

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04J 14/02 (2006.01)

H04L 1/00 (2006.01)



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200710001542.0

[43] 公开日 2007 年 7 月 25 日

[11] 公开号 CN 101005331A

[22] 申请日 2007.1.5

[21] 申请号 200710001542.0

[30] 优先权

[32] 2006.1.10 [33] EP [31] 06290065.9

[71] 申请人 阿尔卡特朗讯

地址 法国巴黎

[72] 发明人 弗兰克·沙伊希

约阿希姆·施派德尔

[74] 专利代理机构 北京市金杜律师事务所

代理人 朱海波

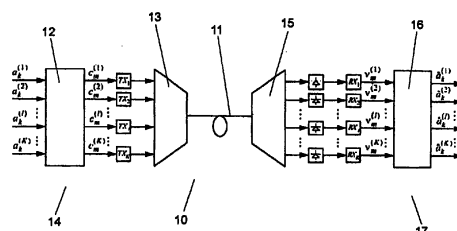
权利要求书 2 页 说明书 10 页 附图 3 页

[54] 发明名称

用于多信道传输系统的信道间 - 时间编码方法

[57] 摘要

本发明描述了一种用于多信道光传输系统(10)的编码方法,其中同时在时间方向和多个信道上实现编码,为编码选择一种映射,使得排除了在相邻信道中同时出现信号值为“1”的比特。此外本发明还描述了一种实现本方法的多信道光传输系统,以及与这种多信道光传输系统(10)结合使用的编码器(12)。



1. 一种用于多信道光传输系统(10)的编码方法,其中在时间方向和多个信道上实现编码,所述编码方法的特征在于:

为所述编码选择映射,使得排除了在相邻信道中同时出现信号值为‘1’的比特。

2. 根据权利要求1所述的编码方法,其特征在于具有最大汉明距离的编码设计。

3. 根据权利要求1或权利要求2所述的编码方法,其特征在于具有最小汉明权重的编码设计。

4. 根据权利要求1、2或3所述的编码方法,其特征在于在所述时间方向上具有最小数目的‘01’和‘10’比特模式的编码设计。

5. 根据任一前述权利要求所述的编码方法,其特征在于:
在解码时估计所有可能码字,并选择具有最大度量的码字。

6. 根据任一前述权利要求所述的编码方法,其特征在于:
在实际解码前,通过算法排除最小可能码字。

7. 根据任一前述权利要求所述的编码方法,其特征在于:
将所述信道分为两个一组,在两个一组的所述信道上实现所述编码。

8. 根据权利要求1至6中的一项权利要求所述的编码方法,其特征在于:

将所述信道分为三个一组,在三个一组的所述信道上实现所述编码。

9. 根据前述权利要求之一所述的编码方法,其特征在于:
所述信道间-时间编码与里德-所罗门编码相结合。

10. 一种用于实现根据权利要求1至9中的一项权利要求所述的编码方法的多信道光传输系统(10),包括:

设置在发射机侧(14)的用于对可以通过光纤链路(11)传输的

多个信道进行所述信道间-时间编码的装置(12),以及设置在所述接收机侧(17)的用于对经由所述光纤链路(11)传输的所述信道进行解码的装置(16),所述信道间-时间编码装置包括用于实现映射的装置(12),所述映射使得排除了在相邻信道中同时出现信号值为‘1’的比特。

11. 根据权利要求10所述的多信道光传输系统,其特征在于:
所述解码使用最大似然逐码元解码器。

12. 根据权利要求10所述的多信道光传输系统,其特征在于:
所述解码使用球形解码器。

13. 根据权利要求10所述的多信道光传输系统,其特征在于另外实现里德-所罗门编码的装置(12)。

14. 一种包括用于对相邻信道的传输序列进行信道间-时间编码的装置的编码器(12),其特征在于:

所述对相邻信道进行所述信道间-时间编码的装置包括用于实现映射的装置,所述映射使得排除了在相邻信道中同时出现信号值为‘1’的比特。

用于多信道传输系统的信道间-时间编码方法

技术领域

本发明涉及一种用于多通道尤其是光传输系统中的编码方法，其中编码在时间方向和多个信道上实现。

背景技术

信道间-时间编码，也称为波长-时间编码（WTC），是一种使具有强信道间干扰（ICI）的多信道光传输系统能够实现更加鲁棒的传输特性的编码方法。多信道光传输网络也被称为光网络（photonic network）、波长复用系统和波分复用光系统（WDM）。

在信道间-时间编码中，不仅在时间方向上而且还在多个信道上实现编码。编码中使用相关信道中的比特。

US 6,313,932 B1 和 US 6,522,436 B2 公开了一种用于多信道光传输系统的编码方法，其中向信道中传输的数据应用了包括信道间编码和时间编码二者的纠错方法。在该情况下，通过汉明码方案来实现编码。

通过 US 6,313,932 B1 和 US 6,522,436 B2 还可以得知，在包括信道间编码和时间编码二者的编码方法中，可通过交织使得时间编码更加鲁棒。

交织主要应用于保护数据传输来抵抗所谓的突发错误。其利用了这些错误的特性，即使当这些错误产生时它们会破坏相当大数目的连续比特，然而这些错误相对地很少出现。可以用于纠正单一比特错误的附加纠错信息同所有数据一起不使用交织进行传输。现在，如果产生改变不只一个比特而是改变一组比特的突发错误，那么将不再可能纠正该比特集。通过交织把要传输的数据在长度上逐位移动，将人为

地从突发错误中产生较大的单个比特错误集，并且从而实现多个独立数据并行传输。

该方法的缺点为发射机必须首先把要传输的数据变为经过交织后的形式。然而，为此所有要交织的数据都必须是可用的。在数据块完全到达传输缓存器之前，无法传输该数据块。对应地，接收机在数据包完全到达之前无法将数据恢复到正确顺序。这导致量级大约为数据包传输时间两倍的延迟。

US 5,710,797 公开了一种允许在数字通信系统中的缩小的信道间距的方法。该方法通过使用在存在其他紧密间隔的信号的情况下能够获得所期望信号的数据比特的解调器，从而允许在相互交叠的信道中同时传输数据。因此变得可能的窄信道间隔提高了系统容量，并且因此增加了数字通信系统中每个特定带宽的可能的用户数目。

电信、信息和数据传输领域的继续发展仍然需要进一步的改善，以便降低光和/或电磁数字传输系统的运行费用并且进一步提高可能的传输速率。

本发明的技术目的：

因此本发明的目的为开发一种允许较低系统成本的编码方法。

发明内容

对于引言中提到的一般类型的方法，通过为编码选择一种映射使得排除了在联合编码的相邻信道中同时出现信号值为‘1’的比特，实现了该目的。

在该映射中，为要传输的每一个可能的比特模式分配特殊的编码后的比特模式。例如以表格的形式给出这种分配。在发射机侧的编码器将其输入端的要传输的比特模式映射为编码后的比特模式，并输出该比特模式，其中要传输的比特模式包括要进行联合编码的信道的传输序列，编码后的比特模式包括该传输序列的编码后的序列。输出的编码后的比特模式 C 随后通过光纤链路进行传输。在接收机侧的解码

器给编码后的比特模式重新分配原始比特模式。

和现有技术相比,根据本发明的编码方法具有优点,因为在联合编码的信道中从不同时将‘1’注入光纤,从而当两个一组编码时最大注入功率降低了一半。这降低了光纤的非线性效应。当三个一组编码时最大注入功率同样会降低,但是并不像两个一组编码降低那么多。根据本发明的编码方法改善了光传输系统的光信噪比(OSNR),从而降低了接收机处的比特错误率(BER)。通过根据本发明的信道间-时间编码方法,因此有可能实现更小的信道间隔,以及因此在相同比特错误率下实现高的频谱效率或增大能够覆盖的链路长度,从而降低系统成本。

对于根据本发明的编码方法中的映射,可以设想例如以下三种优化策略,

a) 最大化汉明距离,

b) 通过最小化编码后的传输序列中传输码元‘1’的频率来最小化汉明权重,这也是为了降低ICI,

c) 在时间方向上最小化‘0 1’和‘1 0’比特模式的数目,以便保持受ISI限制的内眼孔径尽可能得大。

根据本发明的编码方法的优选配置,在解码时估计所有可能码字,并选择其中具有最大度量的码字。

根据本发明的编码方法的优选配置,在实际解码前通过算法排除最小可能码字,所以并不需要估计所有度量。这降低了解码所需要的开销。

根据本发明的编码方法的另一优选配置,将信道分为两个一组,在两个一组的信道上实现编码。

根据本发明的编码方法的另一优选配置,将信道分为三个一组,在三个一组的信道上实现编码。将信道分为三个一组而不是分为两个一组提高了频谱效率,然而仍可以以相当小的开销实现解码。

根据本发明的编码方法的一种特别优选的配置,信道间-时间编

码与里德-所罗门编码 (Reed-Solomon coding) 相结合。

本发明的优选配置涉及用于实现上述编码方法的多信道光传输系统, 该多信道光传输系统包括设置在发射机侧的用于对能够通过光纤链路传输的多个信道进行信道间-时间编码的装置和设置在接收机侧的用于对经由光纤链路传输的信道进行解码的装置, 该信道间-时间编码装置包括用于实现映射的装置, 该映射使得排除了在相邻信道中同时出现信号值为‘1’的比特。

根据本发明的多信道光传输系统的优选配置, 解码使用最大似然 (ML) 逐码元解码器。

根据本发明的多信道光传输系统的另一优选配置, 解码使用球形解码器。

根据本发明的多信道光传输系统的特别优选的配置包括用于实现里德-所罗门编码的附加装置。

本发明的另一优选配置涉及一种编码器, 该编码器包括用于相邻信道的传输序列的信道间-时间编码的装置, 该用于相邻信道的信道间-时间编码的装置包括用于实现映射的装置, 该映射使得排除了在相邻信道中同时出现信号值为‘1’的比特。

附图说明

图 1 示出了利用信道间-时间编码的光传输系统的示意性表示,

图 2 示出了多信道传输系统与另一个系统对比的信道模式的示意性表示,

图 3 示出了相对于光信噪比 (OSNR) 的各个不同多信道传输系统的比特错误率 (BER) 的相互对比的曲线图, 并且

图 4 示出了考虑码元间干扰 (ISI) 时相对于光信噪比 (OSNR) 的各个不同多信道传输系统的比特错误率 (BER) 的相互对比的曲线图。

具体实施方式

图 1 所示的利用信道间-时间编码的光传输系统 10 基本包括完全补偿的光传输链路 11, 在发射机侧 14 的信道间-时间编码器 12 和复用器 13, 以及在接收机侧 17 的解复用器 15 和信道间-时间解码器 16。图 1 也给出了针对各个信道 i 的在发射机侧 14 的发射机 TX_i 和在接收机侧 17 的接收机 RX_i 的简化表示。发射机 TX_i 包括从脉冲整形器到调制器的所有必要元件, 并且接收机 RX_i 包括从接收滤波器到采样器的所有必要元件。

在编码器中, 信道间联合编码的 M 个信道的 N 个连续比特形成解码器的 $M \times N$ 输入矩阵。这里应当选择 $M \leq K$, 其中 K 为 WDM 系统的总信道数。编码器在每个信道上添加 Q 个奇偶校验比特, 并输出 $M \times (N + Q)$ 输出矩阵, 该矩阵的元素为 $c_{m-v}^{(i)}$ ($v = 0, \dots, N + Q - 1; i = 1, \dots, M; m \in \mathbb{Z}$)。在这里 i 表示信道编号, 而 m 为离散时间。以下设定 $M = 2$ 以描述原理。该编码器接着实现以下分配:

$$\underbrace{\begin{pmatrix} a_{k-N+1}^{(1)} \dots a_k^{(1)} \\ a_{k-N+1}^{(2)} \dots a_k^{(2)} \end{pmatrix}}_A \rightarrow \underbrace{\begin{pmatrix} c_{m-N-Q+1}^{(1)} \dots c_m^{(1)} \\ c_{m-N-Q+1}^{(2)} \dots c_m^{(2)} \end{pmatrix}}_C \quad (1)$$

这种分配被称作映射。在映射中, 为每个要传输的可能的比特模式 A 分配特殊的编码后的比特模式 C 。以例如表格的形式给出这些分配。在发射机侧的编码器将其输入端要传输的比特模式 A 映射为编码后的比特模式 C , 并输出该比特模式, 其中比特模式 A 包括要进行联合编码的信道的传输序列 $a_{k-N+1}^{(i)} \dots a_k^{(i)}$, 比特模式 C 包括该传输序列的编码后序列 $c_{m-N-Q+1}^{(i)} \dots c_m^{(i)}$ 。输出的编码后的比特模式 C 随后通过光纤链路进行传输。在接收机侧的解码器给编码后的比特模式 C 重新分配原始比特模式 A 。在根据本发明的信道间-时间编码方法中, 相邻信道中的编码后的比特模式 C 从不同时包括‘1’, 因为考虑到相邻信道中同时到达‘1’时引起的 ICI 以及因此引起的比特错误率 (BER), 这是不利的。

假设传输序列 $a_k^{(i)}$ 的比特率为 $V=1/T$ 。接着假设编码后的序列 $c_m^{(i)}$

的比特率为 $V'=1/T'$ ，在该情况下必然适用下面的等式：

$T'N=T^*(N+Q)$ 。N=1 且 Q=1 时，一种可能的映射具有如下形式：

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2)$$

理论上，存在多种可能的映射。然而根据本发明，如（2）中的简化的例子所示，并不存在相邻列也即相邻信道中包含‘1’的码字。

将最大似然逐码元解码器用于解码。该解码器对于所有可能码字估计以下等式（3），并且选择具有最大度量的一个码字。对于以上 $M=2$ 的例子，度量具有以下形式：

$$\begin{aligned} & p(v_{m-N-Q+1}^{(1)}, \dots, v_m^{(1)}, v_{m-N-Q+1}^{(2)}, \dots, v_m^{(2)} | c_{m-N-Q+1}^{(1)}, \dots, c_m^{(1)}, c_{m-N-Q+1}^{(2)}, \dots, c_m^{(2)}) \\ &= \prod_{n=-N-Q+1}^0 q(v_{m+n}^{(1)} | c_{m+n}^{(1)}, c_{m+n}^{(2)}) \prod_{n=-N-Q+1}^0 q(v_{m+n}^{(2)} | c_{m+n}^{(1)}, c_{m+n}^{(2)}) \end{aligned} \quad (3)$$

这假定了噪声是统计独立的。如果信道内还产生码元间干扰（ISI），并且判决过程要考虑码元间干扰，那么解码器必须估计以下等式（4）：

$$\begin{aligned} & p(v_{m-N-Q+1}^{(1)}, \dots, v_m^{(1)}, v_{m-N-Q+1}^{(2)}, \dots, v_m^{(2)} | c_{m-N-Q}^{(1)}, \dots, c_{m+1}^{(1)}, c_{m-N-Q}^{(2)}, \dots, c_{m+1}^{(2)}) \\ &= \prod_{n=-N-Q+1}^0 q(v_{m+n}^{(1)} | c_{m+n-1}^{(1)}, c_{m+n}^{(1)}, c_{m+n+1}^{(1)}, c_{m+n-1}^{(2)}, c_{m+n}^{(2)}, c_{m+n+1}^{(2)}) \\ & \quad \cdot \prod_{n=-N-Q+1}^0 q(v_{m+n}^{(2)} | c_{m+n-1}^{(1)}, c_{m+n}^{(1)}, c_{m+n+1}^{(1)}, c_{m+n-1}^{(2)}, c_{m+n}^{(2)}, c_{m+n+1}^{(2)}) \end{aligned} \quad (4)$$

在这里 $c_{m-N-Q}^{(1)}$ 和 $c_{m-N-Q}^{(2)}$ 为前一码字的最后比特， $c_{m+1}^{(1)}$ 和 $c_{m+1}^{(2)}$ 为后一码字的起始比特。在示例性的实施例中，ISI 限于仅有两个采样的现实情况。 $q(.|.)$ 分别为有噪声的接收码元 $v_{m+n}^{(1)}$ 和 $v_{m+n}^{(2)}$ 的概率密度函数。

除了这种软入硬出（SIHO）解码器之外，还可以设想硬入硬出（HIHO）解码器。在这种情形下，实现的是阈值判决而不是 ML 检测。将接收到的码元和所有可能码元之间的汉明距离用作解码器的准则。选择具有最小汉明距离的码元。为了综合所述的两种解码器的优点（HIHO：应用简单，SIHO：更加准确的解码，更加鲁棒），可以结合这两种解码方式。在这种情形下，在实际解码前通过算法排除最

小可能码字，所以并不需要估计所有度量。

在根据本发明的编码方法中，充分地降低了比特错误率，因为并不存在相邻列也即相邻信道包含‘1’的码字。该准则可以通过例如(2)中所示的映射来满足。对于该映射， $N=1$ 且 $Q=1$ 。这种情形下码字空间由 $N_C=3^{(N+Q)}$ 个元素组成，然而传输码元空间包括 $N_A=4^N$ 个码元。只要像示例性的实施例一样满足条件 $N_C \geq N_A$ ，那么进一步的码设计就可以有 $N_C - N_A$ 个自由度。例如可以设想以下三种不同的优化策略：

a) 最大化汉明距离，

b) 通过最小化编码后的传输序列中传输码元‘1’的频率来最小化汉明权重，这也是为了降低 ICI，

c) 在时间方向上最小化‘0 1’和‘1 0’比特模式的数目，以便保持受 ISI 限制的内眼孔径尽可能得大。

以下将对比两个根据本发明的利用信道间 - 时间编码的多信道光传输系统和三个利用不同的常规编码方法的多信道光传输系统。

在根据本发明的利用信道间 - 时间编码的传输系统中，选择 $N=3$ 且 $Q=1$ 。 $N=3$ 且 $Q=1$ 表示在性能、复杂度和比特率提高之间的充分的折衷。对于 $N=3$ 且 $Q=1$ 的示例性的实施例，度量的概率密度函数 $q(.|.)$ (参见等式(3)和(4))为 χ^2 分布。也可以设想其它概率密度函数，例如高斯分布。对于 $N=3$ 且 $Q=1$ ，可以获得 $R=3/4$ 的比特速率和 33% 的开销。因为编码器和解码器的复杂度随着要进行信道间联合编码的信道数目 M 的增加而增长，在根据本发明的利用信道间 - 时间编码的传输系统中进一步选择 $M=2$ ，也就是说在信道间 - 时间编码时成对提供信道。对于具有信道总数 $K>2$ 的多信道光传输系统， $M=2$ 是有利的。利用三个一组而不是两个一组的解决方案，也就是说三个信道联合编码而不是两个信道联合编码的解决方案，提高了频谱效率，同时解码仍然保持可行。

对于利用信道间 - 时间编码的传输系统，优选使用如图 2(A) 所示的信道栅 (raster)。图 2(A) 所示的信道栅中出现两种不同的信

道间距。 f_A 为联合编码的两个信道之间的间距，而 $f_{A,broad}$ 为非联合编码的信道之间的间距。因为联合编码的信道根据本发明通过映射相对于 ICI 进行了优化，所以联合编码的信道可以更加靠近在一起，所以 $f_{A,broad} > f_A$ 。因为 $f_{A,broad} > f_A$ ，所以这种信道栅中的 ICI 得以最小化，其原因是这使得非联合编码的相邻信道有可能彼此间隔更远。

对于利用信道间 - 时间编码和图 2(A) 所示的信道栅的传输系统，为了最小化 ISI，在复用器处实现宽带滤波。对于图 2(A) 中的信道栅， $f_A = 50\text{GHz}$ ， $f_{A,broad} = 75\text{GHz}$ 。

没利用信道间 - 时间编码的对比系统具有如图 2(B) 所示的常规的统一的信道栅。对于图 2(B) 所示的信道栅，为了最小化 ICI，在复用器处实现窄带滤波。从而信号受到强的 ISI。在这种情形下，使用里德 - 所罗门编码来纠错。对每个信道分别进行解码。阈值判决器和最大似然序列检测器 (MLSD) 两者可用作替选接收机。为了获得同图 2(A) 所示的信道栅相同的频谱效率，信道间隔 f_B 为 $f_B = 62\text{GHz}$ 。

在所有对比的系统中，净比特率均为 40Gbit/s 。针对常规的利用里德 - 所罗门编码的对比系统考虑两种情况。一方面为现代系统中常用的 RS (255,239,8) 变体 (variant)，其中 239 个分别由 8 比特组成的信息码元通过 16 个编码码元进行扩充，因此 RS 码字包括 255 个码元。另一方面为更强的编码 RS (255,191,8)。在该编码中，码速率可与根据本发明的信道间 - 时间编码的码速率相比。

总共对比了以下传输系统：

- A1 根据本发明的信道间 - 时间编码，
- A2 根据本发明的结合里德 - 所罗门编码的信道间 - 时间编码，
- B1 未编码的常规系统
- B2 里德 - 所罗门编码 RS (255,239,8) 的常规系统，以及
- B3 里德 - 所罗门编码 RS (255,191,8) 的常规系统。

图 3 示出了五种对比的传输系统在接收机侧解码后的 BER。对于低的 OSNR，利用根据本发明的编码方法的系统 A1、A2 实现了比对

比系统 B1、B2、B3 更低的 BER。

因为里德 - 所罗门解码器要求输入 BER 为大约 10^{-2} 到 10^{-3} 以便能够纠正比特错误, 所以通过结合根据本发明的信道间 - 时间编码 A1 和里德 - 所罗门编码以形成传输系统 A2 可以实现进一步改善的传输性能。在这种情形下, 根据本发明的信道间 - 时间编码适合提供里德 - 所罗门解码器的输入处所需的低错误率, 该里德 - 所罗门解码器现在能够利用 (utilise) 高编码增益。同常规的里德 - 所罗门编码 RS (255,239,8) (B2) 和 RS (255,191,8) (B3) 相比, 根据本发明的组合传输系统 A2 实现的编码增益大约高于 B2 2dB, 并且高于 B3 3dB。

在图 4 中, 针对解码时考虑了 ISI 的情形将同样的系统相互对比。在信道间 - 时间编码的情况中, 这可以通过使用等式 (4) 来实现; 对于利用常规编码的常规传输系统, 这可以通过使用 MLSD 来实现。图 4 中的对比还示出了利用信道间 - 时间编码和里德 - 所罗门编码的组合系统性能最好, 其编码增益大约为 2dB。

对于低的 OSNR, 根据本发明的利用信道间 - 时间编码的光传输系统与可比较的利用常规编码的常规传输系统相比具有更低的 BER。

对于高的 OSNR, 利用根据本发明的信道间 - 时间编码并结合里德 - 所罗门编码的多信道光传输系统与可比较的利用常规编码的常规传输系统相比具有低很多的 BER。

根据本发明的信道间 - 时间编码, 特别是结合里德 - 所罗门编码, 有效地降低了接收机中的 BER。因此降低了为了达到预定 BER 所必需的 OSNR。因此有可能增大光传输系统能够覆盖的链路长度, 从而降低系统成本。同时, 降低了对光纤链路中的功率相关的非线性效应和光放大器中的噪声的敏感度。

此外根据本发明的信道间 - 时间编码允许更窄的信道间隔, 并且因此达到更高的频谱效率。因为可以避免使用传输滤波器, 并且解码器还可以实现均衡器的功能, 所以当使用根据本发明的信道间 - 时间编码时可以降低光传输系统的总成本。在利用常规里德 - 所罗门编码

的常规系统中，必须为此使用 MLSD。因为逐块实现编码和解码，所以可以并行使用多个编码器和解码器，这样降低了对硬件的要求，并因此降低了系统成本。在使用 MLSD 时，这是不可能的。

根据本发明的信道间-时间编码还允许对联合编码的多个信道的共同检测，所以影响单个信道的扰动具有较小的扰动影响。利用根据本发明的信道间-时间编码，解码器同时处理例如两个信道（两个一组编码的）或三个信道（三个一组编码的）的信号。例如如果两个信道中的一个受到强扰动，但另一个没有受到强扰动，那么解码仍然正常工作的概率会增大。

此外码字空间的选择可能影响 ICI 的强度。此外在根据本发明的编码方法的检测过程中可能有效地利用产生的 ICI。在单信道检测的情况中，ICI 为扰动因素。检测是基于码元实现的，并且因而可以被并行化。通过使用并行工作的多个解码器，因此有可能降低对它们的速度要求。在根据本发明的编码方法中，解码器同时包括纠错器和均衡器的功能。因此现在只要一个模块就可以完成这两项任务。此外，复用器中不再需要传输滤波器，因此能够进一步降低系统成本。

特别值得强调的是，根据本发明的编码方法的应用不仅仅限于多信道光传输系统。同样可以设想将根据本发明的编码方法应用于数字无线传输系统，例如移动通信，或者应用于无线或有线计算机网络，或者应用于卫星、空间探测器等同它们的地面站之间的数据传输，或者应用于用于电信业务传输的陆地铺设的有线网络领域等等。

工业应用：

本发明容易得到工业应用，尤其是在数字数据传输以及用于数字数据传输的网络的构造和运营领域。

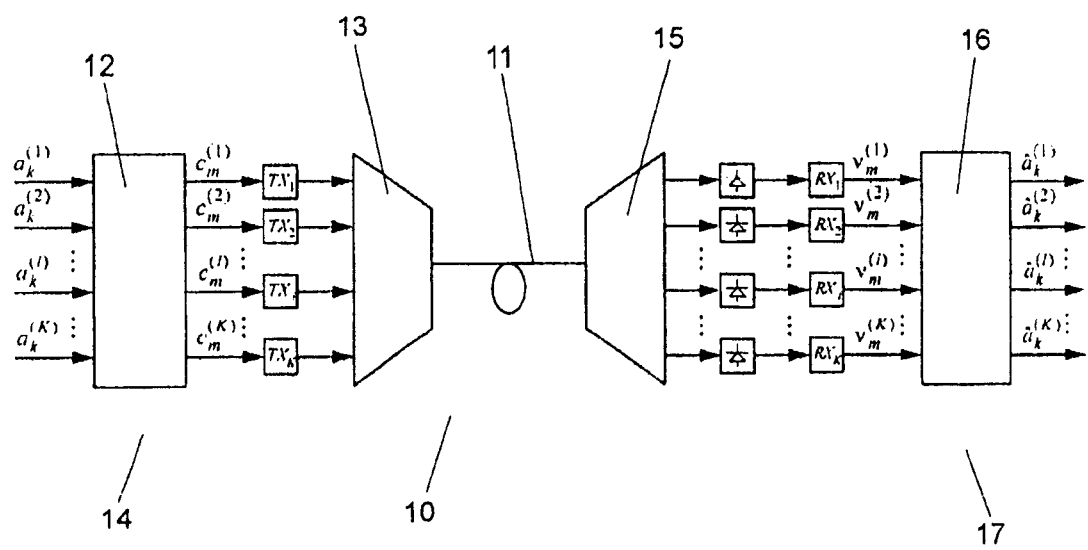


图 1

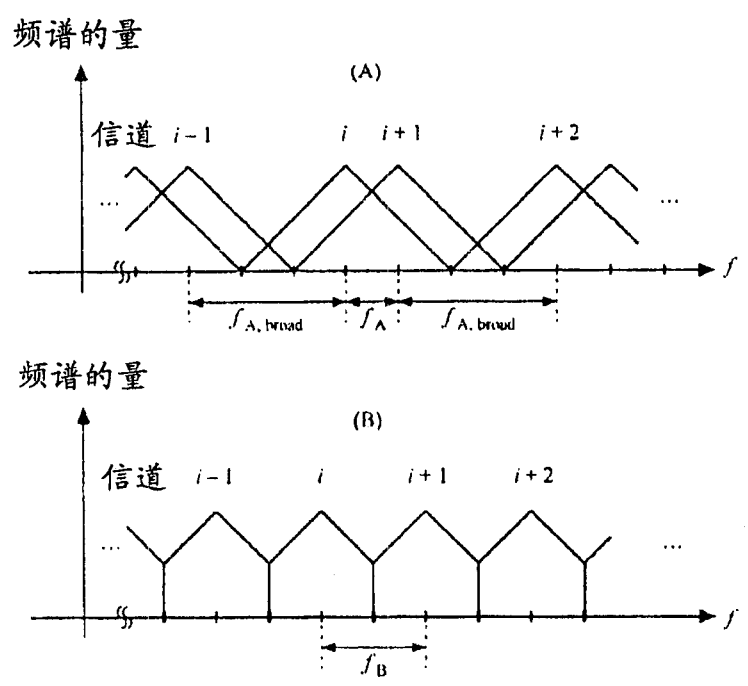


图 2

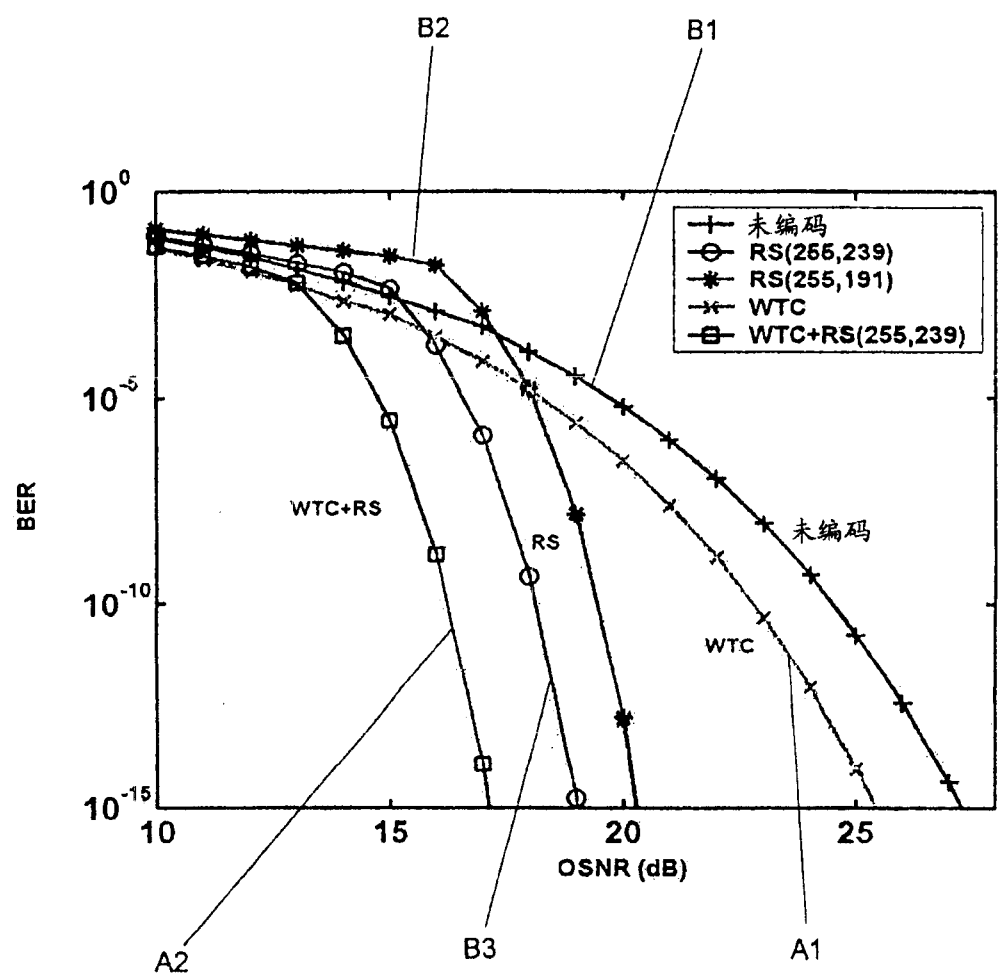


图 3

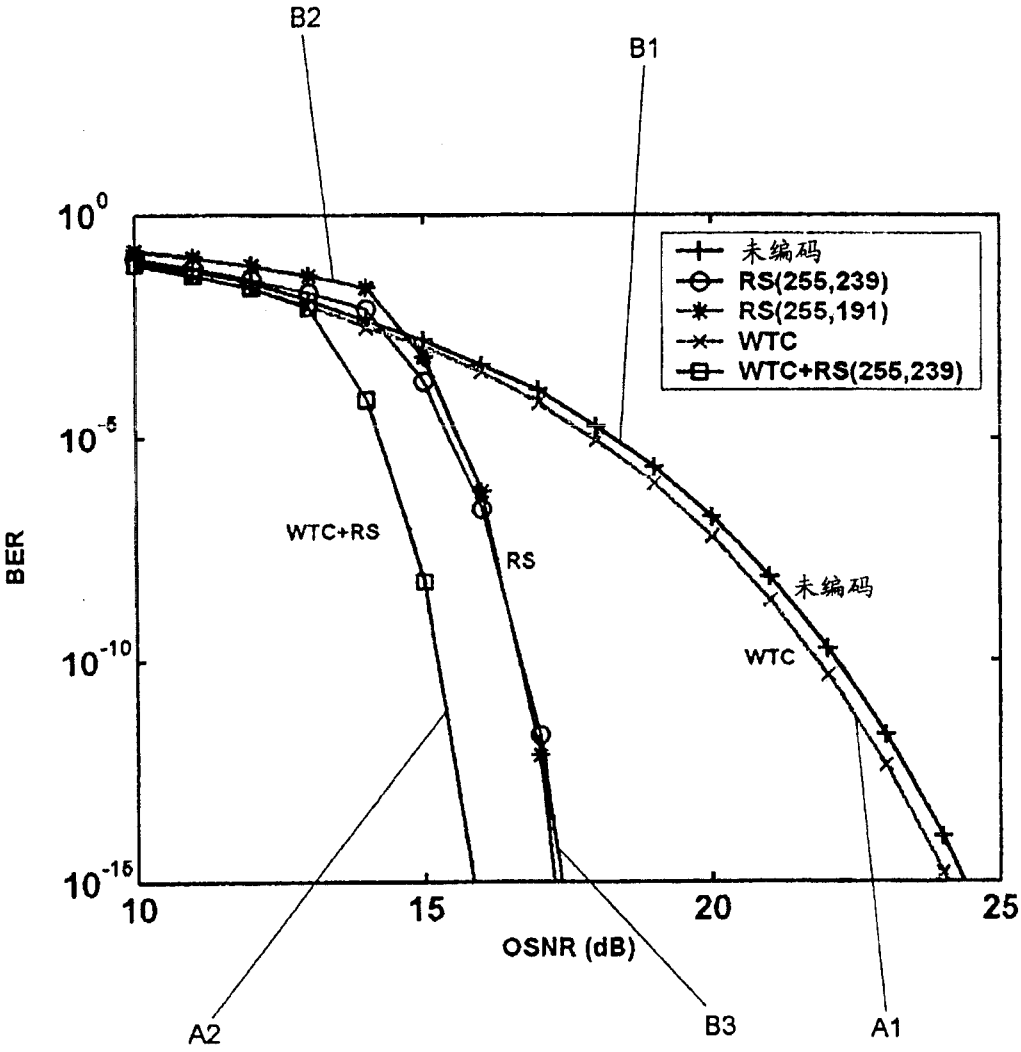


图 4