



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 109075807 B

(45) 授权公告日 2022.06.07

(21) 申请号 201780020852.9

(22) 申请日 2017.04.12

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 109075807 A

(43) 申请公布日 2018.12.21

(30) 优先权数据
62/322,078 2016.04.13 US(85) PCT国际申请进入国家阶段日
2018.09.28(86) PCT国际申请的申请数据
PCT/CA2017/050449 2017.04.12(87) PCT国际申请的公布数据
WO2017/177327 EN 2017.10.19(73) 专利权人 华为技术加拿大有限公司
地址 加拿大安大略(72) 发明人 艾哈迈德·穆罕默德·易卜拉欣·
米得拉
吉巴克·密特拉
鲁兹·汉斯-乔希姆·兰佩(74) 专利代理机构 北京龙双利达知识产权代理
有限公司 11329

专利代理师 张欣 王君

(51) Int.Cl.
H03M 13/31 (2006.01)
H04L 27/00 (2006.01)(56) 对比文件
WO 2014091271 A1, 2014.06.19
CN 102449949 A, 2012.05.09
US 2015010118 A1, 2015.01.08
CN 101874393 A, 2010.10.27
CN 104394110 A, 2015.03.04
CN 104217184 A, 2014.12.17
Kim等.Binary Faster than Nyquist
Optical Transmission via Non-uniform
Power Allocation.《INFORMATION THEORY, 2013
13TH CANADIAN WORKSHOP ON INFORMATION
THEORY》.2013,

审查员 曹焯

权利要求书3页 说明书11页 附图6页

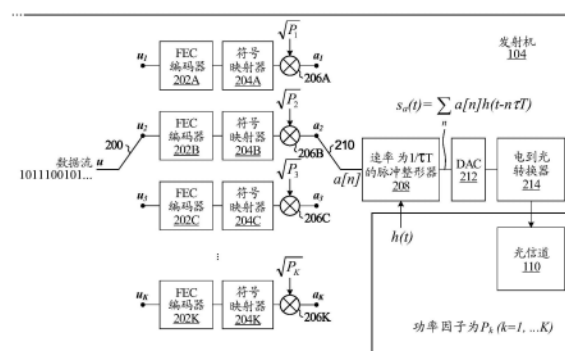
(54) 发明名称

用于超奈奎斯特 (FTN) 传输的系统和方法

(57) 摘要

公开了试图使用超奈奎斯特 (FTN) 传输提高频谱效率的系统和方法。在一个实施例中,发射机处的方法包括:将比特划分成K个比特流,获得K个功率缩放符号流,组合该K个功率缩放符号流以获得传输符号流,以及使用FTN信号发送该传输符号流。在接收机处,将接收到的符号划分成K个符号流,并且通过以下步骤执行解调和解码:

(i) 对该K个符号流中的第K个符号流进行解调和解码以获得第K组比特;(ii) 将该第K组比特映射到第K组符号;以及 (iii) 对于 $k=K-1, \dots, 1$ 中的每一个:对该K个符号流中的第k个符号流进行解调和解码以获得第k组比特。该解调和解码包括执行干扰消除。



1. 一种在发射机处执行的方法,包括:

将多个比特划分成K个比特流;

对于 $k=1, \dots, K$ 中的每一个,通过以下步骤获得K个功率缩放符号流:

使用相应的前向纠错编码器对所述K个比特流中的第k个比特流进行编码以获得第k个编码比特流,将所述第k个编码比特流映射到相应的符号以获得第k个符号流,并且将相应的功率因子应用于所述第k个符号流以获得第k个功率缩放符号流;

组合所述K个功率缩放符号流以获得传输符号流;以及

使用超奈奎斯特FTN信号发送所述传输符号流;

其中对于 $k=2, \dots, K$ 中的每一个,应用于所述第k个符号流的所述相应的功率因子满足关系:

$$P_k \geq \frac{\rho \left(\sigma^2 + \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} |g[mK+i]|^2 P_{k-i} \right)}{|g[0]|^2 (1+\rho) - \rho \sum_{m=-\infty}^{\infty} |g[mK]|^2}$$

其中 P_k 是所述第k个符号流的所述相应的功率因子, ρ 是误差控制码实现无误差性能的信干噪比, σ^2 是信道的噪声方差,并且 $g[n] = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t - n\tau T)dt$,其中 τ 是所述FTN信号的时间加速度因子, $h(t)$ 是发射脉冲, T 是所述发射脉冲的持续时间。

2. 如权利要求1所述的方法,其中应用于所述符号流中的一个符号流的相应的功率因子的幅值比应用于所述符号流中的另一个符号流的相应的功率因子的幅值大。

3. 如权利要求2所述的方法,其中对于 $k=2, \dots, K$ 中的每一个:

应用于所述第k个符号流的所述相应的功率因子的幅值不小于应用于第 $(k-1)$ 个符号流的相应的功率因子的幅值。

4. 如权利要求1至3中任一项所述的方法,其中K是针对所述FTN信号的给定码率和给定时间加速度因子 τ 的误比特率BER性能和峰均功率比PAPR性能的函数。

5. 一种发射机,包括:

K个分支,所述K个分支中的每一个分支接收K个比特流中相应的一个比特流,并且每个分支具有相应的前向纠错编码器、相应的符号映射器、以及相应的功率缩放器;

对于 $k=1, \dots, K$ 中的每一个,所述发射机被配置为通过以下步骤获得K个功率缩放符号流:

使用第k个分支的相应的前向纠错编码器对所述K个比特流中的第k个比特流进行编码以获得第k个编码比特流;使用所述第k个分支的相应的符号映射器将所述第k个编码比特流映射到相应的符号以获得第k个符号流;以及使用所述第k个分支的相应的功率缩放器将相应的功率因子应用于所述第k个符号流以获得第k个功率缩放符号流;

所述发射机还被配置为组合所述K个功率缩放符号流以获得传输符号流,并且使用超奈奎斯特FTN信号发送所述传输符号流;

其中对于 $k=2, \dots, K$ 中的每一个,所述发射机被配置为将相应的功率因子应用于所述第k个符号流,以满足关系:

$$P_k \geq \frac{\rho \left(\sigma^2 + \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} |g[mK+i]|^2 P_{k-i} \right)}{|g[0]|^2 (1+\rho) - \rho \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} |g[mK]|^2}$$

其中 P_k 是所述第 k 个符号流的所述相应的功率因子, ρ 是误差控制码实现无误差性能的信干噪比, σ^2 是信道的噪声方差,并且 $g[n] = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t - n\tau T)dt$,其中 τ 是所述FTN信号的时间加速度因子, $h(t)$ 是发射脉冲, T 是所述发射脉冲的持续时间。

6.如权利要求5所述的发射机,其中所述发射机被配置为将相应的功率因子应用于所述符号流中的一个符号流,所述相应的功率因子的幅值比应用于所述符号流中的另一个符号流的相应的功率因子的幅值大。

7.如权利要求6所述的发射机,其中对于 $k=2, \dots, K$ 中的每一个:

所述发射机被配置为将相应的功率因子应用于所述第 k 个符号流,所述相应的功率因子的幅值不小于应用于第 $(k-1)$ 个符号流的相应的功率因子的幅值。

8.如权利要求5至7中任一项所述的发射机,其中 K 是针对所述FTN信号的给定码率和给定时间加速度因子 τ 的误比特率BER性能和峰均功率比PAPR性能的函数。

9.一种在接收机处执行的方法,包括:

将多个接收到的符号划分成 K 个符号流,所述 K 个符号流中的每一个符号流使用超奈奎斯特FTN信号以相应的功率发送;

通过以下步骤执行所述 K 个符号流的解调和解码:

(i)对所述 K 个符号流中的第 K 个符号流进行解调和解码以获得第 K 组比特,发送所述第 K 个符号流的功率比发送所述 K 个符号流中的至少另一个符号流的功率大;

(ii)将所述第 K 组比特映射到第 K 组符号;

(iii)对于 $k=K-1, \dots, 1$ 中的每一个:

对所述 K 个符号流中的第 k 个符号流进行解调和解码以获得第 k 组比特,所述解调和解码包括:使用从解调和解码所述 K 个符号流中的第 $(k+1)$ 至第 K 个符号流中的至少一个符号流获得的多个比特映射的多组符号执行干扰消除。

10.如权利要求9所述的方法,其中所述执行所述 K 个符号流的解调和解码包括执行 N 次迭代,其中所述 N 次迭代中的每一次迭代包括步骤(i)至(iii),并且其中对于 $n=2, \dots, N$ 中的每一个:

第 n 次迭代的步骤(i)包括通过执行操作来对所述第 K 个符号流进行解调和解码,所述操作包括:使用从在第 $(n-1)$ 次迭代中解调和解码第1至第 K 个符号流中的至少一个符号流获得的多个比特映射的多组符号执行的干扰消除。

11.如权利要求9或权利要求10所述的方法,其中对于 $k=2, \dots, K$ 中的每一个:

发送所述第 k 个符号流的功率的幅值不小于用于发送第 $(k-1)$ 个符号流的功率的幅值。

12.如权利要求11所述的方法,其中对于 $k=2, \dots, K$ 中的每一个:

应用于所述第 k 个符号流的功率满足关系

$$P_k \geq \frac{\rho \left(\sigma^2 + \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} |g[mK+i]|^2 P_{k-i} \right)}{|g[0]|^2 (1+\rho) - \rho \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} |g[mK]|^2}$$

其中 P_k 是应用于所述第 k 个符号流的所述功率, ρ 是误差控制码实现无误差性能时的信

干噪比, σ^2 是信道的噪声方差, 并且 $g[n] = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t - n\tau T)dt$, 其中 τ 是所述FTN信号的时间加速度因子, $h(t)$ 是发射脉冲, T 是所述发射脉冲的持续时间。

13. 如权利要求9或10或12中任一项所述的方法, 其中所述符号流均具有相同的编码和调制。

14. 一种接收机, 包括:

K个分支, 所述K个分支中的每一个分支接收K个符号流中相应的一个符号流, 所述K个符号流中的每一个符号流使用超奈奎斯特FTN信号以相应的功率发送, 并且每个分支具有相应的解调器和相应的前向纠错解码器;

所述接收机被配置为通过以下步骤执行所述K个符号流的解调和解码:

(i) 使用第K个分支的相应的解调器和相应的前向纠错解码器对所述K个符号流中的第K个符号流进行解调和解码以获得第K组比特, 发送所述第K个符号流的功率比发送所述K个符号流中的至少另一个符号流的功率大;

(ii) 将所述第K组比特映射到第K组符号;

(iii) 对于 $k=K-1, \dots, 1$ 中的每一个:

使用第k个分支的相应的解调器和相应的前向纠错解码器对所述K个符号流中的第k个符号流进行解调和解码以获得第k组比特, 所述解调和解码包括: 使用从解调和解码所述K个符号流中的第(k+1)至第K个符号流中的至少一个符号流获得的多个比特映射的多组符号执行干扰消除。

15. 如权利要求14所述的接收机, 其中所述接收机被配置为通过执行N次迭代来执行所述K个符号流的所述解调和所述解码, 其中所述N次迭代中的每一次迭代包括所述接收机执行步骤(i)至(iii), 并且其中对于 $n=2, \dots, N$ 中的每一个:

第n次迭代的步骤(i)包括所述接收机通过执行操作来对所述第K个符号流进行解调和解码, 所述操作包括: 使用从在第(n-1)次迭代中解调和解码第1至第K个符号流中的至少一个符号流获得的多个比特映射的多组符号执行的干扰消除。

16. 如权利要求14或权利要求15所述的接收机, 其中对于 $k=2, \dots, K$ 中的每一个:

发送所述第k个符号流的功率的幅值不小于用于发送第(k-1)个符号流的功率的幅值。

17. 如权利要求16所述的接收机, 其中对于 $k=2, \dots, K$ 中的每一个:

应用于所述第k个符号流的功率满足关系

$$P_k \geq \frac{\rho \left(\sigma^2 + \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} |g[mK+i]|^2 P_{k-i} \right)}{|g[0]|^2 (1+\rho) - \rho \sum_{m=-\infty}^{\infty} |g[mK]|^2}$$

其中 P_k 是应用于所述第k个符号流的所述功率, ρ 是误差控制码实现无误差性能时的信干噪比, σ^2 是信道的噪声方差, 并且 $g[n] = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t - n\tau T)dt$, 其中 τ 是所述FTN信号的时间加速度因子, $h(t)$ 发射脉冲, T 是所述发射脉冲的持续时间。

18. 如权利要求14或15或17中任一项所述的接收机, 其中所述符号流均具有相同的编码和调制。

用于超奈奎斯特 (FTN) 传输的系统和方法

[0001] 优先权

[0002] 本申请要求于2016年4月13日递交的序列号为62/322,078、题为“用于超奈奎斯特 (FTN) 传输的系统和方法”的美国临时专利申请以及于2017年4月12日递交的序列号为15/485,272、题为“用于超奈奎斯特 (FTN) 传输的系统和方法”的美国专利申请的优先权,其均通过引用结合于此。

技术领域

[0003] 下文涉及发送和接收超奈奎斯特 (faster-than-Nyquist, FTN) 信号。

背景技术

[0004] 在通信系统中,通过信道将数据从发射机发送到接收机。例如,可以通过一个或多个网络将数据从世界中的一个地方路由至另一个地方,其中每个网络包括由信道连接的网络实体。当要将该数据从第一网络实体发送到第二网络实体时,该第一网络实体中的发射机通过将该发射机连接到接收机的信道将数据发送到该第二网络实体中的接收机。在光网络中,该信道可以是具有一条或多条光纤的光信道。

[0005] 随着对数据的需求增加,期望通过信道传输更多的数据。信道的频谱效率是指能够通过给定带宽在信道上传输的信息速率。希望通过相应提升频谱效率来提高数据速率。

[0006] 一种试图提高频谱效率的技术是使用更高阶的调制,这意味着提高通过该信道传输的单个符号表示的比特的数量。但是,这存在潜在的不足之处。例如,在光通信系统的情境中,使用更高阶的调制通常需要使用较高的发送功率。较高的发送功率可能导致非线性损伤增强,因此可能存在对该发送功率的功率限制。使用更高阶的调制可能还需要具有更高分辨率的模数转换器 (analog-to-digital converter, ADC) 和数模转换器 (digital-to-analog converter, DAC)。由于DAC/ADC组合可以像低通滤波器那样工作,其带宽有限且倾向于切断信号并引入符号间干扰,因此在高采样率下噪声可能会增加。而且,使用更高阶的调制的传输可能对I和Q分支中的功率失衡更敏感和/或可能对I和Q分支之间的偏斜更敏感。

[0007] 另一种技术是试图通过缩短每个符号的传输周期来提高波特率,从而提高数据速率。这也存在潜在的不足之处。例如,在光通信系统的情景下,具有较高波特率的信号可能因光学滤波器而面临损伤。而且,光网络中的波长选择开关、复用器、解复用器和其他网元通常具有有限的带宽以及滚降,该滚降可能太急剧而不能适应更高的波特率。

发明内容

[0008] 公开了试图使用超奈奎斯特 (faster-than-Nyquist, FTN) 传输来提高频谱效率的系统和方法。FTN传输可以使频谱效率提高,而不增加调制阶数,也不增加传输带宽。

[0009] 在一个实施例中,提供了一种在发射机处执行的方法。该方法可以包括将多个比特划分成K个比特流。该方法还可以包括对于 $k=1, \dots, K$ 中的每一个,通过以下步骤获得K个

功率缩放符号流：使用相应的前向纠错编码器对该K个比特流中的第k个比特流进行编码以获得第k个编码比特流，将该第k个编码比特流映射到相应的符号以获得第k个符号流，并且将相应的功率因子应用于该第k个符号流以获得第k个功率缩放符号流。该方法还可以包括组合该K个功率缩放符号流以获得传输符号流。该方法还可以包括使用FTN信号发送该传输符号流。

[0010] 在另一个实施例中，提供了一种相应的在接收机处执行的方法。该方法可以包括将多个接收到的符号划分成K个符号流。该K个符号流中的每一个符号流使用FTN信号以相应的功率发送。该方法还可以包括通过以下步骤执行该K个符号流的解调和解码：(i) 对该K个符号流中的第K个符号流进行解调和解码以获得第K组比特，发送该第K个符号流的功率比发送该K个符号流中的至少另一个符号流的功率大；(ii) 将该第K组比特映射到第K组符号；以及(iii) 对于 $k=K-1, \dots, 1$ 中的每一个：对该K个符号流中的第k个符号流进行解调和解码以获得第k组比特。

[0011] 在一些实施例中，该解调和解码可以包括使用从解调和解码该K个符号流中的第(k+1)至第K个符号流中的至少一个符号流获得的多个比特映射的多组符号执行干扰消除。

[0012] 还公开了相应的发射机和接收机。

[0013] 通过审阅以下描述，其他方面和其他特征对本领域普通技术人员来说将变得显而易见。

附图说明

[0014] 实施例将仅通过举例的方式参考附图来描述，其中：

[0015] 图1是根据一实施例的通信系统的框图；

[0016] 图2是图1中的发射机的框图，示出了一种示例性实现方式；

[0017] 图3是图1中的接收机的框图，示出了一种示例性实现方式；

[0018] 图4至图6示出了仿真结果；

[0019] 图7是根据一实施例的由发射机执行的操作的流程图；以及

[0020] 图8是根据一实施例的由接收机执行的操作的流程图。

具体实施方式

[0021] 出于说明的目的，现在将结合附图在下面更详细地阐述具体实施例。

[0022] 简介

[0023] 图1是根据一实施例的通信系统100的框图。该通信系统100包括具有发射机104的第一实体102，以及具有接收机108的第二实体106。该发射机104和该接收机108由信道110连接。通过该信道110将数据传输 $s(t)$ 从该发射机104发送到该接收机108。该数据传输可以表示如下：

$$[0024] \quad s(t) = \sum_n a[n]h(t - nT)$$

[0025] 其中 $s(t)$ 是通过该信道110发送的数据信号， $a[n]$ 是由该数据信号 $s(t)$ 发送的数据符号序列， $h(t)$ 是持续时间为T秒的脉冲。T可以被称为符号时间。移位 nT 后，该脉冲 $h(t)$ 是正交的，这意味着该脉冲与偏移了整数个符号时间的时间倒置复共轭形式的脉冲的乘积

的积分为零。该正交脉冲 $h(t)$ 可以被认为是彼此“不可见的”，这可以使得使用与 $h(t)$ 匹配的滤波器以及采样器逐个符号地在该接收机108处进行最优检测成为可能。

[0026] 然而，在下面描述的实施例中，将代替地使用FTN信号。FTN信号是一种线性调制方案，其旨在通过减少两个相邻脉冲之间的时间和/或频率间隔来提高频谱效率，从而引入受控的符号间和/或载波间干扰，而无需进行正交传输。

[0027] 当利用FTN时，如在下面的实施例中所示，该数据传输可以改为如下所示：

$$[0028] \quad s(t) = \sum_n a[n]h(t - \tau nt)$$

[0029] 其中 $0 < \tau < 1$ 是时间加速度因子。对于奈奎斯特信号， $\tau = 1$ ，但是对于FTN信号， $0 < \tau < 1$ 。

[0030] 为了减轻使用FTN信号引入到该数据传输 $s(t)$ 中的干扰，可以在该接收机108处实施不同的检测技术。

[0031] 在下面描述的实施例中，公开了减少时域中的相邻样本之间的间隔的广义多流(generalized multi-stream, GMS)FTN传输方法和系统。发送信号 $s(t)$ 由应用了适当功率分配的多个独立流的叠加组成。由于功率负载值不同，与具有单流传输的FTN信号相比，该发送信号 $s(t)$ 可以呈现更高的峰均功率比(peak-to-average power ratio, PAPR)。该发送信号由发射脉冲进行频带限制。在该接收机108处，实施了使用软符号干扰消除执行逐个符号检测的迭代多级解调和解码方法。在该接收机108为光学接收机的实施例中，逐个符号检测发生在光学损伤补偿之后。

[0032] 一些用于在该接收机108处进行检测的曾用方法使用最大后验概率(maximum a posteriori probability, MAP)或最大似然序列估计(maximum likelihood sequence estimate, MLSE)均衡器来试图解决由FTN信号引入的干扰。然而，MAP均衡器和MLSE均衡器通常是基于栅格(trellis)的，并且需要进行顺序处理。MAP均衡器的实现复杂度为 $O(M^L)$ ，其中 M 是星座大小(constellation size)， L 是由该FTN信号引入的有效的符号间干扰(inter-symbol interference, ISI)存储。根据该时间加速度因子 τ ，该ISI存储可以很大。在下面的实施例中，公开了用于逐个符号检测的系统和方法，其与MAP和MLSE相比可以具有较低的复杂度。

[0033] 示例性发射机和接收机

[0034] 图2是图1中的发射机104的框图，示出了一个示例性实现方式。在该示例性实现方式中，假定该通信系统100是相干光通信系统。该信道110显示为光信道。

[0035] 该发射机104包括 K 个分支。每个分支通过开关200与比特流 u 耦合。每个分支具有相应的前向纠错(forward error correction, FEC)编码器，标示为202A-202K。与每个FEC编码器连接的是相应的符号映射器，标示为204A-204K。与每个符号映射器连接的是相应的功率缩放元件，标记为206A-206K。每个功率缩放元件执行符号乘以功率因子的平方根的乘法运算。该功率因子有时被称为功率负载因子。每个分支的输出端通过开关210与脉冲整形器208耦合。该脉冲整形器与数模转换器(digital-to-analog, DAC) 212连接。该DAC 212与电到光转换器214连接。

[0036] 该FEC编码器202A-K、该符号映射器204A-K、该功率缩放元件206A-K和该脉冲整形器208均可以使用处理器来实现，该处理器执行指令以使该处理器执行该FEC编码器202A-

K、该符号映射器204A-K、该功率缩放元件206A-K和该脉冲整形器208的相应操作。可以使用相同的处理器或不同的处理器来实现每个组件。或者,该FEC编码器202A-K、该符号映射器204A-K、该功率缩放元件206A-K和该脉冲整形器208均可以是专用电路(例如,专用集成电路(application specific integrated circuit,ASIC))、图形处理单元(graphics processing unit,GPU),或用于执行该FEC编码器202A-K、该符号映射器204A-K、该功率缩放元件206A-K和该脉冲整形器208的相应操作的已编程的现场可编程门阵列(field programmable gate array,FPGA)。一组电路可以专门用于实现所有FEC编码器202A-K、符号映射器204A-K、功率缩放元件206A-K和脉冲整形器208。或者,可以使用不同的电路来实现该FEC编码器202A-K、该符号映射器204A-K、该功率缩放元件206A-K和该脉冲整形器208中的一个或一些。可以使用专用DAC芯片实现该DAC 212。可以使用将信号从电域转换到光域的专用电路(例如,光调制器)实现该电到光转换器214。

[0037] 在操作中,将待发送的多个比特 u 划分成 K 个流: u_1, u_2, \dots, u_K 。每个流被发送到该 K 个分支中相应的一个分支。可以使用该开关200以循环方式划分该多个比特 u 来产生流 u_1, u_2, \dots, u_K 。使用FEC编码器202A对比特流 u_1 进行编码以得到编码比特流,然后使用双射映射方案通过符号映射器204A对该编码比特流进行调制,以得到符号流。然后将功率因子 P_1 应用于该符号流,以得到功率缩放符号流 a_1 。如图所示,该实施例通过将该符号流乘以 P_1 的平方根来应用该功率因子 P_1 。对于其他流 u_2, \dots, u_K ,在其他分支的每一个分支中存在等同运算。

[0038] 因为这些比特被划分成 K 个流,所以由于并行处理,该FEC编码器202A-K的时钟相比于不划分比特可以更慢。这可以降低计算复杂度。

[0039] 通常情况下,该 K 个流中的每一个流的编码和调制可以独立于其余的流。例如,FEC编码器202A应用的编码可以与FEC编码器202B应用的编码不同,和/或由符号映射器204A执行的调制可以与由符号映射器204B执行的调制不同。然而在该实施例中,对于每个分支使用相同的FEC码和相同的符号映射。也就是说,每个FEC编码器202A-K应用相同的FEC码,并且每个符号映射器204A-K使用相同的调制方案。例如,每个FEC编码器202A-K可以使用低密度奇偶校验(low-density parity-check,LDPC)码,每个符号映射器204A-K可以使用正交幅度调制(quadrature amplitude modulation,QAM)。

[0040] 对于每个流 u_k ,其中 $k=1, 2, \dots, K$,在FEC编码和符号映射之后应用相应的功率因子 P_k 以生成流 a_k 。为了保持与均匀的功率负载相同的平均发送功率 P_{av} ,可以选择功率因子 P_k ,使得 $P_1 + P_2 + \dots + P_K = P_{av}$,并且 $P_K \geq P_{K-1} \geq \dots \geq P_1$ 。因此,流 a_1 应用了最低的功率因子 P_1 ,流 a_k 应用了最高的功率因子 P_k 。 P_k 具有最大幅值, P_{k-1} 具有第二大幅值, \dots , P_1 具有最小幅值。从后面讨论的多种变形中将会明白,这只是设置功率因子的一种可能的方式。

[0041] 在应用功率因子之后,使用开关210将每个流 $a_k, k=1, 2, \dots, K$,的符号连接,以生成发送的符号流 $a[n]$ 。具体地,使用开关210以符号速率通过循环方式选择来自每个流 a_k 的符号,以生成传输符号流:

[0042] $a[n] = \{a_{11}, a_{21}, \dots, a_{K1}, a_{12}, a_{22}, \dots, a_{K2}, \dots, a_{1N}, a_{2N}, \dots, a_{KN}\}$,其中 a_{kj} 表示第 k 个流中的第 j 个符号, N 是每个流的符号的数量。

[0043] 然后使用 T 正交发射脉冲 $h(t)$ 对该传输符号流 $a[n]$ 进行脉冲整形。 T 正交脉冲意味着该脉冲移位时间 nT 后是正交的。然而,因为使用了FTN信号,所以对该符号 $a[n]$ 进行脉冲

整形的速率是 $1/T' = 1/\tau T$, 其中 τ 是时间加速度因子, 并且 $0 < \tau < 1$ 。

[0044] 因此, 通过FTN发送的信号采取以下形式

$$[0045] \quad s_a(t) = \sum_n a[n]h(t - n\tau T)$$

[0046] 然后, 执行DAC 212中的数模转换, 随后执行电光转换器214中的电到光转换, 并且通过该光信道110发送FTN信号 $s_a(t)$ 的光形式。

[0047] 图3是图1中的该接收机108的框图, 示出了该接收机108与图2中的发射机对应的示例性实现方式。

[0048] 该接收机108包括与模数转换器(analog-to-digital converter, ADC) 224连接的光电转换器222, 该模数转换器224与匹配滤波器226连接。或者, 该匹配滤波器226可以在该ADC 224之前, 在这种情况下, 匹配滤波将在模拟域中执行。

[0049] 该接收机108也包括K个分支。每个分支通过开关228与该匹配滤波器226的输出端耦合。每个分支具有相应的逐个符号先验概率(symbol-by-symbol a priori probability, SBS APP) 计算器, 标示为230A-K。与每个SBS APP计算器连接的是相应的符号解映射器, 标示为232A-K。与每个符号解映射器连接的是相应的FEC解码器, 标示为234A-K。每个FEC解码器的输出端与标示为236A-K的相应符号重映射器连接。

[0050] 可以使用将信号从光域转换到电域的专用电路(例如, 光电二极管)实现该光电转换器222。可以使用专用ADC芯片实现该ADC 224。该匹配滤波器226、该SBS APP计算器230A-K、该符号解映射器232A-K、该FEC解码器234A-K和该符号重映射器236A-K均可以使用处理器来实现, 该处理器执行指令以使该处理器执行该匹配滤波器226、该SBS APP计算器230A-K、该符号解映射器232A-K、该FEC解码器234A-K和该符号重映射器236A-K的相应操作。可以使用相同的处理器或不同的处理器来实现每个组件。或者, 该匹配滤波器226、该SBS APP计算器230A-K、该符号解映射器232A-K、该FEC解码器234A-K和该符号重映射器236A-K均可以是专用电路(例如, ASIC)、GPU, 或用于执行该匹配滤波器226、该SBS APP计算器230A-K、该符号解映射器232A-K、该FEC解码器234A-K和该符号重映射器236A-K的相应操作的FPGA。一组电路可以专门用于实现所有匹配滤波器226、SBS APP计算器230A-K、符号解映射器232A-K、FEC解码器234A-K和符号重映射器236A-K。或者, 可以使用不同的电路来实现该匹配滤波器226、该SBS APP计算器230A-K、该符号解映射器232A-K、该FEC解码器234A-K和该符号重映射器236A-K中的一个或一些。

[0051] 在操作中, 发送信号在该光信道110中受到诸如色散的损害而失真。还存在其他噪声, 例如, 由于放大的自发辐射引起的噪声。对于使用双极化传输的实施例, 信号可能被偏振模色散(polarization mode dispersion, PMD)进一步损害。然而, 在使用双极化传输的实施例中, 在该接收机108处可以实现采用均衡器抽头的最小均方(least-mean square, LMS)自适应的 2×2 的蝶式均衡器(未示出), 以试图减轻该PMD。

[0052] 在该接收机108处, 首先由光电转换器222执行光电转换, 随后由ADC 224执行模数转换。执行接收信号的相干检测。该相干检测包括(使用匹配滤波器226)对该发射脉冲 $h(t)$ 进行匹配滤波, 以及以 $1/\tau T$ 的速率进行采样, 以获得采样输出 $y[n]$, 由下式给出:

$$[0053] \quad y[n] = \int_{-\infty}^{\infty} r(t)h(t - n\tau T)dt = \sum_m a[m]g[n - m] + z[n]$$

[0054] 其中

$$[0055] \quad g[n] = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t - n\tau T)dt$$

[0056] 是 $h(t)$ 的采样自相关函数, $z[n]$ 是通过匹配滤波和使用噪声方差 σ^2 进行采样后的噪声序列。该匹配滤波可以包括色散补偿。

[0057] 然后,与在该发射机104处划分该数据 u 的方式相同,使用开关228以循环方式将接收到的序列 $y[n]$ 划分成 K 个流 y_1, y_2, \dots, y_K 。具体而言,将该序列 $y[n]$ 划分成如下所示的 K 个流:对于 $k=1, 2, \dots, K, y_k[n] = y[K(n-1) + k]$,并且 $n=1, 2, \dots, N$ 。

[0058] 然后,分 K 个阶段进行解调和解码如下。首先,在第 K 个分支中开始对第 K 个符号流 y_K 进行解调和解码。首先开始对第 K 个符号流进行解调和解码,是因为 y_K 与以最大功率发送的符号流对应。具体而言, y_K 与流 a_K 对应,并且将最大幅值功率因子 P_K 应用于流 a_K 。对于 y_K 中的每个符号,如下进行解调和解码。SBS APP计算器230K首先计算该符号的逐个符号先验概率。假设存在全局迭代(如图3中的点画线250所示),这通过使用在前次迭代期间由该FEC解码器生成的比特的更新概率来实现。在第一次迭代期间(或者如果不存在全局迭代),将该先验概率初始化为零(即,均等概率),因为在第一次迭代中(或者如果不存在全局迭代)没有可用于来自该FEC的比特的信息。这些概率被用来计算损坏当前流的噪声和残差ISI的方差 σ^2 ,符号的后验概率与 $\exp(-\frac{(y[n] - a[n])^2}{\sigma^2})$ 成正比。然后,将SBS APP计算器230K的输出

发送到符号解映射器232K,该符号解映射器232K确定并输出该符号的每个比特的对数似然比(log-likelihood ratio, LLR)。随后,将该LLR输入到FEC解码器234K,该FEC解码器234K通过FEC解码生成对发送比特的更可靠的估计,这可能以输出的LLR或对应于该符号的硬判决比特的形式进行。随后,符号重映射器236K将该FEC解码器234K的输出重映射回该星座中的对应符号,并且重映射后的符号被发送到SBS APP计算器K-1。在图3中,解调器包括SBS APP计算器和符号解映射器,解码器包括FEC解码器。

[0059] 接着,在第 $(K-1)$ 个分支中开始对第 $(K-1)$ 个符号流 y_{K-1} 进行解调和解码。 y_{K-1} 与以第二大功率发送的符号流对应。对于 y_{K-1} 中的每个符号,以与第 K 个分支相同的方式进行解调和解码,但是存在以下例外:软干扰消除是通过从第 y_{K-1} 中减去来自第 K 个分支的重映射的符号执行的。软干扰消除是通过从整个接收信号中去除该第 K 个分支的符号的ISI贡献执行的。使用该第 K 个分支的软解调符号,(通过将该第 K 个流的符号与信道进行卷积)在解码器内重新生成对第 K 个流产生的信道ISI的估计,表示为 K_{ISI} 。随后,从整个接收信号中减去该 K_{ISI} ,从而去除该第 K 个流对整个接收信号的干扰效应。这有助于消除因该第 K 个分支而存在的ISI,并且该操作恰好发生在该SBS APP计算器230K-1中计算逐个符号先验概率之前。然后,该SBS APP计算器230K-1计算减除操作之后的信号的先验概率。

[0060] 从第 $(K-2)$ 至第1个分支中对每个后续分支中的每个后续流进行解调和解码,并使用来自执行的所有之前分支的重映射的符号进行软干扰消除。

[0061] 当对功率最大的,即最强的信号流 y_K 进行解码时,其他流 y_{K-1} 至 y_1 被认为是干扰。从图3可以清楚地看出,一旦信号流 y_K 被解码,就将解码比特映射回与该解码比特对应的符号,然后在对其他流 y_{K-1} 至 y_1 进行解码时减去该符号。类似地,当对信号流 y_{K-1} 进行解码时,其他流被认为是干扰,并且一旦信号流 y_{K-1} 被解码,就将解码比特映射回与该解码比特对应

的符号,然后在对其他流 y_{K-2} 至 y_1 进行解码时减去该符号。这个过程一直持续到 y_1 被解码。

[0062] 上述解调和解码方法具有以下潜在的有益之处,因为没有执行所有分支的联合解码,所以可以降低复杂度。使用来自之前解码的流的信息来执行每个流的顺序解码,而不是联合解码。相比于联合解码所有的流,这可以降低解码复杂度。而且,上述解调和解码方法利用了流之间的相对功率差值。

[0063] 在给定迭代中,通过从FEC解码器获得的一组先验概率激活均衡算法。可以使用与A.Barbieri、D.Fertonani和G.Covlavlpe于2009年10月在IEEE通信汇刊第57卷第10期第2951至2959页上发表的《线性调制的时频封装:频谱效率和实际检测方案》(“Barbieri等人的论文”)的第VI节中描述的相同算法来计算非本征概率。

[0064] 如箭头250所示,可以执行解调和解码过程的全局迭代。箭头250以虚线示出,以指示该全局迭代是可选的。类似地,使用虚线表示符号重映射器236A,因为它只在存在全局迭代时使用。每当执行全局迭代时,来自前一次迭代中的第1至(K-1)个分支的重映射的符号都被用于当前迭代中的第K个分支中的软干扰消除。尽管全局迭代是可选的,但是从可接受的复杂度的角度来看,因为不执行分支的联合解码,所以所示出的实施例可以很好地适用于实现全局迭代,这可以减少解码延迟,从而可以留下足够的时间来执行多次迭代。全局迭代的次数可以由系统设计者设置,或者该接收机108可以基于解码比特的输出(例如,使用校正子)确定是否在操作期间执行一个或多个全局迭代。当使用较小的时间加速度因子时,可能需要或期望更多的全局迭代。但是,总体复杂度仍然可以低于MAP均衡。

[0065] 选择功率因子

[0066] 在上述实施例中,对于每个流而言,应用于每个流的功率的幅值都会增加,使得最小幅值的功率被应用于流1,最大幅值的功率被应用于流K。在一种实现方式中,计算每个流 a_k 的功率分配如下:对于以信号与干扰加噪声比 ρ 实现无误差性能的给定纠错码,用于第k个流的功率因子 P_k 被计算为

$$[0067] \quad P_k = \frac{\rho \left(\sigma^2 + \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} |g[mK+i]|^2 P_{k-i} \right)}{|g[0]|^2 (1+\rho) - \rho \sum_{m=-\infty}^{\infty} |g[mK]|^2}$$

[0068] σ^2 是信道的噪声方差。以所选择的值 P_1 开始,可以执行连续评估直到获得 P_k 。或者,对于 $k=2, \dots, K$,功率因子 P_k 可以被选为:

$$[0069] \quad P_k \geq \frac{\rho \left(\sigma^2 + \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} |g[mK+i]|^2 P_{k-i} \right)}{|g[0]|^2 (1+\rho) - \rho \sum_{m=-\infty}^{\infty} |g[mK]|^2}$$

[0070] 也就是说, P_k 可以被选为大于或等于等式右边计算出的值的任意值。

[0071] 上述功率因子等式与Y.Kim和J.Bajcsy于2013年6月在第13届加拿大信息理论研讨会180至185页上发表的《通过非均匀功率分配实现的二进制超奈奎斯特光传输》中的公式不同(“Kim等人的论文”)。特别地,上述功率因子等式解决了Kim等人的论文中提出的方案中可能发生却被忽略的流内干扰。在Kim等人的论文中提出的方案中, τ 的值被限制为 $1/K$,这可能会限制系统设计。在本实施例中, τ 的值不仅限于 $1/K$ 。

[0072] 在另一个实施例中,可以选择功率因子 P_k ,使得总体可达到速率被最大化,例如,以与Barbieri等人的论文中所述的方法类似的方式。以这种方式选择功率因子可以涉及,

在考虑固定数量的流的前提下,在功率范围内执行功率扫描并且反复选择功率因子,直到总体可达到速率被最大化。与使用上述等式相比,以这种方式选择功率因子可以得到更好的性能。然而,选择功率因子以使可达到速率最大化,可能需要对每个流 a_k 使用不同的调制和编码速率。

[0073] 在另一个实施例中,使用以下启发式算法:假设存在大量的流,则将等式

$$[0074] \quad P_k = \frac{\rho \left(\sigma^2 + \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} |g[mK+i]|^2 P_{k-i} \right)}{|g[0]|^2 (1+\rho) - \rho \sum_{m=-\infty}^{\infty} |g[mK]|^2}$$

[0075] 用来为具有最强(最大幅值)的功率因子的流选择功率因子。假设存在均匀的功率分配,则所有其他流的功率因子被选为相同的较低的值。

[0076] 更通常地,功率因子不必都是不同的值,和/或其不必如在图2和图3的实施例中那样,每个流所应用的功率因子比前一个流具有更高的幅值。然而,应假设至少有一个流所应用的功率因子的幅值大于应用于另一个流的功率因子。

[0077] 仿真

[0078] 为了考虑不同功率负载场景的影响而进行仿真。通过剩余带宽为0.22的根升余弦(root-raised cosine, RRC)脉冲整形进行仿真。所使用的FEC码是标准低密度奇偶校验(low-density parity-check, LDPC) 第二代卫星数字视频广播(Digital Video Broadcast-Satellite-Second Generation, DVB-S2) 码,码字长度为64800比特。

[0079] 由于不同的功率被分配给不同的脉冲流,所以与均匀的功率分配相比,峰均功率比(peak-to-average power ratio, PAPR) 增加。影响该PAPR的两个设计参数是流K的数量和FTN时间加速度因子 τ 。

[0080] 选择FTN参数 τ ,使得对于给定的编码速率,目标频谱效率达到2比特每/秒/赫兹/极化方向。因此,对于3/4、4/5、5/6和8/9的编码速率, τ 的对应值分别为0.61、0.66、0.68和0.73。通过长度为1000km的光纤考虑双偏振四相相移键控(dual polarized quaternary phase shift keying, DP-QPSK) 传输,其中色散参数 $\beta_2 = -22.63 \text{ ps}^2/\text{km}$,偏振模色散为 $0.1 \text{ ps} / \sqrt{\text{km}}$ 。

[0081] 关于可达到速率的评估在图4中示出。与奈奎斯特传输($\tau=1; K=1$) 相比,减小 τ 的值可以改善频谱效率。此外,对于 τ 的给定值,与单流传输相比,增加数据流K的数量可以导致额外的性能增益。如从图5中的误比特率(bit-error rate, BER) 曲线可以观察到的,这些性能增益被转换为使用较低的发送功率或等同地以较低的光信号噪声比(optical signal-to-noise ratio, OSNR) 实现相同的频谱效率。虽然使用MAP均衡器的FTN传输在 $\tau=0.73$ 和 $\tau=0.66$ 时实现了更好的性能,但是当 τ 下降到0.61时,GMS方案实现了更好的性能。由于功率负载不同,性能增益是通过使用 $K=3$ 个流的FTN传输和在接收机处进行低复杂度逐个符号检测实现的。另一个关键的观察结果是,假设具有能够实现最佳性能的不同的 τ 元组和编码率,在比较MAP均衡器和GMS方案的性能时,性能损失可以忽略不计。最后,如图6中所示,根据PAPR评估所提出的GMS方案。对于 τ 的给定值,增加流的数量导致更高的PAPR值。而且,对于给定数量的流,减小 τ 的值导致PAPR的值更高。这些结果表明,在该PAPR和最佳可达到速率或BER性能之间存在权衡。K的值应该这样选择,即使用K的最小值可以达到目标性能。因此,对于 $\tau=0.61$ 和 $\tau=0.66$,确定 $K=3$ 提供了最佳BER性能,对于 $\tau=0.68$ 和 $\tau=0.73$,

确定 $K=2$ 提供了最佳BER性能。

[0082] 因此, 在一些实施例中, 提供了一种选择流 K 的数量作为针对FTN信号的给定码率和给定时间加速度因子 τ 的BER性能和PAPR性能的函数的方法。

[0083] 本文所公开的实施例的可能的益处如下所示。实现本文所公开的实施例所需要的发射机/接收机的修改处于数字域, 即对数字信号处理(digital signal processing, DSP)的改变。尽管由于FTN信号而存在ISI, 但仍然可以使用为高斯信号设计或优化的传统FEC, 并且可能没有显著的性能损失也没有白化滤波器(除匹配滤波之外)。相比于一些其他的FTN均衡器, 例如, L.Piti、G.Meloni、G.Berrettini、F.Fresi、M.Secondini、T.Foggi、G.Covlavlpe、E.Forestieri、A.D'Errico、F.Cavaliere、R.Sabella和G.Prati于2012年9月在第38届欧洲光通信大会暨展览会第1-3页上发表的《在200GHz带宽进行1Tb/s的DP-QPSK通信》中公开的MAP均衡器, 计算复杂度可以更低。本文所公开的实施例可以被认为是灵活的, 因为假设存在不同的性能度量, 数据流的数量和FTN信号可以独立优化。例如, 在给定的FTN信号速率, 可以选择落入最大可达到速率的期望裕度内的最小数量的流。另外, 与Kim等人的论文中的方案不同, 本文所公开的实施例不限制每个流要以奈奎斯特速率发送, 这允许FTN的合理时间加速度因子的范围更广。本文所公开的实施例采用多级逐个符号检测(这可以被认为是低复杂度的)以及软符号干扰消除策略。降低 τ 的值可以在不牺牲复杂度的情况下提高频谱效率。而且, 本文所公开的实施例可以在不增加发射功率的情况下提高频谱效率, 并且对于有限带宽网元可以是稳健的。在本文所公开的实施例中, 可以在接收机处以可管理的复杂度对FTN信号进行解码。在本文所公开的实施例中, 可以为广义多流FTN传输提供最佳功率加载技术。在本文所公开的实施例中, 可以提供适用于非二进制传输的逐个符号FTN检测。与MAP/MLSE均衡器不同, 本文所公开的实施例中的检测方法可以与时间加速度因子无关。使用本文所公开的实施例的逐个符号检测可以降低FTN均衡器的复杂度, 而又不会明显地降低性能。如本文的一些实施例中所公开的, 通过使用FTN提高频谱效率, 可以减小波特率和/或可以使用比较廉价的光电子设备, 并且这种降低的复杂度可以允许在硅中实现接收机架构。

[0084] 其他示例性系统和方法

[0085] 以上结合图1和图2描述的发射机和接收机是一个具体示例。进一步的变形和概括如下所述。

[0086] 图7是根据一实施例的由发射机执行的操作的流程图。该发射机可以具有能够执行该方法的步骤的任何结构。图2中的发射机只是一个示例。

[0087] 在步骤402中, 将比特划分成 K 个比特流。例如, 这可以使用开关(例如, 如在图2中的开关200中那样)来执行。

[0088] 在步骤404中, 获得 K 个功率缩放符号流。结合图2描述了一种实现这一步骤的方式。在一个实施例中, 可以执行以下操作: 对于 $k=1, \dots, K$ 中的每一个: 使用相应的前向纠错码对该 K 个比特流中的第 k 个比特流进行编码以获得第 k 个编码比特流, 将该第 k 个编码比特流映射到相应的符号以获得第 k 个符号流, 以及将相应的功率因子应用于该第 k 个符号流以获得第 k 个功率缩放符号流。

[0089] 在步骤406中, 组合该 K 个功率缩放符号流以获得传输符号流。例如, 这可以使用开关, 如在图2中的开关210, 来执行。

[0090] 在步骤408中,使用FTN信号发送该传输符号流。例如,这可以使用以 $1/\tau T$ 的速率生成符号的脉冲整形器来执行,例如在图2中的脉冲整形器208中。对于特定的波特率B,可以在数字域中进行脉冲整形,其形状与信道更好地匹配,例如,根升余弦(root raised cosine, RRC)脉冲。该脉冲可以使用几个数字化的采样信号表示,并且还可以得到比信号的所需带宽略高的支持,用剩余带宽项 α 表示,其中 α 具有在0.1和0.5范围内的典型值。

[0091] 在一些实施例中,应用于该符号流中的一个符号流的相应的功率因子的幅值大于应用于该符号流中的另一个符号流的相应的功率因子的幅值。在一些实施例中,对于 $k=2, \dots, K$ 中的每一个:应用于该第k个符号流的相应的功率因子的幅值不小于应用于第(k-1)个符号流的相应的功率因子的幅值。在一些实施例中,应用于该第k个符号流的该相应的功率因子满足关系

$$[0092] \quad P_k \geq \frac{\rho \left(\sigma^2 + \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} |g[mK+i]|^2 P_{k-i} \right)}{|g[0]|^2 (1+\rho) - \rho \sum_{m=-\infty}^{\infty} |g[mK]|^2}$$

[0093] 其中 P_k 是该第k个符号流的相应的功率因子, ρ 是误差控制码实现无误差性能时的信干噪比, σ^2 是信道的噪声方差,并且 $g[n] = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t - n\tau T)dt$,其中 τ 是该FTN信号的时间加速度因子, $h(t)$ 是发射脉冲, T 是该发射脉冲的持续时间。在一些实施例中, K 是针对该FTN信号的给定码率和给定时间加速度因子 τ 的BER性能和PAPR性能的函数。在一些实施例中,对于该K个比特流中的每个比特流,相应的前向纠错码是相同的,但这不是必需的。在一些实施例中,该相应的前向纠错码是LDPC码,但也可以使用其他FEC码代替。在一些实施例中,将该第k个编码比特流映射到相应的符号包括应用QAM,但也可以使用其他调制方案代替。在一些实施例中,该发射机是相干光发射机。但是,实施例不限于光学环境。本文所描述的方法同样适用于其他通信系统,例如,在电域中运行的无线或有线通信系统。

[0094] 图8是根据一实施例的由接收机执行的操作的流程图。该接收机可以具有能够执行该方法的步骤的任何结构。图3中的接收机仅是一个示例。

[0095] 在步骤502中,将接收到的符号划分成K个符号流。例如,这可以使用开关,如图3的开关228,来执行。该符号流中的每一个符号流使用FTN信号以相应的功率发送。应用于该符号流中的一些符号流的相应功率可以相同或不同。

[0096] 在步骤504中,执行该K个符号流的解调和解码。结合图3描述了一种实现这一步骤的方式。在一个实施例中,可以执行以下操作:(i) 对该K个符号流中的第K个符号流进行解调和解码以获得第K组比特;(ii) 将该第K组比特映射到第K组符号;(iii) 对于 $k=K-1, \dots, 1$ 中的每一个:对该K个符号流中的第k个符号流进行解调和解码以获得第k组比特。

[0097] 在一些实施例中,发送该第K个符号流的功率大于发送该K个符号流中的至少另一个符号流的功率。

[0098] 在一些实施例中,(iii)中的解调和解码包括:使用从解调和解码该K个符号流中的第(k+1)至第K个符号流获得的多个比特映射的第(k+1)至第K组符号执行干扰消除,例如,如图3中所示。然而,更通常地,干扰消除不必使用所有从解调和解码该第(k+1)至第K个符号流获得的比特中映射的该第(k+1)至第K组符号。在其它实施例中,只有来自某些之前解码的符号流的符号可以被用来执行干扰消除。例如,在一些实施例中,(iii)中的解调和

解码包括:使用从解调和解码该K个符号流中的第(k+n)个符号流获得的多个比特映射的至少一组符号来执行干扰消除,其中n是1和K-k之间的值。例如,该第(k+n)个符号流可以是对正在被解码的当前符号具有最多(或很多)干扰的符号流。

[0099] 在一些实施例中,执行该K个符号流的解调和解码可以包括执行N次迭代。该N次迭代中的每一次迭代可以包括步骤(i)至(iii)。对于 $n=2, \dots, N$ 中的每一个:第n次迭代的步骤(i)可以包括通过执行包括干扰消除的操作对该第K个符号流进行解调和解码。在一些实施例中,例如,该干扰消除可包括使用从在第(n-1)次迭代中解调和解码第1至第K个符号流获得的多个比特映射的多组符号,如图3中的虚线所示。更通常地,该干扰消除不必使用所有在第(n-1)次迭代中的第1至第K个符号流。在其他实施例中,在第(n-1)次迭代中解码的第1至第K个符号流中仅有部分可以被用来执行干扰消除。

[0100] 在一些实施例中,对于 $k=2, \dots, K$ 中的每一个:发送该第k个符号流的功率的幅值不小于用于发送第(k-1)个符号流的功率的幅值。在一些实施例中,符号流均具有相同的编码和调制,但这不是必需的。对于部分或全部流,编码和/或调制可以不同。在一些实施例中,该符号流均可以具有LDPC编码,并且解码将包括执行LDPC解码。在一些实施例中,该符号流均具有QAM。然而,也可以使用其他调制和/或编码代替。

[0101] 虽然已经结合特定特征和实施例对本发明进行了描述,但在不脱离本发明的情况下,可以对本发明进行各种修改和组合。相应地,本说明书和附图被简单地认为是对所附权利要求书所限定的本发明的部分实施例的解释,并被考虑为涵盖落入本发明范围内的任何和所有修改、变形、组合或同等做法。因此,虽然已经详细描述了本发明及其优点,但是在不脱离如所附权利要求所限定的本发明的情况下,可以作出各种改变、替换和变更。此外,本申请的范围并非意在局限于说明书中所描述的工艺、机器、制造、物质组成、方式、方法和步骤的特定实施例。如本领域普通技术人员将从本发明的公开中容易理解的,根据本发明,可以利用与本文所描述的对实施例实质上执行相同的功能或实现与其实质上相同的结果的现有的或将在以后开发的工艺、机器、制造、物质组成、方式、方法和步骤。因此,所附权利要求意在将这样的工艺、机器、制造、物质组成、方式、方法和步骤包含在其范围之内。

[0102] 此外,本文中例示的执行指令的任何模块、组件或设备可以包括或以其他方式访问非暂时性计算机/处理器可读存储介质,用于存储诸如计算机/处理器可读指令、数据结构、程序模块和/或其他数据的信息。非暂时性计算机/处理器可读存储介质的示例的非穷尽列表包括磁带盒、磁带、磁盘存储器或其他磁性存储设备、光盘(例如,光盘只读存储器(compact disc read-only memory, CD-ROM)、数字视频光盘或数字多功能光盘(digital versatile disc, DVD)、蓝光光盘TM或其他光学存储器、以任何方法或技术实现的易失性和非易失性介质以及可移动和不可移动介质、随机存取存储器(random-access memory, RAM)、只读存储器(read-only memory, ROM)、电可擦除可编程只读存储器(electrically erasable programmable read-only memory, EEPROM)、闪存或其他存储器技术。任何这样的非暂时性计算机/处理器存储介质可以是设备的一部分,或可以被该设备访问或可以与该设备连接。本文所描述的任何应用或模块可以使用计算机/处理器可读/可执行指令来实现,该指令可以由这样的非暂时性计算机/处理器可读存储介质存储或保存。

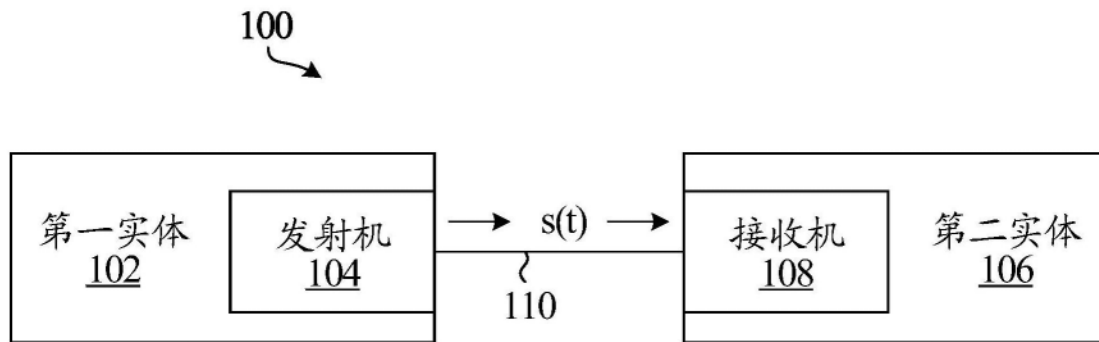


图1

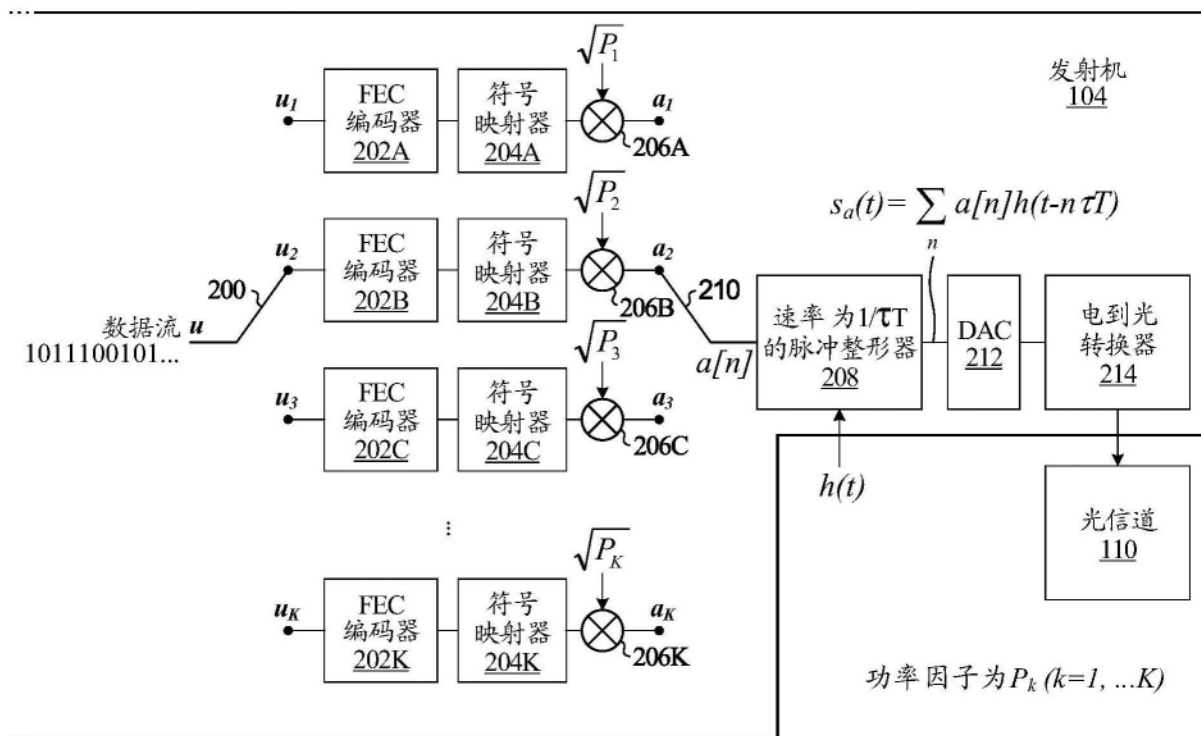


图2

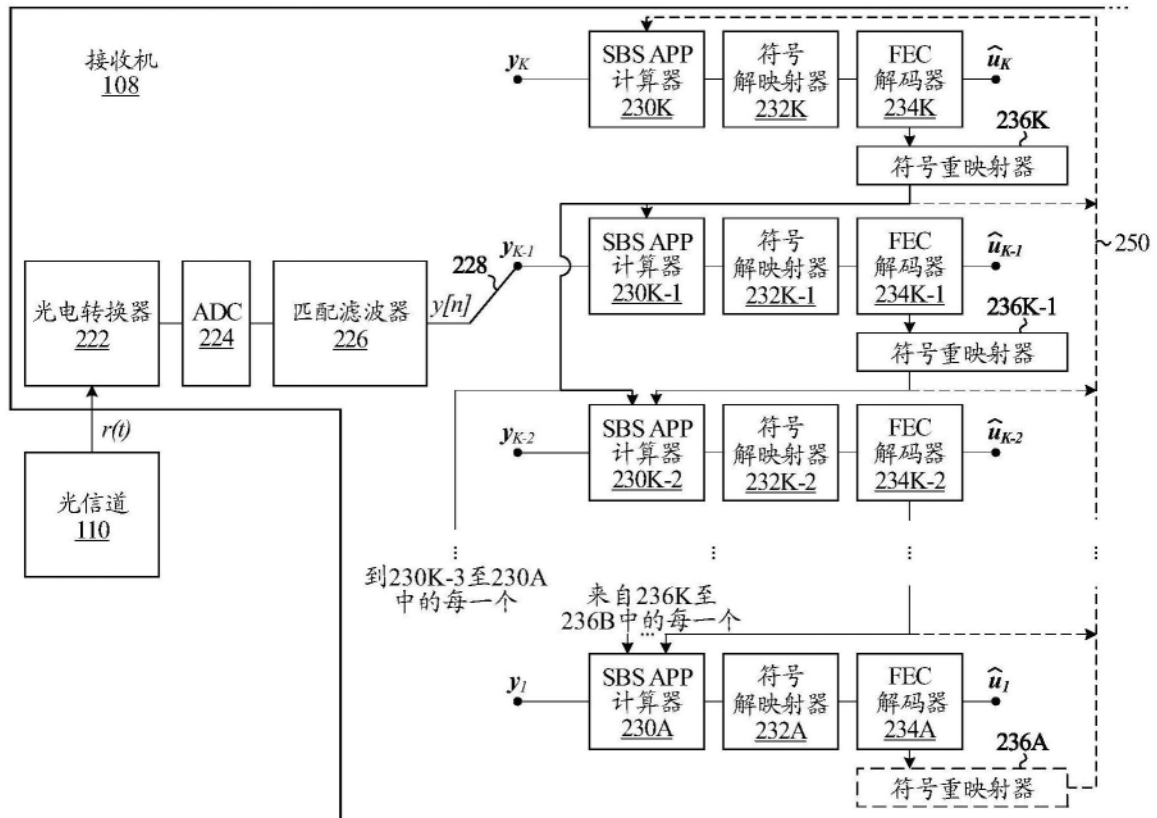


图3

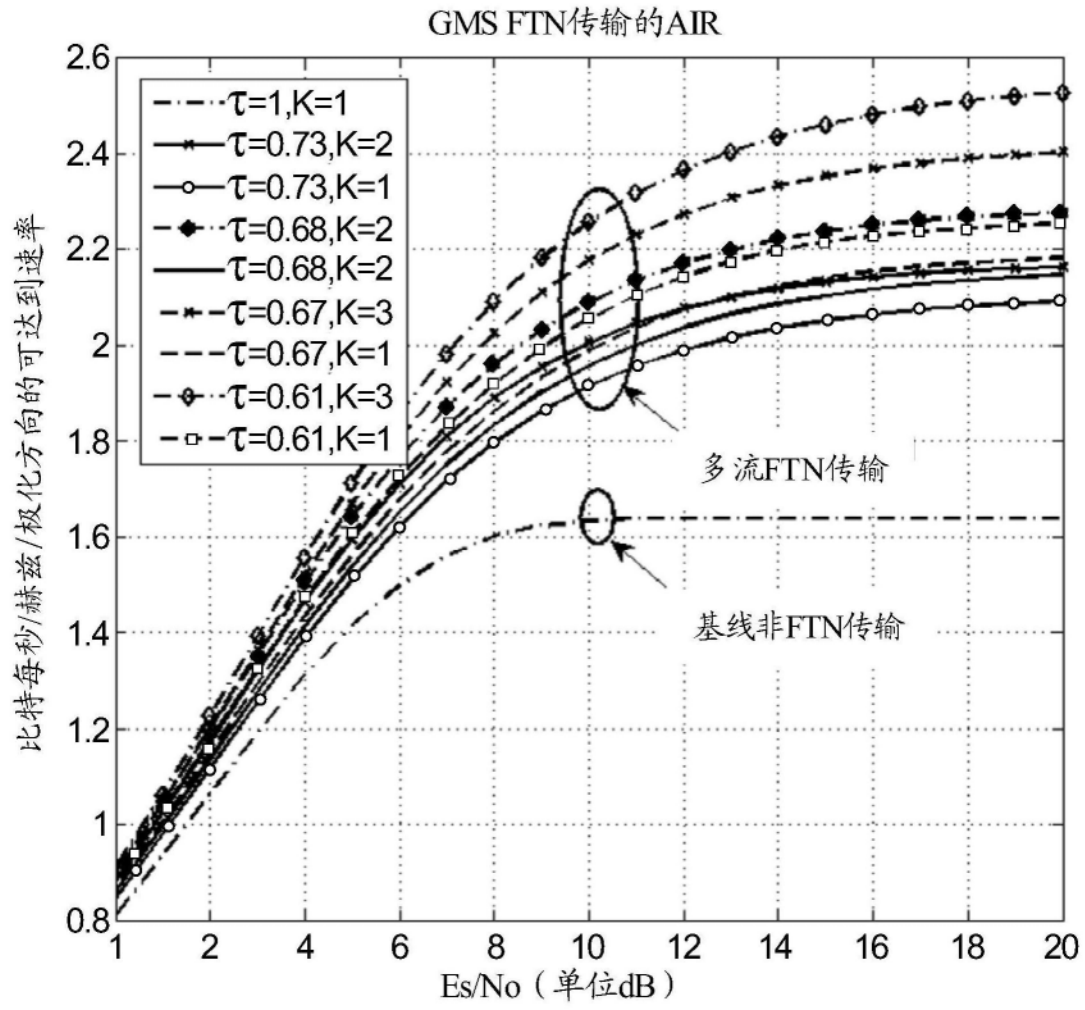


图4

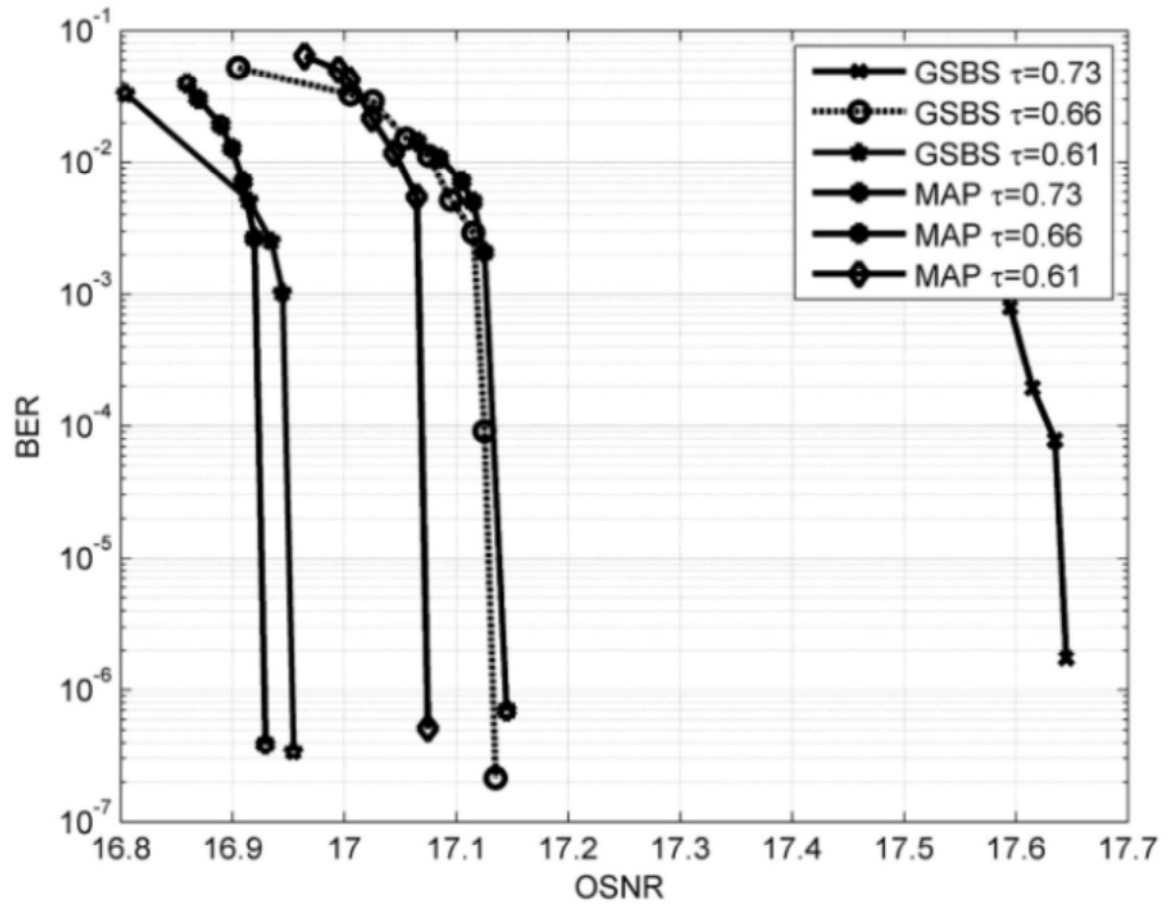


图5

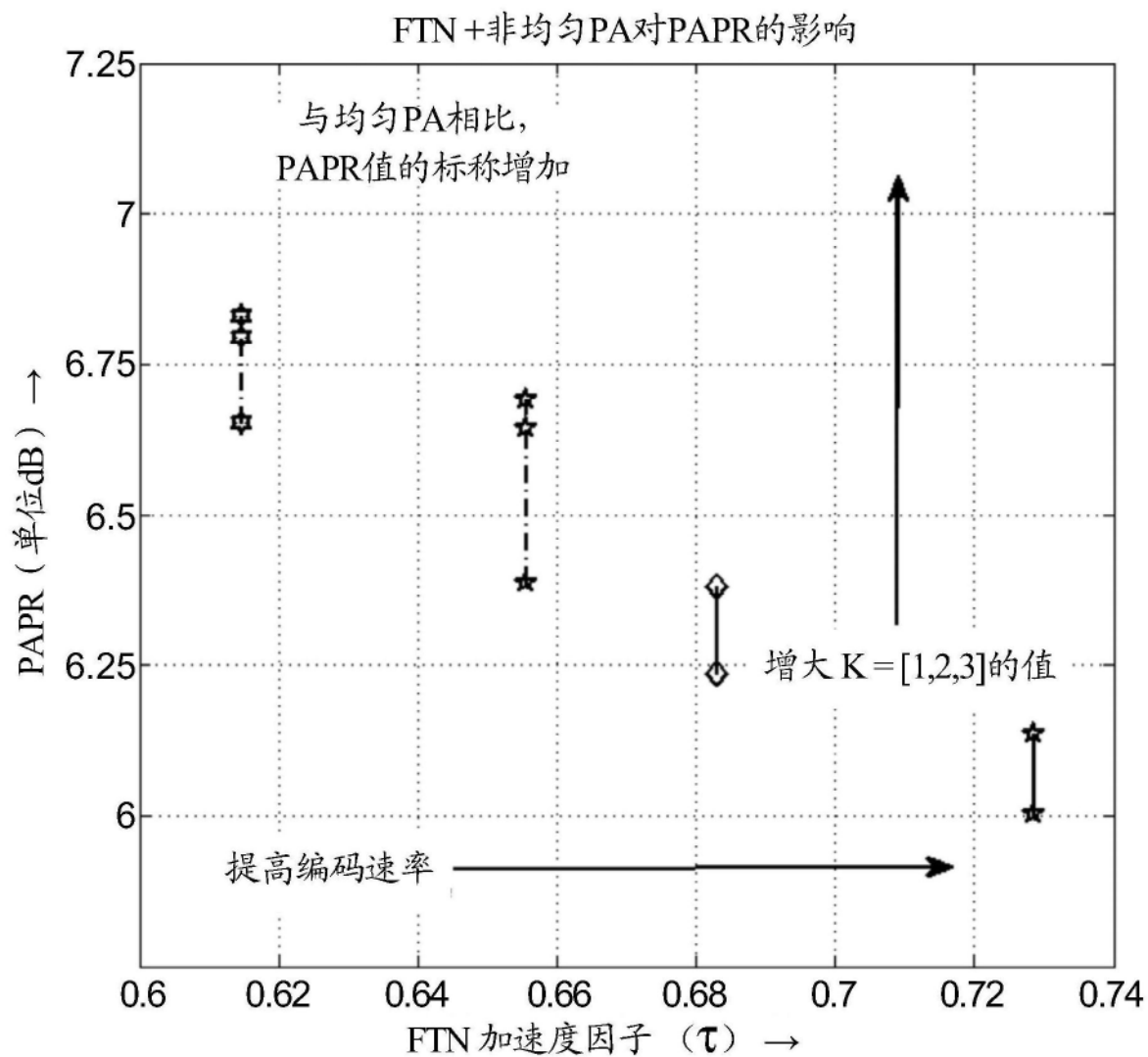


图6

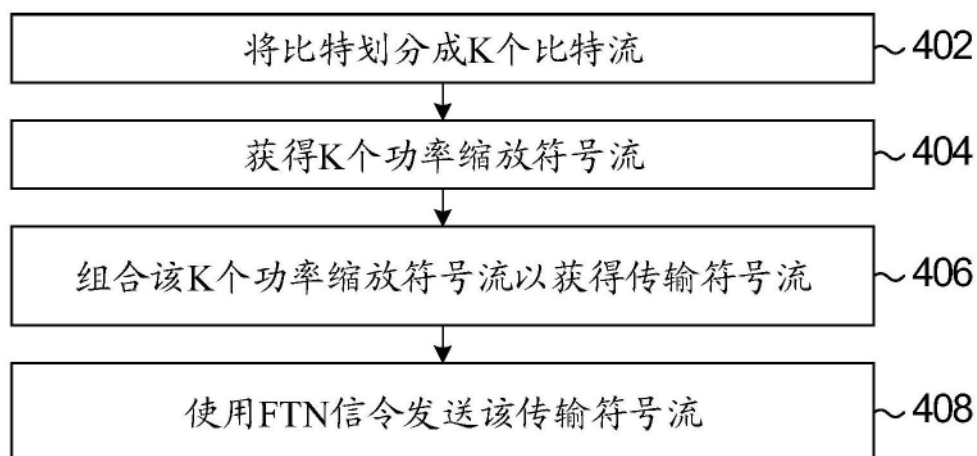


图7

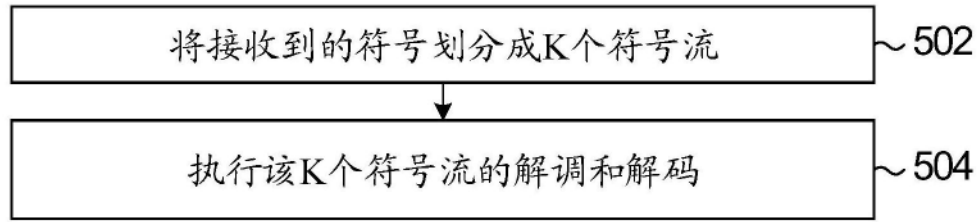


图8