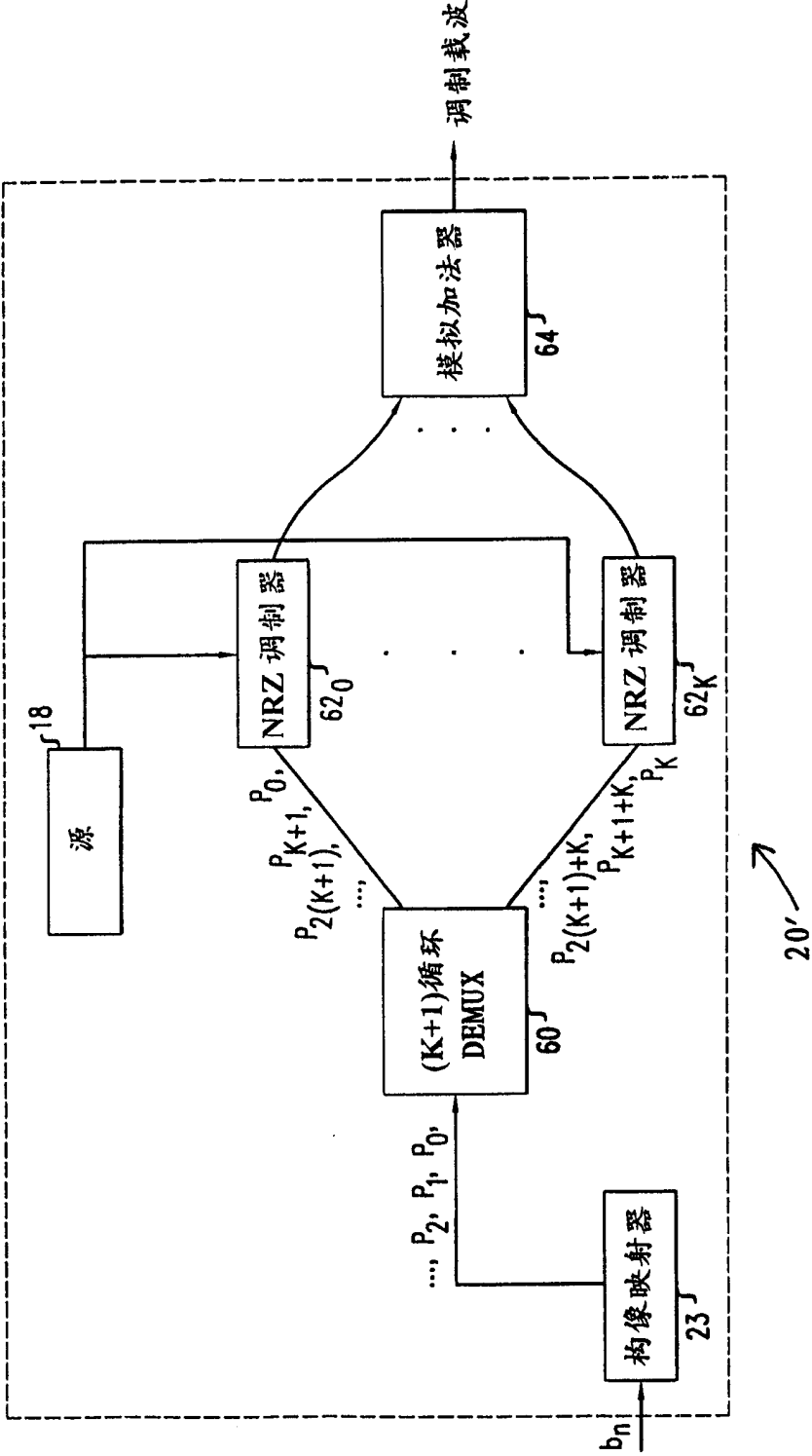
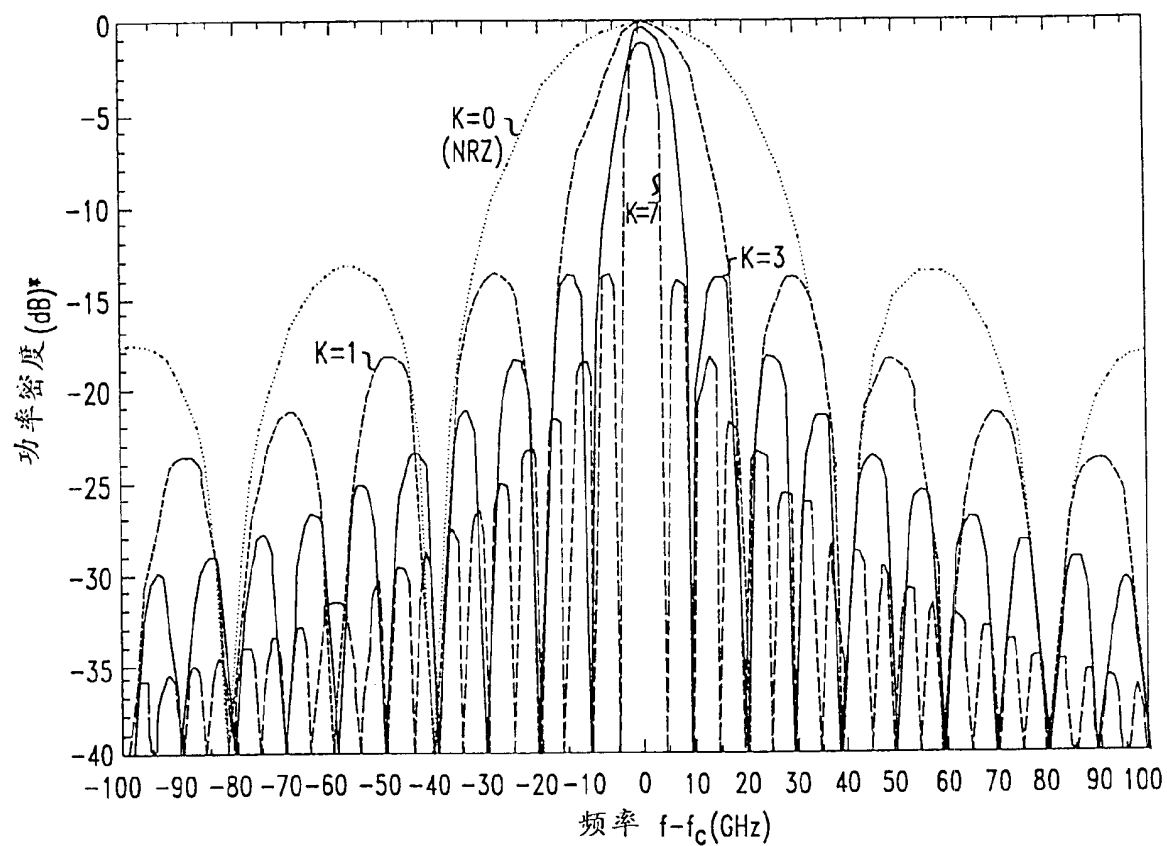


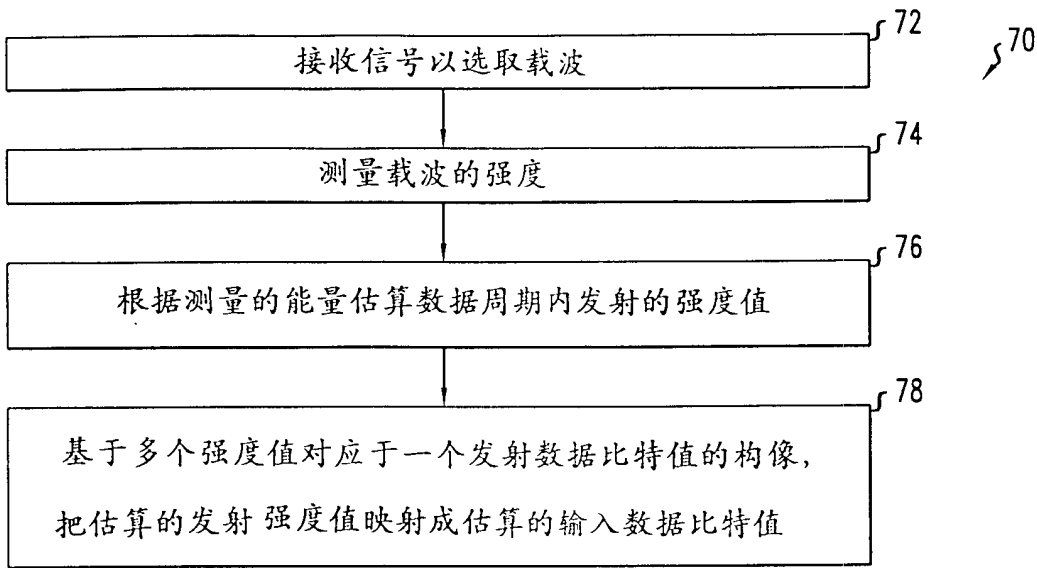
图 4



- NRZ
- $1+Z^{-1}$ (双二进制)
- $1+Z^{-1}+Z^{-2}+Z^{-3}$
- $1+\sum_{i=1}^7 Z^{-i}$

* 相对于 $f=f_c$ 的密度

图 5



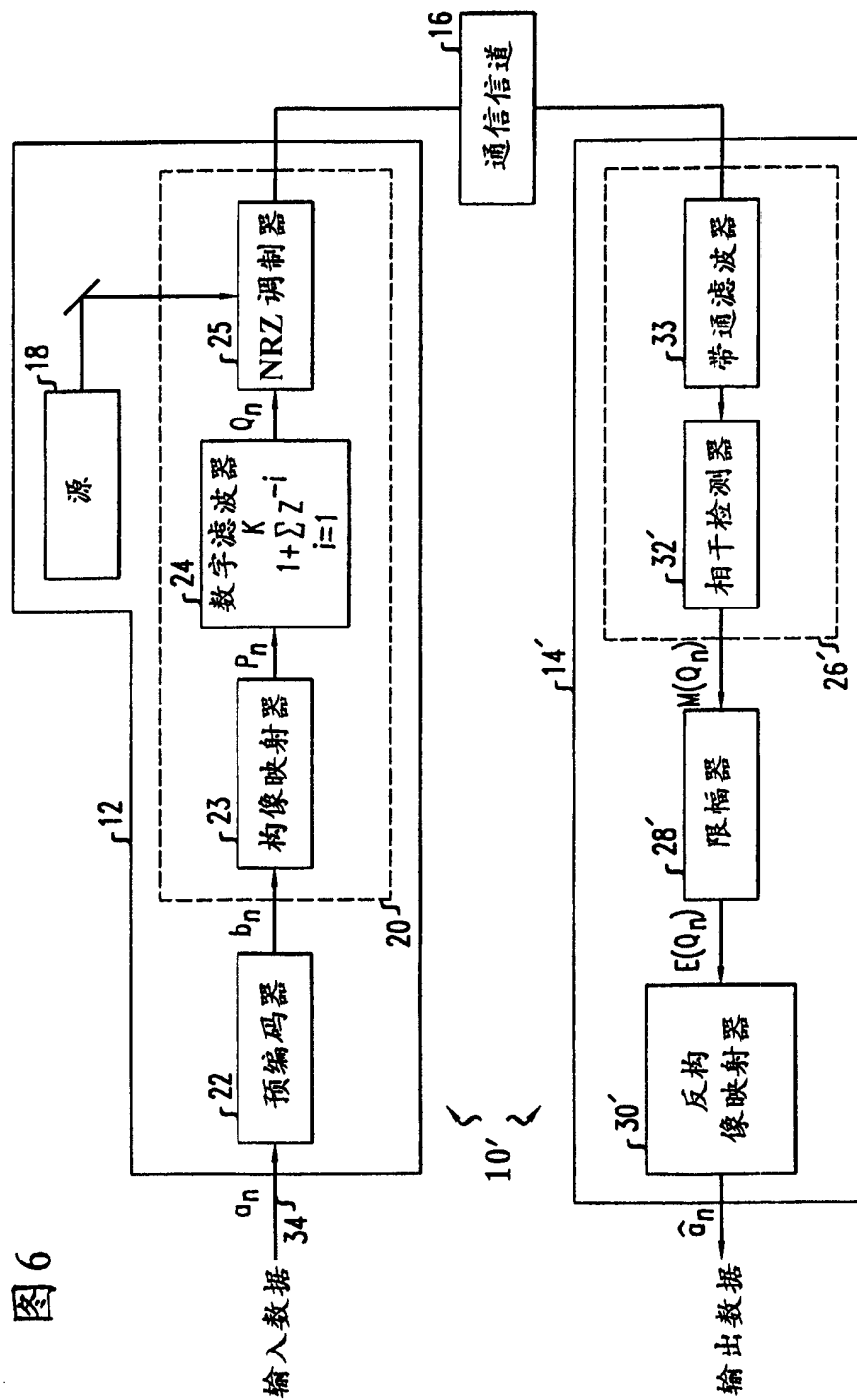


图 7

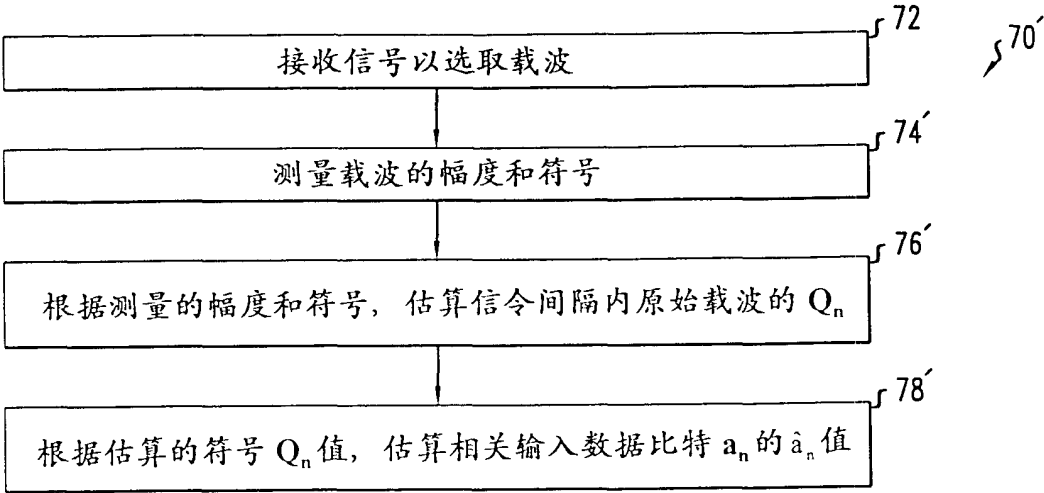


图 8

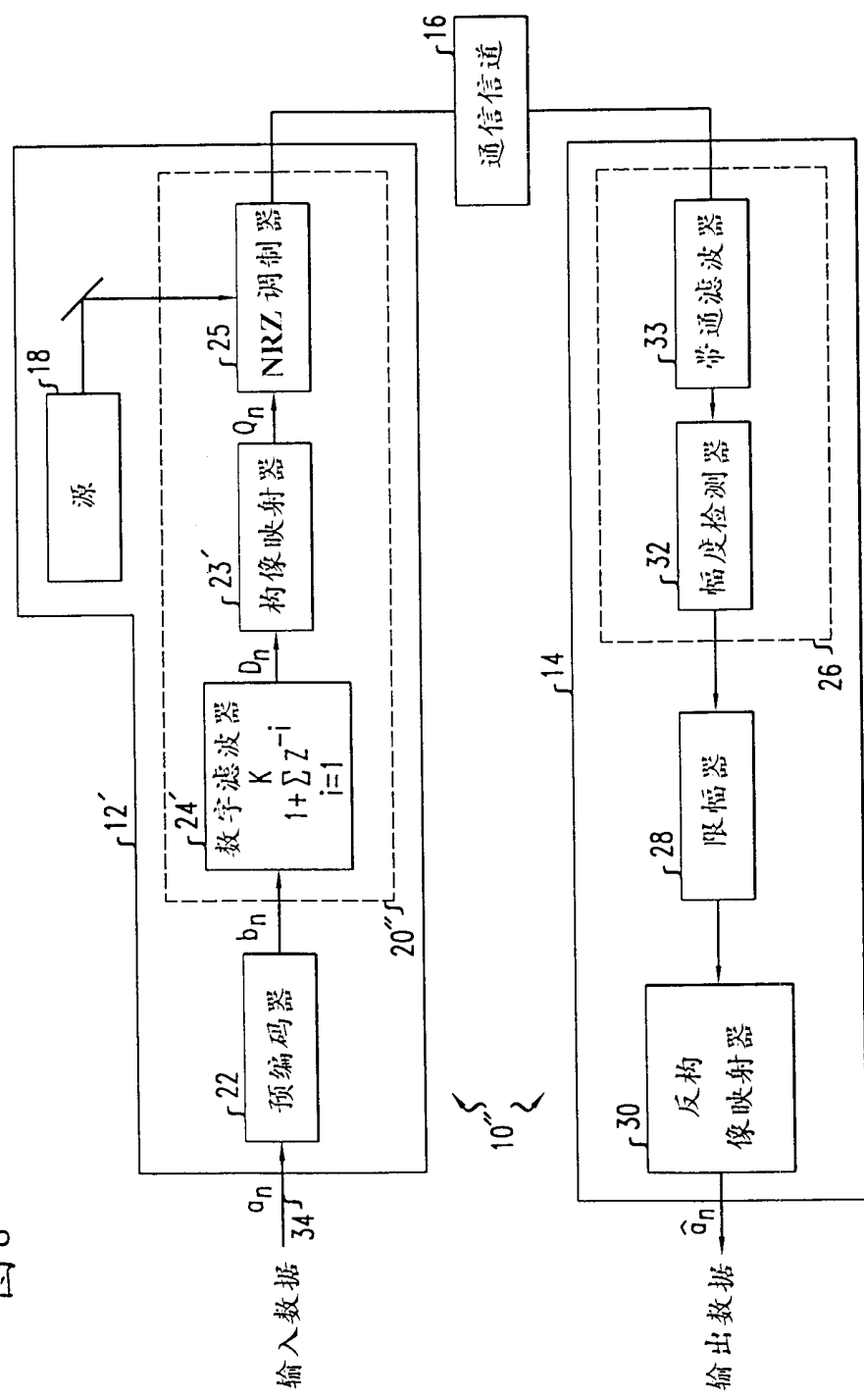


图 9

数字滤波器	归一化 信号带宽*	接收机灵敏度 损耗(dB)*	发射机信号 幅度 Q_n 的数目	接收机信号 幅度 Q_n^2 的数目
$1 + \sum_{i=1}^{-1} Z^{-i}$ (双二进制)	$\frac{1}{2}$	0	3	2
$1 + Z^{-1} + Z^{-2} + Z^{-3}$	$\frac{1}{4}$	3	5	3
$1 + \sum_{i=1}^5 Z^{-i}$	$\frac{1}{6}$	4.8	7	4
$1 + \sum_{i=1}^7 Z^{-i}$	$\frac{1}{8}$	6	9	5
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
$1 + \sum_{i=1}^{15} Z^{-i}$	$\frac{1}{16}$	9	17	9

*和对于基线 ON/OFF NRZ 调制